

Министерство образования и науки РФ
Федеральное космическое агентство
Российская академия космонавтики им. К. Э. Циолковского
Международная академия информатизации
Российская метрологическая академия
Российская инженерная академия
ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»
ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений»

**ДАТЧИКИ И СИСТЕМЫ:
МЕТОДЫ, СРЕДСТВА И ТЕХНОЛОГИИ
ПОЛУЧЕНИЯ И ОБРАБОТКИ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ**

(Датчики и системы – 2012)

*Труды
Международной научно-технической конференции
с элементами научной школы для молодых ученых*

г. Пенза, 22–26 октября 2012 г.

Пенза
Издательство ПГУ
2012

УДК 621.317.083-088

Д12

Д12

Датчики и системы: методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации (Датчики и системы – 2012) : тр. Междунар. науч.-техн. конф. с элементами научной школы для молодых ученых (г. Пенза, 22–26 октября 2012 г.) / под ред. Е. А. Ломтева, А. Г. Дмитриенко. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – 330 с.

ISBN 978-5-94170-494-1

В книгу включены доклады Международной научно-технической конференции «Датчики и системы – 2012». Тематика докладов охватывает следующие направления научных исследований: современные методы получения преобразования и обработки измерительной информации; моделирование информационных процессов и систем; метрологическое обеспечение средств измерения; построение интеллектуальных систем измерения и контроля; общие вопросы точного приборостроения и информационно-измерительной техники; интеллектуальные мониторинговые датчики; микро- и наносенсоры и сенсорные сети; интеллектуальные системы мониторинга, измерения, контроля, управления и диагностики технически сложных изделий ракетно-космической промышленности и объектов инфраструктуры; элементы и узлы средств измерений, неразрушающего контроля и диагностики; виртуальные измерительные приборы и системы.

Издание подготовлено на кафедре «Информационно-измерительная техника» Пензенского государственного университета и ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений» и предназначено для научных работников, студентов, сотрудников вузов, докторантов, аспирантов и студентов старших курсов соответствующих специальностей.

УДК 621.317.083-088

Доклады публикуются в авторской редакции.

ISBN 978-5-94170-494-1

© Пензенский государственный
университет, 2012

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

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.

Abstract. 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.

Keywords: 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 информационно-измерительных и управляющих систем.

Современные тенденции развития техники обуславливают необходимость значительного улучшения характеристик датчиков-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 цифро-аналоговые 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;

- повышения 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;
- увеличения 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;
- увеличения ресурса работы датчиков за счет подбора особо стабильных и прочных материалов;
- повышения надежности за счет резервирования и применения элементов с малой или равной интенсивностью отказов;
- снижения затрат на обслуживание, эксплуатацию;
- обеспечения 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 ($(P) > 0,995 \div 0,999$ за 10-15 лет эксплуатации), тогда как вероятность безотказной работы для стендовых датчиков в среднем $0,95 \div 0,98$ за 10 лет, а для датчиков, устанавливаемых на двигательных установках, ракетах-носителях и разгонных блоках, $0,99 \div 0,995$ 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, к ДПА для КА предъявляются более жесткие требования к энергетическим и габаритно-массовым показателям, чем к аппаратуре других групп.

К настоящему времени стало совершенно очевидным, что микроэлектронная технология вносит радикальные улучшения буквально во все типы датчиковой аппаратуры. Это приводит к тому, что датчики, построенные на традиционных принципах преобразования (индуктивный, емкостный, взаимоиндуктивный, вихрековый, 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, пьезоэлектрические, 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 «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 контролируемому оборудованию и форме связи с параметрами её 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 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 (ТСО) в части работ 2011-2012 годов по ракетно-космической технике (РКТ) и наземной космической инфраструктуре (НКИ) при участии Пензенского государственного университета.

Разработан 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 особенностями созданных базовых объектовых интеллектуальных систем мониторинга и контроля типовых ТСО РКТ и НКИ от существующих систем мониторинга и контроля 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 удалённое 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 СММК 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 участвующего 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 обработку, 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 на минимизацию ущерба;
- 7) поддержку 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 (ТСО) 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 ТСО;
- 3) представление информации о текущем техническом состоянии ТСО в пункты мониторинга (ПМ) эксплуатирующему персоналу;
- 4) документирование и архивирование данных о техническом состоянии ТСО;
- 5) передача информации на 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):

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

- модуль ЭВМ реализован на платформе прикладных процессоров ОМАР (система на кристалле), позволяющий 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 4 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 соответствует «Перечню приоритетных направлений развития науки, технологий и техники в Российской Федерации», утвержденному Указом Президента от 07.07.2011 №899 (п. Информационно-телекоммуникационные системы, пп. 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 года и дальнейшую перспективу» и крайне нуждается в ускорении своего развития.

УДК 621.317.7

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ИЗМЕРЕНИЯ В ВИРТУАЛЬНЫХ АНАЛИЗАТОРАХ ИМПЕДАНСА ПУТЕМ СОЧЕТАНИЯ СИНУСОИДАЛЬНОГО И ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОГО ТЕСТОВЫХ СИГНАЛОВ

Д. А. Бобылев

Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН (ИПУ РАН), г. Москва

Аннотация. Рассматривается 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.

Ключевые слова: измерение импеданса, фазочувствительное преобразование, полигармонический сигнал, амплитудно-частотная характеристика.

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, привели к тому, что многие трудности, связанные с раздельным преобразованием составляющих импеданса при синусоидальном тестовом сигнале (ТС), 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 ТС, который в большинстве случаев остается синусоидальным. Между тем дополнительное применение простых импульсных тестовых сигналов может существенно расширить возможности ИАИ.

1. Базовый метод преобразования составляющих импеданса

Измерение импеданса на некоторой частоте f_c при синусоидальном ТС значительно упрощает процедуру измерения составляющих комплексного напряжения $\dot{U}$, соответствующего напряжению $u(t)$ на объекте исследования (ОИ) и комплексного тока $\dot{I}$, соответствующего 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:

$$Z = \frac{\operatorname{Re} \dot{U} + j \operatorname{Im} \dot{U}}{\operatorname{Re} \dot{I} + j \operatorname{Im} \dot{I}} \quad (1).$$

Наиболее целесообразно составляющие комплексных сигналов $\operatorname{Re} \dot{U}$, $\operatorname{Re} \dot{I}$, $\operatorname{Im} \dot{U}$, $\operatorname{Im} \dot{I}$, определять посредством линейного фазочувствительного преобразования (ФЧП), представляющего собой скалярное произведение исследуемых сигналов и опорных сигналов ФЧП $g_{\operatorname{Re}}(t)$, $g_{\operatorname{Im}}(t)$. 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.

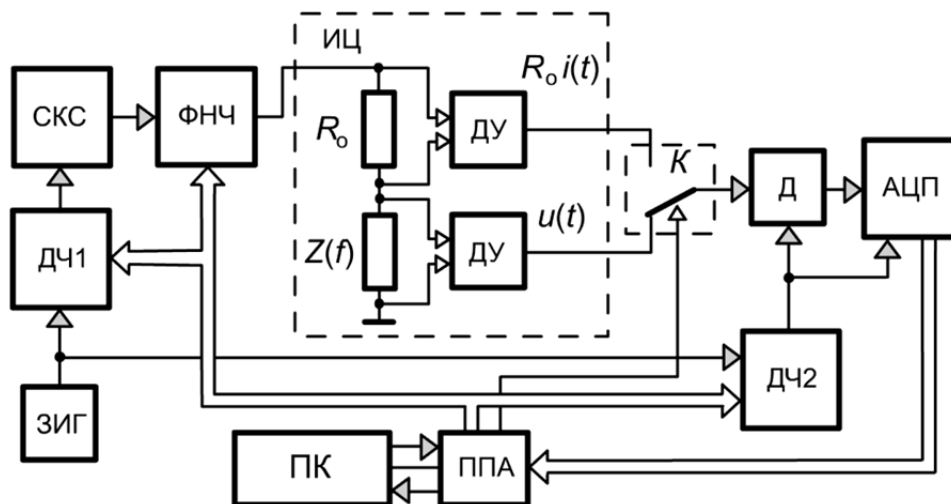


Рис. 1. Структурная схема виртуального измерителя-анализатора импеданса

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 $\text{Re}\dot{U}$, $\text{Re}\dot{I}$, $\text{Im}\dot{U}$, $\text{Im}\dot{I}$, определяются как взвешенные суммы результатов дискретизации:

$$\text{Re}\dot{U}(\text{Im}\dot{U}) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N v(n) \cdot h(n) \cdot g_{\text{Re}(\text{Im})}(n), \quad (2)$$

где N – число отсчетов, $v(n)$ – дискретные значения сигнала $u(t)$, $h(n)$ – весовая функция, обеспечивающая необходимую избирательность ФЧП, $g_{\text{Re}}(n) = \cos(2\pi n N_T / N)$, $g_{\text{Im}}(n) = \sin(2\pi n N_T / N)$ – орты ФЧП, где N_T – целое число периодов ТС укладываемых на интервале наблюдения $T_n = N / f_d$.

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 ТС – $N_{\text{пер}}$, равное частному от деления N на наибольший общий множитель N и N_T , будет определять избирательные возможности ФЧП по отношению к гармоникам ТС. 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 $T_n = N / f_d$ должен составлять несколько сотен миллисекунд и не должен существенно зависеть от частоты ТС. При этом для реализации ИАИ класса точности 0,05...0,1 % достаточно нескольких сотен 16-17-ти разрядных отсчетов. Соответственно шаг дискретизации в этом случае будет слабо зависеть от частоты ТС и составит примерно 1-2 мс. Такой объем измерительной информации позволяет не только получить составляющие основной гармоники ТС, но и реализовать преобразование Фурье на частотах не менее десятка гармоник ТС. Отсутствие же таковых в ТС на практике приводит к неоправданному отказу от дополнительной информации об ОИ.

Таким образом, используя метод дискретизации сигналов и линейное ФЧП, ограничиваться только синусоидальным ТС попросту нерационально, поскольку применяя полигармонический ТС, содержащий K гармоник, можно получить значения импеданса сразу на K частотах [3].

2. Дополнительные возможности ИАИ с комбинацией синусоидального и полигармонического ТС

В настоящее время широко распространены ИАИ с синусоидальным ТС достаточно высокой точности и в тоже время существуют разработки быстродействующих приборов, позволяющих измерять импеданс при полигармоническом ТС 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 ТС может дать и синергетический эффект, если эффективную полосу широкополосного ТС 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-ти 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 ТС в случае их недостаточной точности можно использовать для оптимизации алгоритма измерения импеданса при синусоидальном ТС, 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 ТС, позволяющий точно измерить импеданс на частоте основной гармоники и использовать результат менее точного измерения импеданса на частотах высших гармониках для целей, указанных выше. Если в процессе измерения 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 ТС. 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.

3. 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,а), 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 ТС: меандр (рис. 2,в) и ТС 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 ТС 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 ТС вообще можно заменить меандром, что существенно упростит аппаратную часть ИАИ.

Метод формирования полигармонического ТС с плотной «упаковкой» одинаковых по амплитуде гармоник (рис. 2,д) изложен в [4]. В его основе суммирование гармоник с фазой пропорциональной номеру гармоники. В этом случае зависимость амплитуды U_A полигармонического ТС от числа суммируемых гармоник при их единичной амплитуде (рис. 2,е) можно аппроксимировать выражением $U_A \approx 1,2\sqrt{K}$.

Представленный на рис. 2,ж полигармонический ТС – 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 ТС (рис. 2,з).

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 $f_c K \dots f_c M$ необходимо подавать в процессе цифровой обработки сигнала согласно (2). Если на период ТС приходится $N_{\text{пер}} > 2K$ равномерных отсчетов, то можно вычислить K комплексных значений спектра ТС и обеспечить инвариантность этого результата к гармоникам с номерами до $N_{\text{пер}} - (K + 1)$ включительно. Таким образом коэффициент k_M подавления паразитной гармоники с номером $M = N_{\text{пер}} - K$, позволяющий оценить погрешность от влияния высших гармоник с номерами больше M , связан с порядком ФНЧ n_Φ соотношением:

$$k_M = (N_{\text{пер}} / K - 1)^{n_\Phi}$$

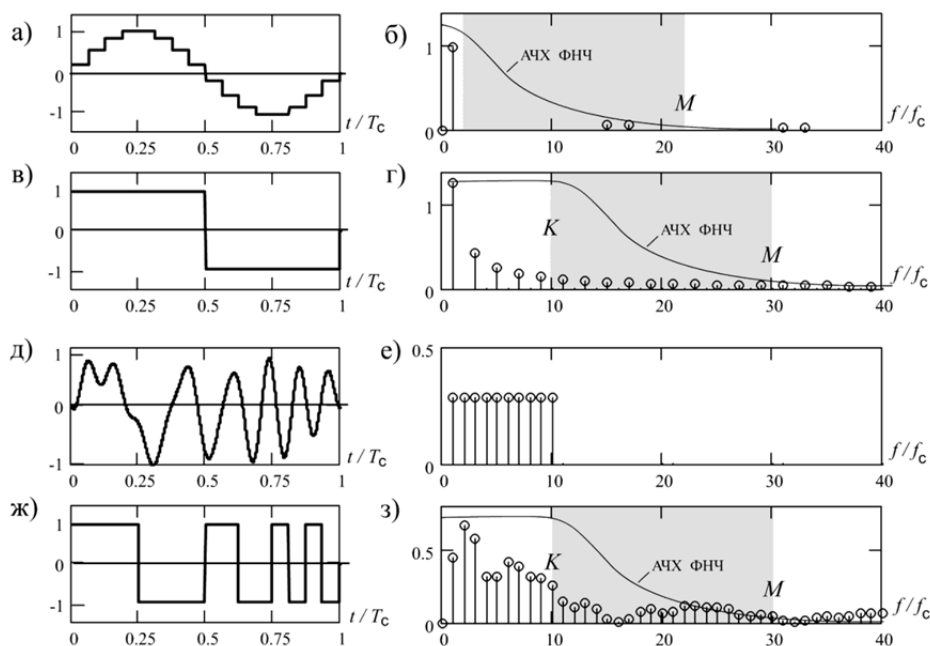


Рис. 2. Простые тестовые сигналы и их спектры

Например, при использовании ФНЧ четвертого порядка при $K = 10$ необходимо иметь около сотни отсчетов, приходящихся на период ТС, что является вполне приемлемой платой за возможность реализации в ИАИ с синусоидальным ТС дополнительного режима измерения импеданса с полигармоническим тестовым воздействием.

Заключение

Применение в ИАИ наряду с синусоидальным ТС 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 – сколько либо существенного дополнительного вычислительного ресурса.

* * *

1. Агамалов Ю.Р., Бобылев Д.А., Кнеллер В.Ю. Виртуальные измерители-анализаторы параметров импеданса // Датчики и системы. – 2004. – № 5. – С. 14–18.
2. Бобылев Д.А. Оптимальная реализация фазочувствительного преобразования в виртуальных измерителях-анализаторах импеданса // Датчики и системы. – 2004. – № 8. – С. 19–22.
3. Бобылев Д.А. Применение полигармонического тестового воздействия для повышения быстродействия измерителей-анализаторов импеданса // Датчики и системы. – 2010. – № 12. – С. 19–25.
4. Белов Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов. – М.: Изд. центр «Академия», 2005. – 224 с.

УДК 621.317

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПО МГНОВЕННЫМ ЗНАЧЕНИЯМ СИГНАЛОВ¹

В. С. Мелентьев, В. И. Батищев, Ю. М. Иванов

Самарский государственный университет, г. Самара

Аннотация. Рассматривается метод измерения интегральных характеристик гармонических сигналов, использующий как пространственное, так и временное разделение мгновенных значений сигналов. Приводятся результаты анализа погрешности измерения интегральных характеристик из-за отклонения реального сигнала от гармонической модели.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 11-08-00039-а).

Abstract. 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.

Keywords: 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. Это 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). В результате этого, 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 (в общем случае произвольные) углы $\Delta\alpha$ [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 ноль [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 ноль 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 ноль одновременно измеряют мгновенное значение дополнительного напряжения, сдвинутого по фазе относительно входного на угол $\Delta\alpha$, и мгновенное значение тока; через интервал времени Δt одновременно измеряют мгновенные значения входного и дополнительного сигналов напряжения и тока. ИХГС определяют по измеренным значениям.

Временные диаграммы, поясняющие метод, представлены на рис. 1.

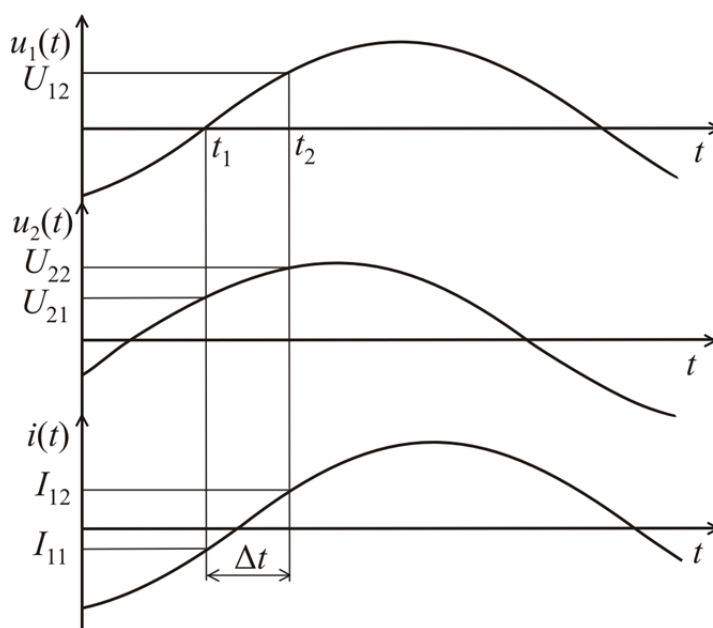


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Для входного напряжения $u_1(t) = U_m \sin \omega t$ и тока $i(t) = I_m \sin(\omega t + \phi)$ и дополнительного сигнала напряжения $u_2(t) = U_m \sin(\omega t + \Delta\alpha)$ в момент времени t_1 , когда сигнал напряжения переходит через ноль, выражения для мгновенных значений примут вид:

$$U_{21} = U_m \sin \Delta\alpha; I_{11} = I_m \sin \phi,$$

где U_m, I_m – амплитудные значения сигналов напряжения и тока; ω – угловая частота входного сигнала; ϕ – угол сдвига фаз между напряжением и током.

Через образцовый интервал времени Δt (в момент времени t_2) мгновенные значения сигналов будут равны:

$$U_{12} = U_m \sin \omega \Delta t; U_{22} = U_m \sin(\Delta\alpha + \omega \Delta t); I_{12} = I_m \sin(\phi + \omega \Delta t).$$

Используя мгновенные значения сигналов, после преобразований можно получить выражения для определения основных ИХГС:

– среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока

$$U_{СКЗ} = \frac{2|U_{12}U_{21}U_{22}|}{\sqrt{2[4U_{21}^2U_{22}^2 - (U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)^2]}}; \quad (1)$$

$$I_{СКЗ} = \sqrt{\frac{2U_{21}U_{22}[2U_{21}U_{22}(I_{11}^2 + I_{12}^2) - I_{11}I_{12}(U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)]}{2[4U_{21}^2U_{22}^2 - (U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)^2]}}; \quad (2)$$

– активная (АМ) и реактивная (РМ) мощности

$$P = \frac{2U_{12}U_{21}U_{22}[2I_{12}U_{21}U_{22} - I_{11}(U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)]}{2[4U_{21}^2U_{22}^2 - (U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)^2]}; \quad (3)$$

$$Q = \frac{I_{11}U_{12}U_{21}U_{22}}{\sqrt{4U_{21}^2U_{22}^2 - (U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)^2}}. \quad (4)$$

Схема ИИС, реализующей данный метод, представлена на рис. 2.

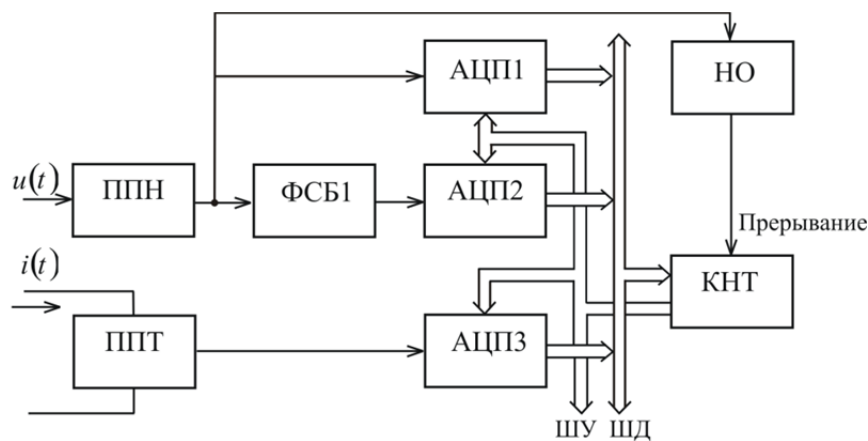


Рис. 2. Схема ИИС, реализующей метод

В состав ИИС входят: первичные преобразователи напряжения ППН и тока ППТ, аналого-цифровые преобразователи АЦП1 – АЦП3, 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 вид:

$$\Delta U_{CK3} = \left[\left| (U_{CK3})'_{U_{21}} \right| + \left| (U_{CK3})'_{U_{12}} \right| + \left| (U_{CK3})'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\max}; \quad (5)$$

$$\Delta I_{CK3} = \left[\left| (I_{CK3})'_{I_{11}} \right| + \left| (I_{CK3})'_{I_{12}} \right| \right] \Delta I_{\max} + \left[\left| (I_{CK3})'_{U_{21}} \right| + \left| (I_{CK3})'_{U_{12}} \right| + \left| (I_{CK3})'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\max}; \quad (6)$$

$$\Delta P = \left[\left| (P)'_{I_{11}} \right| + \left| (P)'_{I_{12}} \right| \right] \Delta I_{\max} + \left[\left| (P)'_{U_{21}} \right| + \left| (P)'_{U_{12}} \right| + \left| (P)'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\max}; \quad (7)$$

$$\Delta Q = \left| (Q)'_{I_{11}} \right| \Delta I_{\max} + \left[\left| (Q)'_{U_{21}} \right| + \left| (Q)'_{U_{12}} \right| + \left| (Q)'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\max}, \quad (8)$$

где $\Delta U_{\max}$, $\Delta I_{\max}$ – 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:

$$\delta_{U_{CK3}} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{\sqrt{2 \left(1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2 \right) |\sin \Delta \alpha \sin (\Delta \alpha + \omega \Delta t)|}} \left\{ \sin \Delta \alpha [\sin \Delta \alpha - \sin (\Delta \alpha + 2\omega \Delta t)] + \right. \\ \left. + 2 |\sin \omega \Delta t \cos \Delta \alpha \sin (\omega \Delta t + \Delta \alpha)| + |\cos (\omega \Delta t + 2\Delta \alpha)| \right\}; \quad (9)$$

$$\delta_{I_{CK3}} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} [|\cos \phi| + |\cos (\phi - \omega \Delta t)|]}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2} |\sin \omega \Delta t|} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{2 \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sin^2 \omega \Delta t |\sin \Delta \alpha \sin (\omega \Delta t + \Delta \alpha)|} \times \\ \times [|\sin \omega \Delta t \cos \Delta \alpha| \times \\ \times |\cos \omega \Delta t + \cos (2\omega \Delta t + \phi)| + |\sin \Delta \alpha + \sin (2\omega \Delta t + \Delta \alpha)| + |\sin \omega \Delta t| |2 \sin \phi \sin (\omega \Delta t + \phi) - 1|]; \quad (10)$$

$$\gamma_P = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2} |\sin \omega \Delta t|} \left(\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} (|\cos \omega \Delta t| + 1) + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{|\sin \omega \Delta t \sin \Delta \alpha \sin (\Delta \alpha + \omega \Delta t)|} \times \right. \\ \times \left\{ |\sin \omega \Delta t| |\cos \phi \cos \Delta \alpha \cos (\omega \Delta t + \Delta \alpha) + \cos (\omega \Delta t + \phi)| + |\cos (\omega \Delta t + \phi) + \cos \omega \Delta t \cos \phi| \times \right. \\ \left. \times [|\sin \Delta \alpha - \sin (2\omega \Delta t + \Delta \alpha)| + |\sin \omega \Delta t \cos \Delta \alpha|] \right\} \Big); \quad (11)$$

$$\gamma_Q = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}} \left(\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} |\sin \phi|}{2 |\sin \Delta \alpha \sin \omega \Delta t \sin (\Delta \alpha + \omega \Delta t)|} \right) \left\{ 2 \sin^2 \omega \Delta t |\cos \Delta \alpha \cos \omega \Delta t| + \right. \\ \left. + |\cos \omega \Delta t + \cos (\omega \Delta t + 2 \Delta \alpha)| + |\cos \omega \Delta t \sin \omega \Delta t| |\sin \Delta \alpha - \sin (2 \omega \Delta t + \Delta \alpha)| \right\}. \quad (12)$$

Анализ выражений (9) – (12) показывает, что погрешности измерения ИХГС из-за отклонения реального сигнала от гармонической модели зависят от спектра сигнала, угла сдвига фазы ФСБ и интервала времени Δt .

Кроме того, погрешности измерения СКЗ тока, АМ и РМ зависят также и от угла сдвига фаз между первыми гармониками напряжения и тока.

В качестве примера на рис. 3 представлены графики зависимости относительной погрешности измерения СКЗ напряжения, обусловленной отклонением исследуемого сигнала, содержащего первую и третью гармонику 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).

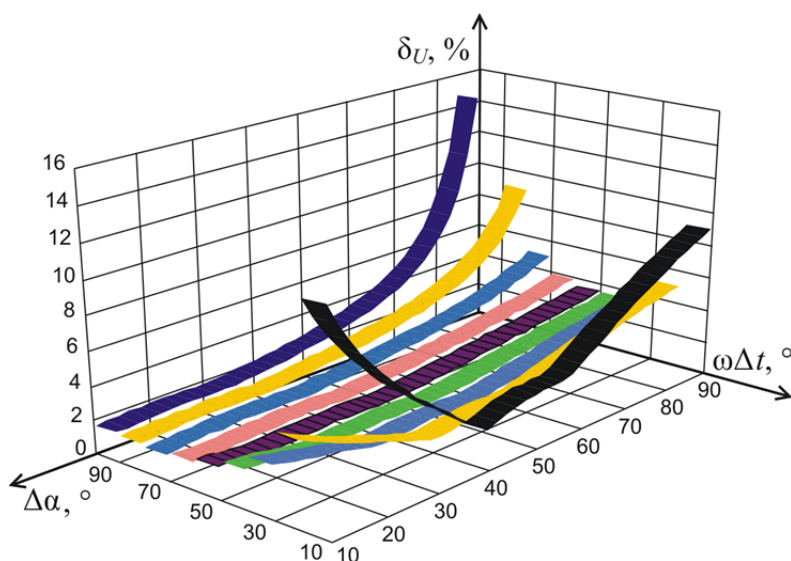


Рис. 3. Графики зависимости δU от $\Delta \alpha$ и $\omega \Delta t$

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 ноль и формирование только дополнительного сигнала напряжения, сдвинутого на произвольный угол относительно входного. Это позволяет исключить угловую погрешность ФСБ и существенно уменьшить аппаратные 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.

* * *

1. Мелентьев В.С., Батищев В.И. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов. – М.: Физматлит, 2011. – 240 с.

2. Мелентьев В.С., Лычев А.О., Миронов А.А. Синтез методов и систем измерения интегральных характеристик с использованием ортогональных составляющих гармонических сигналов // Проблемы управления и моделирования в сложных системах: Труды XIV междунар. конф. – Самара: Самар. науч. центр РАН, 2012. – С. 625-633.

3. Мелентьев В.С., Рудаков Д.В. Методы измерения интегральных характеристик гармонических сигналов, основанные на сравнении ортогональных составляющих сигналов // Измерения, автоматизация и моделирование в про-

мышленности и научных исследованиях: межвуз. сборник. – Вып. 1. – Бийск: Изд-во АГТУ им. И.И. Ползунова, 2011. – С. 129 – 131.

4. Мелентьев В.С., Лычев А.О. Метод измерения интегральных характеристик на основе сравнения мгновенных значений гармонических сигналов, распределенных в пространстве // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. Технические науки. – 2011. – № 4(32). – С. 236-239.

5. Мелентьев В.С., Батищев В.И., Камышникова А.Н., Рудаков Д.В. Совершенствование методов измерений интегральных характеристик гармонических сигналов // Измерительная техника. – 2011. – № 4. – С. 32-34.

УДК 621.398.6: 629.76.05

БОРТОВАЯ РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА «БАРРАКУДА-М»

В. К. Прокофьев, С. П. Куликов

ОАО «Государственный ракетный центр имени ак. В. П. Макеева»

Аннотация. Рассматривается система телеметрических измерений «Барракуда-М». БРТС «Барракуда-М» является модификацией системы «Барракуда», прошедшей летные испытания. «Барракуда-М» строится по принципу территориально-распределительных устройств сбора данных. Рассмотрены технические характеристики блоков, входящих в состав БСТИ «Барракуда-М».

Abstract. The present document focuses on the «Barracuda-M» TM system developed and produced by ОАО Makeyev GRTs. The onboard telemetry system «Barracuda-M» was developed on the principle of the data-gathering equipment with geographical distribution. Technical properties of equipment composed the «Barracuda-M» onboard TM system were considered.

Ключевые слова: бортовая система телеметрических измерений, модернизированная, интерфейс, информативность, технические характеристики.

Key words: onboard telemetry system, updated, interface, informativeness, technical properties.

ОАО «ГРЦ Макеева» разрабатывает современную бортовую радиотелеметрическую систему для задач отработки ракетно-космической техники. БРТС «Барракуда-М» представляет собой модернизированную систему телеметрических измерений «Барракуда», успешно прошедшую летные испытания в составе изделий ОАО «ГРЦ Макеева».

Система «Барракуда-М» построена на современной элементной базе и способна поддерживать форматы существующих телеметрических систем: БРС, Орбита, РТС и других перспективных структур. Радиотелеметрическая система «Барракуда-М» построена по принципу территориально-распределенных устройств сбора данных. Система может работать как на радиоканал, так и в качестве автономного регистратора. В режиме радиоканала предусмотрено подключение до 2-х передающих устройств информативностью до 3,2 Мбит/с.

Режим работы системы и каждого блока в отдельности программируется под конкретные задачи измерений, например такие как: количество измерительных каналов, их вид, индивидуальная частота опроса, точность преобразования, циклограмма работы программно-временных устройств, аналоговый/цифровой вид передачи параметров, количество задействованных радиолиний и т.д. В соответствии с циклограммой работы возможно переключение между несколькими программами измерений, заложенных в ППЗУ системы.

При необходимости в состав системы может быть включено внешнее малогабаритное спасаемое ЗУ с входной информативностью потока до 24 Мбит/с и объемом 4 Гб для работы в жестких условиях.

В системе использован межприборный интерфейс STS-1. Система поддерживает связь с современной датчиково-преобразующей аппаратурой, имеющей интерфейс RS-232, RS-485, E3, M2, а также информационный обмен с цифровыми системами по интерфейсу МКО (ГОСТ Р 52070-2003).

Для проверок блоков БРТС существует контрольно-проверочная аппаратура (КПА) БРТС, обеспечивающая допусковой автоматизированный контроль работоспособности входящих в нее блоков.

1. СОСТАВ БРТС «БАРРАКУДА-М»

В состав БРТС «Барракуда-М» входят следующие блоки:

1. Радиопередающее устройство (РПУ).
2. Формирователь кадра (ФК-М);
3. Блок аналогового сбора 16-ти канальный (БАС-16М);
4. Блок аналогового сбора 48-ми канальный (БАС-48М);
5. Блок дискретного сбора 48-ми канальный (БДС-48М);
6. Блок цифрового сбора 16-ти канальный (БЦС-16М);
7. Блок виброизмерений (БВИ);
8. Блок внешних устройств (БВУ);
9. Модуль коэффициентов отражения (МКО-Ц);
10. Концентратор 4-х канальный (К-4);
11. Концентратор 8-ми канальный (К-8);

12. Командно-временное устройство (КВУ-М);
13. Блок питания датчиков (БПД);
14. Блок сбора сигналов (БСС);
15. Блок записи спасаемый (БЗС).

Пример построения структурной схемы БРТС «Барракуда-М» представлен на рис. 1.

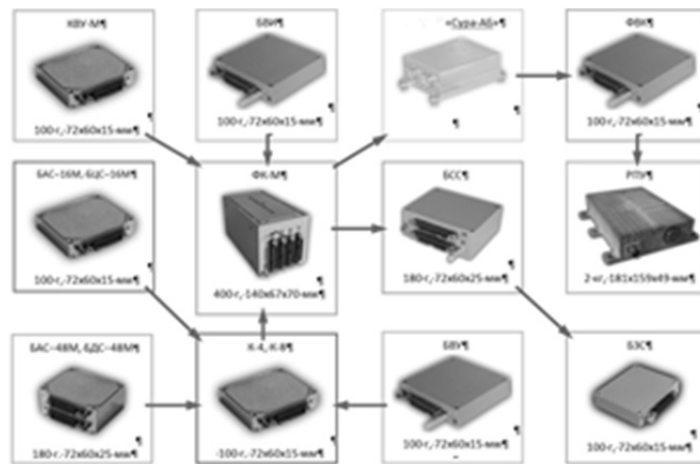


Рис. 1. Примерная структурная схема БРТС «Барракуда-М»

2. Назначение и краткие технические характеристики БРТС «Барракуда-М»

2.1. БРТС обеспечивает решение следующих задач:

- а) программно-управляемый сбор и преобразование входной информации (аналоговой, дискретной, цифровой) с индивидуальной частотой опроса по каждому измерительному каналу;
- б) обеспечение погрешности измерения сигналов при аналоговом способе передачи не более 1 %, при цифровом способе передачи, при выходном сопротивлении датчика 1 кОм и разрядности телеметрических данных 10 бит, не более 0,2 %;
- в) обмен с внешними источниками информации по интерфейсам RS-485, RS-232, «Манчестер-2» в соответствии ГОСТ Р 52070;
- г) формирование и передачу телеметрической информации в структуре телеметрических кадров систем «БРС-4» и «Орбита-IV»;
- д) обеспечение сопряжения с «Сура-АБ»;
- е) работу запоминающего устройства, входящего в состав ФК-М (ЗУ ФК-М) в следующих режимах:
 - старт-стопный режим;
 - линии задержки;
 - ускоренное воспроизведение;
 - замедленное воспроизведение.

Примечание – Информационная емкость запоминающего устройства составляет не менее 3,5 Гб.

- ж) формирование сигналов контроля состояния ЗУ ФК-М и режимов работы ФК-М для наземного контроля при подготовке изделия;
- з) формирование репортажного информационного потока для системы оперативной передачи телеметрических и траекторных измерений с использованием многофункциональной космической системы ретрансляции типа «Луч»;
- и) запоминание телеметрической информации, поступающей со скоростью до 12 Мбит/с для последующего «спасения» записанной информации;
- к) формирование напряжений питания датчиков.

2.2. В БРТС использован внутрисистемный последовательный высокоскоростной интерфейс с кодом Хемминга.

2.3. БРТС по командам, принимаемым от внешних устройств, обеспечивает смену режимов работы в соответствии с программой измерений в процессе полета изделия.

2.4. Электропитание БРТС осуществляется от источника постоянного тока напряжением (20...34) В с амплитудой пульсации не более 0,5 В.

2.5. В блоках БРТС отсутствует гальваническая связь шин первичного силового питания с корпусом.

2.6. Электрическое сопротивление изоляции разобранных цепей составляет:

- в нормальных климатических условиях не менее 20 МОм;
- при относительной влажности (95^{+3}) % и температуре плюс (30^{+5}) °С не менее 5 МОм.

2.7. Сопротивление транзитных цепей должно быть не более 1 Ом, для цепей «0 В» и «Корпус» – не более 3 Ом.

2.8. Время готовности БРТС к работе составляет:

- в режиме непосредственной передачи – не более 3 с после подачи напряжения питания;
- в режиме запоминающего устройства – не более 20 с после подачи команды «ИСХОД».

2.9. БРТС имеет защиту от подачи напряжения питания обратной полярности.

2.10. В блоках БРТС обеспечена токовая защита от короткого замыкания по цепям собственного (вторичного) источника питания входящих в ее состав устройств и по цепям питания датчиков.

2.11. В БРТС все блоки сохраняют текущий режим работы после пропадания электропитания на время не более 5 мс. Блоки ФК-М и КВУ-М сохраняют текущий режим работы после пропадания электропитания на время не более 10 мс.

2.12. Одноименные блоки, входящие в состав БРТС до момента их программирования взаимозаменяемы.

3. Назначение блоков БРТС «БАРРАКУДА-М»

3.1. Радиопередающее устройство (РПУ)

Внешний вид РПУ представлен на рис. 2

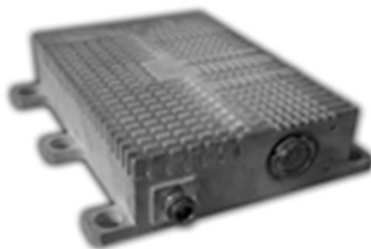


Рис. 2. Радиопередающее устройство БРТС «Барракуда-М»

РПУ предназначено для формирования радиосигнала, обеспечивая при этом:

- генерирование высокочастотных колебаний несущей частоты;
- модуляцию АИМ-ЧМ видеосигнала радиотелеметрических систем БРС;
- фазовую манипуляцию КИМ-ФМ (0-180)° несущей частоты видеосигналом КИМ;
- частотную модуляцию с непрерывной фазой (КИМ-ЧМНФ) несущей частоты видеосигналом КИМ.

3.2. Формирователь кадра (ФК-М)

Внешний вид формирователя кадра представлен на рис. 3.



Рис. 3. Формирователь кадра

Блок ФК-М является центральным блоком системы «Барракуда-М», определяет общую информативность системы, управляет работой всех приборов по внутрисистемному интерфейсу (определяет количество измерительных каналов, их вид, индивидуальную частота опроса, точность преобразования), из поступающего потока телеметрической информации формирует кадры и субкадры, осуществляет запись телеметрической информации во внутреннее запоминающее устройство и ее последующее воспроизведение в соответствии с программой измерений. Блок ФК-М имеет собственные входы для приема аналоговых и дискретных сигналов и поэтому может быть использован в качестве моноблочной измерительной системы.

3.3. Блок аналогового сбора

Блок предназначен для приема сигналов с аналоговых датчиков в шкале 0...6,2 В; ± 10 В и преобразования их в цифровой вид. Количество датчиков, подключаемых к одному блоку БАС, составляет 16 или 48.

Блок БАС обеспечивает индикацию обрыва цепей аналоговых датчиков наличием напряжения от минус 0,5 до минус 0,2 В на выходе канала при использовании телеметрической шкалы измерений 0...6,2 В.

Внешний вид блока аналогового сбора 16-ти канального и блока аналогового сбора 48-ми канального представлены на рис. 4 и рис. 5, соответственно.



Рис. 4. БАС-16М



Рис. 5. БАС-48М

3.4. Блок дискретного сбора 48-ми канальный

Блок осуществляет программно-управляемый сбор сигналов с 48-ми дискретных датчиков и их передачу по внутрисистемному интерфейсу в центральный блок системы «Барракуда-М». В качестве дискретных датчиков могут использоваться:

- параметрические датчики в виде электронных ключей;
- параметрические датчики в виде переключателей, контактов реле («сухие контакты»);
- генераторные датчики (выходы микросхем, схемы с выходным сопротивлением до 1 кОм и т.п.).

БДС-48М имеет габаритные характеристики идентичные БАС-48М (рис. 5).

3.5. Блок цифрового сбора 16-ти канальный

Блок предназначен для приема по запросу сигналов с цифровых датчиков в параллельном коде и передачи информации в определенной структуре по последовательному интерфейсу.

Блок цифрового сбора имеет габаритные характеристики идентичные БАС-16М (рис. 4).

3.6. Блок виброизмерений (БВИ)

БВИ предназначен для преобразования сигналов с пьезоэлектрических датчиков, усиления, их преобразования в цифровой вид и передачи по последовательному интерфейсу или передачи сигналов в аналоговом виде.

Габаритные характеристики БВИ идентичны габаритным характеристикам БАС-48М (рис. 5).

3.7. Блок внешних устройств (БВУ)

БВУ предназначен для приема потоков телеметрической информации по последовательному интерфейсу ГОСТ Р 52070-2003, RS-485, RS-232. Мультиплексирования входных потоков информации и передачи на блок ФК-М по внутрисистемному интерфейсу.

Внешний вид БВУ идентичен внешнему виду БАС-48М (рис. 5)

3.8. Модуль коэффициентов отражения (МКО-Ц)

Модуль коэффициентов отражения (МКО-Ц) предназначен для приема падающей и отраженной волны антенно-фидерных устройств, осуществления математической обработки полученных сигналов и передачи результатов обработки на блок ФК-М как в цифровом, так и в аналоговом (в шкале 0...6,2 В) виде, кроме того, МКО-Ц осуществляет прием и обработку сигнала контроля мощности РПУ для целей телеконтроля.

3.9. Концентратор

Концентратор предназначен для увеличения количества подключаемых к блоку ФК-М устройств, путем мультиплексирования 4-х (8-ми) потоков входной информации от периферийной аппаратуры в один, а также размножения запросного потока от блока ФК-М в 4(8) выходных потока.

Габаритные характеристики концентратора 4-х канального идентичны БАС-16М (рис. 4), 8-ми канального идентичны БАС-48М (рис. 5)

3.10. Командно-временное устройство (КВУ-М)

Командно-временное устройство предназначено для выполнения задач по формированию времени, выдачи команд определенной длительности и в заданное время. Команды формируются твердотельным реле в виде «сухих» контактов. Блок КВУ-М может осуществлять до 4-х временных задержек принятых команд.

Внешний вид КВУ-М идентичен внешнему виду БАС-16М (рис. 4).

3.11. Блок питания датчиков (БПД)

БПД формирует 16 независимых гальванически развязанных источников напряжений плюс 6,2 В для питания датчиков. По каждому источнику напряжения обеспечивается ток не более 75 мА. Регулировка ограничительного максимального тока для каждого канала осуществляется аппаратно.

3.12. Блок сбора сигналов (БСС)

БСС осуществляет прием телеметрической информации, поступающей по последовательному интерфейсу от 1-го до 8-ми блоков ФК-М, мультиплексирования и выдачи принятой телеметрической информации на высокоскоростной последовательный интерфейс для последующей записи в блок записи спасаемый.

3.13. Блок записи спасаемый (БЗС)

БЗС предназначен для регистрации, хранения телеметрической информации, поступающей по высокоскоростному интерфейсу от блока сбора сигналов и последующего ее воспроизведения после «спасения» блока. Считывание информации осуществляется контрольно-проверочной аппаратурой БРТС.

БЗС рассчитан на работу в жестких условиях.

3.14. КПА БРТС

Контрольно-проверочная аппаратура БРТС предназначена для ручной и автоматизированной проверки блоков, входящих в состав БРТС, путем имитации сигналов аналоговых, цифровых и дискретных датчиков, приема преобразованной информации и оценки ее достоверности.

Внешний вид КПА БРТС представлен на рис. 6.



Рис. 6. КПА БРТС

УДК 53.082.4

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ СДВИГОВЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН, ЛОКАЛИЗОВАННЫХ ВБЛИЗИ ГРАНИЦ РАЗДЕЛА ПЬЕЗОЭЛЕКТРИКОВ

К. Е. Аббакумов, Б. Ч. И, Р. С. Коновалов

*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»,
г. Санкт-Петербург*

Аннотация. Рассмотрены свойства электроакустических волн, распространяющихся в тонкопленочных структурах. На основании численных исследований, определены зависимости скорости волн типа Стоунли от параметров соединенных пьезоэлектриков. Показано, что варьированием параметров соединения границ подложки и пьезопленки можно добиться изменения скорости электроупругой волны.

Abstract. Properties of the electroacoustical waves spreading in thin-film constructions surveyed. On the basis of numerical researches, dependences of velocity of waves such as Stoneley from parameters of joint piezoelectrics are defined. The variation of parameters of connection of boundaries of a substrate and thin piezofilm it is possible to achieve change of velocity of an elastic wave is shown.

Ключевые слова: акустоэлектроника, пьезоэлектрик, встречно-штыревой преобразователь, волна Стоунли
Key words: acoustoelectronics, piezoelectric, interdigital transducer, Stoneley waves

Развитие областей техники, таких как телевидение, связь, приборостроение или автоматика невозможно себе представить без акустоэлектронных устройств. Данное обстоятельство объясняется как общей тенденцией к микроминиатюризации сложных электронных систем, так и свойствами поверхностных аку-

стических волн, используемых в них. Как известно [1], акустоэлектронные устройства (фильтры, резонаторы, линии задержки и т.д.) на поверхностных акустических волнах (ПАВ) в качестве рабочего акустопровода используют пьезокристаллические подложки кварца, ниобата лития, танталата лития и т.д. При этом для возбуждения и приема ПАВ применяется встречно-штыревой преобразователь (ВШП), представляющий из себя систему вложенных друг в друга металлических электродов. Распространение другого типа ПАВ (волны Стоунли) возможно также в многослойной структуре типа: пьезоэлектрическая пленка (например, пленка нитрида алюминия AlN)/непьезоэлектрическая подложка (например, сапфир Al_2O_3 , кремний Si). Кроме этого [2], в отдельной тонкопленочной (толщина пленки h меньше длины λ электроакустической волны) пьезокристаллической структуре AlN возможно распространение объемных акустических волн различного типа. При этом возбуждение таких волн возможно как при помощи сплошных электродов, нанесенных на верхнюю и нижнюю поверхность пьезопленки, так и с помощью традиционных встречно-штыревых преобразователей, используемых при возбуждении ПАВ. На этом принципе в настоящее время разрабатываются всевозможные СВЧ акустоэлектронные приборы, основой которых является акустоэлектронный СВЧ резонатор на объемных волнах (FBAR- film bulk acoustic resonator [2]). Все перечисленное выше вынуждает проводить исследования, связанные с изучением распространения поверхностных и «граничных» акустических волн для совершенствования как конструкций, так и режимов работы акустоэлектронных устройств.

В настоящей работе теоретически исследовались свойства электроакустических волн, распространяющихся в тонкопленочных гетероэпитаксиальных структурах, выращенных на различных подложках методом молекулярно-лучевой эпитаксии (МЛЭ). Границы раздела сред в тонкопленочных структурах в данном случае сформированы множеством выступов и впадин микрорельефа, что может приводить к появлению несплошностей. При этом одним из наиболее удачных описаний подобного нарушения акустического контакта является модель «нежесткого» соединения, предусматривающего непрерывность усилий сцепления и отсутствие полей малых перемещений. Подобный подход был применен авторами в предшествующих работах [3]. Для изучения свойств электроакустических волн типа Стоунли, распространяющихся в таких структурах, необходимо воспользоваться волновыми уравнениями пьезоакустики [1], из которых можно рассчитать основные параметры (скорость, коэффициент электромеханической связи, температурный коэффициент задержки, угол потока энергии и т.д.) электроакустических волн, распространяющихся в данных структурах. Однако граничные условия для «классических» задач в данном случае не подходят, поскольку должны учитывать «неполную» передачу смещений волны при переходе границы раздела сред. При подобном подходе, а также учитывая непрерывность компонент напряжений, электрических потенциалов и диэлектрических смещений, были получены зависимости скорости волны типа Стоунли от степени сплошности границы. Анализ данных зависимостей показал наличие дисперсии скорости волны в зависимости от частоты и относительной толщины h/λ (h – толщина, λ – длина акустической волны) пленки AlN на полубесконечной подложке Z-среза Al_2O_3 . При малых толщинах пленки энергия волны сосредоточена в основном в сапфире и поэтому результирующая скорость определялась скоростью распространения в материале подложки из сапфира. С ростом толщины пленки скорость уменьшалась и стремилась к скорости ПАВ в материале AlN. При $h/\lambda > 1$ практически вся энергия ПАВ была сосредоточена в материале пленки AlN.

Следует отметить, что в предельных случаях параметров «нежесткой» связи границ пьезопленки и подложки, наблюдалось полное соответствие свойств электроупругой волны, соответствующих свойствам указанных волн при «жестком», либо «скользящем» соединении, полученных в работе [4].

Таким образом, в рамках предложенной модели «нежесткого» соединения, решена задача о распространении поверхностных волн типа Стоунли вдоль границ твердых пьезоэлектрических сред. Показано, что варьированием параметров соединения границ подложки и пьезопленки можно добиться изменения скорости электроупругой волны. Выращенная же при таком условии гетероэпитаксиальная структура AlN/Z-срез Al_2O_3 может быть использована при конструировании акустоэлектронных устройств различного типа (линии задержки, фильтры, резонаторы и т.д.), а также для построения на ее основе СВЧ акустоэлектронных резонаторов.

* * *

1. Мэтьюз Г. Фильтры на поверхностных акустических волнах. Расчет, технология и применение. – М.: Радио и связь, 1981. – 472с.
2. Lakin M. Thin film resonator technology // IEEE Trans. on ultrason., ferroelectr., and frequency control. – 2005. – V.52. – № 5. – P.707-715
3. Аббакумов К.Е., Коновалов Р.С. Влияние нарушения акустического контакта на распространение волн Стоунли вблизи границы твердых полупространств // Дефектоскопия – 2008. – № 3. – С.52-58
4. Двоешерстов М.Ю., Чередник В.И., Беляев А.В., Денисова А.В. Параметры поверхностных акустических волн, распространяющихся в гетероэпитаксиальных структурах AlN/ Al_2O_3 , AlN/Si // Совр. наукоемкие технологии. – № 1. – 2012. – С.48-53.

О КОМПЛЕКСЕ АЛГОРИТМОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ НА БАЗЕ RC-СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ

Л. Н. Бондаренко

Аннотация. Описан комплекс алгоритмов идентификации в частотной области на базе RC-схем замещения. Этот комплекс включает алгоритмы аппроксимации Кронекера – Чебышева, Кронекера – Чебышева – Ахизера и ряд алгоритмов реализации. Отмечены преимущества этих алгоритмов для решения задач идентификации. Описаны некоторые алгоритмы реализации и рассмотрен модельный пример их применения.

Abstract. 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.

Keywords: 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, то 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 $\{\omega_i\}_{i=1}^N$, $N \geq n$ 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 – Ахизера.

Основной особенностью этих алгоритмов является использование при измерениях специального набора частот, вычисляемого по нулям известных многочленов Чебышева или Чебышева – Ахизера [5] в заданном диапазоне $[\omega_{\min}, \omega_{\max}]$, а также применения 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 – Ахизера вместе с коэффициентами рациональной функции $Z_n(p)$ определяется также струк-

турный 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 и связанные, соответственно, с разложением рациональной функции $Z_n(p)$ на простейшие дроби и представлении ее в виде непрерывной дроби, что приводит к простейшим алгоритмам реализации.

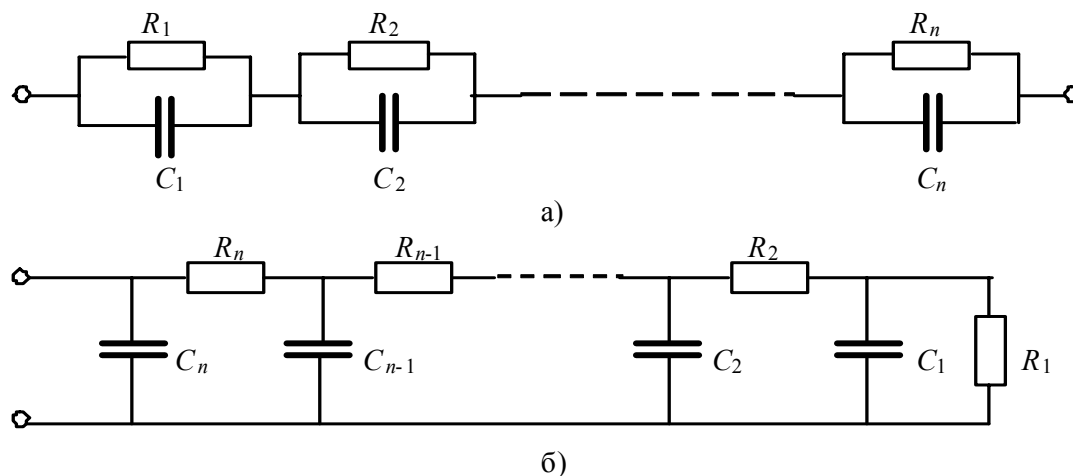


Рис. 1. Канонические формы: а) Фостера, б) Кауэра.

Ли (1963 г) получил новые канонические формы [7], одна из которых показана на рис. 2 а) с помощью топологических обозначений, т. е. вместо RC -цепи изображен ее граф, а $g_i = R_i^{-1}$, pC_i – значения проводимостей соответствующих ветвей.

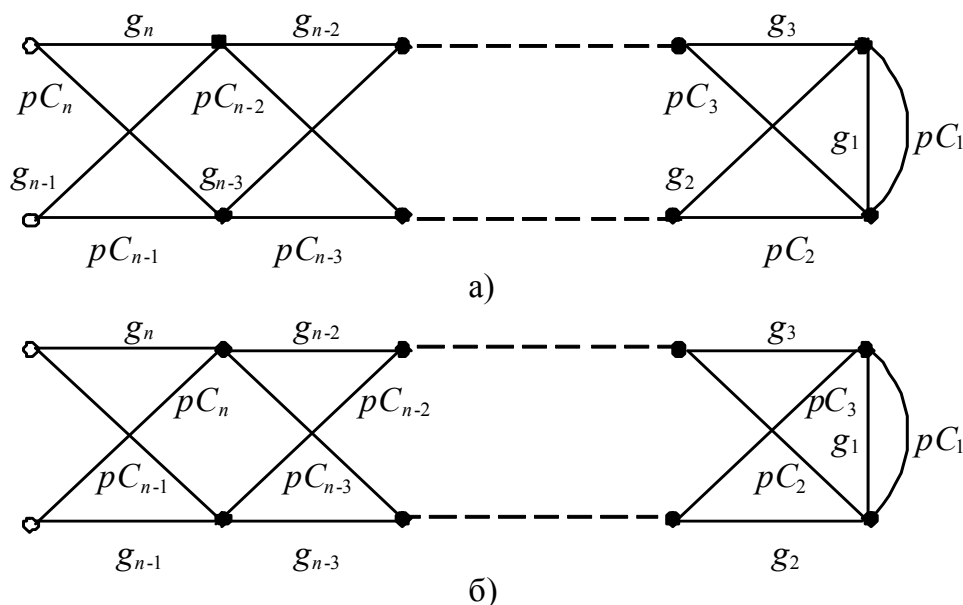


Рис. 2. Канонические формы: а) Ли, б) симметричная.

На рис. 2 б) 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.

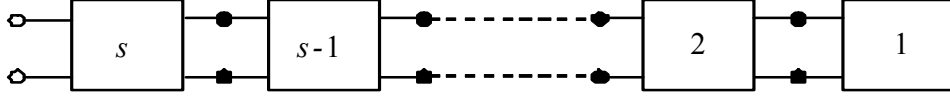


Рис. 3. Каскадное соединение RC -звеньев.

На рис. 3 параллельное соединение резистора с сопротивлением R_1 и конденсатора емкостью C_1 задает звено 1, а остальные RC -звенья с номерами $2, \dots, s$ однотипны и содержат m резисторов и m конденсаторов. В этом случае RC -двухполюсник описывается следующей рациональной функцией импеданса

$$Z_n(p) = A_n(p) / B_n(p), \quad A_n(p) = \sum_{k=0}^{n-1} a_{k,n} p^k, \quad B_n(p) = \sum_{k=0}^n b_{k,n} p^k, \quad (1)$$

где коэффициент $b_{n,n} = 1$, а $n = m(s-1) + 1$ – 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

$$Z_{n-(r-1)m}(p) = \Gamma_{(r-1)m+1}(p) Z_{n-rm}(p), \quad r=1, 2, \dots, \quad (2)$$

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

$$\Gamma_{(r-1)m+1}(p) = \begin{pmatrix} \alpha_{(r-1)m+1}(p) & \beta_{(r-1)m+1}(p) \\ \gamma_{(r-1)m+1}(p) & \delta_{(r-1)m+1}(p) \end{pmatrix}, \quad (3)$$

которые имеют элементы, являющиеся полиномами степени не выше m с неопределенными коэффициентами, а $\det \Gamma_{(r-1)m+1}(p) \neq 0$, 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

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= -(q_n + q_{n-1}), \quad \sigma_2 = q_n q_{n-1}, \quad \lambda_1 = g_n^{-1} + g_{n-1}^{-1}, \quad \mu_1 = C_n^{-1} + C_{n-1}^{-1}, \\ \rho_1 &= g_n + g_{n-1}, \quad \rho_2 = g_n g_{n-1}, \quad v_1 = C_n + C_{n-1}, \quad v_2 = C_n C_{n-1}. \end{aligned} \quad (4)$$

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

$$\begin{cases} \lambda_1 = a_{0,n} / b_{0,n}, & \mu_1 = a_{n-1,n}, \\ \sigma_1 = \frac{\mu_1 a_{0,n} b_{0,n} + (\mu_1 b_{n-1,n} - a_{n-2,n}) \tau_1}{\eta_1}, \\ \sigma_2 = \frac{b_{0,n} (\mu_1 (\mu_1 b_{0,n} - a_{0,n} b_{n-1,n}) + a_{0,n} a_{n-2,n})}{\eta_1}, \end{cases} \quad (5)$$

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,

$$\begin{cases} \rho_2 = (\sigma_1^2 - 4 \sigma_2) / (\lambda_1 (\mu_1 b_{n-1,n} - a_{n-2,n}) - \mu_1^2), \quad \rho_1 = \lambda_1 \rho_2, \\ v_2 = \rho_2 / \sigma_2, \quad v_1 = \mu_1 v_2, \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} B_{n-2}(p) = (\alpha_1(p)B_n(p) - \gamma_1(p)A_n(p)) / \det \Gamma_1(p), \\ A_{n-2}(p) = (B_n(p) - \delta_1(p)B_{n-2}(p)) / \gamma_1(p). \end{cases} \quad (7)$$

Для канонической формы рис. 2 б) 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

$$\begin{vmatrix} \text{Ev } A_n(p) & \text{Od } A_n(p) & \text{Ev } B_n(p) & \text{Od } B_n(p) \\ \text{Od } A_n(p) & \text{Ev } A_n(p) & \text{Od } B_n(p) & \text{Ev } B_n(p) \\ \text{Ev } A'_n(p) & \text{Od } A'_n(p) & \text{Ev } B'_n(p) & \text{Od } B'_n(p) - p^{-1} \text{Ev } B_n(p) \\ \text{Od } A'_n(p) & \text{Ev } A'_n(p) & \text{Od } B'_n(p) & \text{Ev } B'_n(p) - p^{-1} \text{Od } B_n(p) \end{vmatrix} = 0, \quad (8)$$

параметры $\sigma_1, \mu_1, \lambda_1$, находятся при $p^2 = \sigma_2$ из системы уравнений

$$\begin{cases} \text{Ev } A_n(p)\sigma_1 - \text{Ev } B_n(p)\mu_1 - p \text{Od } B_n(p)\lambda_1 = -2p \text{Od } A_n(p), \\ p^{-1} \text{Od } A_n(p)\sigma_1 - p^{-1} \text{Od } B_n(p)\mu_1 - \text{Ev } B_n(p)\lambda_1 = -2 \text{Ev } A_n(p), \\ \text{Ev } A'_n(p)\sigma_1 - \text{Ev } B'_n(p)\mu_1 + (\text{Ev } B_n(p) - p \text{Od } B'_n(p))\lambda_1 = -2p \text{Od } A'_n(p), \end{cases} \quad (9)$$

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 а), б) определяются как решения квадратных уравнений, получаемых с помощью соотношения (4). Удаление s -го RC-звена на рис 2 а), 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-двухполосников 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, а 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-двухполосников с помощью алгоритмов Кронекера – Чебышева и Кронекера – Чебышева – Ахизера 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 5-ю 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 5-ю 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 б) 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 б) получено 3 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 б) может давать несколько наборов значений параметров каждого RC -звена для заданной функции импеданса. Поэтому при нахождении модели исследуемого объекта на базе RC -двухполосников иногда приходится выбирать не только структуру RC -двухполосника, но и осуществлять выбор параметров из их наборов, соответствующих данной структуре.

Отметим, что RL и LC -двухполосники с помощью преобразований цепей могут быть сведены к RC -двухполоснику, но использованию RLC -двухполосника 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 -двухполосников 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.

* * *

1. Гиллемин Э. А. Синтез пассивных цепей. – М.: Связь, 1970.
2. Бондаренко Л. Н. Определение параметров передаточной функции средств измерений по значениям амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик // Датчики и системы. – 2004. – № 7. – С. 18-20.
3. Бондаренко Л. Н. Методы идентификации в частотной области при наличии шума // Известия вузов. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 2. – С. 113-123.

4. Бондаренко Л. Н. О точности идентификации систем на базе RC-схем замещения // Измерительная техника. – 2011. – № 4. – С. 27-32
5. Ахиезер Н. И. Лекции по теории аппроксимации. – М.: Наука, 1965.
6. Бейкер Дж., Грейвс-Моррис П. Аппроксимации Паде. – М.: Мир, 1986.
7. Lee H. B. A New Canonic Realization Procedure // IEEE Trans. Circuit Theory. – 1963. – V. CT-10. – № 1. – P. 81-85.
8. Бондаренко Л. Н. Алгоритмические проблемы диагностики каскадных двухполюсников // Информационная измерительная техника. Труды университета. Межвуз. сб. науч. тр. – Вып. 32. – Пенза: Изд-во Пензенского государственного ун-та, 2008. – С. 3-12.
9. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. – М.: Мир, 1982.

УДК 681.518.3, 514:681.323/043.3/

АППРОКСИМАТИВНЫЙ АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

С. А. Прохоров

Аннотация. Описываются 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.

Abstract. 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.

Keywords: 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 $x(t, \bar{\Theta})$, характеристики которого $\bar{\Theta}$ 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 (см. рис. 1).

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.

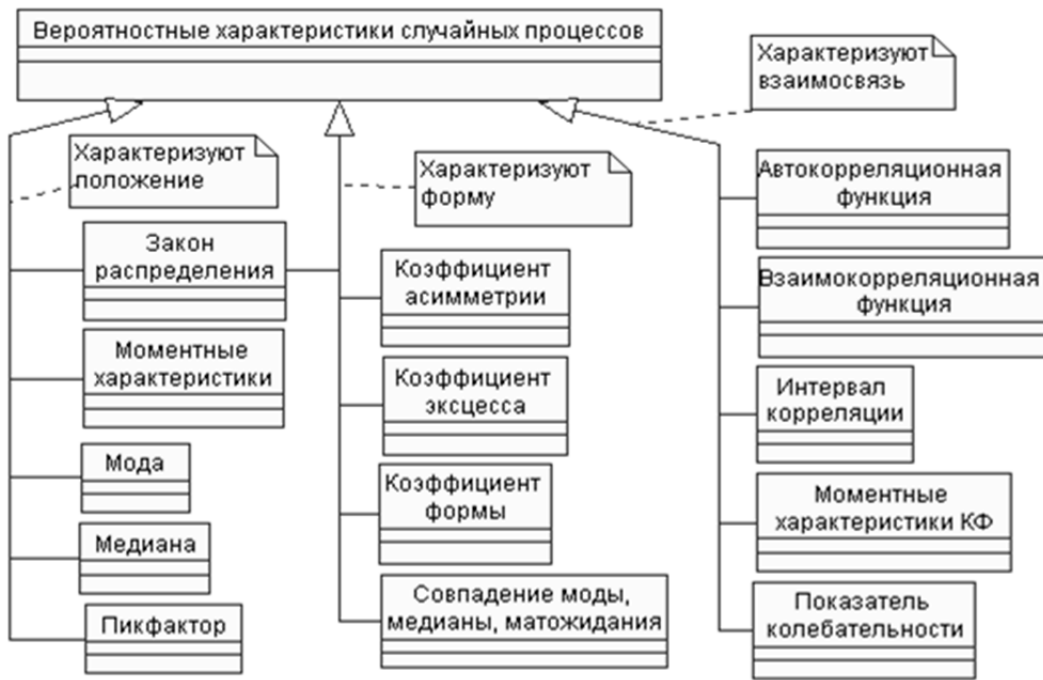


Рис. 1. Классификация вероятностных характеристик случайных процессов

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

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

где Θ – 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 Θ ; $x_j(t)$ – j -ая реализация случайного процесса.

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

$$\hat{\Theta}[X(t)] = S_d g[x_j(t)] \quad (j = 1, 2, \dots, N). \quad (2)$$

Следующим шагом является построение математической модели анализируемой вероятностной функциональной характеристики в виде параметрической модели. Следует 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 α/γ – параметр масштаба [1].

Представив модель вероятностной функциональной характеристики в виде

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

$$\int_a^b \psi_k(x, \alpha/\gamma) \psi_n(x, \alpha/\gamma) \mu(x) dx = \begin{cases} \|\psi_k\|^2, & \text{если } k = n; \\ 0, & \text{если } k \neq n. \end{cases}$$

Для минимизации квадратической погрешности приближения

$$\Delta = \int_a^b \left[f(x) - \sum_{k=0}^m \beta_k \psi_k(x, \alpha/\gamma) \right]^2 \mu(x) dx = \min \quad (4)$$

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

$$\beta_k = \frac{1}{\|\psi_k\|} \int_a^b f(x) \psi_k(x, \alpha / \gamma) \mu(x) dx. \quad (5)$$

Для определения же остальных параметров модели необходимо 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 α / γ ;
- 3) определить коэффициенты разложения β_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.

$$\{x_j(t)\}_{j=0 \dots N}^{t \in [0, T]} \Longrightarrow \{x_{ji}, t_{ji} / \Delta t_{ji}\}_{j=0 \dots N}^{i=1, M} \Longrightarrow \hat{\Theta}[X(t)] = S_d g[\{x_{ji}, t_{ji} / \Delta t_{ji}\}_{j=0 \dots N}^{i=1, M}]$$

где $\{x_{ji}, t_{ji} / \Delta t_{ji}\}_{j=0 \dots N}^{i=1, M}$ – временной ряд;

Аппроксимативный корреляционно-спектральный анализ случайных процессов

$$\begin{array}{ccccc} \hat{\rho}_x(\tau) & \Longrightarrow & \hat{\rho}_{ax}(\tau, \bar{\beta}_m) & \Longrightarrow & \hat{S}_{ax}(\omega, \bar{\beta}_m) & \Longrightarrow & \hat{F}_{ax}(\omega, \bar{\beta}_m) \\ & & \Downarrow & & \Downarrow & & \Downarrow \\ & & \tau_k^{(n)}, \mu_k & & \Delta\omega_s, \omega_s, S_x(\omega_s) & & \hat{P}_a(\omega_1, \omega_2) \end{array}$$

Аппроксимативный анализ взаимных корреляционно-спектральных характеристик случайных процессов

$$\begin{array}{ccccc} \hat{\rho}_{xy}(\tau) & \Longrightarrow & \hat{\rho}_{axy}(\tau, \bar{\beta}_m) & \Longrightarrow & \hat{S}_a(\omega, \bar{\beta}_m) & \Longrightarrow & \hat{F}_a(\omega, \bar{\beta}_m) \\ & & \Downarrow & & \Downarrow & & \Downarrow \\ & & \tau_k^{(n)}, \mu_k & & \Delta\omega_s, \omega_s, S_x(\omega_s) & & \hat{P}_a(\omega_1, \omega_2) \end{array}$$

В докладе 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. variability сердечного ритма;
6. импульсных и частотных характеристик динамических систем;
7. котировок акций топливно-энергетических компаний;
8. температурных полей камер сгорания.

* * *

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/Самарский государственный аэрокосмический университет, 2001. 375 с.: ил.
3. Прохоров С.А. Аппроксимативный анализ случайных процессов. – 2-е изд., пераб. и доп./СНЦ РАН, 2001. 380 с.: ил.
4. Прохоров С.А. Моделирование и анализ случайных процессов. Лабораторный практикум. – 2-е изд., перераб. и доп./ СНЦ РАН, 2002. 277 с., ил.
5. Автоматизированные системы аппроксимативного анализа случайных процессов. Под ред. Прохорова С.А./ Самар. гос. аэрокосм. ун-т, 2010. 27 с.: ил.
6. <http://www.ssau.ru/resources/sotrudniki/prohorov/11/>

УДК 681.527.72

ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН НА ОСНОВЕ АДАПТИВНЫХ СМАРТ-МАТЕРИАЛОВ И СТРУКТУР СО СВОЙСТВАМИ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ПЬЕЗОЭФФЕКТА. СОСТОЯНИЕ РАЗРАБОТОК И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ

И. Н. Баринов

ОАО «НИИФИ», г. Пенза

Аннотация. Представлены состояние разработок, тенденции развития, а также конструктивно-технологические проблемы создания перспективных преобразователей физических величин на основе адаптивных смарт-материалов и структур со свойствами прямого и обратного пьезоэффекта.

Abstract. The development state, progress trend and technological problems of perspective physical quantity transducers based on adaptive smart-materials and structures possessed on direct and inverse piezoelectric effect are presented.

Ключевые слова: смарт-материал, пьезоэффект, измерительный преобразователь, композит.

Keywords: smart-material, piezoelectric effect, transducer, composite.

Актуальность темы определяется распространенностью задач контроля и управления характеристиками элементов конструкций РКТ с целью предупреждения возникновения аварийных ситуаций. Контроль и управление техническим состоянием элементов конструкций РКТ в течение всего периода возможного проявления деформационного воздействия должен носить систематический характер и позволять осуществлять оценку происходящих изменений и структурных нарушений на основе количественных критериев, а также позволять управлять процессами потенциально опасных вибраций, шумов, механических напряжений и компенсировать результат воздействия этих процессов на надежность элементов конструкций РКТ[1].

Кроме того, разработка аэрокосмических структур нового поколения требует создания новых материалов, которые имели бы улучшенные физические и механические параметры и удовлетворяли высоким

требованиям по надежности и ресурсу для решения специфических задач. Одним из перспективных направлений в этой области является разработка и исследование активных материалов и структур, способных формировать функциональные формы и профили в зависимости от внешнего воздействия, т.е. обеспечивать выполнение одного из принципов концепции управления перемещением – адаптроники. Формирование функциональных форм и профилей позволит обеспечивать оптимальный аэродинамический профиль крыла, лучшую маневренность летательного аппарата, снизить потребление топлива, энергии и обеспечить лучший дистанционный контроль в экстремальных условиях космоса.

Адаптивные смарт-материалы и структуры способны получать информацию и реагировать на изменение внешних или внутренних условий. В общем виде адаптивные смарт-материалы и структуры можно представить, как материалы и структуры с тремя встроенными функциями: сенсорной, процессорной, исполнительной (рис. 1).

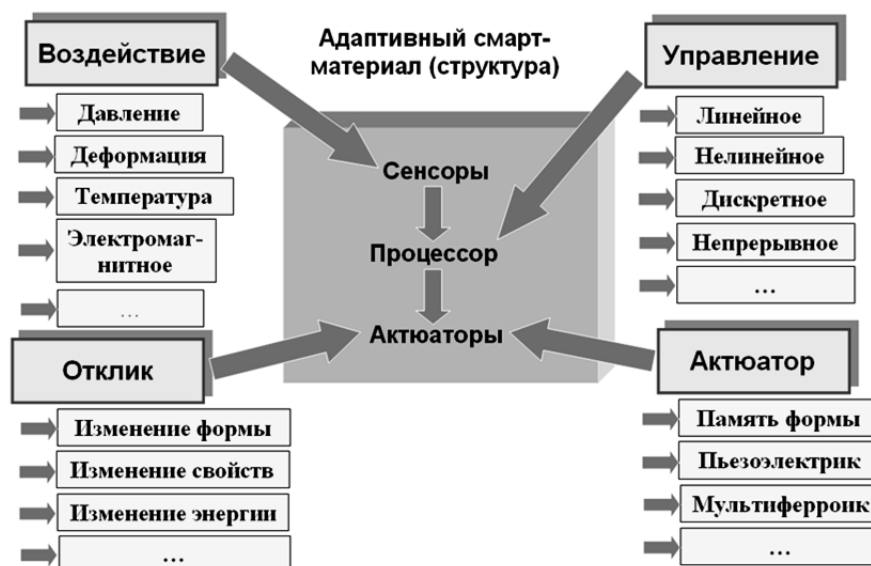


Рис. 1. Пример представления адаптивного смарт-материала (структуры)

Для такого поведения материал и структура должны иметь нелинейно изменяющиеся свойства. Адаптивные смарт-материалы и структуры характеризуются следующими особенностями: контроль основных функций, оптимизация свойств путем обучения, контроль изменения факторов окружающей среды, способность материалов и структур анализировать ситуацию, возникшую в результате изменения окружающей среды и реагировать на данное изменение [1-3].

Применение адаптивных смарт-материалов и структур, обладающих вышеперечисленными свойствами, позволяет реализовать различные составляющие процедуры измерения физической величины:

- преобразование измеряемой величины в пропорциональный электрический сигнал;
- одновременное измерение нескольких физических величин;
- компенсация частотной и температурной погрешностей метрологических характеристик, вызванных неизмеряемыми воздействиями и влияющими факторами;
- подавление нежелательных резонансных колебаний, вибраций, шумов управляемым демпфированием;
- адаптация к условиям эксплуатации;
- осуществление задач адаптроники и др.

Из существующего на сегодняшний день научно-технического и экспериментально-технологического задела по разработке адаптивных смарт-материалов и, способствующих созданию перспективных преобразователей физических величин для монтажа в элементы конструкций РКТ, можно отметить исследования американских компаний, сотрудничающих с NASA, по исследованию и созданию «умных» материалов, обладающих одним или более свойств, которые могут быть достоверно изменены контролируемым методом внешнего воздействия, таким как: воздействие механической силы, температуры, влажности, дисперсного отверждения, электрического или магнитного поля [2,3].

Из всего многообразия эффектов для построения адаптивных смарт-материалов и структур можно выделить прямой и обратный пьезоэлектрический эффект, как наиболее перспективный с точки зрения удовлетворения требований по контролю и управлению технического состояния элементов конструкций РКТ [1-3].

Комплексными преимуществами пьезоэлектрических актуаторов для построения адаптивных смарт-материалов и структур являются:

- высокие возможности по разрешению (ед нм);
- высокая скорость срабатывания (ед. мкс);
- развитие больших сил (перемещение конструкций массой >100 т на 500 мкм);
- отсутствие магнитного поля;
- низкое потребление энергии;
- не подверженность износу;
- возможность работы в экстремальных условиях.

Современные достижения в материаловедении позволили создать новый класс современных функциональных материалов, представляющих собой полимерные матричные композиты с интегрированным в них пьезоэлектрическим материалом. На базе разработок таких материалов появился отдельный тип активных композитов – пьезоэлектрические волоконные композиты (PFC – piezoelectric fiber composites), наиболее перспективными из которых являются активные волоконные композиты (AFC – active fiber composites), полые активные волоконные композиты (hollow active fiber composites), 1-3 волоконные композиты (1-3 fiber composites), макроволоконные композиты (MFC – macro fiber composites) [3].

Активные пьезоэлектрические волоконные композиты (ABK) относятся к «умным» материалам, которые можно непосредственно встраивать в матрицу композитов. Главным преимуществом ABK является возможность их применения при создании анизотропных многослойных структурных материалов, придавая им характеристики, требуемые для внеосевых и волнообразных движений (рисунок 2) [3].

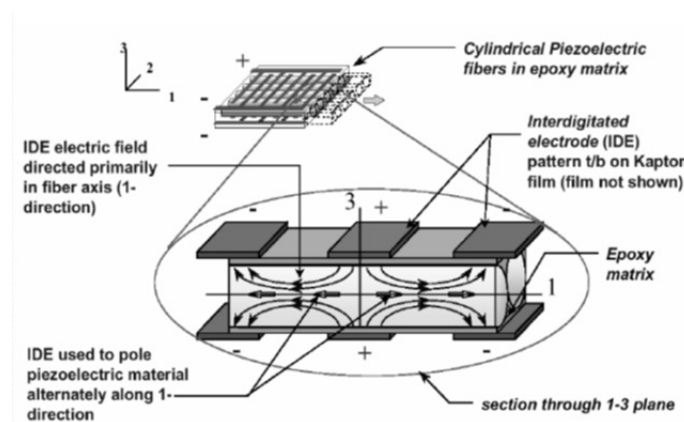


Рис. 2. Принцип работы ABK актюатора.

ABK сочетают в себе преимущества как пьезокерамики, так и полимеров, демонстрируя следующие преимущества перед обычными монокристаллическими пьезоэлектрическими актюаторами:

- большая планарная деформация,
- возможность направленной актюации или заданной ортотропной актюации,
- большая устойчивость к повреждениям,
- приспособляемость к кривым поверхностям,
- возможность построения актюаторно-сенсорных систем на больших и протяженных плоскостях.

Активные волоконные композиты представляют собой соосные однополярные пьезоэлектрические волокна, помещенные между двумя электродами, и заделанные в полимерную матрицу, и могут содержать пассивное стекловолокно для создания прочности структуры композита. Хорошее соединение полимерной матрицы с пьезоволокнами позволяет деформации, возникающей в волокнах, передаваться единообразно через матрицу в базовую структуру.

Пьезоэлектрические волокна изготавливаются методом экструзии, поэтому имеют цилиндрическую форму. Однако для их изготовления могут использоваться и другие процессы, как например, процесс формования или метод расслоения (распила) монокристаллических листов для получения волокон прямоугольного сечения.

Металлические электроды обычно изготавливаются методом фотолитографии, который обеспечивает высокую точность, но является дорогостоящим и длительным по времени. Травление полосок электродов производится на тонкие каптоновые пленки. Существует технология изготовления электродов путем нанесения на каптоновые пленки серебряных чернил с помощью трафаретной печати. Этот метод характеризуется меньшей себестоимостью и затратами времени, но изготовленные таким способом электроды имеют ограниченную пластичность и меньший срок службы.

Преимуществом ABK является возможность их встраивания практически в любую структуру из многослойного композиционного материала. Таким доминирующим материалом является, например, структура лопасти вертолетного ротора. Лопасты во время работы в результате больших аэродинамических нагрузок сильно вибрируют и издают значительный шум. Встроенные в структуру материала лопастей активные во-

локонные композиты позволяют улучшить их свойства, снизить уровень вибрации и шума. В дополнение они способны регулировать изгиб лопастей, что определяет управление полетом вертолета, и в принципе может заменить обычную гидравлическую систему ротора.

АВК успешно внедрены в ряд военных разработок, таких, как интегральные актюаторы для контроля закручивания лопастей ротора вертолета, системы снижения шумов торпед, частичная или полная компенсация нерегулярных колебаний, вызываемых турбулентностью, и демпфирование вибрации хвостового оперения военных самолетов.

Преимуществами активных волоконных сенсоров являются [2]:

- однонаправленная чувствительность,
- возможность обеспечивать себя энергией из окружающей среды (за счет преобразования других видов энергии в электрическую),
- имеют широкий диапазон и высокий уровень пьезокоэффициента по напряжению, что позволяет обеспечить высокую чувствительность к акустическим волнам.

На базе активных волоконных композитов разработаны три типа сенсоров, предназначенных для структурного мониторинга работоспособности:

- двойные ортогональные электрически независимые однонаправленные сенсоры (two orthogonal electricity independent unidirectional sensors),
- двойные электрически независимые двунаправленные сенсоры (two electricity independent bidirectional sensors),
- ленточные волоконные сенсоры с параллельными электродами (series electroded ribbon sensors).

Активные волоконные композиты имеют сплошное строение волокна, что является удобным для анизотропной активации композита. Но для этого требуется высокое напряжение и не проводящий (диэлектрический) материал матрицы.

Для устранения этих двух недостатков были разработаны полые активные пьезоэлектрические волокна (рисунок 3) [3]. Они представляют собой пьезоэлектрические трубки, имеющие электроды, как на наружной, так и на внутренней стенках, к которым прикладывается электрическое напряжение для обеспечения активации волокон [2].

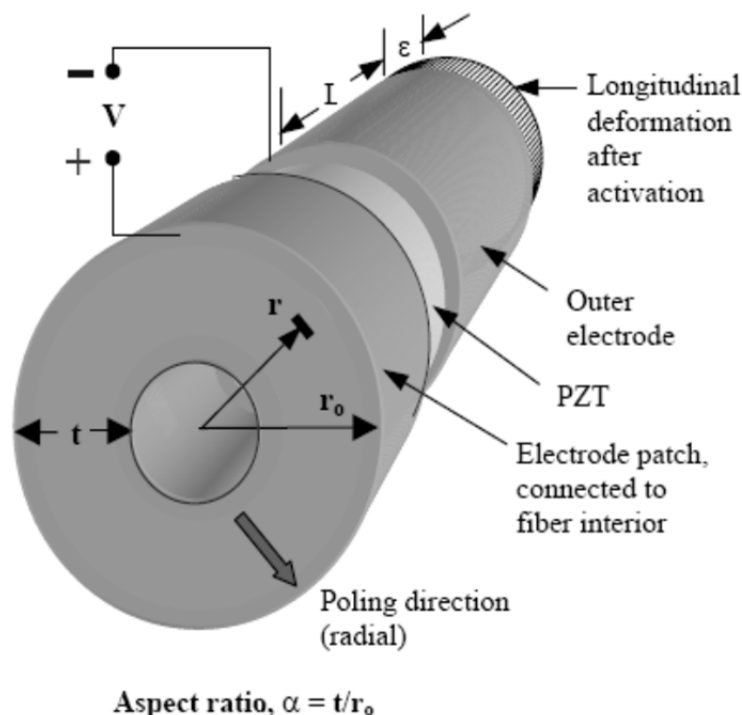


Рис. 3. Структура активного полого пьезоэлектрического волокна

Это в свою очередь обеспечивает сдвиговую деформацию в направлении пьезоэлектрической моды d_{31} . В противоположность активным волоконным композитам, имеющих сплошные волокна, и у которых деформация происходит по толщинной моде d_{33} , электрическое возбуждение полых активных волокон происходит через тонкую стенку волокна, в связи с чем для этого требуется относительно слабое электрическое поле, на порядок и более ниже, чем необходимо при возбуждении сплошных активных волокон, у которых возбуждение осуществляется через всю толщину матрицы композита, и где происходит значительные потери энергии.

Эксперименты показали, что параметры активных волоконных композитов на базе пьезотрубок, зависят от форматного соотношения (Aspect Ratio) – α , которое определяется, как отношение внешнего диаметра к внутреннему [3].

Другим преимуществом топологии полых волокон по сравнению со сплошными является изолированность их внутренних электродов от матрицы композита, позволяющая использовать активные полые волокна в композитах с электрически проводящими материалами матрицы.

Эксперименты проводились с образцами активных полых волокон, изготовленных из мягких материалов PZT-5A и PZT-5H (APC аналоги 850 и 855 соответственно). В ходе экспериментов была отработана технология производства полых пьезокерамических волокон. Тем не менее, пока нет серийного производства пьезокомпозитов на базе таких волокон из-за их относительно высокой себестоимости и отсутствия больших заказов, которые могли бы окупить организацию серийного производства и снизить себестоимость продукции [3,4].

В середине 80-х годов NASA были получены материалы, получившие название пьезокомпозиты 1-3 с произвольным распределением волокон (1-3 Random Fiber Composites). В данном типе пьезокомпозитов используются пучки пьезокерамических волокон, пропитанные эпоксидным наполнителем. Пучки разрезаются перпендикулярно направлению волокон на кубовидные блоки, из которых затем изготавливаются пьезокомпозитные элементы.

Следует отметить, что 1-3 волоконные пьезокомпозиты являются более дешевой альтернативой стандартным 1-3 пьезокомпозитам, так как позволяют обеспечивать дифференциальную подгонку их толщины, что определяет резонансную частоту не имеющую сдвиговых резонансов, т.е. обеспечивается высокое соотношение сигнал-шум.

Произвольное распределение волокон обеспечивает высококачественное подавление поперечных частотных составляющих, что важно для ультразвукового преобразования и получения высокого уровня коэффициента электромеханической связи. Кроме того, такие композиты благодаря произвольной структуре обеспечивают усиленное подавление паразитной волны.

Типовыми областями применения 1-3 композитов с произвольным распределением волокон являются:

- ультразвуковые преобразователи для неразрушающего контроля,
- гидрофоны и сонары – одинарные преобразователи,
- ультразвуковые преобразователи для расходомеров,
- ультразвуковые преобразователи для воздушной среды,
- ультразвуковые преобразователи для медицинского УЗИ,
- датчики давления.

Компания «APC International Ltd.» начиная с 2011 года стала осуществлять поставки этих композитов для российских изготовителей оборудования для неразрушающего контроля, по оценке которых соотношение сигнал/шум таких элементов близок к единице [4].

В 90-х гг. прошлого века в исследовательском центре NASA был разработан новый тип пьезоактюатора – макроволоконный композитный – MBK (macro fiber composite) пьезоактюатор, обладающий относительно большой деформацией и развивающий значительную силу. Первоначально он применялся как актюатор, но затем было замечено, что он обладает сенсорными свойствами на уровне обычных пьезоэлементов, причем может встраиваться в цепь датчика и использоваться для совместного управления структурой. Поэтому он был использован в вышеуказанной программе в качестве «умного» датчика, способного определять уровень вибрации, и при превышении ее порога обеспечивать виброкомпенсацию [1-3].

Дальнейшие исследования новой пьезоэлектрической структуры в области демпфирования вибрации выявили возможность с ее помощью генерировать электрическую энергию. Однако уровень электрической энергии мал для обеспечения непосредственного питания электронных схем, в связи с чем разрабатываются системы ее аккумулирования за счет использования электрических конденсаторов, к которым по сути относятся и пакетные многослойные пьезоэлектрические актюаторы.

Преимуществами MBK являются:

- гибкость, прочность и надежность;
- увеличенная эффективность актюаторной деформации;
- возможность направленной актюации и чувствительности;
- высокая степень устойчивости к повреждениям;
- способность работать как удлинитель (мода d_{33}) и конфузور – стягивающий элемент (мода d_{31});
- хорошая адаптируемость к поверхности;
- простота монтажа;
- герметизированная защита от атмосферного воздействия;

MBK состоят из прямоугольных в сечении пьезокерамических (ЦТС) волокон (полосок), размещенных между слоями адгезива, и встроенных в термостойкую полимерную матрицу (рисунок 4) [3].

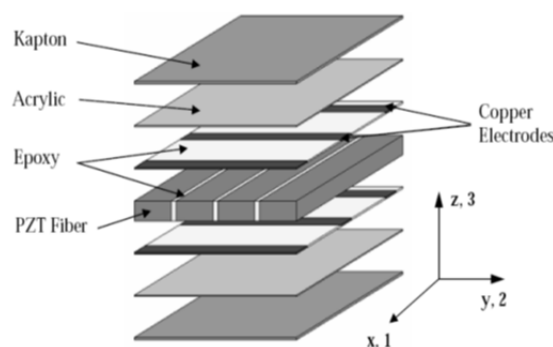


Рис. 4. Структура MBK актюатора

Этот активный, армированный волокнами, слой помещен между плакированными медью тонкими слоями каптона, которые имеют встречно-гребенчатую структуру медных электродов (изготовленных методом травления), что позволяет передавать (снимать) напряжение непосредственно к (от) отрезкам пьезо-керамических волокон.

После горячего прессования производится поляризация в плоскости актюатора и направление поляризации устанавливается параллельно пьезокерамическим волокнам. Такая плоскостная поляризация и дальнейшая плоскостная актюация по напряжению позволяет MBK пьезоактюаторам использовать пьезоэлектрический эффект моды d_{33} , который более эффективен по сравнению с модой d_{31} , используемой традиционными ЦТС актюаторами (поперечного, сдвигового и изгибного типов), изготовленными по технологии толщинной поляризации.

Сборка MBK в виде герметичного, надежного и готового к эксплуатации модуля дает возможность плоскостной актюации и детекции. В связи с плоской формой такой элемент может быть легко прикреплен (обычно наклеивается) к различным типам плоскостей или встроен в композитную структуру. При подаче управляющего напряжения будет происходить изгиб или искривление поверхности, либо генерироваться вибрация, либо осуществляться погашение вибрации. При отсутствии управляющего напряжения MBK способен работать как чувствительный тензодатчик, регистрирующий деформации, шумы и вибрации. Он также может быть использован для утилизации электроэнергии за счет паразитной вибрации.

В настоящее время MBK находят применение для виброкомпенсации и виброизоляции, в адаптронике (системы морфинга), для ПАВ преобразователей, датчиков деформации и генерирования электроэнергии и т.п.

* * *

1 J. Park, G. N. Washington – The Ohio State Univ. U.S. «SMART VEHICLES WORKSHOP», 7645-21, Session 5, Annual International Symposium on Smart Structures and Materials + Nondestructive Evaluation and Health Monitoring – SSNDE, 6-11 March 2011 San Diego, California USA.

2 M. Yoonessi, D. Tigelaar, B. A. Lerch, M. A. Meador, NASA Glenn Research Ctr. (US); J. Peck, Y. Shi, R. Weiss, The Univ. of Akron (US); G. Hatipoglu, Y. Liu, Q. M. Zhang, The Pennsylvania State Univ. (US); «Active high temperature polymers and polymer nanocomposites for aerospace applications, Annual International Symposium on Smart Structures and Materials + Nondestructive Evaluation and Health Monitoring – SSNDE, 8340-51, Session 11a, 11 – 15 March 2012 San Diego, California USA.

3 An overview of composite actuators with piezoceramic fibers R. Brett Williams, Gyuhae Park, Daniel J. Inman and W. Keats Wilkie Center for Intelligent Material Systems and Structures, Department of Mechanical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, 310 Durham Hall, Blacksburg, VA 24061-0261 Research Scientist, Structural Dynamics Branch, NASA Langley Research Center]

4 <http://www.americanpiezo.com/>

УДК 621.317.33

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВУХПОЛЮСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ¹

В. С. Мелентьев, Н. Г. Губанов, О. А. Латухова, А. М. Смолина

Самарский государственный технический университет, г. Самара

Аннотация. Рассматривается новый метод отдельного определения параметров двухэлементных двухполюсных электрических цепей по мгновенным значениям двух переходных процессов. Предлагается вариант устройства, реализующего метод. Приводятся результаты анализа влияния квантования мгновенных значений переходных процессов на погрешность измерения параметров.

¹ *Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 11-08-00039-а).

Abstract. The new method of separate definition of parameters of two-element bipolar electric circuits on instant values of two transients is considered. The variant of the device realizing a method is offered. Results of the analysis of influence of quantization of instant values of transients on an error of measurement of parameters are considered.

Ключевые слова: двухполюсные электрические цепи, переходные процессы, мгновенные значения, квантование, погрешность.

Keywords: bipolar electric circuits, transients, instant values, quantization, an error.

Введение

Одной из важных задач измерительной техники является измерение параметров пассивных электрических цепей. Это объясняется тем, что методы и средства, обеспечивающие измерение параметров электрических цепей, могут быть использованы для измерения значений широкого круга физических величин самых различных объектов исследования, представляемых электрическими схемами замещения.

При измерении рассматриваемых параметров приходится иметь дело не с отдельными элементами, а с двухполюсной электрической цепью (ДЭЦ), схема замещения которой содержит не только элемент, параметр которого подлежит преобразованию, но и ряд других элементов.

На практике часто возникает задача измерения нескольких параметров ДЭЦ. В частности, подобная задача имеет место при определении параметров катушек индуктивности: непосредственно индуктивности и активного сопротивления обмотки.

В настоящее время успешно развивается направление, связанное с определением параметров двухэлементных ДЭЦ (ДДЭЦ) по отдельным мгновенным значениям переходного процесса, возникающего при подключении к измерительной цепи (ИЦ) напряжения постоянного тока. За счет обработки мгновенных значений переходных процессов обеспечивается значительное сокращение времени измерения [1].

В [2] предложен метод измерения параметров ДДЭЦ по мгновенным значениям одного переходного процесса в ИЦ. Недостатками метода являются непосредственная связь момента подачи напряжения на измерительную цепь с моментом начала измерения и достаточно большое время измерения, обусловленное необходимостью измерения трех мгновенных значений, взятых через образцовые интервалы времени.

Метод [3] использует мгновенные значения двух переходных процессов и позволяет начинать измерение в произвольный момент времени после подачи напряжения на ИЦ. Однако для его реализации требуется измерение трех мгновенных значений одного из переходных процессов.

В докладе рассматривается новый метод раздельного определения параметров ДДЭЦ, например индуктивность и активное сопротивление катушки, по мгновенным значениям двух переходных процессов, в котором используется два образцовых интервала времени, что сокращает время измерения.

Метод раздельного определения параметров ДДЭЦ по мгновенным значениям переходных процессов.

Метод заключается в том, что на ИЦ, состоящую из последовательно включенных образцового резистора с известным значением сопротивления R_0 , катушки индуктивности и второго образцового резистора R_0 , подают напряжение постоянного тока U_0 ; через образцовый интервал времени Δt с момента подачи напряжения одновременно измеряют первые мгновенные значения напряжения на катушке индуктивности U_{11} и втором образцовом резисторе U_{21} относительно общей шины; через образцовый интервал времени с момента первого измерения измеряют второе мгновенное значение напряжения на втором образцовом резисторе U_{22} относительно общей шины; и определяют неизвестные индуктивность L_X и активное сопротивление R_X катушки по измеренным значениям.

Напряжения на катушке индуктивности и образцовом резисторе изменяются в соответствии с выражениями:

$$u_1(t) = \frac{U_0}{2R_0 + R_X} \left(R_0 + R_X + R_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \right); \quad u_2(t) = \frac{U_0 R_0}{2R_0 + R_X} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right).$$

Переходный процесс, возникающий в ИЦ, имеет три неизвестных параметра: L_X , R_X и U_0 . В этом случае составим систему трех уравнений:

$$\begin{cases} \frac{U_0}{2R_0 + R_X} \left(R_0 + R_X + R_0 e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \right) = U_{11}; \\ \frac{U_0 R_0}{2R_0 + R_X} \left(1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \right) = U_{21}; \\ \frac{U_0 R_0}{2R_0 + R_X} \left(R_0 + R_X + R_0 e^{-\frac{2\Delta t}{\tau}} \right) = U_{12}, \end{cases} \quad (1)$$

где $\tau = \frac{L_X}{2R_0 + R_X}$ – постоянная времени ИЦ.

Временные диаграммы, поясняющие метод, представлены на рис. 1.

Используя выражения для мгновенных значений переходных процессов (1), после преобразований получим

$$R_X = \frac{R_0 [U_{11}(U_{12} - U_{11}) + U_{21}(U_{12} - U_{21})]}{U_{21}^2}, \quad (2)$$

$$L_X = -\frac{(2R_0 + R_X)\Delta t}{\ln\left(\frac{U_{11} + U_{12}}{U_{21}}\right)}. \quad (3)$$

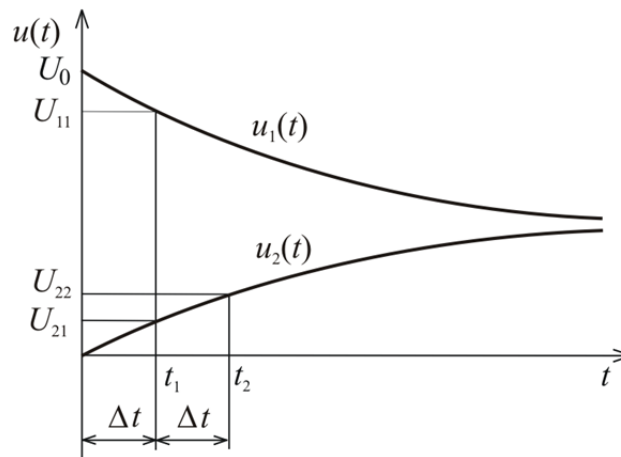


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Схема устройства (рис. 2), реализующего метод, содержит источник напряжения постоянного тока ИН; аналоговый ключ КЛ; измерительную цепь ИЦ, состоящую из последовательно включенных первого образцового сопротивления R_0 , катушки индуктивности, имеющей индуктивность L_X и сопротивление обмотки R_X , и второго образцового сопротивления R_0 ; два аналого-цифровых преобразователя АЦП1 и АЦП2; контроллер КНТ с шинами управления ШУ и данных ШД.

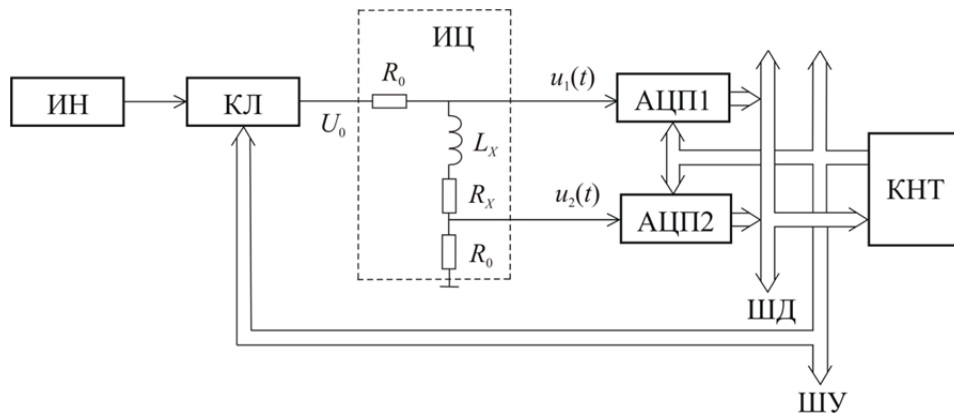


Рис. 2. Схема устройства, реализующего метод

Устройство работает следующим образом.

По сигналу управления с КНТ замыкается ключ КЛ и напряжение U_0 подается на измерительную цепь ИЦ.

Через образцовый интервал времени Δt (момент времени t_1) контроллер одновременно запускает АЦП1 и АЦП2, мгновенные значения сигналов на входах которых соответственно равны U_{11} и U_{21} . Данные сигналы преобразуются в соответствующие коды, которые поступают в КНТ.

Аналогично, через такой же интервал времени (момент времени t_2) производится преобразование в код мгновенного значения сигнала U_{22} с помощью АЦП2.

В контроллере производятся вычисления согласно выражениям (2) и (3).

Анализ влияния квантования мгновенных значений переходных процессов на погрешность результата измерения параметров ДДЭЦ

В рассматриваемых методах определения параметров ДДЭЦ используется измерение мгновенных значений сигналов. Использование в цифровых методах и средствах измерения квантования по уровню неизбежно приводит к погрешности, оказывающей влияние на результат определения параметров.

Проведем оценку влияния погрешности квантования на погрешность определения R_X и L_X . Для этого используем методику, основанную на том, что точность результата определения информативного параметра может быть оценена по погрешности вычисления значения функции, аргументы которой заданы приближенно, с погрешностями, соответствующими погрешностям квантования мгновенных значений сигнала [4]. Как известно, погрешность вычисления значения какой-либо функции, аргументы которой заданы приближенно, может быть оценена с помощью дифференциала этой функции. Погрешность функции есть не что иное, как возможное приращение функции, которое она получит, если ее аргументам дать приращение, равные их погрешностям.

Если считать, что мгновенные значения напряжений U_{11} , U_{21} и U_{22} измеряются с погрешностью преобразования АЦП и абсолютные погрешности измерения равны ΔU_{11} , ΔU_{21} и ΔU_{22} , то предельные абсолютные погрешности определения R_X и L_X согласно (2) и (3) с учетом погрешности квантования аналого-цифрового преобразователя будут равны:

$$\Delta R_X = \left| (R_X)'_{U_{11}} \right| \Delta U_{11} + \left| (R_X)'_{U_{21}} \right| \Delta U_{21} + \left| (R_X)'_{U_{22}} \right| \Delta U_{22}; \quad (4)$$

$$\Delta L_X = \left| (L_X)'_{U_{11}} \right| \Delta U_{11} + \left| (L_X)'_{U_{21}} \right| \Delta U_{21} + \left| (L_X)'_{U_{22}} \right| \Delta U_{22}. \quad (5)$$

Если считать, что $\Delta U_{11} = \Delta U_{21} = \Delta U_{22} = \Delta U$, где ΔU можно представить как отношение максимально-го значения напряжения U_0 на входе АЦП к числу уровней квантования, то в соответствии с (4) и (5) относительные погрешности вычисления R_X и L_X равны:

$$\delta_R = \frac{(2R_0 + R_X) 2R_X \left[\left| R_0 e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \left(e^{\frac{\Delta t}{\tau}} - 2 \right) - R_0 - R_X \right| + 2R_0 + R_X + \left| e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} (R_0 + R_X) - R_X \right| \right]}{2^n R_0 R_X}; \quad (6)$$

$$\delta_L = \frac{\tau(2R_0 + R_X)}{\Delta t 2^{n-1} R_0} \left[\frac{2}{2R_0 + R_X + R_0 e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \left(1 + e^{\frac{\Delta t}{\tau}} \right)} + \frac{1}{R_0 \left(1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \right)} \right], \quad (7)$$

где n – разрядность АЦП.

Анализ выражений (6) и (7) показывает, что результирующие погрешности определения параметров зависят от соотношений $\Delta t/\tau$ и R_X/R_0 .

Заключение

Разработанный метод и, реализующее его, устройство позволяют сократить время измерения параметров ДДЭЦ.

Полученные результаты позволяют выбирать оптимальные соотношения между образцовым интервалом времени Δt и постоянной времени ИЦ τ , а также между измеряемым сопротивлением обмотки R_X и образцовым резистором R_0 , позволяющие сократить погрешность измерения.

* * *

1. Мелентьев В.С. Методы раздельного определения параметров двухполюсных электрических цепей // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. Технические науки. – 2009. -№ 1(23). – С. 105 – 111.

2. Мелентьев В.С., Костенко Е.В. Методы и средства раздельного определения параметров двухэлементных двухполюсных электрических цепей // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 2(10). – С. 102-112.

3. Мелентьев В.С., Костенко Е.В., Миронов Д.А. Аппроксимационные методы раздельного определения параметров двухэлементных двухполюсных электрических цепей // Позуновский вестник. – 2011. – № 3(1) – С. 47-50.
4. Батищев В.И., Мелентьев В.С. Аппроксимационные методы и системы промышленных измерений, контроля, испытаний, диагностики. – М.: Машиностроение-1, 2007. – 393 с.

УДК 681.586 (076.5)

СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ НАНО- И МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В. А. Васильев, Н. В. Громков, С. А. Москалев, П. С. Чернов

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Аннотация. Рассматриваются вопросы применения системного подхода при проектировании измерительных преобразователей на основе нано- и микроэлектромеханических систем (НМЭМС) в целях уменьшения погрешностей от воздействия дестабилизирующих факторов.

Abstract. The application of the system approach are considered at designing of measuring converters based on nano- and micro-electromechanical systems (N&MEMS) with a view of reduction of an errors from influence of destabilizing factors.

Ключевые слова: системный подход, измерительные преобразователи, нано- и микроэлектромеханические системы.

Key words: system approach, measuring converters, nano- and micro-electromechanical systems.

Развитие информационно-измерительных систем характеризуется широким использованием измерительных преобразователей различных физических величин в электрические сигналы, удобные для последующей обработки и передачи на значительные расстояния. Датчики являются первичным звеном измерительных преобразователей в составе информационно-измерительной системы и в значительной степени определяют ее метрологические характеристики. Среди большого многообразия выпускаемых датчиков датчики на основе резистивных (тензорезисторные, терморезисторные, пьезорезисторные и т. п.) нано- и микроэлектромеханических систем (НМЭМС) занимают особое место в силу своей многофункциональности при измерении давлений, температур, механических деформаций и перемещений, ускорений и др., а также простоты схемной реализации измерительной цепи (ИЦ), высокой технологичности, надежности и возможности адаптации с преобразователями аналоговых сигналов в частоту, код, цифру.

Для работы с датчиками на основе резистивных НМЭМС широкое применение в информационно-измерительных системах (ИИС) получили преобразователи параметров датчиков в частоту. Интерес к данным измерительным преобразователям обусловлен рядом достоинств частотного представления информации. Одним из перспективных направлений создания частотных преобразователей параметров датчиков на основе резистивных НМЭМС является построение их с использованием метода интегрирующего развертывающего преобразования. Достоинствами таких преобразователей являются широкие функциональные возможности, помехоустойчивость, относительная простота реализации и настройки схем, технологичность.

Разработчики вторичных преобразователей сигналов с датчиков в унифицированные частотно-временные сигналы добились высоких результатов при разработке схем преобразователей сигналов с датчиков на основе резистивных НМЭМС, но при этом не всегда учитываются изменения параметров выходных сигналов с первичных датчиков от воздействия дестабилизирующих факторов. Развитие и совершенствование ИИС идет по направлениям совершенствования первичных измерительных преобразователей (датчиков) и вторичных измерительных преобразователей [1]. При этом совершенствуются структуры, элементная база, алгоритмы измерений и обработки сигналов [2, 3]. Для каждого типа датчиков характерны свои вторичные измерительные преобразователи, особенности построения которых, зависят от конкретных целей и задач преобразования информации. Разработка новых, более совершенных измерительных устройств, требует системного подхода к анализу и синтезу измерительных преобразователей. Требуется комплексное исследование проблемы уменьшения температурных погрешностей первичных и вторичных измерительных преобразователей, как составной части информационно-измерительной системы.

Применяя системный подход к исследованиям и разработке измерительных преобразователей на основе НМЭМС, системные исследования и системный анализ можно значительно улучшить метрологические характеристики создаваемых с определенными целями ИИС. Системный подход при изучении заданного объекта предполагает три уровня рассмотрения – сам объект, структуру взаимосвязей его подсистем и его место в системе более высокого уровня [4–6].

В принципе любое техническое устройство может рассматриваться как система – вопрос лишь в степени детализации. С этой целью необходимо разбить ИИС на подсистемы более низкого уровня: первичные

преобразователи (датчики) физических величин в электрические сигналы, измерительные преобразователи, устройства передачи информационного сигнала и его регистрации и т. д., которые в свою очередь можно разбить на еще более мелкие подсистемы.

На рисунке 1 представлена иерархия построения информационно-измерительных систем на примере измерительно-вычислительного комплекса (ИВК), в состав которого входят несколько ИИС (I уровень), в свою очередь каждая ИИС может состоять из более мелких подсистем (II уровень), т. е. измерительных преобразователей (первичный, промежуточный, вторичный), в составе которых могут быть отдельные каскады или функциональные устройства (III уровень) с определенными конструкциями, элементами и линиями связи.

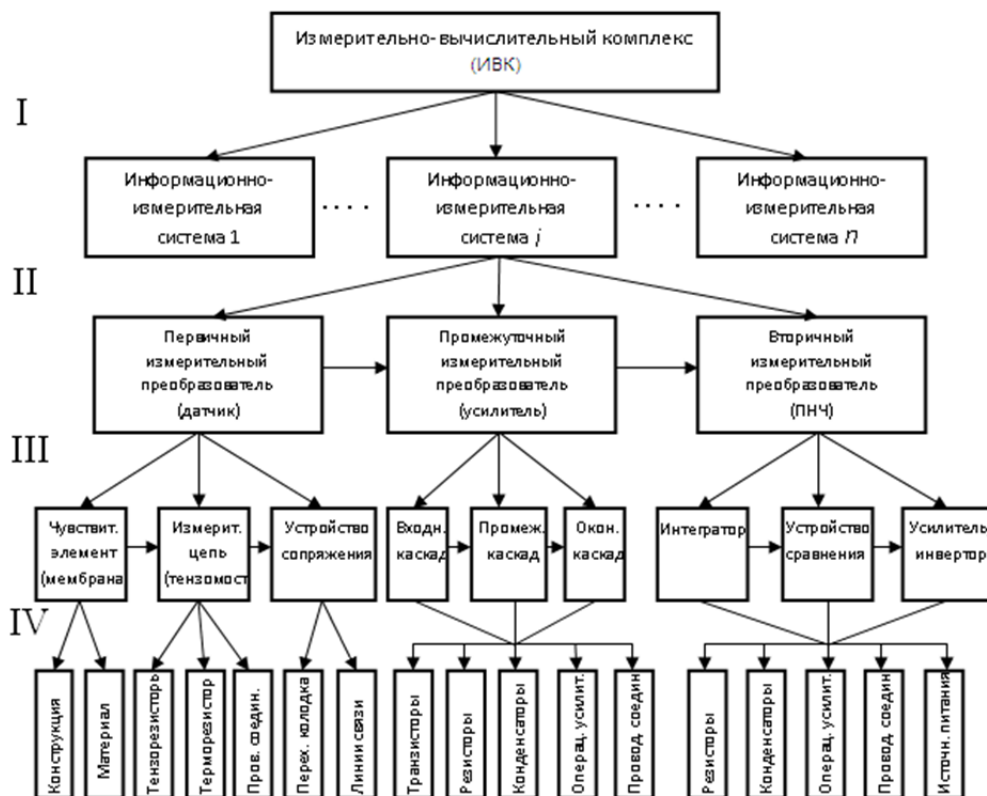


Рис. 1. Иерархия построения информационно-измерительных систем

При рассмотрении измерительного преобразователя как объекта некоторой системы и представлении самого измерительного преобразователя как системы, состоящей из подсистем и элементов, необходимо учитывать и оценивать возможности обратных связей всех уровней. Очевидно, что наборы обратных связей различных уровней имеют разную степень эффективности. Системный подход позволяет прогнозировать, что определенная конфигурация обратных связей (в весьма широких диапазонах характеристик, объединенных этими связями подсистем, элементов) приведет к стабилизации работы системы, либо вызовет дестабилизацию работы.

При использовании системных понятий для описания какой-либо части объекта эту часть отделяют от окружения таким образом, чтобы в поле рассмотрения осталось лишь конечное число наиболее важных взаимодействий с этой средой. Последние могут носить характер вещественных и (или) энергетических связей, выражаемых в обмене информацией (см. рисунок 2).

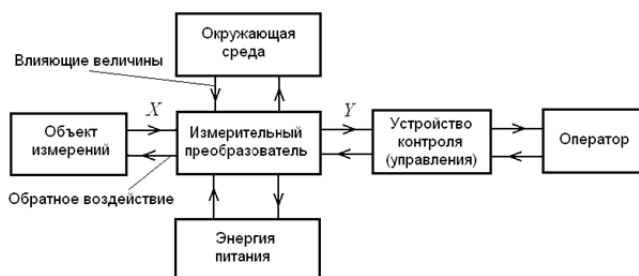


Рис. 2. Схема взаимодействия измерительного преобразователя с окружающей средой

При рассмотрении влияющих величин на процесс преобразования учитывают воздействие окружающей среды и энергии питания. К источникам воздействия, оказывающим значительное влияние на погрешность преобразования измерительных преобразователей (как первичных, так и вторичных), можно отнести: температуру окружающей среды, нестабильность источников питания, шумы элементов схем, изменение параметров линии связи и др.

Обычно к измерительным преобразователям предъявляются требования линейности, стабильности, максимальной чувствительности и наименьшего времени преобразования. С целью обеспечения независимости результата преобразования от дестабилизирующих факторов в общую структуру вводят дополнительные преобразователи с определенными характеристиками и параметрами. При этом организуются связи, позволяющие минимизировать разницу между реальной и номинальной функциями преобразования. Дополнительные преобразователи со своими определенными функциями преобразования разделяют искомую функцию преобразования на ряд простых элементарных функций.

Необходимый вид соединения измерительных преобразователей на основе НиМЭМС определяется из условия обеспечения требуемой информационной эффективности. При этом, получение максимума значения одного параметра, характеризующего эффективность, обычно сопровождается ухудшением другого и наоборот. То есть происходит качественный обмен между параметрами. Чаще всего встречаются следующие случаи качественного обмена: чувствительности на быстродействие; чувствительности на погрешность; точности на экономическую эффективность; быстродействие на точность.

При выделении подсистем следует учитывать те свойства, которые важны именно с точки зрения функционирования системы более высокого уровня. Такие свойства называют системообразующими или интегральными свойствами системы [6]. Вместе с тем в строении системы существенны, прежде всего, связи между подсистемами или обобщенная структура системы.

Системное представление измерительного преобразователя на основе НиМЭМС в виде подсистем, ограничение учитываемых характеристик интегральными показателями, построение обобщенной структуры измерительного преобразователя и другие аналогичные приемы позволяют упростить решаемые задачи и снизить размерность моделей, применяемых для описания таких систем. Рассматривая отдельно первичный и вторичный измерительные преобразователи, вначале следует считать их объектом, представляющим собой единое целое, обращая внимание на интегральные свойства, важные с точки зрения их специфики как подсистемы системы следующего уровня. Затем следует определить компоненты рассматриваемого объекта и изучить обобщенную структуру их взаимодействия, характеризующую интегральные свойства.

В исследовании реакций системы «измерительный преобразователь» на различные воздействия измеряемой и окружающей среды можно выделить следующие этапы: построение модели процесса (динамики системы); постановка задачи (описание реакции), на этом этапе должна быть формализована цель и сформулирована оптимизационная задача; решение оптимизационной задачи.

При разработке измерительных преобразователей на основе НиМЭМС с частотным выходным сигналом с использованием системного подхода, совместного использования первичных и вторичных измерительных преобразователей с учетом их характеристик, путем введения дополнительных элементов в схемы частотных интегрирующих развертывающих преобразователей (ЧИРП) и совмещением функций отдельных элементов схем вторичных и первичных измерительных преобразователей стало возможным уменьшение погрешностей преобразования измерительных преобразователей, состоящих из датчиков давления резистивного типа, выполненных на основе нано- и микроэлектромеханической системы (НиМЭМС) и ЧИРП, от воздействия различных дестабилизирующих факторов (температуры, нестабильности питания, сопротивления кабельной линии и т.д.) [7 – 9].

Таким образом, системный подход к проектированию первичных и вторичных измерительных преобразователей позволяет получать новые качественные свойства измерительных преобразователей на основе НиМЭМС.

* * *

1. Васильев В.А., Громков, Н.В. Системный подход к совершенствованию измерительных преобразователей / Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2010. – № 4 – С. 2–7.
2. Васильев, в.а. уменьшение влияния дестабилизирующих факторов на информативный сигнал датчиков // датчики и системы. – 2002. – № 4. – с. 12.
3. Васильев, в.а. классификация и методы уменьшения температурных погрешностей датчиков на основе твердотельных структур // датчики и системы. – 2001. – № 12. – с.6–7.
4. Перегудов ф.и., тарасенко ф.п. введение в системный анализ. – м.: высшая школа, 1989. – 320 с.
5. Волкова, в.н. основы теории систем и системного анализа. Учебник для студентов вузов. / в. Н. Волкова, а. А. Денисов. // – изд. 2-е, переработанное и дополненное – спб.: издательство спбгту, 1999. – 510 с.
6. Хомяков д.м., хомяков п.м. основы системного анализа / предисловие м. Я. Лемешева. – м.: изд-во мгу им. М.в.ломоносова, 1996.–107 с.
7. Патент рф № 2398196, мпк g 01 19/04, b81b 1/00. Устройство для измерения давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы с частотным выходным сигналом /васильев в.а., громков н.в.// бюл. № 24 от 27.08.2010 г.
8. Патент рф№ 2406985, мпк g 01 19/04, b82b 1/00. Устройство для измерения давления с частотным выходом на основе нано- и микроэлектромеханической системы / васильев в.а., громков н.в.// бюл. № 35 от 20.12.2010 г.
9. Патент рф№ 2408857, мпк g 01 19/04, b82b 1/00/ датчик давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы с частотным выходным сигналом / васильев в.а., громков н.в.// бюл. № 1 от 10.01.2011 г.

СОВРЕМЕННЫЕ САПР-СИСТЕМЫ В ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКЕ ПРОИЗВОДСТВА

В. В. Юрин, А. Б. Смирнов

ОАО «НИИФИ», г. Пенза

Аннотация. Рассмотрен вопрос об эффективности применения САПР-систем в технологической подготовке производства.

Abstract. Productive application of CAD-systems for process design is presented.

Ключевые слова: технологическая подготовка производства, технологический процесс, АСКОН, технологичность.

Key words: process design, processing, Automatic Switched Communications Network (ASCN), producibility.

Современные темпы развития производства в машино- и приборостроении, объемы производства и тенденции его роста не дают возможности получить требуемое качество продукции без применения автоматической системы проектирования. Обновляясь практически каждый месяц, современные САПР идут в ногу со временем и тем самым облегчают и ускоряют процесс появления продукции на рынке потребителей. В настоящее время внедряются новые программные комплексы фирмы АСКОН: ЛОЦМАН: PLM и ВЕРТИКАЛЬ, интегрирующие между собой и с давно используемой программой КОМПАС. Комплекс АСКОН полностью позволяет подготовить выпуск изделия, начиная от его разработки и заканчивая технологическим процессом изготовления, контролировать конструкцию на ранних этапах разработки изделия и его технологичность (рис. 1).

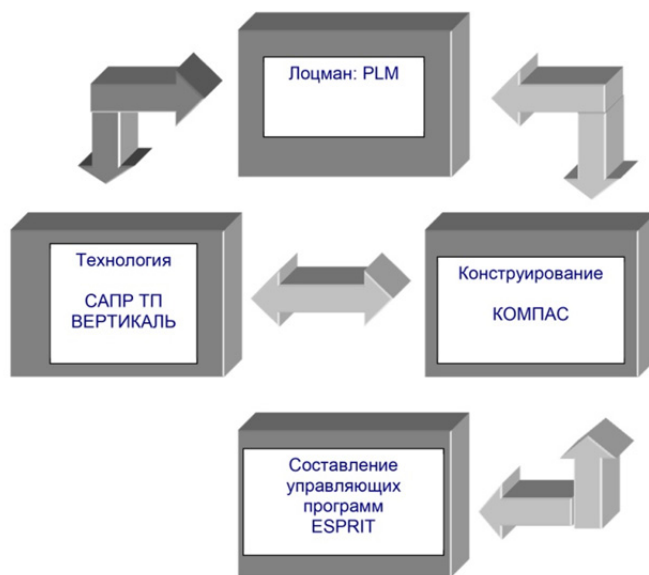


Рис. 1. Комплекс АСКОН

Ядром комплекса является система управления инженерными данными и жизненным циклом изделия корпоративного уровня ЛОЦМАН:PLM (рис. 2,а), содержащая всю информацию об изделиях, базы данных (справочников) серии ЛОЦМАН, к которым обращаются остальные компоненты комплекса [1]. КОМПАС-ГРАФИК КОМПАС-3D с множеством дополнительных специализированных САПР и библиотек – системы автоматизации конструкторской подготовки производства (рисунок 2б), САПР ТП ВЕРТИКАЛЬ (рис. 2,в), включающая дополнительные модули технологических расчетов, формирования отчетов и т.д. – система автоматизации технологической подготовки производства [2], ESPRIT (рисунок 2г) – высокоэффективная и полномасштабная система разработки управляющих программ для всех видов механической обработки [3].

На первых этапах внедрения комплекса АСКОН конструктора проводят работы по заполнению базы данных ЛОЦМАН конструкторской документацией, определяя укрупненный состав разрабатываемых изделий в виде перечня основных узлов, а также при помощи элементов программы КОМПАС (КОМПАС-3D и КОМПАС-ГРАФИК) создают математическую модель изделия, а в системе ЛОЦМАН:PLM параллельно формируется окончательный состав изделия. В свою очередь, технологи с помощью САПР ТП ВЕРТИ-

КАЛЬ проводят технологическую проработку конструкции, определяют маршрут изготовления и оценивают потребность в средствах технологического оснащения. Причем исходные данные о детали для проектирования технологического процесса можно получить автоматически, используя данные из ЛОЦМАН или КОМПАС, подключив чертеж (3D-модель). В результате вся информация об изделии сохраняется в системе ЛОЦМАН: PLM. Это является важнейшим условием для дальнейшей быстрой проработки модификации изделия, проведения согласований с заказчиками и поставщиками, проектирования и запуска в производство новой продукции, преемственной с ранее разработанными проектами. Вся система в целом позволяет значительно сократить сроки разработки и внедрения новых изделий. Пользуясь данными о конкретной детали, входящей в то или иное изделие, и программным продуктом ESPRIT, инженер-программист разрабатывает управляющую программу механической обработки детали. Это позволяет: затрачивать на создание и отладку управляющих программ не дни, а часы или даже минуты; применять один программный продукт для программирования работы всех станков с ЧПУ в цехе – как самых простых, так и самых сложных; экономить производственные ресурсы и оберегать от поломки дорогостоящее оборудование, инструмент и оснастку благодаря возможности быстрого и надежного обнаружения и исправления ошибок в обработке еще до передачи управляющей программы (УП) в цех; легко и повсеместно использовать при подготовке УП как лучший мировой опыт, так и опыт собственных специалистов благодаря наличию в ESPRIT пополняемой базы знаний Knowledge Base и возможности автоматического применения оптимальных режимов обработки; получить важные конкурентные преимущества: повысить качество обработки, уменьшить машинное время, ускорить подготовку выпуска новых изделий, сократить время окупаемости станков.

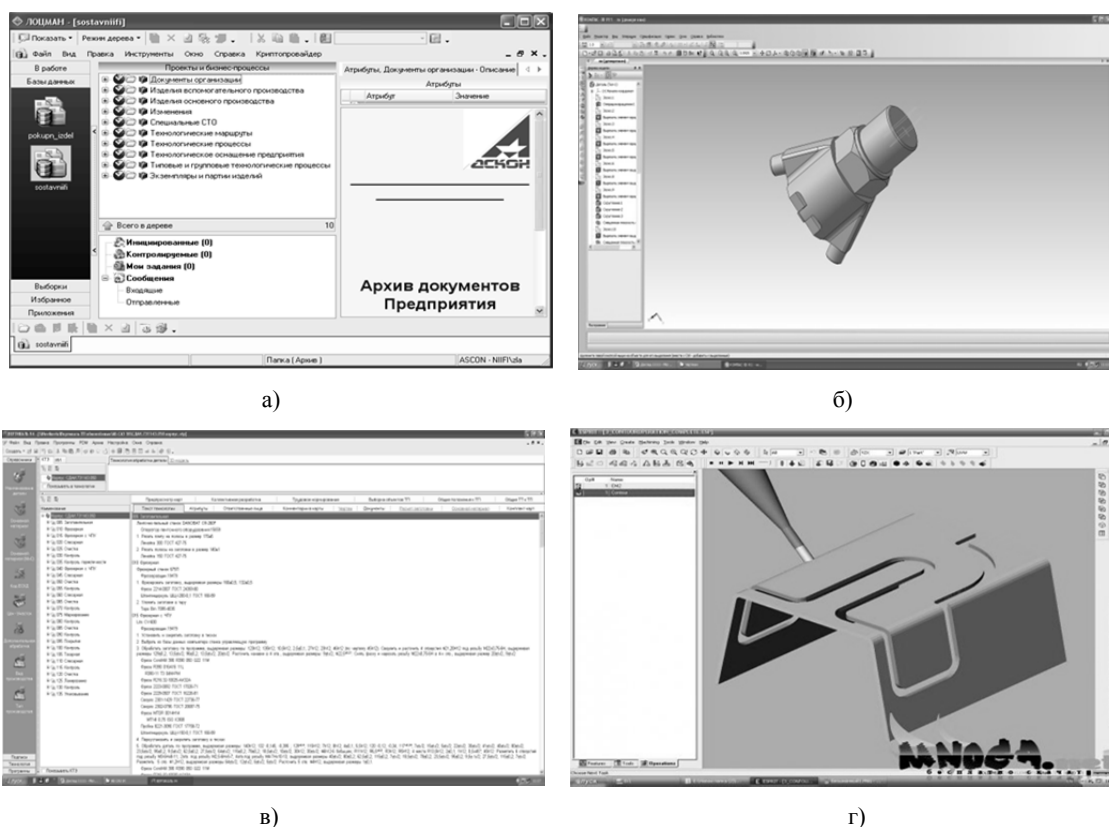


Рис. 2

Выводы

Применение вышеуказанных САПР позволяет:

- проектировать технологические процессы в нескольких автоматизированных режимах;
- рассчитывать материальные и трудовые затраты на производство;
- формировать все необходимые комплекты технологической документации, используемые на предприятии;
- вести параллельное проектирование сложных и сквозных техпроцессов группой технологов в реальном режиме времени;
- поддерживать актуальность технологической информации с помощью процессов управления изменениями;
- обеспечивать инженерный документооборот в части заявок на проектирование средств технологического оснащения.

На основе выше изложенного можно сделать вывод о достаточно высоком уровне развития технологической подготовки производства деталей датчиковой и преобразующей аппаратуры с применением САПР-систем. Однако дальнейшее развитие технологических и конструкторских решений в приборостроении, появление нового оборудования, материалов все же оставляет достаточно широкое поле деятельности для повышения уровня внедряемых технологий автоматического проектирования, которые, в свою очередь, порой подсказывают совершенствование датчиковой и преобразующей аппаратуры.

* * *

1. Руководство пользователя ЛОЦМАН: PLM 9.0, стр. 19.
2. Азбука САПР ТП ВЕРТИКАЛЬ V4, стр. 5.
3. <http://49520-dp-technology-esprit-2009.html>

УДК 681.326.75: 681.586

ОСНОВНЫЕ ТРУДНОСТИ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА

Д. И. Волков, А. В. Кердяшов, А. П. Дергач

ОАО «НИИФИ», г. Пенза

Аннотация. Трудности, возникающие при разработке интеллектуальных систем мониторинга, могут быть классифицированы и решены различными способами на всех этапах разработки. Ключевым моментом создания систем мониторинга является разработка специального программного обеспечения.

Abstract. The difficulties, occurred in the development of intelligent systems of monitoring, can be classified and solved in various ways at all stages of development. The key to creating systems of monitoring is the specific software development.

Ключевые слова: системы мониторинга, контроль, датчики, операционные системы.

Key words: systems of monitoring, control, sensors, operating systems.

Создание интеллектуальных систем мониторинга – одна из актуальных проблем модернизации существующих предприятий и инфраструктуры в нефтегазовой, химической, космической и др. отраслях промышленности. Разработка систем порождает множество вопросов и проблем для разработчика. Основная причина – неполная осведомленность конечного разработчика о деталях функционирования объекта мониторинга. Часто на объекте уже существуют отдельные разрозненные подсистемы мониторинга, причем не всегда это подсистемы одного разработчика. Следовательно, возникает проблема взаимодействия с уже существующими подсистемами. При разработке систем мониторинга технически сложных объектов добавляются специфические требования к аппаратной части системы. В то же время остается множество технических проблем, которые можно решить только при согласовании с заказчиком.

Основные трудности при разработке интеллектуальных систем мониторинга технически сложных объектов представляют:

- 1) выбор датчиков-преобразующей аппаратуры (ДПА);
- 2) физическая сложность мониторинга того или иного технического процесса;
- 3) согласование каналов передачи данных;
- 4) определение оптимального количества ДПА для обеспечения требуемого быстродействия системы;
- 5) разработка программного обеспечения.

При выборе датчиков-преобразующей аппаратуры приходится искать компромисс между габаритными размерами, техническими характеристиками, функциональными возможностями и стоимостью. Современная датчиков-преобразующая аппаратура прекрасно справляется со своим целевым назначением – получением информации о состоянии контролируемого параметра объекта мониторинга. В то же время производители продолжают производить датчики без функции самодиагностики и автокалибровки сенсоров. Для создания интеллектуальных систем данный фактор является наиболее критичным. На технически сложных объектах также критичными являются условия эксплуатации (температура окружающей среды, влажность, вибростойкость). ДПА в специальном исполнении или с расширенным диапазоном подчас стоит намного больше, чем выгода от их использования, вследствие чего заказчик может принять решение о переносе сроков разработки некоторых подсистем мониторинга объекта на неопределенный срок.

При составлении перечня контролируемых параметров и определении диапазонов измерения для датчиков могут возникнуть неразрешимые проблемы. В технологическом процессе встречаются операции, требующие мониторинга и в то же время не допускающие вмешательства извне. Например, в химическом, нефтегазовом производстве имеются цистерны или баки, полноту которых необходимо контролировать, но врезаться в данные емкости для использования поплавковых уровнемеров нельзя. Для контроля приходится

использовать ультразвуковые уровнемеры. Их существенный недостаток – широкая зона нечувствительности при уровнях близких к нулю, что не дает полной картины состояния объекта. Разработчику приходится определять уровень по косвенным признакам или отказаться от контроля уровней близких к нулю (при согласии заказчика).

Составные части интеллектуальных систем мониторинга могут географически находиться как в одном здании, так и на значительном расстоянии друг от друга. Для взаимодействия элементов системы необходимо использовать различные каналы связи: кабельные линии, радиоканалы, спутниковые каналы.

В то же время в рамках одного физического канала существуют различные интерфейсы. Сегодня объединения сетей различной топологии не является серьезной проблемой. Для данных целей используются преобразователи интерфейсов. Более серьезная проблема возникает при взаимодействии ДПА различных производителей на уровне протоколов передачи данных. У современных производителей оборудования нет единого протокола передачи данных в промышленных сетях. Самым распространенным протоколом является MODBUS, в то же время множество производителей используют протоколы собственной разработки. Если реализация отдельного протокола не представляет сложности для опытного программиста, реализация множества протоколов в рамках одной системы серьезно увеличивает время и стоимость разработки. К тому же, не все протоколы собственной разработки обеспечивают стопроцентную достоверность передачи данных. В то же время не все производители реализуют свои протоколы в режиме «запрос-ответ», а отдают предпочтение циклической передаче. Применение ДПА в режиме циклической передачи заставляет разработчиков интеллектуальных систем мониторинга использовать дополнительные каналы передачи данных, что увеличивает трудоемкость работ и как следствие стоимость системы.

Первоочередным вопросом при проектировании интеллектуальных систем мониторинга является определение номенклатуры контролируемых параметров объекта мониторинга. Немаловажным вопросом является определение необходимого и достаточного количества ДПА и мест их установки. При проектировании также критичным является необходимое быстродействие элементов системы. Время получения информации от ДПА в режиме циклической передачи целиком зависит от настроек, заложенных производителем. При применении ДПА в режиме «запрос-ответ» есть возможность свести время получения данных к минимуму, используя отдельные каналы передачи данных, уменьшая количество аппаратуры на одной шине, уменьшая для критичных параметров тайм-ауты между запросами.

Ключевым моментом при разработке систем мониторинга является разработка программного обеспечения. Прежде чем начать разработку программного обеспечения необходимо выбрать операционную систему (ОС). ОС бывают двух типов: ОС общего назначения и ОС реального времени (ОСРВ). ОС общего назначения, особенно многопользовательские, такие как UNIX, Windows, ориентированы на оптимальное распределение ресурсов компьютера между пользователями и задачами. Для ОСРВ главная задача – успеть среагировать на события, происходящие на объекте [1].

По пользовательскому интерфейсу ОСРВ может быть похожа на ОС общего назначения, однако устроена совершенно иначе. Кроме того, применение ОСРВ всегда конкретно. Если ОС общего назначения обычно воспринимается пользователями (не разработчиками) как уже готовый набор приложений, то ОСРВ служит только инструментом для создания конкретного аппаратно-программного комплекса реального времени. И поэтому наиболее широкий класс пользователей ОСРВ – разработчики комплексов реального времени, проектировщики систем управления и сбора данных [2].

В качестве основного требования к ОСРВ выдвигается требование обеспечения предсказуемости или детерминированности поведения системы в наихудших внешних условиях, что резко отличается от требований к производительности и быстродействию универсальных ОС. Хорошая ОСРВ имеет предсказуемое поведение при различных условиях системной загрузки.

Сравнительная характеристика ОСРВ и ОС общего назначения приведена в таблице 1 [1,3].

Таблица 1

Сравнительная характеристика ОСРВ и ОС общего назначения

Характеристики	ОСРВ	ОС общего назначения
Основная задача	Успеть среагировать на события, происходящие на оборудовании	Оптимально распределить ресурсы компьютера между пользователями и задачами
Ориентированность	Обработка внешних событий	Обработка действий пользователя
Назначение	Инструмент для создания конкретного аппаратно-программного комплекса реального времени	Воспринимается пользователем как набор приложений, готовых к использованию
Пользователь	Квалифицированный разработчик	Пользователь средней квалификации

Наиболее распространенными в интеллектуальных системах мониторинга являются:

- Windows Server (Microsoft, США);
- Windows XP/7 (Microsoft, США);
- Windows Embedded (Microsoft, США);
- VxWorks (Wind River, США);
- Wind River Linux (Wind River, США);
- OCPB QNX (SWD, Россия);
- OCPB «Нейтрино» (SWD, Россия)
- MCBC (ВНИИНС, Россия);

ОС семейства Microsoft Windows представляют собой группы наиболее популярных ОС, предназначенных для работы на ПК класса IBM PC, и содержат в своем составе все необходимые средства для создания на их основе интеллектуальных систем мониторинга. Для данных ОС создано и будет создаваться наибольшее число средств разработки системного и прикладного ПО. В среде данных ОС произведена разработка наиболее мощных и универсальных систем класса SCADA, например, FIX, PCP Virgo, Genesis32, InTouch и др.

К числу недостатков ОС семейства Microsoft Windows следует отнести:

- несоответствие по принципам построения систем реального времени, что затрудняет возможность применения этих ОС в системах повышенной надежности;
- отсутствие отечественных сертификатов по безопасности и к применению в разработках МО РФ;
- проприетарная сущность ОС. Направление развития, ценовая политика и поддержка прежних версий целиком и полностью определяется Microsoft и может в какой-то момент измениться таким образом, что сделают невозможным или неоправданным применение ОС в рамках проекта;
- закрытый исходный код открывает потенциальную возможность для разработчика ОС встроить программные закладки, что ограничивает применение ОС в военной отрасли;
- большое количество вирусов.

ОСРВ QNX по своим возможностям и области применения занимает промежуточное положение между ОС семейства MS Windows и ОС для систем «жесткого» реального времени, таких как VxWorks и WindRiverLinux. По своим функциональным возможностям, являясь флагманом среди ОСРВ, QNX наилучшим образом приспособлена для создания и эксплуатации интеллектуальных систем мониторинга.

ОСРВ VxWorks и WindRiverLinux относятся к системам жесткого реального времени, являются достаточно серьезными и продвинутыми платформами, используемыми при разработке систем автоматизированного управления и контроля среднего и малого уровней. Но сравнительная характеристика двух платформ с QNX – лидирующей ОСРВ в области построения промышленного программного обеспечения, все же отодвигает VxWorks и WindRiverLinux на второе место.

Основное требование к ОСРВ – это минимальное время задержки обработки того или иного события. На практике это означает, что должны быть малы следующие параметры: время отклика на прерывание, время переключения потока управления, время переключения контекста процесса.

Помимо временных характеристик для ОСРВ важна также стабильность этих характеристик. Именно этот критерий во многом определяет «жесткость» ОСРВ, т.е. предсказуемость времени обработки данных, момента выдачи результатов и т.д. [4].

По надежности и предсказуемости обе ОСРВ уступают QNX:

- VxWorks не поддерживает процессную модель, что усложняет организацию параллельной разработки и, в конечном счете, снижает надежность ПО.
- VxWorks и WindRiverLinux из-за отсутствия поддержки модульности на всех уровнях системы позволяют динамически восстанавливать систему только на уровне пользовательских процессов. В QNX эта возможность реализуется для любых системных и пользовательских процессов.

ОСРВ WindRiverLinux не имеет нужных сертификатов для применения в разработках МО РФ.

ОСРВ VxWorks имеет должные сертификаты, также известно, что в настоящее время она успешно применяется в авиации.

К недостаткам ОСРВ следует отнести отсутствие специальных средств защиты и поддержания работоспособности серверов баз данных (поддержка дублирования дисков и файлов, поддержка мультипроцессорирования и др.), высокую, даже по меркам встраиваемого оборудования, цену.

Немаловажным фактором, который влияет на успешность применения той или иной ОС в новых разработках, является наличие опытных специалистов, хорошо знающих особенности программирования в среде ОС и имеющих опыт эксплуатации систем, построенных на ее основе.

При выборе средств разработки ПО рассматриваются два варианта:

- программирование с использованием «традиционных» средств (традиционные языки программирования, стандартные средства отладки и пр.);
- использование существующих, готовых инструментальных проблемно-ориентированных средств.

Для сложных распределенных систем процесс разработки ПО с использованием «традиционных» средств может стать недопустимо длительным, а затраты на его разработку неоправданно высокими. Вариант с прямым программированием относительно привлекателен лишь для простых систем или небольших фрагментов большой системы, для которых не нашлось стандартных решений (например, не написан подходящий драйвер), или же они известны, но не устраивают по тем или иным причинам.

Прибегая только к «традиционным» средствам при выполнении большого объема сложных работ, необходим большой штат опытных профессиональных высокооплачиваемых программистов.

Процесс разработки ПО можно максимально упростить (автоматизировать), сократить временные и прямые финансовые затраты на разработку ПО, минимизировать затраты труда инженеров-программистов, за счет использования SCADA-систем и привлечения к разработке имеющихся специалистов-технологов АСУ. При разработке интеллектуальных систем мониторинга применение SCADA-систем является наиболее предпочтительным.

Выводы

При создании систем мониторинга разработчик всегда сталкивается с рядом трудностей и должен быть готов к поиску их решения. В части создания интеллектуальных систем мониторинга и контроля технически сложных объектов оптимальным является:

- использование ДПА в режиме «запрос-ответ»;
- применение минимального числа протоколов обмена данными;
- применение SCADA-систем для систем на базе ОС семейства MS Windows;
- применение ПО собственной разработки только в случае отсутствия готовых решений.

Все это позволяет минимизировать время разработки системы, сократить трудовые затраты на разработку и стоимость системы в целом.

* * *

- 1.Олифер, В. Г., Олифер Н. А. Сетевые операционные системы. – СПб.: Питер, 2002. – 544 с.
- 2.Столлингс, У. Операционные системы = Operating Systems: Internals and Design Principles. – М.: Вильямс, 2004. – 848 с.
- 3.Таненбаум, Э. С. Современные операционные системы = Modern Operating Systems. – 2-е изд. – СПб.: Питер, 2005. – 1038 с.
- 4.Рэймонд, Э. С. Искусство программирования для UNIX = The Art of UNIX Programming. – М.: Вильямс, 2005. – 544 с.

УДК 621.317.681.3

РАЗВИТИЕ ПОДХОДОВ В ОПРЕДЕЛЕНИИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

П. В. Сапронов

Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, г. Москва

Аннотация. Проблема правильного понимания и применения терминологии в области интеллектуальных средств измерений (ИнСИ) остается актуальной. Рассматриваются этапы развития подходов в определении ИнСИ. Понятие ИнСИ рассматривается с позиций понимания терминов «интеллектуальный» и «разумный» и положений теории нормальных интеллектуальных устройств.

Abstract. The problem of a correct understanding and application of terminology in the field of intelligent measuring instruments remain relevant. The stages of the development of approach methods to the definition «Intelligent measurement instrument» are considered. The notion of intelligent measurement instrument is specified from the point of view definition of «Intellect», based on the translation and definition of values «smart» и «intelligent» and the provisions of the theory of normal intelligent devices.

Ключевые слова: «интеллектуальный», «разумный», интеллектуальное средство измерений.

Key words: intelligent, smart, of intelligent measuring instruments.

1. Введение

В настоящее время в области создания и построения интеллектуальных средств измерения (ИнСИ) используется различная терминология, например, «разумные» датчики, интеллектуальные датчики, интеллектуальные приборы, датчики с интеллектуальными функциями и др. Как показывает обзор в этой области, проблема однозначного понимания и применения соответствующей терминологии остается актуальной.

Автор статьи постоянно отслеживает данную проблематику в работах как отечественных, так и зарубежных специалистов.

В своих работах, как правило, многие авторы, прежде всего, обращаются к уже используемым определениям, дают их краткий обзор и проводят анализ, и не уделяют должного внимания признакам, которые должны бы стать общими, универсальными.

В данной статье автор дает обзор своих работ, посвященных терминологии в области определения ИнСИ.

2. Подходы к определению интеллектуального средства измерения

Сегодня существуют различные подходы к определению понятия ИнСИ. Каждый из подходов характеризуется набором признаков, отражающих ту или иную сторону измерительной системы. В таком многообразии признаков следует уточнить понятие ИнСИ, отделить признаки, действительно характерные для интеллектуального устройства.

Задачу интеллектуализации средств измерений (СИ) начали активно обсуждать с начала 1980-х гг. Существующие определения ИнСИ даны в аппаратно-техническом, функциональном и логико-алгоритмическом аспектах [1]. Охарактеризуем лишь некоторые из подходов к рассмотрению ИнСИ, которые ярко отражают изменения в их определении.

Первые определения ИнСИ даны в *аппаратно-техническом аспекте*, согласно которому основными элементами ИнСИ являются аналого-цифровой преобразователь, микропроцессор, память и цифроаналоговый преобразователь и различные программные средства.

Функциональный аспект определения ИнСИ обозначается путем перечисления требований, предъявляемых к их функциональным возможностям, например: а) учет и использование имеющейся априорной информации об измеряемом объекте, процессе или величине; б) осуществление предварительной классификации (уточнения модели) исследуемого объекта, процесса или величины с последующим выбором адекватных алгоритмов измерения и соответствующей им приборной периферии; в) предварительное автоматическое планирование измерительного эксперимента путем оптимизации заданных показателей качества результатов измерений на идентификационном классе моделей исследуемого объекта или процесса; г) осуществление автоматической самопроверки и самокалибровки выбранных измерительных каналов; д) параметрическая адаптация измерительных алгоритмов в рамках выбранного класса адекватных алгоритмов к возможным изменениям условий эксперимента и входных воздействий; е) наличие интеллектуального диалогового интерфейса ИнСИ – человек-оператор, позволяющего контролировать ход измерительного эксперимента, вмешиваться в него в случае необходимости, выводить полученные результаты; ж) способность к самообучению, т.е. возможность воспринимать новые знания, пополняя ими собственный банк знаний, и активно использовать их при определении алгоритмов своего функционирования; з) сжатие информации, содержащейся в результатах измерений, и выдача ее в компактной и удобной для восприятия форме оператору вместе с оценкой погрешностей результатов измерений и их достоверности и решением, которое в некоторых случаях необходимо принять по результатам измерений.

Согласно этим признакам *ИнСИ* можно охарактеризовать как средство измерительной техники, содержащее интеллектуальную ЭВМ и достаточно развитую приборную периферию, воспринимающее и использующее априорную и текущую информацию, принимающее решения, определяющие собственное поведение, контролирующее свою работоспособность, самообучающееся и общающееся с человеком-оператором.

С функциональной точки зрения определяются интеллектуальные датчики, являющиеся сегодня СИ с расширенными функциональными возможностями: а) преобразование, предусматривающее коррекцию выходного значения в процессе преобразования по сопутствующим текущим показателям состояния измеряемой среды (температуры, давления), в случае, если показания зависят от них; б) самодиагностика – в процессе работы датчики выполняют анализ своей работы: при возникновении различных сбоев, нарушений и неисправностей фиксируют место их возникновения и причину, определяют выход погрешности прибора за установленное значение, анализируют работу БД датчика, рассматривают правильность учета факторов, которые корректируют выходные показания датчика; в) форматирование – автоматический анализ изменений измеряемой величины и текущего состояния среды измерения; г) информационные функции – датчик должен иметь архив текущих и вычисляемых ими значений величин за заданный интервал времени.

В работе [2], посвященных данной тематики, вводятся функции, связанные с метрологическим сопровождением СИ. В этой статье *ИнСИ* определяется как средство, способное давать достоверную измерительную информацию в меняющихся условиях, при воздействии помех и возникновении единичных дефектов, т.е. ИнСИ должно информировать о нежелательном изменении своих параметров, что заблаговременно исключает опасность потенциального метрологического отказа, и обладать способностью выдать сигнал персоналу в случае возникновения внезапных единичных дефектов, сохранив работоспособность. Указанные признаки существенны для СИ.

Логико-алгоритмический подход к определению ИнСИ отмечает, что развитие измерительной техники и информационных технологий привело к появлению средств, в которых измерительный ресурс пред-

ставлен не конкретными измерительными цепями, а в виде совокупности аппаратных и программных модулей. Поэтому в каждой измерительной ситуации необходимо сначала сформировать измерительную процедуру (измерительную цепь), затем выполнять требуемые измерения. Средства, в которых синтез измерительной цепи осуществляется автоматически, отнесены к *интеллектуальным измерительным системам*.

Автором был предложен новый аспект с точки зрения интеллектуальных возможностей средств измерений.

3. Первые признаки и определения инси в новом аспекте

Впервые в статье [1] было дано определение ИнСИ в соответствии с современным пониманием интеллекта. В творческой деятельности человека принято выделять широкий круг задач, для которых нет стандартных, заранее известных методов решения. Такие задачи называют *интеллектуальными*. Для решения этих задач человек должен обладать интеллектом, характерными признаками которого являются способность к обучению, обобщению, накоплению опыта (знаний и навыков) и адаптации к изменяющимся условиям в процессе решения задачи. Деятельность мозга, направленную на решение интеллектуальных задач, называют интеллектуальной деятельностью.

ИнСИ будем называть СИ, которые обладают указанными выше признаками интеллекта. Интеллектуализация СИ – это процесс реализации свойств интеллекта в СИ (частный случай). Понятие ИнСИ, требования, предъявляемые к нему, постоянно меняются и можно говорить лишь о той или иной степени интеллектуализации СИ. Это происходит по мере появления новых аппаратных средств, создания новых технологий в областях моделирования, планирования, прогнозирования, обработки данных, искусственного интеллекта и др. Пока нет стандартного решения задачи, она является интеллектуальной. Поэтому определение ИнСИ относительное и постоянно меняющееся. Ввиду чего рационально говорить лишь об интеллектуализации СИ как этапа непрерывного процесса совершенствования СИ.

В общем смысле интеллектуализацию можно понимать как процесс автоматического выполнения интеллектуальной деятельности человека программно-техническими средствами, т.е. создания искусственного интеллекта (ИИ). Поэтому можно дать следующее определение: *ИнСИ* – СИ, в котором реализованы средства ИИ, например, искусственные нейронные сети (ИНС), экспертные системы и др.

По мнению автора, признаками, которые определяют ИнСИ являются: а) обучаемость. Здесь подразумевается реализация нескольких свойств: активность – способность генерировать цели и действовать рациональным образом для их достижения (анализ среды, своих функциональных возможностей, формирование целей); реактивность – адекватность восприятия внешней среды и соответствующая реакция на ее изменение; б) рациональность – способность оценивать и выбирать оптимальный вариант; в) выполнение интеллектуальной обработки измерительной информации, способствующей формированию новых знаний, выявлению новых процессов; г) осуществление автоматического выбора цифровых фильтров, реализованных программно. Для повышения помехоустойчивости СИ необходимо, чтобы сам прибор определял уровень помех, и автоматически включал наиболее оптимальный алгоритм обработки данных для уменьшения влияния помех.

4. Теории интеллекта и информатики в определении ИнСИ

Далее в работе [3] впервые было предложено считать информационно-измерительную систему интеллектуальной (но не обосновано), если в ней используются алгоритмы, позволяющие: а) усовершенствовать методы решения типовых задач измерения (оптимизация); б) освоить решения новых задач (получение новых знаний); в) найти новые решения (методы).

Для обоснования основных положений данной статьи кратко охарактеризуем и приведем важные положения из теории интеллекта, психологии и философии, изложенных в работе [4].

Прежде всего, обратимся к общепризнанной и хорошо разработанной теории интеллекта Жана Пиаже и приведем сделанные выводы, основанные на ней.

Чтобы учесть влияние изменения внешней среды, была введена дифференциальная мера интеллекта – обучаемость. Данная мера позволила выделить следующие уровни интеллекта (наиболее важными из которых являются первые два).

Уровень 0. Объект способен применять известные решения известных классов задач. Объект не изменяется и не способен совершенствоваться. Примеры: элементарные алгоритмы, прошивка ПЗУ.

Уровень 1. Объект способен улучшать, оптимизировать известные решения задач известных классов – способность обучаться, совершенствоваться эволюционным путем. Примеры: адаптация живых организмов, генетические алгоритмы, программные пакеты, решающие задачи оптимизации математического программирования. Системы 1-го уровня уже относят к *интеллектуальным*.

Уровень 2. Объект способен совершенствоваться революционным путем – он может находить новые решения известных классов задач. Близкие понятия: креативность, относительная новизна, изобретательность.

Уровень 3. Объект способен создавать решения для ранее неизвестных классов задач (любых новых задач). Важнейшая составляющая – это способность к обнаружению новых задач и формулировке их условий (постановка новых задач). Близкие понятия: абсолютная новизна, научное открытие, изобретение, гениальность.

Интеллект на разных уровнях отличается качественно. Наличие интеллекта определенного уровня подразумевает наличие признаков интеллекта всех нижележащих уровней.

Рассматриваемый подход близок и для теории информатики, в которой важной проблемой является обработка информации и получение знаний. Можно увидеть соответствие иерархии уровней интеллекта и иерархии уровней обработки данных: 0) прием информации или получение данных; 1) приобретение или извлечение знаний; 2) создание относительно новых знаний; 3) создание абсолютно новых знаний.

Под обучаемостью понимают способность к обучению, т.е. способность к овладению новым, в том числе учебного, материала (новых знаний, действий, новых форм деятельности). В описании же уровней правильно используется понятие «совершенствование».

Совершенствование – процесс действия совершенствовать, совершенствоваться, т.е. повышение квалификации, мастерства, техники и др. для получения новых свойств, качеств, характеристик.

Обучаемость более узкое понятие, чем совершенствование, поэтому нам представляется, что правильно говорить и употреблять «совершенствование» как способность к постоянному совершенствованию путем обработки и анализа апостериорной информации. Исходя из данной способности, и следует выделять уровни интеллекта.

На основе вышеизложенного можно выделить необходимый, но недостаточный признак ИнСИ – наличие автоматических операций для улучшения (оптимизации) работы прибора. К достаточному же признаку следует отнести способность к совершенствованию. Здесь подразумевается реализация нескольких свойств: активность – способность генерировать цели и действовать рациональным образом для их достижения (анализ среды, своих функциональных возможностей, формирование целей); реактивность – адекватность восприятия внешней среды и соответствующая реакция на ее изменение; рациональность – способность оценивать и выбирать оптимальный вариант. Указанный признак способствует формированию новых знаний, выявлению новых процессов в исследуемых объектах и системах.

В настоящее время широкое распространение получило представление знаний в виде фреймов, т.е. знаний, необходимых для решения задач и организации взаимодействия с пользователем. Такое представление информации является наиболее приближенным для дальнейшей реализации интеллектуальных функций в средствах измерений с использованием современных компьютерных технологий.

5. Современное состояние определений ИнСИ

Последний обзор определений ИнСИ был дан в [5]. Так проведенный опрос [6] показал, что используются понятия «smart» (разумный) и «intelligent» (интеллектуальный). Также в [6] обозначаются два подхода в определении ИнСИ: в первом используется понятие – «smart», так называемый технологический аспект – комбинация датчика с элементами искусственного интеллекта, а во втором – применяют понятие «intelligent», т.н. функциональный аспект – наличие интеллектуальных функций. По нашему мнению, такое разделение является неверным, поскольку не отражает важных признаков ИнСИ, несвязанных с технологическим исполнением и функциональными возможностями. Кроме того, вносит непонимание при переводе на русский язык и не дает единого подхода в данной терминологии.

В своих работах [7] авторы обозначают проблему терминологии, а не правильного перевода и верной интерпретации определений ИнСИ. Авторы указанной статьи провели основательную работу в рамках своих исследований, исходя из которых и были предложены признаки ИнСИ, за основу которых взяты функции самодиагностики и самоконтроля.

Обратимся сначала к переводу и значениям определений – «smart» и «intelligent», а потом укажем признаки ИнСИ.

В своих работах зарубежные специалисты в области создания и построения ИнСИ используют определения – «smart» (умный, разумный) и «intelligent» (интеллектуальный). Отечественные ученые используют в основном определение «интеллектуальный», реже всего «разумный» и не делают различий между ними. Разберемся в значении данных определений согласно [8].

Несмотря на то, что слова «smart» и «intelligent», являются на первый взгляд близкими по значению и взаимозаменяемыми, однако в их значении есть существенная разница.

«Smart» может быть применено для обучаемых систем, таких как система принятия решений. «Smart» отражает состояние обучения. Когда мы изучаем или учимся, мы становимся умнее, разумнее. «Smart» – это обученное применение, приобретенный или приобретаемый статус, состояние. «Smart» (разумный) определяет рациональное поведение, функционирование.

«Intelligent» есть нечто врожденное, позволяющее определять нашу способность к обучению или пониманию, т.е. наших врожденных данных, например, принятие решений в новых или неясных ситуациях.

«Intelligent» используется для определения нашей способности стать умнее, разумнее («smart») через обучение. «Intelligent» (интеллектуальный) определяет способность улучшения рационального поведения, функционирования¹.

¹ Выявление признаков и принципов реализации «Smart» и «Intelligent» функционирования в технических системах является предметом отдельных исследований.

Заметим, что автор настоящей статьи для определения ИнСИ понятие «Intelligent» понимал также в работе [4]. Кроме того, в [9] отмечено, что способности – это то, что не сводится к знаниям, умениям и навыкам, а объясняет (обеспечивает) их быстрое приобретение, закрепление и эффективное использование на практике. Это определение принято сейчас и наиболее распространено. Способности – индивидуально выраженные возможности к успешному осуществлению той или иной деятельности. Включают в себя как отдельные знания, умения, навыки, так и готовность к обучению новым способам и приемам деятельности.

Исходя из вышеизложенного, можно сделать вывод, что «Intelligent» отражает более высокую степень интеллектуальности по сравнению со «Smart», и в наилучшей степени передает определение интеллектуальности для технических систем.

Некоторые признаки ИнСИ можно найти в основных положениях так называемой теории нормальных интеллектуальных устройств – одного из направлений в области исследования искусственного интеллекта [9].

1) интеллектуальным может быть устройство, обладающее активностью для самостоятельного решения нестандартных задач;

2) интеллектуальным может быть только целенаправленное устройство, которое в любой момент своего существования имеет цель. Каждое устройство может совершать различные действия. Действие устройства, способствующее достижению его цели, называется целенаправленным действием. Лучшее в данных условиях, т.е. выбранное при имеющихся ресурсах времени, памяти и знаний, целенаправленное действие устройства, называется оптимальным действием. Характеристика «оптимальности» действия субъективна (поскольку у разных устройств могут быть разные цели) и относительна;

3) для того, чтобы из некоторого множества возможных действий выбрать оптимальное, необходимо: во-первых, знать каким может стать мир в результате совершения каждого из возможных действий; во-вторых, уметь выбирать из множества возможных, т.е. получающихся в результате совершения того или иного действия, состояний мира, такое состояние, которое в большей степени соответствует цели устройства.

Основоположники данной теории исходили из того, что отличительная особенность всякого интеллектуального существа – это рациональное, целенаправленное поведение в неопределенной ситуации. Очевидно, что такое поведение может быть реализовано самообучающимся устройством только за счет предварительного прогнозирования последствий от совершаемых им действий (и отбора наиболее оптимальных). Отсюда следует, что интеллектуальные способности устройства в значительной мере определяются тем, насколько успешно оно способно извлекать знания из внешнего мира, строить модели внешнего мира и прогнозировать различные варианты его развития.

Заключение

Можно сделать вывод, что в настоящее время нет общей тенденции к формированию единого подхода в терминологии в области создания и построения интеллектуальных систем (сред, устройств). Каждый специалист стремится дать свое определение только в рамках той работы или направления, которыми он занимается, что существенно сужает область применения термина. Также отсутствует единое понимание и правильная интерпретация аналогов зарубежной терминологии. Зачастую, используя определение «интеллектуальный», хотят обозначить лишь реализацию отдельных автоматизируемых функций.

В последнее десятилетие в науки и техники идут работы по созданию техническим систем и устройств, работающих с эмоциями, т.е. предпринимаются попытки «одушевления» (наделением чувствами). Это является следующим важным и перспективным направлением в развитии информационно-технических систем.

* * *

1. Сапронов П.В. Эволюция определения интеллектуальных средств измерения // Автоматизация в промышленности. 2005. № 4. – С. 67-68.

2. R. Taymanov, K. Sapozhnikova. Intelligent measuring instruments. Maximum reliability of measurement information, minimum metrological maintenance. Proceedings, XVII IMEKO World Congress, June 22-27, 2003, Dubrovnik, Croatia

3. Сапронов П.В. Примеры алгоритмов (продукционных правил) функционирования базы знаний интеллектуального средства измерений параметров цепей переменного тока / Сборник докладов Междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям SCM'06. В 2-х томах. – СПб., 27-29 июня 2006 г. Т.2. – С. 44-46.

4. Сапронов П.В. К определению интеллектуальных средств измерений // Проблемы автоматизации и управления в технических системах: труды Международной научно-технической конференции (г. Пенза, 22-23 октября 2009 г.) / Под ред. д.т.н., проф. М.А. Щербакова. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2009. – 450 с. – С. 228-231.

5. Сапронов П.В. Проблема понимания, определения или терминологии интеллектуальных средств измерения?// Труды международной научно-технической конференции «Современные информационные технологии». – Пенза: Пензенская государственная технологическая академия, 2011, вып. 14. – С. 123-125.

6. Sergey Y. Yurish. Sensors: Smart vs. Intelligent // Sensors & Transducers Journal, Vol.114, Issue 3, March 2010, pp. I-VI.

7. R. Taymanov, K. Sapozhnikova. Problems of Terminology in the Field of Measuring Instruments with Elements of Artificial Intelligence // Sensors & Transducers Journal, Vol. 102, Issue 3, March 2009, pp. 51-61.

УДК 681.2.088

ПОГРЕШНОСТИ КВАНТОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ РАСТРОВЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

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

ОАО «НИИФИ», г. Пенза

Аннотация. Рассмотрены погрешности, возникающие при амплитудно-логическом методе обработки выходных сигналов с растровых трансформаторных датчиков угловых и линейных перемещений.

Abstract. The error arising from the gain-logical method of processing the output signals from the raster transformer sensors of angular and linear movements.

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

Key words: raster sensor, quantization, quantization error, the 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]

$$\sigma_{\text{кв}} = \frac{\delta_{\text{max}}}{2\sqrt{3}},$$

где δ_{max} – величина участка дискретности

К примеру, для преобразователя ПУИ 065 [3]

$$\delta_{\text{max}} = \frac{\pi}{z \cdot n}, \quad \sigma_{\text{кв}} = \frac{\pi}{z \cdot n \cdot 2\sqrt{3}} = \frac{180}{72 \cdot 4 \cdot 2\sqrt{3}} = 10,8',$$

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 (рисунок 1). На рисунке упрощенно показана периодическая полнофазная система из n выходных сигналов, смещенных в пространстве на величину «С».

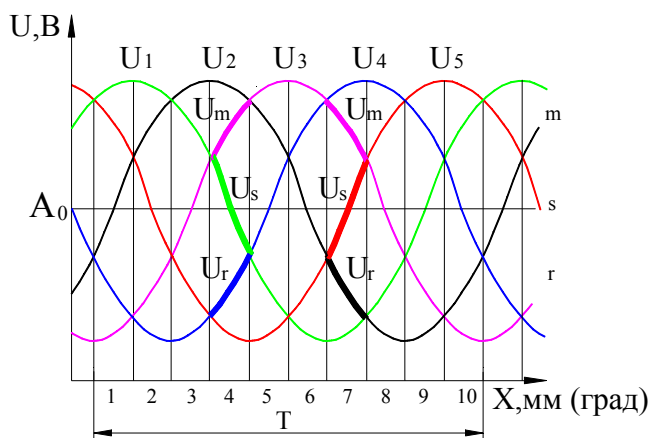


Рис. 1. Полнофазная система сигналов

Это система

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

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

Проекция точек пересечения синусоид 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, на пример, для 3-го участка (рисунок 1)

$$A_3 \equiv U_2 > U_1 > U_3 > U_5 > U_4. \quad (2)$$

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 таблицах 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 единицу, при увеличении k на 2 ($i = const$), если i и k одновременно либо четные, либо нечетные,

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

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:

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

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

Таблица 1

Значения индексов для нечетных квантов шкалы

$i \backslash k$	1	2	3	4	...	m	S	r	...	$n-1$	n
1	$n+1$	2	n	3	...	$j_{m,1}$	$j_{S,1}$	$j_{r,1}$	...		$j_{n,1}$
3	$n+2$	3	$n+1$	4	...	$j_{m,1}+1$	$j_{S,1}+1$	$j_{r,1}+1$	...		$j_{n,1}+1$
5	$n+3$	4	$n+2$	5	...	$j_{m,1}+2$	$j_{S,1}+2$	$j_{r,1}+2$	...		$j_{n,1}+2$
7	$n+4$	5	$n+3$	6	...	$j_{m,1}+3$	$j_{S,1}+3$	$j_{r,1}+3$	...		$j_{n,1}+3$
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
i	$j_{1,i}$	$j_{2,i}$	$j_{3,i}$	$j_{4,i}$	...	$j_{m,i}$	$j_{S,i}$	$j_{r,i}$	...		$j_{n,i}$
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
$2n-3$	$2n-1$	n	$2n-2$	$n+1$	...	$j_{m,n-3}$	$j_{S,n-3}$	$j_{r,n-3}$	...		$j_{n,n-3}$
$2n-1$	$2n$	$n+1$	$2n-1$	$n+2$	...	$j_{m,n}$	$j_{S,n}$	$j_{r,n}$	...		$j_{n,n}$

Таблица 2

Значения индексов для четных квантов шкалы

$i \backslash k$	1	2	3	4	...	m	S	r	...	$n-1$	n
2	2	$n+1$	3	n	...	$j_{m,2}$	$j_{S,2}$	$j_{r,2}$	...		$j_{n,2}$
4	3	$n+2$	4	$n+1$	...	$j_{m,2}+1$	$j_{S,2}+1$	$j_{r,2}+1$	...		$j_{n,2}+1$
6	4	$n+3$	5	$n+2$	...	$j_{m,2}+2$	$j_{S,2}+2$	$j_{r,2}+2$	...		$j_{n,2}+2$
8	5	$n+4$	6	$n+3$	...	$j_{m,2}+3$	$j_{S,2}+3$	$j_{r,2}+3$	...		$j_{n,2}+3$
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
i	$j_{1,i}$	$j_{2,i}$	$j_{3,i}$	$j_{4,i}$	...	$j_{m,i}$	$j_{S,i}$	$j_{r,i}$	...		$j_{n,i}$
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	...	.	.
$2n-2$	n	$2n-1$	$n+1$	$2n-2$	...	$j_{m,n-2}$	$j_{S,n-2}$	$j_{r,n-2}$	...		$j_{n,n-2}$
$2n$	$n+1$	$2n$	$n+2$	$2n-1$	...	$j_{m,n}$	$j_{S,n}$	$j_{r,n}$	...		$j_{n,n}$

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

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

Основные погрешности, возникающие при использовании амплитудно-логического метода обработки сигналов, связаны с наличием гистерезиса компаратора и изменениями амплитуды сигналов [4]. Изменение зоны гистерезиса Δ_G и амплитуды сигналов Δ_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 $\Delta\varphi$ – сдвига фаз между выходными сигналами; S – уровень выходного сигнала; $q = \frac{\Theta}{B}$ – относительный гистерезис; Θ – гистерезис компаратора; B – амплитуда модуляции выходных сигналов.

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

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.

* * *

1. Трофимов А. А., Трофимов А. Н. Взаимоиндуктивные датчики перемещений / Монография. – Пенза, Издательство ПГУ, 2009, – 174 с.

2. Свечарник Д.В. Линейный электропривод. –М: Энергия, 1979 -152 с.

3. Трофимов А.Н., Блинов А.В., Трофимов А.А. Унифицированный ряд высокотемпературных растровых электромагнитных датчиков перемещений // Датчики и системы, 2007, № 7, с. 24-29.

4. Конюхов Н.Е., Медников Ф.М., Нечаевский М.Л. Электромагнитные датчики механических величин -М.: Машиностроение, 1987. -255 с.

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

Пензенский государственный университет, г. Пенза

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.

Abstract. 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.

Key words: intelligent system, ferroelectric, measurement technique, temporal instability.

Введение. Активные диэлектрики, обладающие сегнетоэлектрическими, пьезо- и пироэлектрическими 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 обуславливает область применения сегнетоэлектриков в запоминающих устройствах, с другой стороны – 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 достигается 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 $\tan \delta$); температуры внутри камеры тепла с исследуемым материалом; напряженности электрического поля E . Это позволяет измерять температурные и полевые зависимости диэлектрических параметров активных диэлектриков, временные зависимости тока переключения, а также контролировать временную нестабильность параметров, что рассмотрено в последующих разделах.

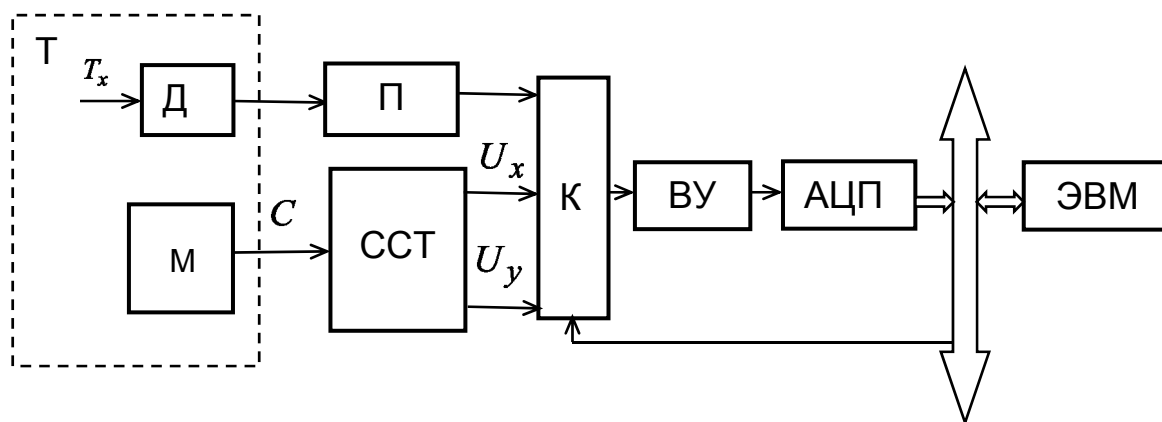


Рис. 1 – Структура измерительного блока: Т – камера тепла; T_x – измеряемая температура; Д – первичный датчик температуры; С – емкость измеряемого материала М; П – преобразователь электрического сопротивления в напряжение; ССТ – схема Сойера – Таузера; К – коммутатор измерительных сигналов; ВУ – выходной усилитель; АЦП – аналого-цифровой преобразователь

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

Таблица 1

Метрологические характеристики измерительного блока

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

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 [3]. 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 годы XX века Сойером и Тауэром [2] для наблюдения на экране осциллографа петель гистерезиса, ее модификации 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).

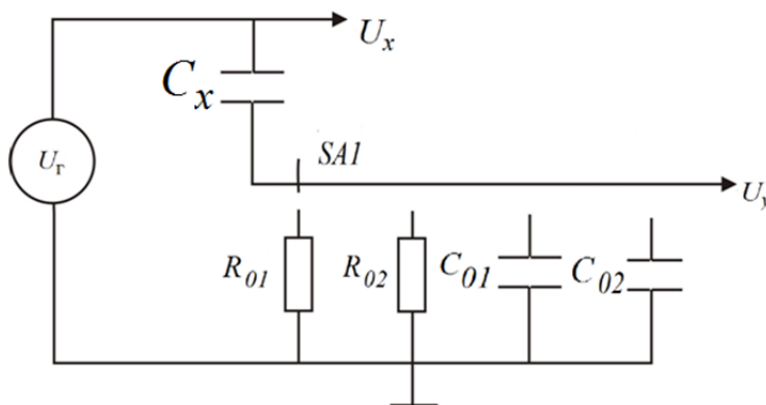


Рис. 2. Модифицированная схема Сойера – Тауэра

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 поляризованности P : $U_y = \frac{P S_x}{C_0} = \frac{U_r C_x}{C_0 + C_x} \approx \frac{U_r C_x}{C_0}$, при условии, что $C_0 \gg C_x$.

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:

$$i_s(t) = \frac{U_{\Gamma m}}{R_{\text{ЭКВ}}} e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (1)$$

где $U_{\Gamma m}$ – амплитудное значение напряжения генератора прямоугольных импульсов, τ – постоянная времени цепи, $R_{\text{ЭКВ}} = R_x + R_0$ – эквивалентное активное сопротивление делителя, R_x включает в себя $r_{\text{сп}}$ – сопротивление, характеризующее потери энергии при спонтанной поляризации и $R_{\text{из}}$ – 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 τ_1 и τ_2 по результатам измерений временных зависимостей тока переключения; составляют систему уравнений:

$$\begin{cases} \tau_1 = C_{\text{сп}} \cdot R_{\text{ЭКВ1}}, \\ \tau_2 = C_{\text{сп}} \cdot R_{\text{ЭКВ2}}, \end{cases}$$

где $R_{\text{ЭКВ1}} = R_{01} + R_x$, $R_{\text{ЭКВ2}} = R_{02} + R_x$.

Расчет активного сопротивления сегнетоэлектрика R_x осуществляется по следующей формуле:

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

Причиной методических погрешностей измерения диэлектрических параметров являются активное сопротивление R_k и емкость контактов C_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 τ_1 и τ_2 и допуски на номиналы резисторов R_{01} и R_{02} . Инструментальная предельная относительная погрешность δR_x определяется выражением:

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

где $\delta \tau_1$, $\delta \tau_2$ – соответственно предельные относительные погрешности измерения постоянных времени τ_1 и τ_2 ; δR_{01} , δR_{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 $\text{tg} \delta$ 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:

$$\begin{cases} \frac{\partial E}{\partial P} = -\frac{2\chi(T)}{\epsilon_0}, & \text{при } T < T_c, \\ \frac{\partial E}{\partial P} = \frac{\chi(T)}{\epsilon_0}, & \text{при } T > T_c, \end{cases} \quad (2)$$

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 не превышения предельно допускаемой погрешности при минимальном количестве измерительных процедур предложено косвенно измерять именно обратную диэлектрическую восприимчивость в зависимости от температуры. Для измерения обратной диэлектрической восприимчивости, однозначно взаимосвязанной с емкостью и относительной 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 χ 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 рисунке 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.

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 подчиняется закону Кюри-Вейсса) формализуются следующей системой:

$$\begin{cases} \text{если } \chi_{i+1} < \chi_i \text{ при } T_{i+1} > T_i, \text{ то фаза сегнетоэлектрическая,} \\ \text{если } \chi_{i+1} > \chi_i \text{ при } T_{i+1} > T_i, \text{ то фаза параэлектрическая,} \\ \text{если } \chi_{i+1} < \chi_i \text{ при } T_{i+1} > T_i, T_i \leq T_c \text{ и } \chi_{i+1} > \chi_i \text{ при } T_{i+1} > T_i, T_i > T_c, \\ \text{измерения в обеих фазах,} \end{cases} \quad (3)$$

где температура T_c соответствует минимуму обратной диэлектрической восприимчивости.

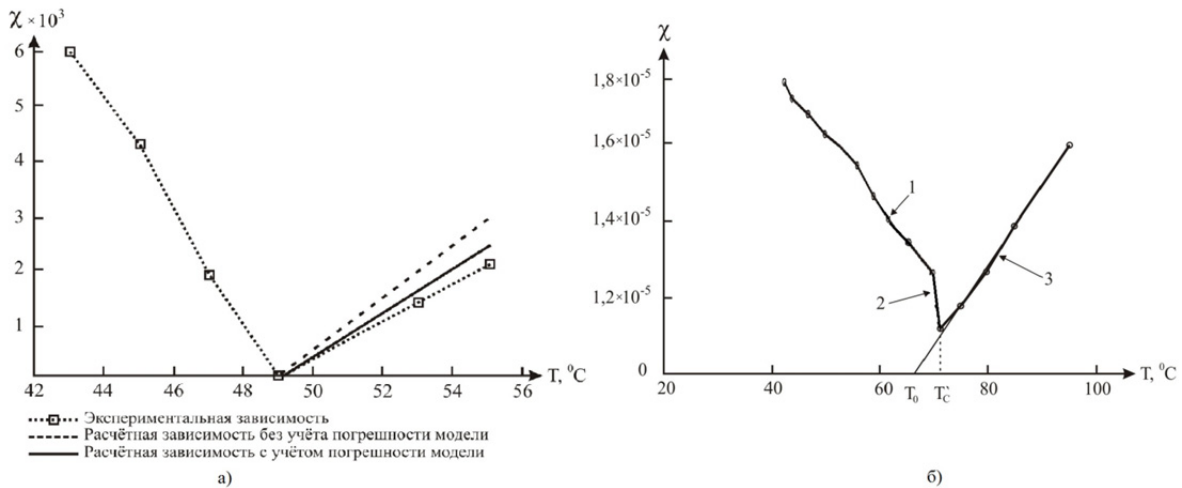


Рис. 3. Температурные зависимости обратной диэлектрической восприимчивости триглицинсульфата с фазовым переходом второго рода (а) и керамики на основе титаната бария с фазовым переходом первого рода (б)

Для материалов с фазовым переходом первого рода не совпадают температура Кюри T'_c и температура фазового перехода T_0 (рис. 3,б). 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,б. 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'_C и T_0 , 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 $P_r(\lg N)$ для тонких пленок $PbTiO_3$ приведены на рисунке 4.

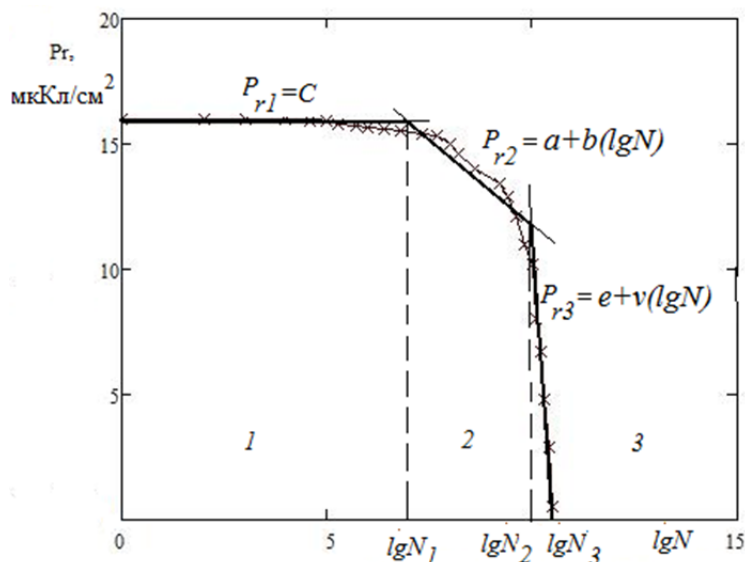


Рис. 4. Экспериментальная зависимость $P_r(\lg N)$ и ее кусочно-линейная аппроксимация для тонких пленок $PbTiO_3$ (при температуре $T = 470^\circ \text{C}$, напряженности электрического поля $E = 100 \text{ кВ/см}$)

Зависимость $P_r(\lg N)$ аппроксимируется тремя прямыми на участках, обозначенных на рис. 4 в соответствии со следующими выражениями:

$$P_r = \begin{cases} c, & \text{если } 0 < N \leq N_1, \\ a + b \cdot \lg N, & \text{если } N_1 < N \leq N_2, \\ e + v \cdot \lg N, & \text{если } N_2 < N \leq N_3, \end{cases} \quad (4)$$

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 переключения, определяется

$$\text{выражением } \delta_P(t_x) = 1 - \frac{c}{a + b \cdot \lg(f \cdot t_x)}.$$

Оценка критического значения количества циклов переключения $t_{кр} \cdot f = N_{кр}$, которому соответствует предельное допускаемое абсолютное отклонение $\Delta_{рд}$ в этой области рассчитывается по формуле:

$$N_{кр} = 10 \frac{P_r(t_0)[1 - \delta_p] - a - \Delta_{рд} - 3\sigma_{\max}}{b},$$

где δ_P – предельная относительная погрешность измерения поляризованности; $\sigma_{\max}$ – наибольшее среднее квадратическое отклонение результатов измерения остаточной поляризованности на рассматриваемом интервале.

Далее производится измерение $P_r(t_{кр})$ – остаточной поляризованности в момент времени, соответствующий $N_{кр}$, вычисление абсолютного отклонения $\Delta_p(t_{кр}) = |P(t_{кр}) - P(t_o)|$ и сравнение $\Delta_p(t_{кр})$ с предельно допустимым значением $\Delta_{рд}$. Если $\Delta_p(t_{кр}) < \Delta_{рд}$, то значение $P_r(t_{кр})$ находится в допускаемом интервале и возможна дальнейшая работа в режиме переключения поляризации с контролем значений P_r в каждый момент переключения до наступления события $\Delta_p(t_{кр}) = \Delta_{рд}$. 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 составляющих 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 3 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.

* * *

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. Барфут Дж. Введение в физику сегнетоэлектрических явлений / Дж. Барфут ; пер. с англ. – М. : Мир, 1970. – 352 с.
3. 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.
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.
5. Печерская Е. А. Применение методологии функционального и метрологического анализа к качеству исследования материалов микро- и нанoeлектроники / Е. А. Печерская // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения : сборник статей VI Международной научно-технической конференции (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 зависимостей диэлектрических параметров сегнетоэлектриков / Печерская Е.А., Соловьев В.А., Метальников А.М., Бобошко А.В.// Известия вузов. Электроника. Москва, МИЭТ.– 2012 – № 2(94) – С. 77 – 81.
8. Леманов В.В. Поле деполяризации и усталость сегнетоэлектрических тонких пленок / В.В.Леманов, В.К.Ярмаркин // // Физика твердого тела . – 1998. – т.38. – в.8.- С.1282 – 2492.
9. 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: Воронежский государственный университет. Известия РАН. Серия Физическая. – т.74. – № 9. – 2010. – С. 1367-1369.
10. 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. Серия физическая. – т. 67. – № 8. – 2003. С. 1206-1209.

УДК 534.08

ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ПЛАСТИНЧАТОГО ПЬЕЗОИЗЛУЧАТЕЛЯ, ВОЗБУЖДАЕМОГО СИГНАЛАМИ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

С. И. Коновалов, А. Г. Кузьменко, Я. О. Тугушева

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», г. Санкт-Петербург

Аннотация. Рассмотрен импульсный режим работы пьезопреобразователя в виде пластины, которая с одной стороны нагружена на водную среду, а с другой – на воздух. На основании численных исследований, выполненных методом Даламбера, определены формы акустических импульсов при возбуждении пластины электрическими импульсами специально подобранной формы. Показана возможность излучения коротких акустических сигналов при возбуждении преобразователя электрическими импульсами сложной формы.

Abstract. The pulse mode of operation of the piezoelectric transducer as a plate is considered. One side of the plate is loaded on the water medium, and another – on air. On the basis of the numerical researches executed by d'Alembert method, forms of acoustic pulses are determined at excitation of a plate by electric pulses of specially picked up form. The possibility of radiation of short acoustic signals is shown at excitation of the transducer by electric pulses of the complex form.

Ключевые слова: пьезопреобразователь, пластина, короткий акустический импульс, импульсный режим
Key words: piezoelectric transducer, plate, short acoustic pulse, pulse mode of operation.

Одними из основных элементов средств измерения и контроля акустических параметров объектов являются пьезопреобразователи. Исследованию импульсных режимов их работы уделяется самое серьезное внимание в нашей стране и за рубежом, поскольку возможность излучения-приема акустического импульса, состоящего всего из нескольких периодов высокой частоты, позволяет существенно улучшать параметры аппаратуры, предназначенной для решения задач локационного характера (уменьшение мертвой зоны, повышение разрешающей способности и точности определения координат объектов). Особую важность этот вопрос приобретает для гидроакустики, ультразвуковой дефектоскопии и медико-биологических диагностических исследований. При решении задач, связанных с определением формы излучаемого преобразователем импульса, могут применяться различные методы, к числу которых можно отнести использование специализированных математических пакетов, позволяющих моделировать тракт излучения-приема, а так-

же спектральный и операторный методы исследования, которые основаны на использовании преобразований Фурье и Лапласа, соответственно. При всех достоинствах упомянутых методов, они имеют общий недостаток, состоящий в их формальности и отсутствии наглядности, т.е. в недостаточном раскрытии физических особенностей переходных процессов, происходящих в пьезопреобразователе. Указанный недостаток отсутствует при решении задач методом Даламбера, который особенно удобен при исследовании нестационарных режимов работы преобразователей простых форм, например, пластинчатых. Данный метод подразумевает рассмотрение колебаний каждой из граней пластины независимо друг от друга. При этом результирующий сигнал определяется сложением компонентов, излученных каждой гранью в отдельности. Общий теоретический подход к исследованию формы излучаемого акустического сигнала, основанный на применении метода Даламбера, в настоящее время достаточно хорошо разработан (см., например, [1]). Однако в литературе недостаточное внимание уделено изучению длительностей излучаемых акустических импульсов при возбуждении преобразователя электрическими сигналами сложной формы. Интерес к данному вопросу можно объяснить тем, что при правильном подборе формы электрического сигнала, возбуждающего преобразователь, можно получить практически любую требуемую длительность излучаемого акустического импульса. В настоящей работе частично отражены некоторые результаты исследований авторов, касающиеся данного вопроса. Рассмотрим пьезоизлучатель в виде пластины. В качестве активного материала выберем пьезокерамику ЦТСНВ-1. Будем считать, что излучение является односторонним и осуществляется в водную среду (иммерсионный вариант контроля), а тыльная сторона пластины граничит с воздухом. Предположим, что электрическое возбуждение активного элемента осуществляется полупериодом синусоиды на частоте антирезонанса пластины. Амплитуду возбуждающего импульса будем измерять в условных (безразмерных) единицах, пропорциональных электрическому напряжению. Пусть для начала амплитуда возбуждающего напряжения составляет одну условную единицу ($u_{\text{возб}} = 1$). Можно рассчитать возникающий в этом случае переходный процесс. Его вид представлен на рис. 1. По оси абсцисс отложено безразмерное время T , которое определяется как $T = t/(T_0/2)$, где t – текущее время, T_0 – длительность периода колебаний на частоте антирезонанса пластины. Введение параметра T позволяет измерять длительность излучаемого импульса числом полупериодов колебаний на собственной частоте пластины. По оси ординат отложены значения величины ξ/ξ_1 , которая представляет собой значения смещения, нормированные к амплитуде первого полупериода (полагаем, что ξ_1 – амплитуда первого полупериода акустического импульса). Амплитуды каждого из полупериодов излучаемого акустического импульса имеют значения: 1; –2; 1,91; –1,81; 1,72; –1,64; 1,56; –1,48; 1,41; –1,34; 1,28; –1,21; и т.д. Можно видеть, что длительность акустического импульса очень велика. Такой сигнал не представляет интереса для решения задач, имеющих локационный характер. Действительно, даже двенадцатый полупериод имеет амплитуду –1,21, что составляет величину, близкую к 60 % от максимального значения. Уменьшить длительность акустического импульса можно, если возбуждать излучатель электрическим сигналом сложной формы. Такой сигнал должен состоять, например, из двух полупериодов. Один из них (будем называть его возбуждающим), имеющий длительность, равную длительности одного полупериода на собственной частоте пластины, вызывает переходный процесс, аналогичный тому, который представлен на рис. 1.

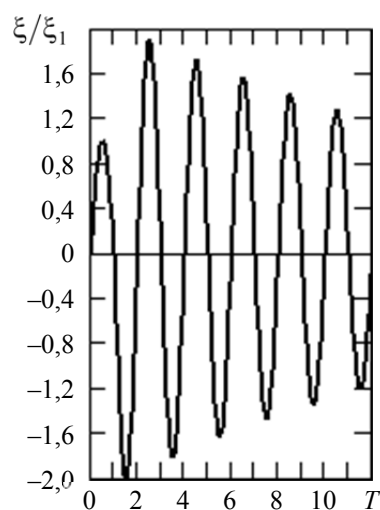


Рис. 1. Акустический импульс при возбуждении преобразователя одним полупериодом синусоиды

Другой полупериод (компенсирующий), поданный через некоторый промежуток времени после возбуждающего полупериода, вынуждает пластину совершать колебания в противофазе по отношению к тем,

которые были вызваны возбуждающим полупериодом. Результатом сложения этих двух процессов является прекращение колебаний, т.е. излучение короткого акустического импульса. Изменяя время подачи компенсирующего полупериода, а также его амплитуду (с учетом знака), можно регулировать длительность излучаемого акустического сигнала. Рассмотрим этот вопрос более подробно. Пусть электрическое возбуждение пластины осуществляется сигналом, представленным на рис. 2, а. По оси абсцисс отложено безразмерное время T . По оси ординат – величина $u_{\text{возб}}$. Возбуждающий полупериод имеет амплитуду, равную одной условной единице. Компенсирующий полупериод располагается на оси времени в промежутке от $T = 1$ до $T = 2$ и имеет амплитуду 0,95 условной единицы. Вид излучаемого акустического импульса показан на рис. 3, б. Здесь по оси абсцисс отложено безразмерное время T , а по оси ординат – величина ξ/ξ_1 , т.е. значения смещений, нормированных к амплитуде первого полупериода (здесь ξ_1 – амплитуда первого полупериода акустического импульса). Можно видеть, что длительность акустического сигнала составляет всего лишь два полупериода колебаний на собственной частоте пластины. Значения амплитуд полупериодов акустического импульса составляют 1 и -1,1.

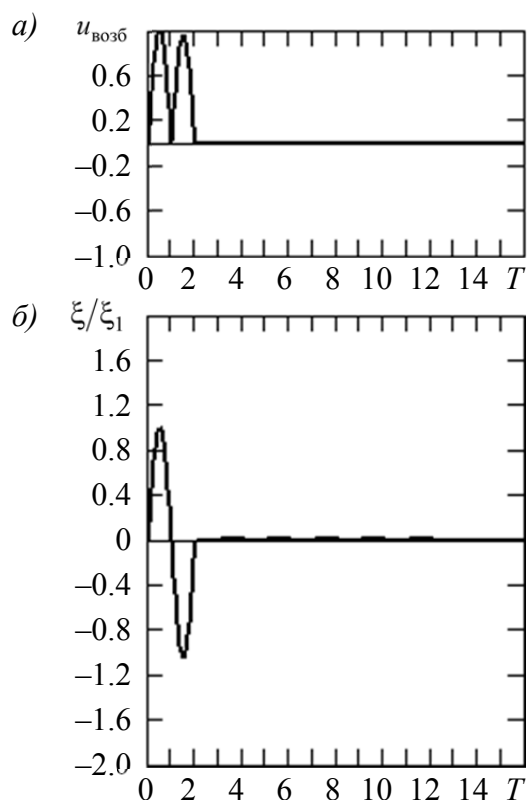


Рис. 2. Формы возбуждающего сигнала (а) и акустического импульса (б).

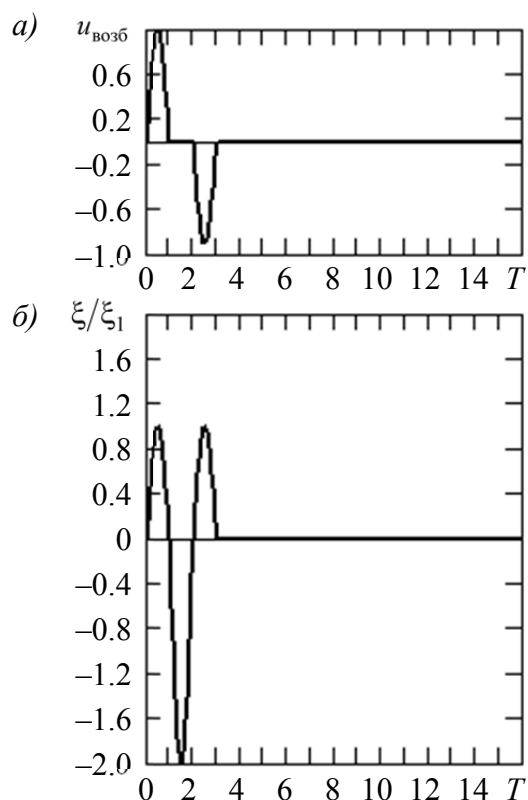


Рис. 3. Вид электрического сигнала (а) и излучаемого импульса (б)

На рис. 3,а показан другой вид импульса электрического возбуждения пластины. Полупериоды данного сигнала имеют амплитуды, равные (в условных единицах): 1 и -0,91. При этом компенсирующий полупериод имеет отрицательную полярность и на оси времени занимает положение от $T = 2$ до $T = 3$. На рис. 3, б представлен результирующий акустический сигнал. Он имеет длительность, равную трем полупериодам. Амплитуды каждого из них: 1; -2; 1.

Дальнейшее развитие тенденции изменения формы акустического сигнала в зависимости от вида электрического возбуждения представлено на рис. 4 и 5. Так, на рис. 4, а и рис. 5, а показаны виды электрических сигналов, возбуждающих преобразователь. На рис. 4, б и рис. 5, б приведены соответствующие им акустические сигналы. Из данных, представленных на рис. 4, а, можно видеть, что компенсирующий полупериод занимает на оси времени положение от $T = 3$ до $T = 4$ и имеет положительную полярность. Полупериоды электрического импульса имеют амплитуды 1 и 0,86 (в условных единицах). Акустический сигнал (рис. 4, б) имеет длительность, равную четырем полупериодам. Амплитуды каждого из этих полупериодов: 1; -2; 1,91; -0,95. На рис. 5, а показан возбуждающий сигнал, компенсирующий полупериод которого находится в промежутке от $T = 4$ до $T = 5$ и имеет отрицательную полярность. Амплитуды полупериодов электрического сигнала составляют 1 и -0,82. Акустический сигнал при этом (рис. 5, б) имеет длительность, равную пяти полупериодам, амплитуды которых равны: 1; -2; 1,91; -1,81; 0,91.

Результаты настоящего исследования, представленные в данном сообщении в ограниченном объеме, свидетельствуют о том, что при необходимости можно получать любую требуемую длительность акустического импульса, если правильно осуществлять подбор возбуждающего электрического сигнала. С этой целью необходимо корректно выбирать временной сдвиг между возбуждающим и компенсирующим полупериодами электрического сигнала. Кроме того, существенное значение имеет правильность определения амплитуды компенсирующего полупериода с учетом ее знака.

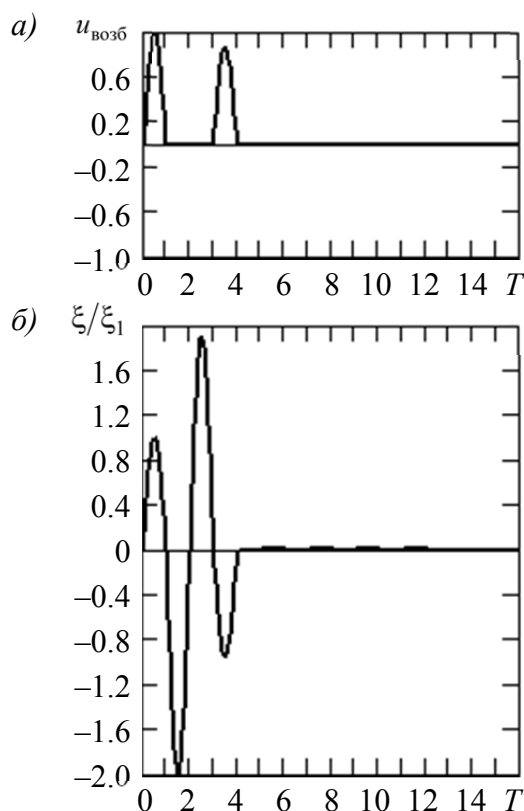


Рис. 4. Формы сигнала электрического возбуждения (а) и акустического импульса (б)

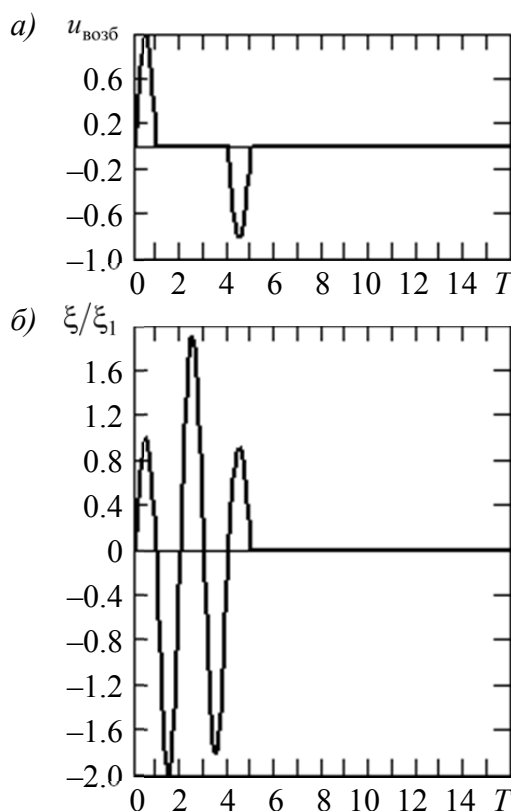


Рис. 5. Возбуждающий сигнал (а) и сигнал на выходе преобразователя (б)

Стоит специально отметить, что возбуждение преобразователя электрическими импульсами сложной формы позволяет получать на его выходе короткие акустические сигналы без расширения относительной полосы пропускания преобразователя, т.е. не требуются традиционные конструктивные решения, которые обычно используются в акустике (демпфирование преобразователей, применение согласующих четвертьволновых слоев, подключение к электрической стороне преобразователя корректирующих электрических цепей и т.д.). Данное обстоятельство способствует снижению массо-габаритных показателей акустического блока аппаратуры, а также существенному упрощению технологии его изготовления.

Таким образом, в работе изучен нестационарный режим работы пьезопреобразователя пластинчатого типа при односторонней его нагрузке на жидкость (воду). В качестве математического инструмента исследования выбран метод Даламбера, который позволил очень наглядно проследить динамику изменения формы акустического сигнала при возбуждении преобразователя импульсами электрического напряжения специальной (сложной) формы. Показано, что при правильно осуществленном подборе импульса электрического возбуждения возможно получение акустического сигнала произвольной длительности, в том числе, очень короткого (всего лишь два-три полупериода колебаний высокой частоты).

Представленные результаты могут быть использованы при проектировании ультразвуковой аппаратуры различного назначения, к которой предъявляются требования, связанные с улучшением столь важных параметров, как мертвая зона, разрешающая способность, точность определения координат объектов.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (контракт № 13.G25.31.0054).

* * *

СОВРЕМЕННЫЕ СЕЙСМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ТЕНДЕНЦИИ И НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ

В. А. Васильев, Д. М. Хованов, С. В. Капезин

Аннотация. Проведен анализ современного состояния на рынке сейсмопреобразователей. Выявлены тенденции и направления развития за рубежом.

Abstract. The analysis of a current state in the market of seismoconverters is carried out. Tendencies and the development directions abroad are revealed.

Ключевые слова: сейсмомодатчик, сейсмопреобразователь, сенсор.

Key words: seismosensor, seismoconverter, sensor.

Современные сейсмопреобразователи находят широкое применение в различных отраслях науки и техники. Область их применения весьма широка, от исследования и мониторинга сейсмической активности земной поверхности до геологической разведки и разработки месторождений полезных ископаемых. Каждая область применения сейсмической аппаратуры предъявляет собственные требования к преобразующей аппаратуре, такие как частотный диапазон, динамический диапазон, чувствительность, линейность выходного сигнала.

По частотному диапазону сейсмопреобразователи можно разделить на 4 группы: 1) преобразователи короткого периода (Shot-period sensors, SP); преобразователи длинного периода (Long-period sensors, LP); широкодиапазонные преобразователи (Broad band sensors, BB); сверхширокодиапазонные (Very broad band sensors, VBB).

На практике при построении сейсмических измерительных систем для получения широкой полосы частотного диапазона преобразователи короткого периода используются совместно с преобразователями длинного периода. При построении систем такого рода возникает проблема согласования преобразователей короткого и длинного периодов. При современном уровне развития науки и техники, существует тенденция создания преобразователей с относительно большими частотным и динамическим диапазонами (широкодиапазонные и сверхширокодиапазонные преобразователи). Там, где ранее для получения объективных данных необходимо было использование 2 – 3 преобразователей, один широкодиапазонный (или сверхширокодиапазонный) преобразователь позволяет получать данные качественно нового уровня.

Широкодиапазонные и сверхширокодиапазонные преобразователи различаются по принципам преобразования: электромеханические, пьезоэлектрические, оптические, молекулярно-электронные, электрохимические. Наиболее распространенными являются электромеханические преобразователи с инерционной массой.

По типу преобразуемого параметра электромеханические инерционные преобразователи можно разделить на группы: преобразователи перемещения инерционной массы (displacement transducers); преобразователи скорости инерционной массы (velocity transducers); преобразователи ускорения инерционной массы (accelerometers); без системы обратной связи (пассивные); с системой обратной связи (активные). Последние, получили широкое распространение в сейсмопреобразующей аппаратуре. Наиболее перспективными являются преобразователи ускорения инерционной массы с системой силовой обратной связи, так называемые FBA (force balanced accelerometers) относящиеся к классу так называемых «активных» сенсоров.

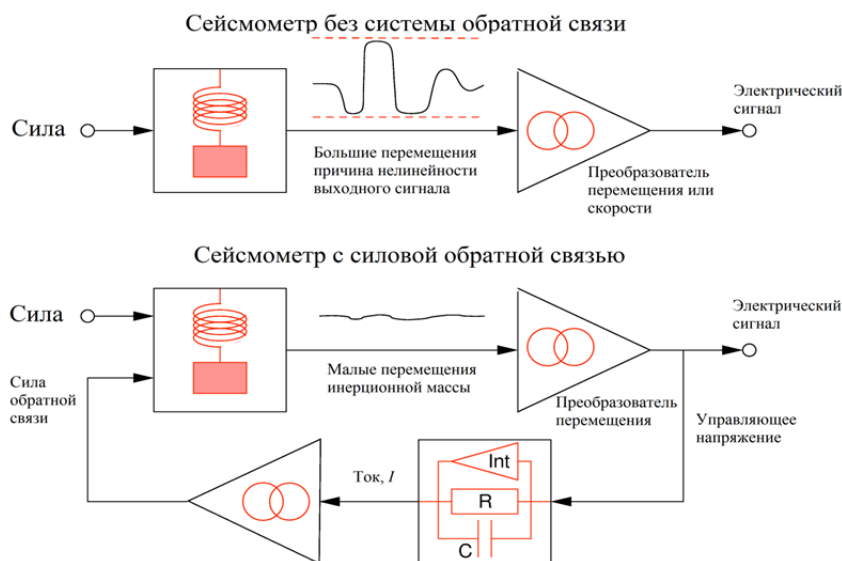


Рис. 1. Преобразователи инерционной массы без системы обратной связи и с системой силовой обратной связи

Преимуществом систем FBA является высокая линейность выходного сигнала. Она достигается путем уменьшения амплитуды свободных колебаний инерционной массы за счет системы силовой обратной связи. Как известно, большие перемещения инерционной массы являются основным источником возникновения нелинейности выходного сигнала в сейсмопреобразователях такого типа, так как при воздействии колебаний с высокой амплитудой, силы, воздействующие на упругий элемент (пружину) со стороны инерционной массы, вызывают нелинейные деформации в нем. Система силовой обратной FBA-преобразователей позволяет снизить амплитуду колебаний инерционной массы, тем самым решая проблему больших перемещений.

Современный рынок «активных» сейсмопреобразователей представлен в основном фирмами *Lennartz, Kinometrics, Geotech, Sprengnether Instruments, Eentec, Nanometrics, Streckeisen, Guralp*. Основные технические характеристики современных сейсмопреобразователей приведены в таблице 1

Таблица 1

Основные технические характеристики современных сейсмопреобразователей

Наименование	K	f	$V_{\text{вых}}$	$V_{\text{пит}}$	I	G	m	Dyn	Δ
ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ									
Lennartz LE-1D	1	1.0-80	-----	12	3	400	1	120	3nm/s,1Hz
Lennartz LE-3D/5s	3	0.2-40	-----	12	9	400	7	120	1nm/s,1Hz
Lennartz LE-3D/20s	3	0.05-40		12	50	1000	7		2nm/s,1Hz
Kinometrics WR –1	1	0.05-20							
Geotech KS-10	1	0.05-20				500	3	140	<NLNM
АКСЕЛЕРОМЕТРЫ									
Kinometrics FBA-23	3	DC-50	2.5	±12	15	2.5	2	135	
Kinometrics EpiSensor	3	DC-200	10 t	12	35	2.5		155	
Sprengnether FBX23	3	DC-50	10	±12	30	10	1	90	11 µg
Sprengnether FBX26	3	DC-50	10	±12	18	10	1	135	0.4 µg
Geotech PA-22	3	DC-50	4.5	±15	40	2.25	5	114	10 µg
Güralp CMG-5	3	DC-80		12	80		5		
Eeantec EA-140	3	DC-100	5.0	12	30	5.0		140	2 µg
РЕГИСТРАТОРЫ СКОРОСТИ ПРЕМЕЩЕНИЯ									
Nanometrics Trillium	3	0.033-30	10	12	33	1000	11		<NLNM
Sprengnether S-3000Q,	1-3	1.0-250		±12	11	278	2		
Streckeisen STS-2	3	0.033-	-	12	150	1500			<NLNM
Streckeisen STS-1	3	0.0028-							
Sprengnether WB 2023	3	0.03-20	36	12	18	1000	5		>NLNM
Sprengnether WB2123	3	0.016-50	36	23		1000	5		<NLNM
Geotech KS-2000	3	0.01-50	10	12		2000	7	160	<NLNM
Geotech KS-54000 IRIS (1)	3	0.003-5	20	24	100	2400	66		<NLNM
Güralp CMG-1	3	0.003-50		12	60		14		
Güralp CMG-3	3	0.01-50		12	75		8		
Güralp CMG-3T	3	0.01-100	10	12	245				
Güralp CMG-40	3	0.03-50		12	50		9		>NLNM
Güralp CMG-40T	3	0.03-50	10	12	50	3200	5	145	>NLNM
Antec P-123	3	0.1-50	10	12	19	2000	5	130	

K – количество компонентов; f – частотный диапазон, Гц; $V_{\text{вых}}$ – выходное напряжение (DC – постоянное напряжение), В; $V_{\text{пит}}$ – напряжение питания, В; I – потребляемый ток, мА; G – постоянная генератора, В/мс⁻¹; m – масса, кг; Dyn – динамический диапазон, дБ; Δ – чувствительность (Здесь NLNM – New Low Noise Model).

Еще одним из перспективных направлений развития сейсмоаппаратуры являются молекулярно-электронные преобразователи (МЭП). Отличительной особенностью молекулярно-электронных преобразователей являются высокая чувствительность, связанная в первую очередь с тем, что в качестве инерционной массы используется жидкость (инертный электролит), высокая крутизна преобразования механического сигнала в электрический ток. Данные свойства открывают возможность создания широкого спектра датчиков.

Принцип действия молекулярно-электронных преобразователей основан на механизме конвективно-диффузионного переноса заряда между электродами преобразователя в условиях вынужденной конвекции, возникающей при воздействии внешнего механического момента на систему. Отличительной особенностью МЭП является отсутствие в их составе элементов точной механики, что в значительной степени упрощает процесс изготовления и, следовательно, существенно снижает их стоимость. Электролит, являющийся инерционной массой, выбирается таким образом, что бы его компоненты не вступали в реакцию с элемен-

тами преобразователя, такими как корпус, электроды и т. п., а так же обладали временной и температурной стабильностью (со временем не должны возникать реакции каталитического разложения).

Сейсмодатчики на основе молекулярно-электронных преобразователей представлены на рынке зарубежными и российскими фирмами: *R-Sensors*, НПП «КВАНТ», ЗАО «Электронные технологии и метрологические системы», *GEOSLAC*, Компания *Eentec*, Компания *Beijing Orangelamp Navigation Technology Development CO., Ltd.*

УДК 621.317.733

ВРЕМЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПАССИВНЫХ ВЕЛИЧИН В АКТИВНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ

В. П. Арбузов, М. А. Мишина, П. Н. Водовскова

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Ключевые слова: временное разделение каналов, параметрический преобразователь, система базисных функций, условия временного разделения каналов.

Key words: Time division of channels, the parametrical converter, system of basics functions, conditions of time division of channels.

В докладе рассмотрены вопросы временного разделения каналов для преобразования пассивных величин в активные величины, обеспечивающее исключение составляющей погрешности, вызванной неидеальностью элементной базы и емкостью соединительного кабеля, а также метод фазового разделения каналов в ИЦ емкостного датчика и способы его реализации, используемые для преобразования информативного параметра любого вида.

In the report questions of temporary division of channels for transformation of passive sizes to the active sizes, a providing exception of the making error caused by not ideality of element base and capacity of a connecting cable, and also a method of phase division of channels to ITs of the capacitor sensor and the ways of its realization used for transformation of informative parameter of any kind are considered.

Погрешность преобразования пассивных электрических величин, например емкостей конденсаторов параметрического преобразователя емкостного датчика, в активную величину, имеющая наибольший вес и возникающая из-за конечного значения коэффициента усиления операционного усилителя (ОУ) K_y , на котором осуществляется указанное преобразование, можно скорректировать, используя структурные методы повышения точности.

В процессе преобразования измеряемой датчиком физической величины в пассивную электрическую величину воздействие дестабилизирующих факторов на параметрический преобразователь (ПП) приводит к необходимости усложнения последнего с целью проведения относительного измерения для обеспечения инвариантности результата преобразования (измерения) к дестабилизирующим факторам. Усложнение ПП приводит к тому, что приходится иметь дело не с одним, а с несколькими выходными параметрами ПП датчика. Раздельное преобразование каждого выходного параметра требует либо структурной избыточности (при пространственном разделении каналов преобразования), либо временной избыточности (при временном разделении каналов преобразования). При использовании временного разделения каналов преобразования пассивных электрических величин в активные величины обеспечивается наибольшая точность, поскольку преобразование всех параметров осуществляется одними и теми же узлами, но снижает быстродействие, поэтому целесообразно будет сочетать преимущества временного разделения каналов с одновременным преобразованием всех выходных параметров ПП.

Результатом одновременного преобразования активным преобразователем выходных параметров ПП датчика является активная электрическая величина, из которой необходимо выделить составляющие ее сигналы, пропорциональные каждому из преобразуемых параметров. Дальнейшее выполнение арифметических операций над выделенными сигналами позволяет, во-первых, получить выходной сигнал, пропорциональный требуемому информативному параметру ПП датчика, и, во-вторых, скорректировать погрешность, обусловленную неидеальностью активного преобразователя и емкостью соединительного кабеля.

Для разделения каналов преобразования пассивных электрических величин в активные во времени необходимо выполнить следующие условия: необходимые, достаточные и схемотехнические (рис. 1).

Выполнение необходимых условий позволит организовать разделение во времени процесса преобразования выходных пассивных величин в активные величины. Достаточные условия необходимы для обеспечения возможности разложения выходного сигнала, прошедшего через измерительный канал, на составляющие, каждая из которых пропорциональна соответствующему выходному параметру ПП датчика. Схе-

мотехнические условия обеспечивают работоспособность измерительной цепи (ИЦ), определяются видом активного преобразователя (АП) и при каждой конкретной его реализации свои.



Рис. 1

Рассмотрим приведенный на рис. 2 активный преобразователь емкости в напряжение на основе операционного усилителя У, к входу которого подключены рабочий C_x и опорный C_0 конденсаторы ПП датчика и емкость кабеля C_k , а в обратной связи ОУ включен конденсатор емкостью C . Напряжения $U_1(t)$ и $U_2(t)$ подаются на конденсаторы ПП, в результате чего выходной сигнал активного преобразователя $U_y(t)$ равен:

$$U_y(t) = \left[-U_1(t) \frac{C_x}{C} - U_2(t) \frac{C_0}{C} \right] (1 + \gamma_M), \quad (1)$$

где γ_M – погрешность преобразования емкости в напряжение.

Для реализации временного разделения каналов в ИЦ емкостных датчиков функции, описывающие напряжения $U_1(t)$ и $U_2(t)$ должны составлять одну из систем базисных функций, приведенных в табл. 1. В этом случае тест-сигналы $U_1(t)$ и $U_2(t)$ составляют систему координат, в которой осуществляется разложение выходного напряжения активного преобразователя АП (рис.2) на составляющие, пропорциональные рабочему C_x и опорному C_0 емкостям датчика. Поскольку погрешность γ_M входит в обе составляющие с одинаковым весом, то при делении указанных составляющих наряду с формированием функции пре-

образования, осуществляется логометрическая коррекция погрешности, в результате которой выходной сигнал ИЦ не зависит от погрешности γ_M и имеет вид:

$$Z_{\text{вых}}(t) = \frac{U_2(t)}{U_1(t)} \cdot \frac{C_0}{C_x}.$$

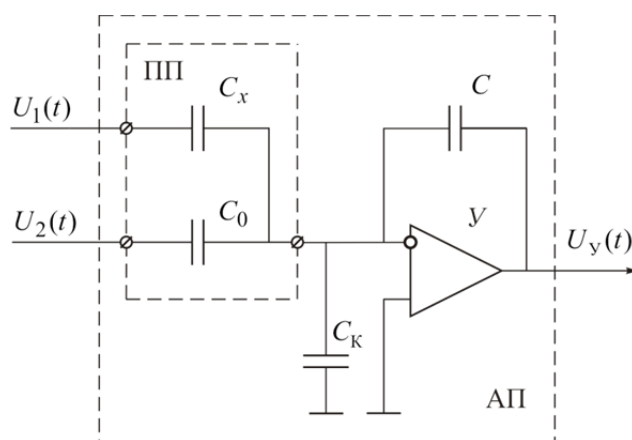


Рис. 2

Способ выделения составляющих из выходного сигнала АП зависит от реализуемого метода временного разделения каналов и используемой базисной системы. Рассмотрим применение метода фазового разделения каналов в ИЦ емкостных датчиков. Сущность этого метода состоит в том, что временное разделение каналов преобразования емкостей датчика организуется в пределах периода тест-сигнала посредством сдвига фазы тока или напряжения, подаваемых на конденсаторы ПП датчика, которые одновременно подключены к преобразователю пассивной величины в активную. В соответствии с таблицей 1 методу фазового разделения каналов соответствуют две базисные системы, одна из которых состоит из полисигналов ($n > 1$), а вторая, состоящая из моносигналов, является частным случаем первой ($n = 1$). Наиболее простыми с точки зрения реализации являются генераторы периодических колебаний, среди которых наиболее распространены генераторы синусоидальных колебаний. Применение последних позволяет сформировать в соответствии с таблицей 1 систему базисных функций вида:

$$\begin{cases} U_1(t) = U_0 \sin \omega t, \\ U_2(t) = U_0 \sin(\omega t + \phi). \end{cases}$$

с учетом которой выражение (1) имеет вид:

$$U_y(t) = - \left[U_0 \frac{C_x}{C} \sin \omega t + U_0 \frac{C_0}{C} \sin(\omega t + \phi) \right] \cdot (1 + \gamma_M), \quad (2)$$

В функциональном пространстве для выделения из выходного напряжения АП составляющих, пропорциональных емкостям конденсаторов датчика, необходимо разложить это напряжение в системе базисных функций $\{U_1(t), U_2(t)\}$, что равносильно определению весовых коэффициентов при $U_1(t)$ и $U_2(t)$ в выражении (1). В векторном пространстве для получения информации о значении емкостей рабочего и опорного конденсаторов необходимо вектор выходного сигнала АП $\dot{U}_y$ разложить в базисе, образованном векторами напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$: $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$, причем указанный базис представляет собой систему координат с координатным углом ϕ , которая в общем случае является косоугольной (рис.3,а). Частным случаем косоугольной системы координат является прямоугольная (декартова) система координат (рис.3,б), при разложении в которой вектора выходного напряжения АП получим следующие составляющие:

$$\begin{cases} U_{y1} = \text{Re}_{\dot{U}_1} \dot{U}_y = -U_0 \frac{C_x}{\sqrt{2} \cdot C} (1 + \gamma_M), \\ U_{y2} = \text{Im}_{\dot{U}_1} \dot{U}_y = -U_0 \frac{C_0}{\sqrt{2} \cdot C} (1 + \gamma_M). \end{cases} \quad (3)$$

где $\text{Re}_{\dot{U}_1} \dot{U}_y$ и $\text{Im}_{\dot{U}_1} \dot{U}_y$ – действительная и мнимая составляющие вектора выходного напряжения АП $\dot{U}_y$.

Таблица 1

Системы базисных функций для измерительной цепи емкостного датчика

Системы базисных функций				
$\left\{ \begin{aligned} U_1(t) &= K_1(t) \sum_{i=1}^n A_i \sin(i\omega t + \phi_i), \\ U_2(t) &= K_2(t) \sum_{i=1}^n A'_i \sin(i\omega t + \phi'_i). \end{aligned} \right.$				
Методы с коммутацией каналов		Методы без коммутации каналов		
Метод коммутации		Метод фазового разделения каналов		Метод полигармонических тест-сигналов
$n = 1$	$n > 1$	$n = 1$	$n > 1$	$A'_k = -A_k / k\omega$
$\left\{ \begin{aligned} U_1(t) &= K_1(t) U_0 \sin(\omega t + \phi), \\ U_2(t) &= K_2(t) U_0 \sin(\omega t + \phi). \end{aligned} \right.$	$\left\{ \begin{aligned} U_1(t) &= K_1(t) \sum_{i=1}^n A_i \sin(i\omega t + \phi_i), \\ U_2(t) &= K_2(t) \sum_{i=1}^n A_i \sin(i\omega t + \phi_i). \end{aligned} \right.$	$\left\{ \begin{aligned} U_1(t) &= U_0 \sin(\omega t), \\ U_2(t) &= U_0 \sin(\omega t + \phi). \end{aligned} \right.$	$\left\{ \begin{aligned} U_1(t) &= \sum_{i=1}^n A_i \sin(i\omega t), \\ U_2(t) &= \sum_{i=1}^n A_i \sin(i\omega t + i \cdot \phi). \end{aligned} \right.$	$\left\{ \begin{aligned} U_1(t) &= \sum_{i=1}^n A_i \sin(i\omega t + \phi_i), \\ U_2(t) &= \sum_{i=1}^n A'_i \cos(i\omega t + \phi'_i). \end{aligned} \right.$
n – число гармоник тест-сигналов				

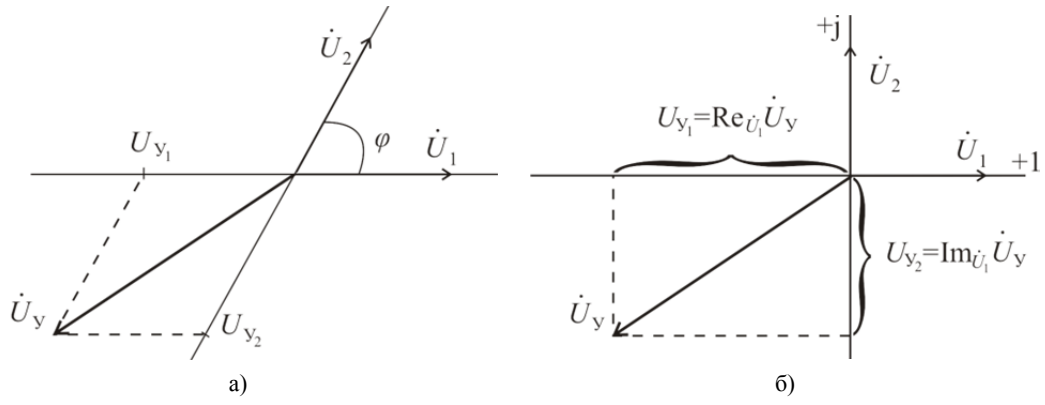


Рис. 3

При разложении в косоугольной системе координат вектора выходного напряжения АП $\dot{U}_y$ и определении его контравариантных координат относительно $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ получим:

$$\begin{cases} U_{y1} = \text{Re}_{\dot{U}_1} \dot{U}_y - (\text{ctg} \phi) \cdot \text{Im}_{\dot{U}_1} \dot{U}_y, \\ U_{y2} = \frac{\text{Im}_{\dot{U}_1} \dot{U}_y}{\sin \phi}. \end{cases}$$

С учетом выражения (2) последняя система после преобразования имеет вид:

$$\begin{cases} U_{y1} = -U_0 \frac{C_x}{\sqrt{2} \cdot C} (1 + \gamma_M), \\ U_{y2} = -U_0 \frac{C_0}{\sqrt{2} \cdot C} (1 + \gamma_M). \end{cases} \quad (4)$$

Осуществляя деление выделенных составляющих в системах (3) и (4) получим выходной сигнал, пропорциональный отношению емкостей конденсаторов датчика и независимый от погрешности γ_M .

Рассмотрим вариант использования в ИЦ емкостного датчика в качестве тест-сигналов сигналов сложной формы (полисигналов). Выбранной из таблицы 1 системе базисных функций, описывающей метод фазового разделения каналов в частотной области, во временной области соответствует следующие выражения для тест-сигналов прямоугольной формы:

$$U_1(t) = \begin{cases} U_0, & Tn < t < (Tn + \frac{T}{2}), \\ -U_0, & (Tn + \frac{T}{2}) < t < T(n+1) \end{cases}$$

и

$$U_2(t) = \begin{cases} U_0, & (\frac{\phi}{\omega} + Tn) < t < (\frac{\phi}{\omega} + \frac{T}{2} + Tn), \\ -U_0, & (\frac{\phi}{\omega} + \frac{T}{2} + Tn) < t < (\frac{\phi}{\omega} + T(n+1)) \end{cases}$$

Выходной сигнал активного преобразователя (рис.1) при замене C_x на C_1 и C_0 на C_2 описывается следующим выражением:

$$U_y(t) = \begin{cases} -U_{y1}, & Tn < t < (\frac{\phi}{\omega} + Tn), \\ -U_{y2}, & (\frac{\phi}{\omega} + Tn) < t < (\frac{T}{2} + Tn), \\ U_{y1}, & (\frac{T}{2} + Tn) < t < (\frac{\phi}{\omega} + \frac{T}{2} + Tn), \\ U_{y2}, & (\frac{\phi}{\omega} + \frac{T}{2} + Tn) < t < T(n+1). \end{cases},$$

где $U_{y1} = U_0 \frac{C_1 - C_2}{C} (1 + \gamma_M)$, а $U_{y2} = U_0 \frac{C_1 + C_2}{C} (1 + \gamma_M)$.

Из приведенного выражения следует, что полисигналы прямоугольной формы в ИЦ оптимально применять для преобразования информативного параметра дифференциального датчика.

Таким образом, временное разделение каналов, осуществляемое посредством сдвига фазы между напряжениями тест-сигналов, обеспечивает коррекцию погрешности, обусловленной конечным значением коэффициента усиления ОУ и наличием емкости кабеля, а фазовый сдвиг между напряжениями, подаваемыми на емкости ПП датчика, может принимать любое значение из диапазона $0 < |\phi| < \pi$, при этом информацию о значении рабочей и опорной емкостей можно получить, разложив выходное напряжение активного преобразователя $U_y(t)$ в системе базисных функций $\{U_1(t), U_2(t)\}$ (в функциональном пространстве), или, разложив вектор выходного напряжения АП, в системе координат, образованной векторами функций, описывающих тест-сигналы (в векторном пространстве). Метод фазового разделения каналов в ИЦ емкостного датчика можно использовать для преобразования информативного параметра любого вида, а сам метод может быть реализован несколькими способами, причем различия в способах обусловлены процедурой разделения выходного сигнала АП на составляющие.

УДК 53.083

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

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

*Санкт-петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»,
г. Санкт-Петербург*

Аннотация. Рассмотрен скользящий алгоритм, реализующий вейвлет-преобразование в режиме реального времени. Предложена 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.

Abstract. 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
Key words: 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 всех отраслях науки и техники. Современные информационно-измерительные системы представляют собой сложный аппаратно-программный комплекс, включающий в себя большое количество измерительной, обрабатывающей и управляющей техники. Обработка измерительной информации в режиме реального времени налагает определенные требования на алгоритм обработки. Хранение всей измерительной информации, для последующей обработки, зачастую требует слишком больших аппаратных затрат, а иногда и вовсе не возможно, т.к. 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 чем, возникла необходимость разработать алгоритм, работающий в режиме реального времени, сокращающий объемы вычислений и не теряющий 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.

Скользкий алгоритм дискретного вейвлет-разложения

Для исключения влияния краевого эффекта на результаты анализа производится набор «Начального участка» – массива измерений, необходимый для первого шага анализа по всем уровням. Длительность «Начального участка» $Q_{n_v, r}$ определяется размером вейвлета n_v и необходимым уровнем разложения r . Объем выборки измерительного сигнала, необходимой для получения первого не искаженного отсчета на r -ом уровне разложения может быть получен на основе следующих рассуждений:

На первом шаге разложения длина достоверных векторов аппроксимирующих и детализирующих 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

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

Четвертый шаг разложения

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

Некоторый k -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 1 точка можно получить искомое $Q_{n_v, r}$:

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

Алгоритм скользящего ДВП разложения 1-го уровня в режиме реального времени:

1. Для каждого второго отсчета выборки $\mathbf{X} = \{x_i\}$ формируется вектор длиной n_v

$$\mathbf{X}_i = \{x_{i-n_v+1}, x_{i-n_v+2}, \dots, x_i\}.$$

2. Осуществляется свертка вектора $\mathbf{X}_i$ с базисными функциями – вычисление одного отсчета 1-го уровня разложения [2, 3]

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

где $i_1 = (i - n_v)/2$; Φ^T и Ψ^T – векторы базисных функций разложения.

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

Схематически алгоритм разложения представлен на рис. 1.

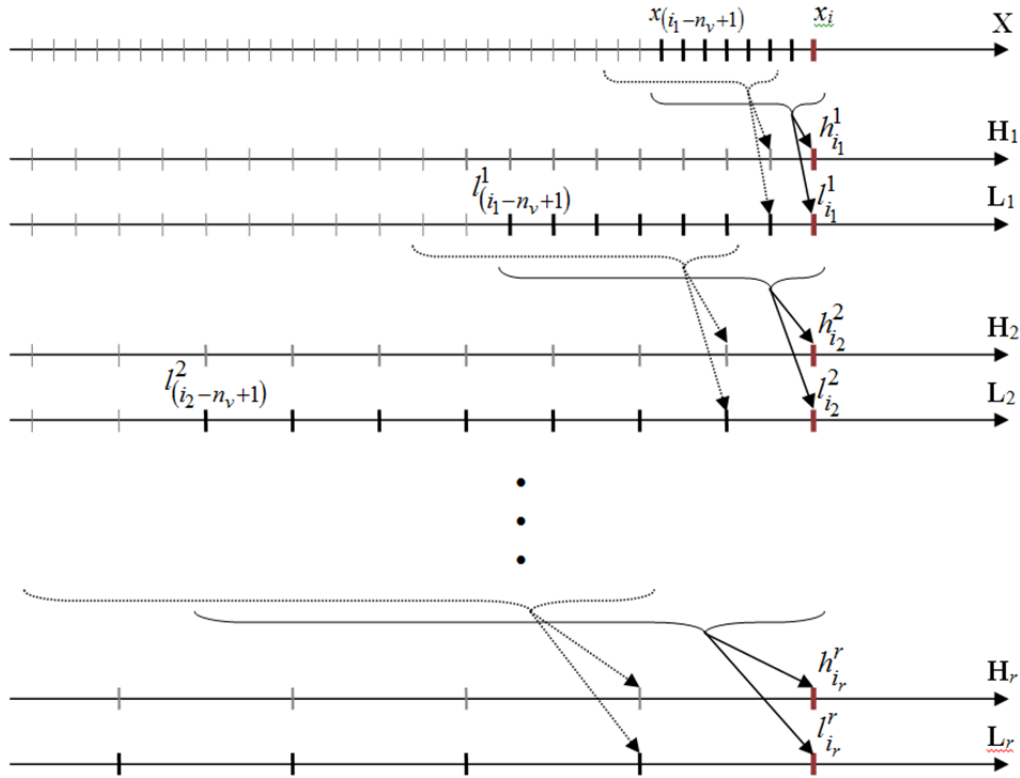


Рис. 1. Схема алгоритма скользящего дискретного вейвлет-разложения

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 1 отсчету аппроксимирующего и детализирующего коэффициентов. Пропуск одного отсчета после свертки позволяет сократить ненужные вычисления, т.к. в классическом варианте результаты этих вычислений отбрасываются при «прореживании».

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

$$W\{\mathbf{X}\} = \begin{Bmatrix} 0 & \mathbf{H}_1 \\ 0 & \mathbf{H}_2 \\ \dots & \dots \\ \mathbf{L}_r & \mathbf{H}_r \end{Bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_1 = \mathbf{X} \times \phi, \quad \mathbf{L}_r = \mathbf{L}_{r-1} \times \phi$$

$$\mathbf{H}_1 = \mathbf{X} \times \Psi, \quad \mathbf{H}_r = \mathbf{L}_{r-1} \times \Psi$$

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 чего, вводятся множители β : для нужных детализирующих коэффициентов множитель $\beta = 1$, для остальных $\beta = 0$.

$$\begin{Bmatrix} 0 & \mathbf{H}_1\beta_1 \\ 0 & \mathbf{H}_2\beta_2 \\ 0 & \dots \\ \mathbf{L}_r\beta_{r+1} & \mathbf{H}_r\beta_r \end{Bmatrix}$$

Для постоянной подстройки под изменяющийся сигнал пороговые значения определяются также скользящим образом. Определяется объем скользящего окна n_σ , 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:

$$\alpha_k \{ \mathbf{H}_k \} = \begin{cases} \text{если } h_{i_k}^k \geq \xi_{i_k}, & h_{i_k}^k = h_{i_k}^k \\ \text{если } h_{i_k}^k < \xi_{i_k}, & h_{i_k}^k = 0 \end{cases}$$

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 отсека шума.

После проведения пороговой обработки реализуется скользящий алгоритм вейвлет-восстановления.

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 $n_v/2$

$$\mathbf{L}_{i_k}^{*k} = \left\{ l_{i_k - \frac{n_v}{2} + 1}^{*k}, l_{i_k - \frac{n_v}{2} + 2}^{*k}, \dots, l_{i_k}^{*k} \right\} \text{ и } \mathbf{H}_{i_k}^{*k} = \left\{ h_{i_k - \frac{n_v}{2} + 1}^{*k}, h_{i_k - \frac{n_v}{2} + 2}^{*k}, \dots, h_{i_k}^{*k} \right\}.$$

Схематически алгоритм восстановления представлен на рис. 2.

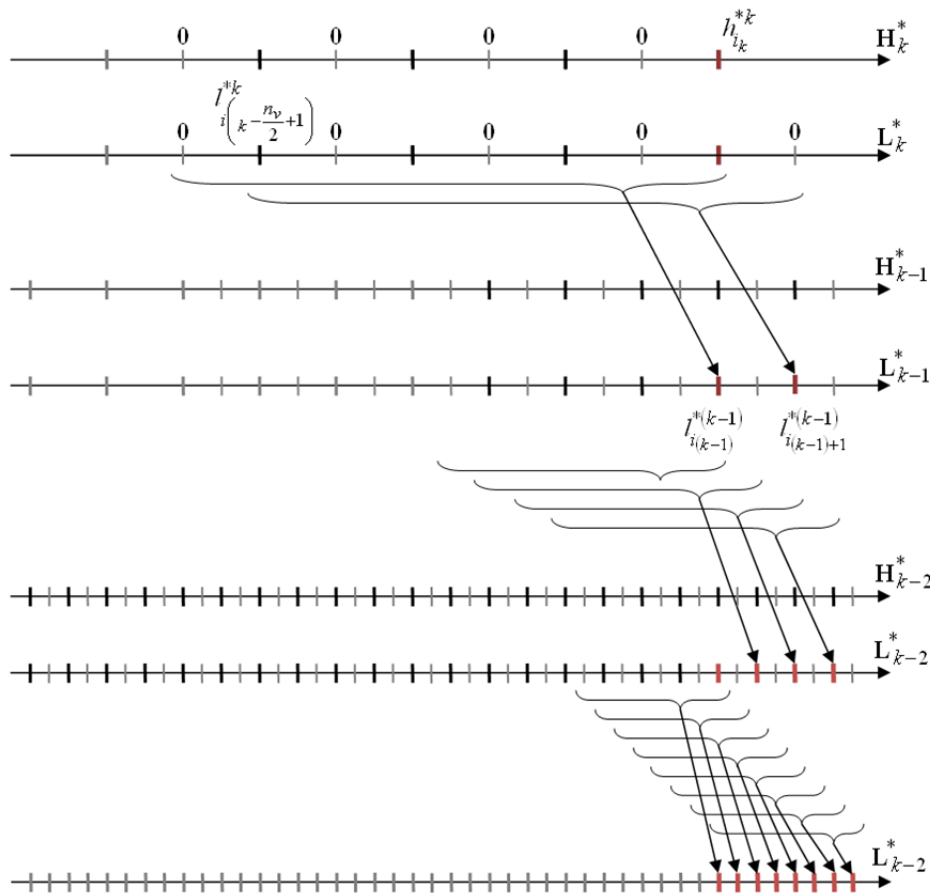


Рис. 2. Схема алгоритма скользящего дискретного вейвлет-восстановления

2. Выборки дополняются нулями до объема n_v

$$\mathbf{L}_{i_k 0}^k = \left\{ 0, l_{i_k \frac{n_v}{2} + 1}^k, 0, l_{i_k \frac{n_v}{2} + 1}^k, 0, \dots, 0, l_{i_k}^k \right\} \text{ и } \mathbf{H}_{i_k 0}^k = \left\{ 0, h_{i_k \frac{n_v}{2} + 1}^k, 0, h_{i_k \frac{n_v}{2} + 1}^k, 0, \dots, 0, h_{i_k}^k \right\}$$

$$\mathbf{L}_{0 i_k}^k = \left\{ l_{i_k \frac{n_v}{2} + 1}^k, 0, l_{i_k \frac{n_v}{2} + 1}^k, 0, \dots, 0, l_{i_k}^k, 0 \right\} \text{ и } \mathbf{H}_{0 i_k}^k = \left\{ h_{i_k \frac{n_v}{2} + 1}^k, 0, h_{i_k \frac{n_v}{2} + 1}^k, 0, \dots, 0, h_{i_k}^k, 0 \right\}$$

3. Производится свертка с обратными базисными функциями $(\phi^{-1})^T$ и $(\Psi^{-1})^T$ – вычисляются 2 аппроксимирующих коэффициента предыдущего уровня.

$$l_{i(k-1)}^{*(k-1)} = \mathbf{L}_{0 i_k}^{*k} \times (\phi^{-1})^T + \mathbf{H}_{0 i_k}^k \times (\Psi^{-1})^T \text{ и } l_{i(k-1)+1}^{*(k-1)} = \mathbf{L}_{i_k 0}^{*k} \times (\phi^{-1})^T + \mathbf{H}_{i_k 0}^k \times (\Psi^{-1})^T$$

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

$$\mathbf{L}_{k-1}^* = \left\{ l_1^{*(k-1)}, \dots, l_{i(k-1)-1}^{*(k-1)}, l_{i(k-1)}^{*(k-1)}, l_{i(k-1)+1}^{*(k-1)} \right\}.$$

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, приходящихся между двумя отсчетами измерительного сигнала, может быть выражено следующей формулой (для удобства оценки под одной операцией подразумевается одна операция сложения и одна операция умножения):

$$O_{rp} = 2n_v r.$$

Оценить максимальный объем вычислений при восстановлении сигнала, которые должны быть произведены при вычислении 1 новой точки на k уровне, можно по следующей формуле:

$$O_{rv} = 4n_v \sum_{k=1}^r 2^k.$$

Таким образом, объем вычислений, которые должны произойти 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 7ми уровня ДВП, при длительности базисной функции вейвлета в 14 отсчетов, при частоте измерений 4 кГц.

$n_v = 14$, $r = 7$, $f = 4$ кГц:

$$O_{rp} = 2n_v r = 2 \cdot 14 \cdot 7 = 196$$

$$O_{rv} = 4n_v \sum_{k=1}^r 2^k = 4 \cdot 14 \cdot \sum_{k=1}^7 2^k = 14224$$

$$O_r = O_{rp} + O_{rv} = 14420$$

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

Таким образом, необходимо выполнять операции с частотой: $18746.4 \text{ кГц} \approx 75 \text{ МГц}$.
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.

* * *

1. Алексеев В.В., Коновалова В.С. Применение вейвлет преобразования в измерительном канале // Труды Международной научно-технической конференции «Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации «Шляндинские чтения 2010». – 20-22 октября, Пенза. – С.18-22

2. Алексеев В.В., Коновалова В.С., Калякин И.В. Алгоритм скользящего вейвлет-преобразования для обработки сигнала в реальном времени // Сборник докладов XIV Международной конференции по мягким вычислениям и измерениям. – 23-25 июня 2011г. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

3. Алексеев В.В., Коновалова В.С., Калякин И.В. Алгоритм измерения параметров аномального сигнала с использованием скользящего вейвлет преобразования // Материалы Международного конгресса «Цели развития тысячелетия» и инновационные принципы устойчивого развития арктических регионов России». Научно-практическая конференция «Наукоемкие и инновационные технологии в решении проблем прогнозирования и предотвращения чрезвычайных ситуаций и их последствий» – СПб. – 2011. – С.66-73

АНАЛИЗ СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ДАТЧИКА БИЕНИЙ ВАЛА С БЕГУЩИМ МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ

В. Я. Горячев, О. В. Гаврина, Ю. К. Чапчиков, Ю. А. Шатова

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Анализ погрешностей любого средства измерения представляет собой достаточно сложную задачу. При большом числе источников погрешностей сложность анализа усугубляется большим объемом выполняемой работы.

По характеру своего проявления в конечном результате измерения (преобразования) погрешности делят на систематические, прогрессирующие и случайные. В зависимости от вида зоны распределения по полюсы погрешностей средства измерения (преобразования) – на аддитивные и мультипликативные.

Настоящая работа посвящена анализу систематических погрешностей датчика биений, реализованного на базе электромагнитной системы (ЭМС) с бегущим магнитным полем. Поэтому термин «систематические» будем в дальнейшем опускать, оставляя в случае действительной его необходимости по контексту.

Природа систематических погрешностей известна либо может быть предсказана, и, следовательно, они могут быть почти полностью устранены введением соответствующих поправок. Обнаружение систематической погрешности средства измерения и ее коррекция возможны по результатам поверки этого средства измерения.

Наиболее значимые факторы, оказывающие влияние на погрешность средства измерения, перечислены в работе [1]. Их можно разделить на две группы – не зависящие и зависящие от конструктивных параметров исследуемого средства измерения.

При вычислении погрешности средства измерения по результатам испытаний обычно используется методика, основанная на линеаризации его характеристики.

Такая методика нахождения погрешности средства измерения неприемлема по отношению к датчику биений вала, так как он характеризуется двумя входными и выходными величинами. Каждая из двух выходных величин является функцией двух независимых входных величин. Таким образом, функция преобразования по каждой из выходных величин будет представлена своей поверхностью [3]. Коэффициенты, определяющие эти поверхности, находятся по данным эксперимента в соответствии с соотношениями согласно методу наименьших квадратов для рассматриваемого случая.

В датчике биений вала входными величинами являются смещение вала и направление смещения. Выходное напряжение ИИС пропорционально смещению вала, а начальная фаза равна углу, который определяет направление смещения вала.

Уравнения плоскостей значений выходных напряжений U_{id} и их начальных фаз α_{id} представим как

$$U_{id} = a_1\beta + a_2\Delta\delta + a_3 \text{ и } \alpha_{id} = b_1\beta + b_2\Delta\delta + b_3.$$

где U_{id} – идеальное значение выходного напряжения для заданного перемещения (смещения) оси вала и его направления; α_{id} – идеальное значение начальной фазы выходного напряжения для заданного смещения оси вала и его направления; $\Delta\delta$ – значение смещения оси вала; β – значение направления смещения оси вала; a_1, a_2, a_3 – постоянные коэффициенты уравнения поверхности выходных напряжений; b_1, b_2, b_3 – постоянные коэффициенты уравнения поверхности начальных фаз выходных напряжений.

Искомые коэффициенты уравнения поверхности напряжений вычисляются решением системы уравнений:

$$k_{11}a_1 + k_{12}a_2 + k_{13}a_3 = l_{11}$$

$$k_{21}a_1 + k_{22}a_2 + k_{23}a_3 = l_{21}$$

$$k_{31}a_1 + k_{32}a_2 + k_{33}a_3 = l_{31},$$

$$\text{где } k_{11} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n \beta_{pr}^2, \quad k_{12} = k_{21} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n \beta_{pr} \Delta\delta_{pr}, \quad k_{13} = k_{31} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n \beta_{pr}, \quad k_{22} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n \Delta\delta_{pr}^2, \\ k_{23} = k_{32} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n \Delta\delta_{pr}, \quad k_{33} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n 1 = m \times n, \quad l_{11} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n \beta_{pr} U_{pr}, \quad l_{21} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n \Delta\delta_{pr} U_{pr}, \quad l_{31} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n U_{pr};$$

m – количество точек характеристики по смещению; n – количество точек характеристики по направлению смещения.

Система уравнений для вычисления коэффициентов уравнения поверхности начальных фаз выходных напряжений выглядит следующим образом:

$$k_{11}b_1 + k_{12}b_2 + k_{13}b_3 = h_{11};$$

$$k_{21}b_1 + k_{22}b_2 + k_{23}b_3 = h_{21};$$

$$k_{31}b_1 + k_{32}b_2 + k_{33}b_3 = h_{31}$$

где b_1, b_2, b_3 – коэффициенты уравнения плоскости начальных фаз идеальной характеристики;

$$h_{11} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n \beta_{pr} \alpha_{pr}, \quad h_{21} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n \Delta\delta_{pr} \alpha_{pr}, \quad h_{31} = \sum_{p=1}^m \sum_{r=1}^n \alpha_{pr}, \quad \alpha_{pr} - \text{значения реальной фазы выходного}$$

напряжения датчика биений вала, соответствующие определенным значениям смещения оси вала и их направлениям.

При отсутствии в статоре датчика контролируемого вала либо отсутствия биения вала магнитное поле в зазоре является однородным, и выходное напряжение датчика равно нулю. При смещении оси O_δ вала относительно оси O датчика (статора) на значение $\Delta\delta$ в направлении β по отношению к полярной оси магнитное поле в зазоре становится неоднородным. Это, в соответствии с принципом действия датчиков с бегущим магнитным полем [2], приводит к появлению ненулевого выходного напряжения датчика, несущего в себе информацию о $\Delta\delta$ и β .

При малых смещениях вала выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ датчика пропорциональна смещению $\Delta\delta$, а начальная фаза его α относительно опорного напряжения равна направлению смещения вала β . С изменением β начальная фаза выходного напряжения датчика может принимать значения от 0 до 2π радиан. Максимальное значение $\Delta\delta_{\text{max}}$ смещения вала, при котором сохраняется пропорциональная зависимость между $\Delta\delta$ и амплитудой выходного напряжения датчика, зависит от значения зазора $\delta = \delta_0$ при отсутствии биений вала. Очевидно, что с увеличением δ_0 увеличивается и $\Delta\delta_{\text{max}}$.

В общем случае эти пропорциональности не соблюдаются и для получения выходных величин, пропорциональных $\Delta\delta$ и β , необходима обработка выходного сигнала датчика. Этой цели и служит информационно-измерительная система (ИИС).

ИИС может работать в двух режимах, отличающихся задаваемыми ею же режимами работы электромагнитной системы датчика, – двухфазном и однофазном.

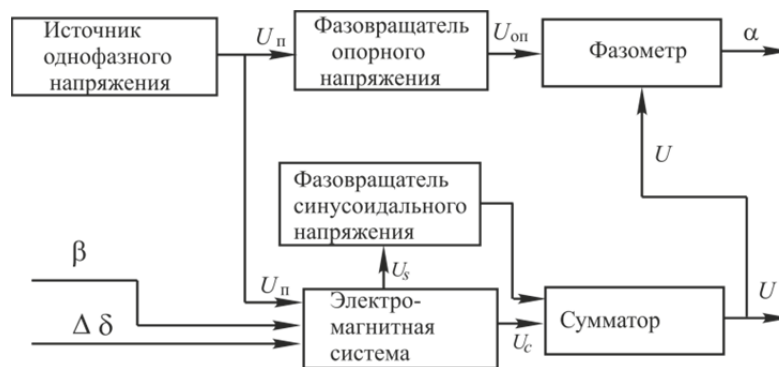


Рис. 1

Функциональная схема ИИС для случая однофазного режима работы ЭМС представлена на рис. 1. В ее состав входят все блоки двухфазного режима, а так же дополнительный фазовращатель синусоидального напряжения и сумматор. Для питания ЭМС датчика в этом случае используется источник однофазного напряжения. Его напряжение U_n подается на равномерную обмотку ЭМС, создающую пульсирующее магнитное поле. При наличии биения вала ($\Delta\delta \neq 0$) в синусной и косинусной обмотках ЭМС наводятся синфазные ЭДС. Амплитудные значения их пропорциональны значениям $\sin\beta$ и $\cos\beta$, соответственно. Выходные напряжения U_s и U_c электромагнитной системы пропорциональны токам соответствующих обмоток при равенстве сопротивлений их нагрузок. Выходное напряжение ИИС получают путем суммирования этих напряжений с помощью сумматора. Однако, для получения начальной фазы выходного напряжения U сумматора, равного направлению смещения β , одно из этих напряжений (U_s) необходимо сместить по фазе на $+\pi/2$. Это и осуществляется с помощью фазовращателя синусоидального напряжения. Амплитуда выходного напряжения ИИС при этом пропорциональна смещению $\Delta\delta$, а $\alpha = \beta$.

Передаточная функция реальных ИИС биений вала на базе ЭМС с продольным магнитным полем представляет собой довольно сложную зависимость, в которую входит большое количество различных конструктивных параметров. Это создает значительные трудности получения аналитического выражения погрешности ИИС в зависимости от точности изготовления отдельных элементов ЭМС и параметров устройств, входящих в состав ИИС. Вместе с тем при проектировании ИИС важно иметь обоснованные требования к точности изготовления его функциональных элементов, и в особенности элементов с магнитными цепями, из условия получения заданной погрешности ИИС. В связи с этим была разработана имитационная (математическая) модель рассмотренной ИИС, реализующая процессы в структурных элементах ИИС согласно ее функции преобразования и математическую обработку экспериментальных данных для получения метрологических характеристик ИИС. При разработке имитационной модели ИИС преследовались следующие цели:

- достоверное математическое отражение физических процессов, происходящих в ЭМС и других компонентах ИИС;
- получение выходных величин ИИС;
- получение зависимости погрешности ИИС от конструктивных параметров ЭМС и других компонентов ИИС.

Анализ функции преобразования датчика биений и характеристик, полученных с помощью математической модели, указывает на то, что сама конструкция датчика даже при идеальном изготовлении элементов датчика не может обеспечить линейную функцию преобразования. Поэтому на первом этапе проектирования датчика необходимо определить соотношения между допустимыми величинами перемещений вала и необходимой погрешностью измерений.

На рис. 4, 5 представлены поверхности отражающие зависимость амплитуды выходного напряжения (рис. 2) и начальной фазы выходного напряжения (рис.3) от значения смещения оси вала и направления смещения. При этом максимальное смещение вала принималось равным зазору $\delta = \delta_0$ для случая отсутствия биения вала. Очевидным является тот факт, что эти зависимости представлены криволинейными поверхностями.

Непосредственно из рисунков видно, что при малых смещениях $\Delta\delta$ вала кривизна поверхностей мала и поверхности близки к плоскости. При этом амплитуда выходного напряжения датчика пропорциональна смещению $\Delta\delta$, а начальная фаза его относительно опорного напряжения равна направлению смещения оси вала β . Максимальное значение $\Delta\delta_{\max}$ смещения вала, при котором сохраняется пропорциональная зависимость между $\Delta\delta$ и амплитудой выходного напряжения датчика, зависит от значения зазора $\delta = \delta_0$ при отсутствии биений вала. Как отмечалось ранее, с увеличением δ_0 увеличивается и $\Delta\delta_{\max}$.

Очевидно, целесообразно провести анализ погрешности датчика с идеально изготовленными элементами с целью определения предельного $\Delta\delta_{\max}$ смещения вала, для которого погрешность ИИС не превышает установленного значения. Результаты такого анализа представлены на рисунках 4 и 5. На рис. 4 представлен график погрешности измерения смещения, а на рис.5 – график погрешности направления смещения в зависимости от значения смещения $\Delta\delta$. Графики соответствуют случаю $\delta_0 = 1\text{ мм}$.

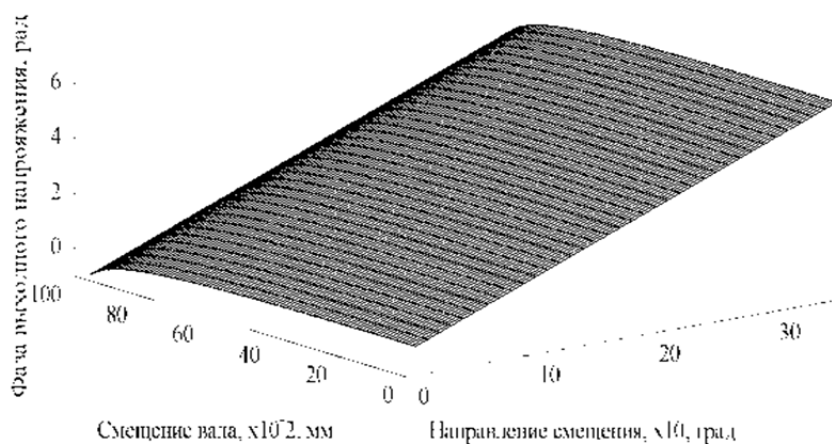


Рис. 2

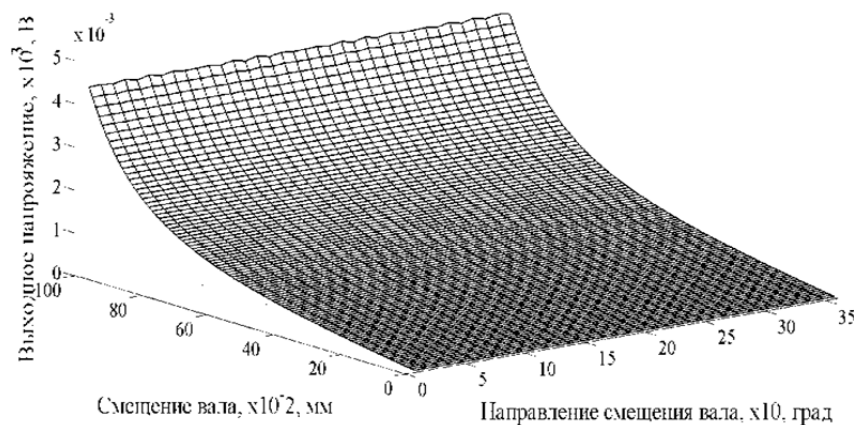


Рис. 3

Непосредственно из графика рис. 6 видно, что погрешность измерения смещения вала с увеличением $\Delta\delta$ возрастает. При $\Delta\delta = 0,3\delta_0$ погрешность измерения смещения оси вала достигает 1 %.

Что касается погрешности измерения направления смещения вала (рис.7), то она гораздо меньше погрешности смещения оси вала и при том же ($0,3\delta_0$) смещении оси вала составляет примерно десятую долю процента. Для аналитического определения значений рассмотренных погрешностей ИИС по заданному смещению $\Delta\delta$ графики рис. 4 и 5 были аппроксимированы полиномами четвертой степени непосредственно по экспериментальным данным.

Получены соотношения

$$p_{\Delta\delta} = (2,45(\Delta\delta)^4 - 0,54(\Delta\delta)^3 + 8,14(\Delta\delta)^2 + 0,02(\Delta\delta)) \times 10^{-2} \text{ и}$$

$$p_{\beta} = (13,8(\Delta\delta)^4 - 20,3(\Delta\delta)^3 + 9,84(\Delta\delta)^2 - 1,41(\Delta\delta)) \times 10^{-2}$$

для вычисления погрешностей измерения смещения оси вала ($p_{\Delta\delta}$) и направления смещения (p_{β}) по заданному значению смещения оси вала $\Delta\delta$.

- Погрешность, обусловленная неточностью установки датчика

Принцип действия датчика биений вала основан на нарушении однородности магнитного поля совокупности «датчик (статор) – контролируемый вал», вызванным смещением оси вала и магнитной оси статора. Это приводит к нарушению однородности магнитного поля воздушного зазора, что, в свою очередь,

приводит к появлению выходного напряжения датчика. В идеальном случае изначально магнитная ось статора должна совпадать с осью вала. Практически при установке датчика обеспечить это требование невозможно. В связи с этим погрешность установки ЭМС датчика относительно вала вносит свою долю погрешности в результирующую погрешность ИИС.

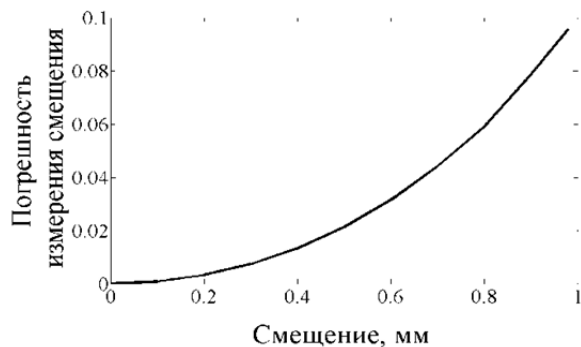


Рис. 4

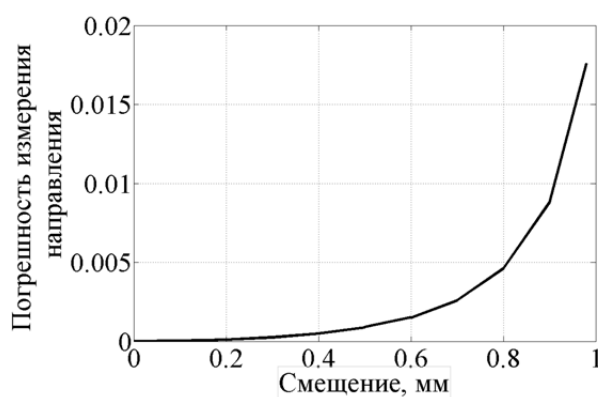


Рис. 5

Аналитически погрешность измерения смещения вала p_{ss} при известной погрешности p_s установки ЭМС датчика может быть вычислена по формуле $p_{ss} = 0,946 p_s$.

Своеобразной является зависимость погрешности определения направления смещения от ошибки установки соосности. Аналитическое выражение указанной погрешности (p_{ds}) представлено соотношением

$$p_{ds} = 10^3 (1,7465 p_s^3 - 0,1911 p_s^2 + 0,0068 p_s) .$$

- Погрешность дискретности числа витков обмоток ЭМС

Количество витков секций обмоток ЭМС является целым числом. Однако расчетное количество витков секций, как правило, получается дробным. Если равномерно распределенная обмотка может иметь произвольное количество витков, то соотношение числа витков синусной и косинусной обмоток на каждом участке статора должно зависеть от пространственного угла.

- Погрешность неточности изготовления пазов магнитопровода

Оценка влияния точности изготовления магнитопровода ЭМС на погрешность измерения биений вала позволяет найти оптимальный вариант точности изготовления зубчатых поверхностей статора при заданной погрешности ИИС. С помощью имитационной модели была получена зависимость погрешности измерения смещения оси вала и направления смещения от погрешности изготовления магнитопровода ЭМС.

Верхний и нижний пределы погрешности изготовления пазов определяют границы их размера, а не расположение его оси на линейке. В связи с этим будем полагать, что отклонение реального значения координаты оси паза от расчетного значения – величина случайная. Для учета этого предположения в разработанной модели ИИС используется генератор случайных чисел.

Результат моделирования погрешность измерения смещения (p_{sp}) оси вала от погрешности изготовления пазов ЭМС (p_p) показал, что она определяется соотношением $p_{sp} = 0,05 p_p$.

Зависимость погрешности направления смещения (p_{dp}) от погрешности изготовления пазов определяется соотношением $p_{dp} = 0,225 p_p$.

На этапе проектирования ЭМС точность изготовления пазов следует задавать значением поля допуска середин пазов.

Выводы

1. Использование традиционного метода анализа передаточной функции ИИС на основе ЭМС с продольным магнитным полем для определения ее погрешности является затруднительным в связи со сложностью математической формы записи передаточной функции и не позволяет выразить в явной форме влияние отдельных факторов на погрешность ИИС.

2. Количество факторов, влияющих на систематическую погрешность ИИС велико и разнообразно, получить уравнение зависимости погрешности ИИС от суммарного их действия не представляется возможным.

3. Имитационная (математическая) модель ИИС представляет собой удобное средство анализа свойств, в частном случае погрешностей, средств измерения (преобразования), обладающих сложной функцией преобразования. При этом, оказывается достаточно просто учитывать различные факторы, оказывающие влияние на конечную погрешность средства измерения. Обнаружение фактора, вносящего большую погрешность в результат измерения, является сигналом, указывающим на необходимость внесения коррекции в структуру средства измерения либо ужесточения требований к составной части средства измерения, вносящего большую погрешность измерения.

4. С помощью имитационной модели показано, что большая часть факторов, влияющих на систематическую погрешность датчика биений вала на основе ЭМС с продольным магнитным полем, выражается линейной зависимостью, т.е. носит мультипликативный характер. Это справедливо как для погрешности смещения оси вала, так и для погрешности направления смещения.

* * *

1. Осадчий Е.П. Проектирование датчиков для измерения механических величин. / Е.П. Осадчий. – М.: Машиностроение, 1979. – 480с.

2. Горячев В.Я. Фазовые датчики механических величин с бегущим магнитным полем: монография / В.Я. Горячев. – Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2005. – 308с.

3. Новицкий П.В., Зograf И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985. – 248с.

УДК 621.317.33

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СХЕМЫ ИНВАРИАНТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЕМКОСТИ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА

А. В. Грачев, П. П. Чураков

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Аннотация. Анализируются 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).

Abstract. Errors of the active measuring circuit with the differential operational amplifier are considered 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.

Key words: conductometric sensor, invariant converter, analysis of errors.

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 $g_{сф}$ значительно меньше входной проводимости $g_{вх}$, а коэффициент подавления синфазной составляющей очень велик $M_{сф} \rightarrow \infty$. На рис.1 б представлен граф ИС, в которой ОУ не обладает бесконечно большим коэффициентом усиления $K \neq \infty$ и

бесконечно большим входным сопротивлением $R_{вх} \neq \infty$ или $g_{вх} \neq 0$. Соответственно не равны нулю напряжения $e_{см} \neq 0$ и входной ток $i_{вх} \neq 0$. Неинвертирующий вход ОУ соединен с общей шиной через проводимость $G_3 \neq 0$. Для упрощения расчетов в этой схеме положим равными нулю выходное сопротивление $R_{вых} = 0$, входную емкость $C_{вх} = 0$ и емкость нагрузки $C_n = 0$ ОУ.

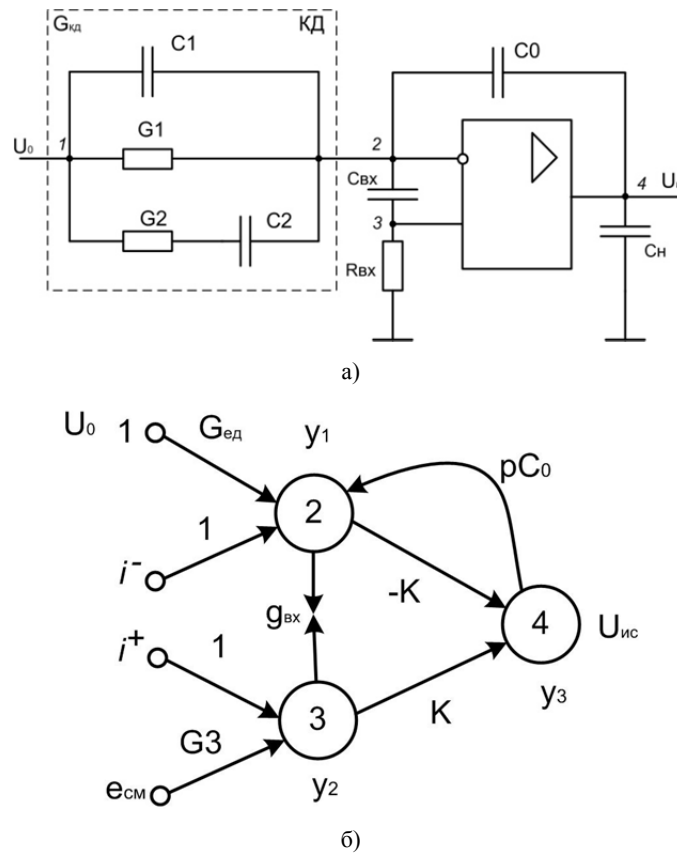


Рис. 1. Принципиальная схема ИС (а) и ее граф (б)

$K \neq \infty$; $R_{вх} \neq \infty$; $e_{см} \neq 0$; $i_{вх} \neq 0$; $R_{вых} = 0$; $C_n = 0$; $G_3 \neq 0$; $C_{вх} = 0$; $y_1 = G_{ед} + G_R + g_{вх} + pC_0$; $y_2 = G_3 + g_{вх}$; $y_3 = 1$.

Запишем в операторной форме сигнал ИС:

$$U_{ИС}(p) = A_1(p) \left[-U_0 \frac{G_{ЕД}}{pC_0} - \frac{i^-}{pC_0} + \left(\frac{G_{ЕД}}{pC_0} + 1 \right) \times \left(\frac{i^+}{G_3} + e_{см} \right) \right], \quad (1)$$

где $G_{ЕД} = G_1 + pC_1 + p_2C_2G_2/(pC_2 + R_2)$ - 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:

$$A_1(p) = \frac{KG_3pC_0(pC_2 + G_2)}{ap^2 + bp + c}, \quad (2)$$

где

$$a = C_1C_2G_3 + C_1C_2g_{вх} + C_0C_2g_{вх} + KC_0C_2G_3, \quad (3)$$

$$b = C_2G_1G_3 + C_1G_2G_3 + C_2G_1g_{вх} + C_2G_2g_{вх} + C_2G_Rg_{вх} + C_0G_3G_2 + C_2G_3g_{вх} + KC_0G_2G_3, \quad (4)$$

$$c = G_1G_2G_3 + G_1G_2g_{вх} + G_2G_3g_{вх}. \quad (5)$$

Воспользуемся формулами обратного преобразования Карсона-Хевисайта [7] и перейдем от изображений к оригиналам.

$$U_{HC}(t) = D \left[C_2 \left(ne^{-nt} - me^{-mt} \right) + G_2 \left(e^{-mt} - e^{-nt} \right) \right] + \\ + E \left[C_2 \left(e^{-mt} - e^{-nt} \right) + G_2 g/c - G_2 a \left(me^{-mt} - ne^{-nt} \right) / c \right] + FC_2 \left(e^{-mt} - e^{-nt} \right). \quad (6)$$

В этом выражении:

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

$$E = K \left(-U_0 G_3 + i^+ + e_{CM} G_3 \right) (G_1 + G_R) / g - KG_3 i^-, \quad (8)$$

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

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

$$m = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad (11)$$

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

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

$$a = KC_0 C_2 G_3, \quad b = KC_0 G_2 G_3, \quad c = G_1 G_2 G_3. \quad (13)$$

Тогда

$$g = \pm G_2 \sqrt{K^2 C_0^2 G_3^2 - 4KC_0 C_2 G_1 G_3} \approx \pm KG_2 G_3 C_0. \quad (14)$$

Поскольку в ИС отсутствуют колебательные переходные и установившиеся процессы, берем

$$g = +KG_2 G_3 C_0 = b.$$

Для этого случая

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

и

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

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

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

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

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

Проведенный анализ показал, что при достаточно большом коэффициенте усиления ОУ ($K \geq 1000$), влияние коэффициента усиления и 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:

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

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

$$\Delta U_{ИС}(t) = U_{ИСП}(t) - U_{ИСу0}(t) = e_{CM} \left[\frac{C_1}{C_0} + \frac{G_1 t}{C_0} + \frac{C_2}{C_0} (1 - e^{-G_2 t / C_2}) + 1 \right] + \frac{(i^- + i^+) t}{C_0} + i^+ R_3 \left[\frac{C_1}{C_0} + \frac{G_1 t}{C_0} + \frac{C_2}{C_0} (1 - e^{-G_2 t / C_2}) + 1 \right] \quad (21)$$

$$\delta U_{ИС}(t) = \frac{\Delta U_{ИС}(t)}{\Delta U_{ИСу0}(t)} = \frac{e_{CM} + i^+ R_3}{U_0} + \frac{e_{CM} + (i^- + i^+) t / C_0 + i^+ R_3}{U_{ИСу0}(t)} \quad (22)$$

Таблица 1

Параметры ОУ № № ОУ	Коэффициент усиления, К	Входные токи, А		ЭДС смещения, В	Входное сопротивление, Ом
		i^+	i^-		
1	2500	$7 \cdot 10^{-8}$	$7 \cdot 10^{-8}$	$3 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^4$
2	50000	$4 \cdot 10^{-9}$	$4 \cdot 10^{-9}$	10^{-3}	10^6
3	50000	10^{-9}	10^{-9}	$7 \cdot 10^{-4}$	10^7
4	100000	10^{-11}	10^{-11}	$7 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^8$

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

Графики рассчитанных погрешностей представлены на рис.2. Из графиков следует, что определяющими являются погрешности от влияния емкостей C_1 , C_2 и предъявляются жесткие требования к ОУ ИС.

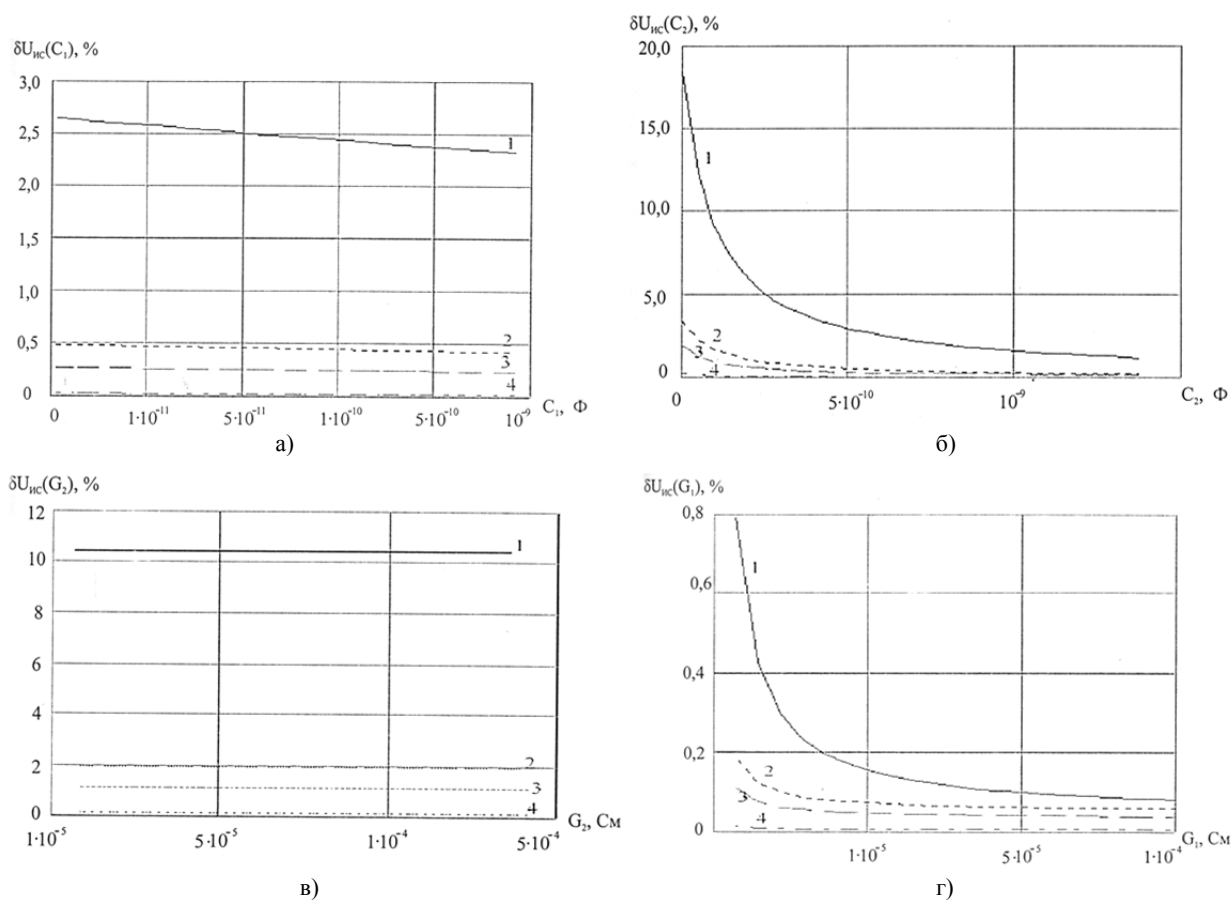


Рис. 2 Графики рассчитанных погрешностей

В соответствии с представленным графом

$$U_{ICp}(p) = B(p)(Kg_{\text{блх}} - pC_0) \left(-\frac{G_{\text{ЕД}}}{pC_0} \right) U_0. \quad (23)$$

Увеличение числа энергоемких элементов (введение в эквивалентную схему ОУ емкостей C_H и $C_{\text{вх}}$) увеличивает показатель степени уравнений и существенно усложняет расчет.

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

где

$$a = C_1C_0C_2 + C_HC_1C_2 + C_0C_2C_{\text{вх}} + C_0C_2C_H + C_{\text{вх}}C_HC_2; \quad (25)$$

$$b = C_1C_2g_{\text{блх}} + C_1C_0G_2 + C_0C_2G_1 + C_HC_1G_2 + C_HC_2G_1 + C_0C_2G_2 + C_2C_HG_1 + ; \quad (26)$$

$$c = C_1g_{\text{блх}}G_2 + C_2g_{\text{блх}}G_1 + C_2G_2g_{\text{блх}} + C_0G_1G_2 + C_HG_1G_2 + C_2g_{\text{вх}}g_{\text{блх}} + C_0g_{\text{блх}}G_2 + ; \quad (27)$$

$$d = g_{\text{вх}}g_{\text{блх}}G_2. \quad (28)$$

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

$$a \approx C_1C_2C_0; \quad b \approx KC_0C_2g_{\text{блх}}; \quad c \approx KC_0g_{\text{блх}}G_2; \quad d \approx g_{\text{вх}}g_{\text{блх}}G_2. \quad (29)$$

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

$$n = 0; \quad m = (G_2/C_2 + K g_{\text{блх}}/C_1) \quad (30)$$

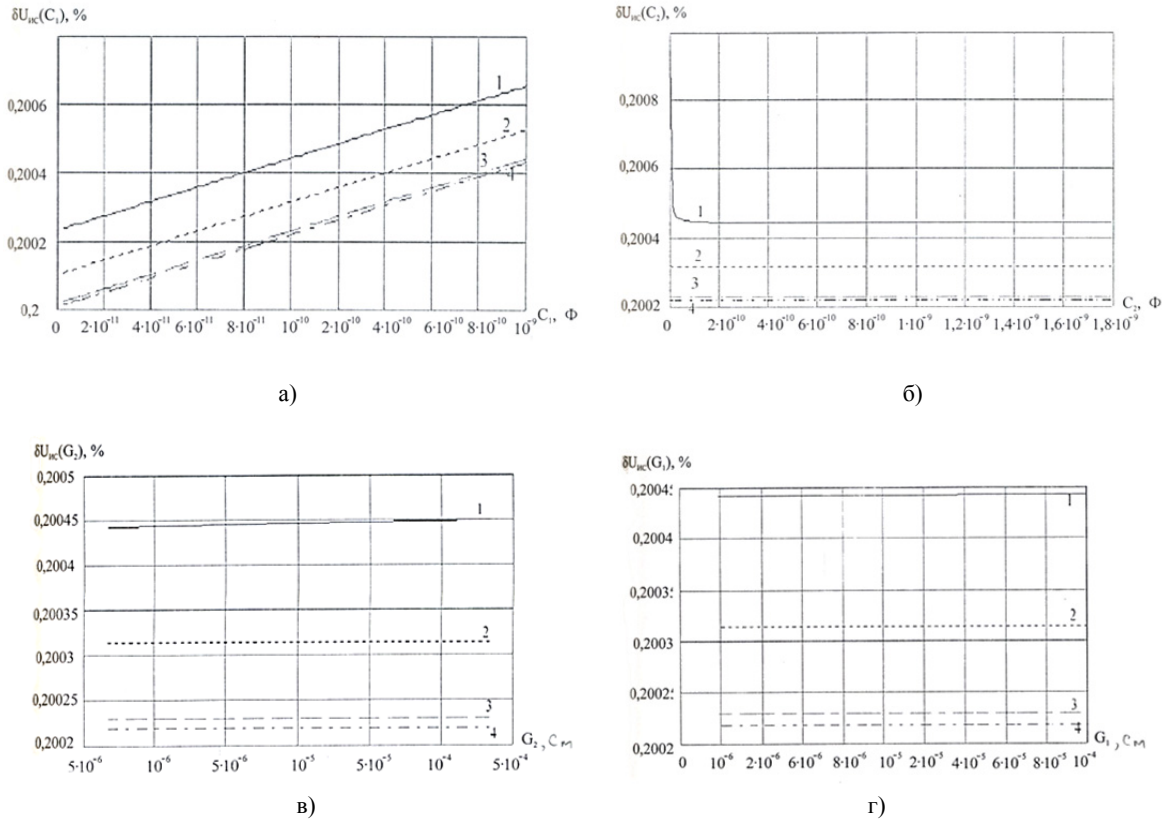


Рис. 3. Графики рассчитанных погрешностей

Выходное напряжение ИС во временной области:

$$U_{ИСр}(t) = U_0 \left[e^{-mt} + \frac{Kg_{\text{вых}}}{mC_0} (1 - e^{-mt}) + \frac{G_1}{mC_1} (1 - e^{-mt}) + \frac{G_1 Kg_{\text{вых}}}{C_1 C_0} \cdot \frac{t}{m} + \frac{Kg_{\text{вых}} C_2}{m C_0 C_1} - \right. \\ \left. - \frac{1}{m} \cdot \frac{G_1 Kg_{\text{вых}}}{m C_1 C_0} e^{-mt} + \frac{G_2}{C_2} \frac{(e^{-mt} - e^{-G_2 t / C_2})}{(G_2 / C_2 - m)} + \frac{\frac{G_2}{C_2} e^{-mt} + m e^{-G_2 t / C_2}}{G_2 / C_2 + m} + 1 \right] \quad (31)$$

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

По результатам расчета погрешностей ИС в качестве активного элемента ИС выбран ОУ КР544УД1А (или МА740С), обладающий следующими параметрами: $K = 100000$; $e_{CM} = 1,5 \text{ мВ}$; $\Delta e_{CM} = 20 \text{ мкВ/}^\circ\text{C}$; $I_{\text{вх}} = 0,05 \text{ нА}$.

* * *

1. Остапенко А.Г. Анализ и синтез линейных и радиоэлектронных схем с помощью графов: Аналоговые и цифровые фильтры. - М.: Радио и связь, 1985.-280с.
2. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. - Л.: Энергия ЛО, 1987.-384с.
3. 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.-216с.
4. Машошин П.В., Чураков П.П., Щербаков М.Ю. Преобразователь параметров емкостного датчика для диэлькометрических влагомеров.- Датчики и системы, 2003, № 1.- с.24-26.
5. А.с. 1242801 СССР, МКИ G01N 27/26 Аналогово-цифровой преобразователь параметров диэлькометрического датчика./ А.И. Мартяшин, П.В. Машошин, В.Ф. Рябов// Открытия. Изобретения, 1986.- № 26, с.158.
6. Крюков М.А., Машошин П.В., Чураков П.П. Оценка погрешности измерительной схемы емкостных влагомеров/ Материалы МНТК «Измерения-2000».-Пенза, изд-во ПензГУ, 2000.-с.47-49.
7. Теумин И.П. Справочник по переходным электрическим процессам. - М.: ГИОЛВРС, 1951.-509с.

УДК 621.317

ИНФОРМАЦИОННЫЙ СПОСОБ УСТАНОВЛЕНИЯ СПРАВЕДЛИВОСТИ ГИПОТЕЗ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ

В. Г. Полосин, П. П. Першенков

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Аннотация. В работе рассматривается способ установления справедливости гипотез несимметричных распределений, основанный на их преобразовании к известным симметричным распределениям и анализе количества информации, содержащейся в результатах эксперимента.

Abstract. In work the way justice of hypotheses of asymmetrical allocations based on their transformation into standard symmetrical allocations and analysis of information quantity, which the results of experiment contain, is described.

Ключевые слова: статистическое моделирование, гипотетическая реализация, несимметричное распределение, выборка случайных значений, контрэксцесс, коэффициент энтропии, нулевая гипотеза, область принятия решения, достоверная вероятность.

Key words: statistical modeling, hypothetical realization, asymmetrical distribution, sample of casual values, counterexcess, entropy factor, zero hypothesis, acceptance decisions area, confidential probability.

Введение

Задачи статистического моделирования при проведении физических и технических исследований связаны с анализом закономерностей распределений результатов измерений, содержащих наиболее полную информацию о характере и природе предмета наблюдения. Форма принятой гипотетической модели распределения результатов с одной стороны указывает на происхождение влияющих факторов и, следовательно, причины разброса результатов, с другой – отражает внутреннее строение самого объекта.

К примеру, если случайная величина формируется под аддитивным воздействием большого числа независимых и соизмеримых по величине факторов, то в качестве статистической модели аппроксимации результатов наиболее приемлемо нормальное распределение. В тех случаях, когда исследуемая величина принимает только положительные значения, при статистическом моделировании предпочтительно использовать несимметричные распределения.

На практике в качестве сглаживающей функции несимметричной выборки результатов измерения достаточно часто применяют логарифмическое нормальное распределение, в котором по нормальному за-

кону распределена величина логарифма отношения случайных измерений x_i к медиане выборки всех полученных результатов $x_{0,5}$. Особенность образования логнормального распределения состоит в том, что разброс случайной величины образуется под мультипликативным воздействием множества независимых близких по значимости факторов, что приводит к увеличению вероятности появления высоких значений регистрируемой величины.

При наличии устойчивого неизменного воздействия, значимость которого значительно превышает другие влияющие факторы, все регистрируемые значения будут превышать некоторое минимальное значение x_{min} . В этом случае при выборе типа сглаживающего распределения для выборки результатов измерения наиболее приемлемые реализации достигаются, если используется распределение максимального значения или смещенное трехпараметрическое распределение Вейбулла – Гнеденко. Характерная особенность этих распределений в том, что для них функция плотности распределений в области значений меньших некоторого минимального положительного значения x_{min} равна нулю.

В силу своей универсальности в современной литературе для описания экспериментальных статистических данных находит широкое применение распределение Вейбулла-Гнеденко:

$$F(x) = 1 - \exp\left(-\left(\frac{x-m}{a}\right)^c\right),$$

где a , c и m – параметры масштаба, формы и смещения, соответственно.

Дело в том, что частные случаи этого распределения можно использовать вместо ряда других несимметричных распределений. Значение параметра формы равное 1, превращает распределение Вейбулла-Гнеденко в показательное распределение. Если параметр формы равен 2, то распределение Вейбулла-Гнеденко совпадает с распределением Рэлея. Рассматриваемое распределение хорошо аппроксимирует логарифмическое нормальное распределение при $a > 2$ и смещении $m = 0$. Распределение соответствует нормальному распределению при параметре формы равном 5.

Правильный выбор гипотетической реализации сглаживающего распределения результатов позволяет установить характер и свойства влияющих на измерения факторов. Так как параметры сглаживающего распределения сильно зависят от метода их оценки, то при аппроксимации одной и той же выборки результатов экспериментов образуется множество гипотетических моделей. Выбор наиболее предпочтительной реализации из возможных моделей распределений связан с установлением соответствия между гипотезами сглаживающих функций и исходной выборки значений, проводимого на основе сравнительного анализа статистических критериев.

Способ проверки статистических гипотез

Предлагаемый способ проверки статистической гипотезы сглаживающего несимметричного распределения основан на информационных свойствах статистических распределений, получивших широкое распространение при идентификации симметричных распределений. Идея способа проверки статистической гипотезы состоит в преобразовании несимметричного распределения $F_n(x)$ к симметричному распределению $F_c(z)$ и последующей проверке соответствия полученной статистической выборки результатов гипотезе распределения $F_c(z)$, основанной на совпадении информационных коэффициентов (контрэнсцесса χ_z и энтропийного коэффициента k_z), рассчитанных для выборки результатов, с соответствующими коэффициентами гипотетического симметричного распределения.

В табл.1 даны возможные преобразования $z = \xi(x)$ несимметричных сглаживающих распределений выборки результатов измерений к соответствующим симметричным распределениям. При выборе в качестве аппроксимирующей зависимости логарифмического сглаживающего распределения вида

$$F(X) = \Phi\left(\frac{1}{a} \cdot \ln \frac{x}{x_{0,5}}\right)$$

для выборки результатов измерений x допустимо преобразование, формирующее выборку случайных значений z :

$$z = \ln \frac{x}{x_{0,5}},$$

Тогда если для полученной выборки значений z наиболее предпочтительная аппроксимация соответствует нормальному распределению, то будет справедливо утверждение о соответствии исходной выборки результатов измерений x логарифмическому распределению с параметрами формы a и масштаба m .

Если для аппроксимации случайных значений x используются такие распределения, как классическое двухпараметрическое или смещенное трехпараметрическое распределение Вейбулла-Гнеденко, распреде-

ление максимального или минимального значений, то допустимые преобразования позволяют сформировать выборку случайных значений y . При верном выборе сглаживающей зависимости $F(x)$ значения y распределены по показательному экспоненциальному закону вида

$$F_y(y) = 1 - e^{-y}.$$

Симметричное отражение положительных значений выборки y относительно нуля на область отрицательных чисел формирует выборку случайных значений z , для которой сглаживающая зависимость примет вид симметричного двухстороннего показательного распределения Лапласа:

$$F(z) = \begin{cases} 1 - 0,5 \cdot e^{-z}, & \text{при } z = y, \\ 0,5 \cdot e^{-z}, & \text{при } z = -y, \end{cases}.$$

Среди несимметричных распределений следует выделить линейное экспоненциальное распределение Грэди, ориентированное на описание статистики разрушения и широко используемое для задач фрагментации вселенной, задач фрактальной теории. Основанное на статистике Пуассона, распределение Грэди так же может быть преобразовано к симметричному распределению Лапласа.

Особое место занимает симметричное равномерное распределение. Дело в том, что если случайная величина x имеет непрерывную функцию распределения $F(x)$, то случайная величина $z = F(x)$ имеет равномерное распределение в интервале $0 \leq z \leq 1$.

Это свойство равномерного распределения, широко используемое в имитационном статистическом моделировании, позволяет судить о справедливости выбранной гипотезы закона распределения $F(x)$ случайных значений x на основе соответствия распределения полученных случайных значений z равномерному распределению.

Правомомерность выбора формы или отдельных параметров симметричного распределения случайной величины z_i устанавливают на основе соответствия оценок энтропийного коэффициента k_z , эксцесса ϵ и контрэксцесса χ_z , рассчитанных для выдвигаемой гипотезы H_1 , оценкам симметричного распределения, используемой в качестве нулевой гипотезы H_0 .

Пространство энтропийного коэффициента и контрэксцесса.

Коэффициент энтропии, равный отношению энтропийной погрешности к средней квадратической погрешности, содержит количественную оценку информативности результатов измерений. Эксцесс распределения ϵ , равный отношению четвертого центрального момента μ_4 к четвертой степени среднего квадратического отклонения выборки значений z_i , характеризует островершинность и протяженность спадов распределений. При классификации распределений принято использовать безразмерную величину, называемую контрэксцессом распределения $\chi_z = 1/\sqrt{\epsilon}$, значения которой находятся в пределах от 0 до 1, что удобно при построении иллюстраций. Для ряда симметричных распределений коэффициент энтропии и контрэксцесс имеют свои индивидуальные значения: для равномерного распределения – 1,73 и 0,745; для нормального распределения – 2,066 и 0,577; для распределения Лапласа – 1,92 и 0,408, соответственно.

При проведении любых экспериментов все результаты случайны и их количество n ограничено, что обуславливает отклонение оценок χ и k_z гипотетических реализаций от их индивидуальных значений, характерных для нулевой гипотезы. Среднюю квадратическую погрешность рассеяния оценки контрэксцесса и коэффициента энтропии можно приближенно аппроксимировать выражениями вида:

$$\begin{aligned} S(\chi) &= \chi \frac{\sqrt[4]{(\epsilon^2 - 1)^3}}{\sqrt{29 \cdot n}}; \\ S(k_z) &= 0,9 \left(\chi k_z \sqrt{k_z \cdot n} \right)^{-1}. \end{aligned} \quad (1)$$

Разбросы $\Delta\chi$ и Δk_z оценок χ и k_z зависит от выбора доверительной вероятности оценки, от числа n измерений в выборке и пропорциональны их среднеквадратическим погрешностям:

$$\begin{aligned} \Delta\chi &= t_p \cdot S(\chi), \\ \Delta k_z &= t_p \cdot S(k_z), \end{aligned} \quad (2)$$

где t_p – коэффициент, определяемый доверительной вероятностью P .

Так как эксцесс, контрэкссесс и энтропийный коэффициент однозначны для симметричных распределений, то соответствующие им разбросы оценок полностью определены выборкой результатов измерений и коэффициентом t_p , что позволяет выделить в пространстве энтропийного коэффициента и контрэкссесса область принятия гипотезы с доверительной вероятностью $P_r = P^2$.

Для иллюстрации рассматриваемого материала на рис.1 дана топографическая диаграмма распределений, где точками 1, 2 и 3 отображены положения нормального распределения, симметричного показательного распределения Лапласа и равномерного распределения соответственно. На диаграмме в непосредственной близости относительно отображающих точек 1, 2 и 3 выделены области А, В и С принятия гипотез распределений, ограниченные разбросами $\Delta\chi$ и Δk_3 оценок χ и k_3 .

Используемые в работе разбросы оценок рассчитаны согласно систем выражений (1) и (2) для выборки из 1000 значений при доверительной вероятности P равной 0,9, что позволило выбрать коэффициента t_p равным 1,6 независимо от гипотезы распределения. Следует отметить, что в этом случае из всех возможных выборок распределений, соответствующих нулевой гипотезе H_0 , 81 % находится в области принятия гипотезы, и всего 19 % за ее пределами. Результаты расчета основных параметров для симметричных распределений приведены в табл.2.

Таблица 2

Симметричное распределение	ε	χ	k_3	$S(k_3)$	$S(\chi)$	$\Delta k_{0,9}$	$\Delta \chi_{0,9}$	$\Delta k_{0,95}$	$\Delta \chi_{0,95}$
Нормальное распределение	3	0,577	2,066	0.017	0.016	0,027	0,026	0.041	0.04
Распределение Лапласа	6	0,408	1,92	0.026	0.034	0,042	0,055	0.064	0.085
Равномерное распределение	1,8	0,745	1,73	0.017	0.008	0,027	0,013	0.041	0.02

Из построенной топографической диаграммы следует, что площади областей принятия гипотезы А, В и С при одинаковой доверительной вероятности и одинаковом количестве результатов уменьшается с увеличением контрэкссесса.

Если для вычисления границ областей принятия гипотезы использовать коэффициент t_p равный 2,33, что соответствует значению квантили нормированной функции Лапласа при доверительной вероятности 0,98, то внутрь границ соответствующих областей будут попадать более 96 % результатов вычисления оценок χ и k_3 для всех выборок, содержащих 1000 результатов измерений. Расширение границ областей принятия гипотез иллюстрируют дополнительные области, обозначенные на топографической диаграмме соответственно A' , B' и C' .

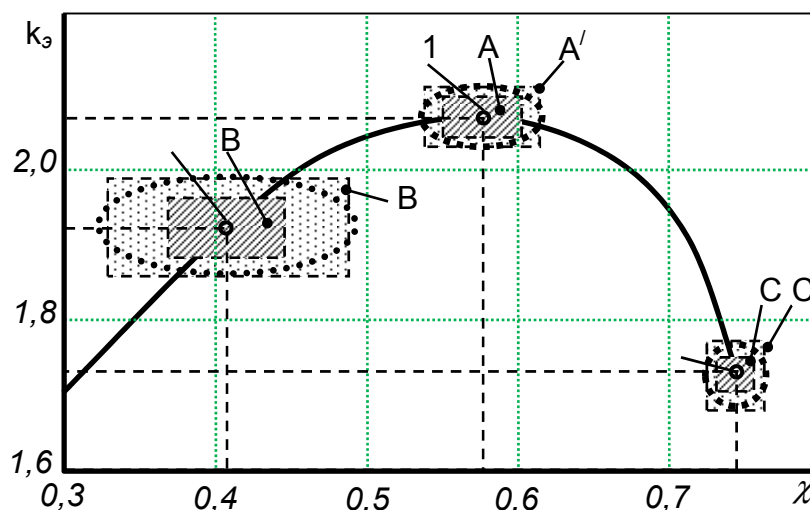


Рис. 1. Топографическая диаграмма для симметричных распределений

Таким образом, если точка, отображающей результаты оценок χ и k_3 для исследуемой выборки значений, находится за пределы области принятия гипотез A' , B' и C' , то следует утверждение, что вероятность принадлежности анализируемой выборки значению построенному гипотетическому распределению составит менее 4 %. При таком значении вероятности выбранную гипотезу распределения для полученной выборки результатов следует признать ошибочной. Попадание отображающей точки внутрь областей А, В и С

позволяет рассматривать принятую гипотезу в качестве возможной реализации распределения для выборки значений z . В этой области вероятность принадлежности выборки значений какой-либо другой гипотезе распределения будет стремиться к нулю.

Из топографической диаграммы так же следует, что вероятность попадания оценок χ и k , исследуемой выборки в область принятия нулевой гипотезы зависит от площади выделенной области. Для прямоугольной области удельная плотность вероятности распределена неравномерно и имеет минимальное значение в точках наиболее удаленных от положения нулевой гипотезы. Очевидно, что прямоугольные границы областей принятия решения можно заменить эллиптическими, что позволяет на границе области допустимых значений гипотезы обеспечить одинаковую функцию плотности вероятности нахождения генерируемых выборок.

УДК 621.3.032

ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫЕ ДАТЧИКИ ДАВЛЕНИЙ НА ОСНОВЕ ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО АЛМАЗА. СОСТОЯНИЕ РАЗРАБОТОК И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ

И. Н. Баринов, В. С. Волков

ОАО «НИИФИ», г. Пенза

Аннотация. Описано применение алмаза и алмазоподобных материалов для создания высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления. Приведены результаты исследования пленок поликристаллического алмаза.

Abstract. Application of diamond and diamond-like material for high-temperature semiconductor pressure sensors are described. Results of polycrystalline diamond films investigations are demonstrated.

Ключевые слова: Алмаз, пленка поликристаллического алмаза, чувствительный элемент, высокотемпературный датчик давления.

Key words: Diamond, polycrystalline diamond film, sensing element, high-temperature pressure sensor.

В современных условиях задача измерения и контроля давления решается в различных областях техники: создание двигательных установок, изделий авиационной и ракетно-космической техники, геотермические и гидрогеологические исследования нефтяных и газовых скважин, процессов бурения, обработка пластмасс, химикатов и легких алюминиевых сплавов, где температура измеряемой среды может достигать значений 600°C и выше, вследствие чего к датчикам давления предъявляются высокие требования по метрологическим и эксплуатационным характеристикам. Поэтому для создания датчиков давлений, работоспособных в условиях высоких температур, необходимы новые элементы, материалы и структуры, имеющие высокие технические показатели [1,2].

Одними из наиболее перспективных материалов для создания чувствительных элементов (ЧЭ) высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления (ВПДД) являются алмаз и алмазоподобные материалы. Из всех широкозонных полупроводников у алмаза наилучшее для твердотельных приборов сочетание основных электрофизических параметров. В этой группе алмаз выделяется низкой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon = 5,7$), способствующей снижению диэлектрических потерь в СВЧ-приборах, и высокой радиационной стойкостью ($>10^{15}$ нейтрон/см²), а также высокой дрейфовой скоростью насыщения как электронов, так и дырок ($\mu_e = 4500$ см²/В·с и $\mu_p = 3800$ см²/В·с) и высокой напряженностью поля электрического пробоя. У алмаза рекордная среди всех известных материалов теплопроводность, которая составляет 20-24 Вт/см·К при комнатной температуре. Это связано с его рекордно высокой температурой Дебая $TD = 1860$ К, благодаря чему комнатная температура является «низкой» в отношении динамики решетки алмаза, в результате чего он может служить теплоотводящей диэлектрической подложкой. В очищенном от изотопов алмазе (природные кристаллы содержат 1,1 % изотопа ¹³C) теплопроводность может достигать 33 Вт/см·К [3]. При легировании алмаза его удельное сопротивление может изменяться в широком интервале, что превращает его в широкозонный полупроводник с шириной запрещенной зоны 5,4 эВ. Вышеперечисленные характеристики делают его одним из наиболее перспективных материалов для создания ЧЭ ВПДД [3].

Несмотря на вышеперечисленные достоинства, применение алмаза в электронике и микросистемной технике до последнего времени сдерживалось отсутствием надежного источника материала требуемого качества. Размеры природных кристаллов алмаза невелики (как правило, несколько миллиметров, камни размером более 10 мм редки и крайне дороги). При этом природные кристаллы алмаза содержат неконтролируемые дефекты и примеси, что приводит к значительному разбросу их параметров. Синтетические кристаллы, полученные при высоких давлениях и температурах ($P \approx 5$ ГПа, $T \approx 1600$ К) в присутствии катализаторов (процесс, открытый еще в 50-е годы 20 века), имеют небольшие размеры и высокую неконтролируемую концентрацию примеси азота (10^{17} - 10^{18} см⁻³), а также содержат примеси катализаторов.

Новые перспективы применения алмаза появились в результате разработки технологии его синтеза при низких давлениях [3]. В настоящее время CVD-метод позволяет получать достаточно чистые поликри-

сталлические алмазные пленки и пластины диаметром более 100 мм и толщиной от единиц микрометров до 1–3 мм.

Важнейшие достоинства газофазного полиалмаза:

- большие размеры пластин;
- высокая воспроизводимость физических параметров благодаря тщательному контролю условий роста и чистоты используемых газов;
- возможность выращивания пленок (изделий) заданной формы на профилированных подложках (метод реплики);
- возможность нанесения алмазных слоев на поверхности различных материалов.

В отличие от алмазной керамики, получаемой путем спекания алмазного порошка, синтезированный из газовой фазы полиалмаз не содержит ни пор, ни связующего материала. По своим характеристикам он сопоставим с монокристаллами алмаза. При достаточно высокой чистоте реакционных газов содержание азота (основная примесь в природных и синтетических кристаллах) в алмазе легко может быть доведено до 1 ppm и ниже. В поликристаллических пленках в заметных количествах (порядка 10–1000 ppm) присутствует примесный водород, который локализуется преимущественно на границах зерен.

В настоящее время разработаны технологии, позволяющие использовать в качестве материала ЧЭ датчика давления так называемые «алмазоподобные» пленки (АПП). АПП представляют собой аморфный углеродный материал с отсутствием дальнего порядка в расположении связей С-С и, соответственно, отсутствием кристаллической решетки, толщиной не более единиц микрометра, обладающий высокой твердостью, но очень низкими теплопроводностью и подвижностью носителей заряда, а также относительно низким значением ширины запрещенной зоны. Основными факторами, ограничивающими использование пленок алмазоподобного углерода в ЧЭ ВПТДД, являются его низкая термическая стойкость (не более 400 °С) [4-6], а также высокий ТКС тензорезисторов (до 0,8 %/°С для аморфного алмазоподобного углерода без примеси водорода а-С; и до 6 %/°С для гидрогенизированного алмазоподобного углерода а-С:Н), что делает затруднительной температурную компенсацию датчиков давления при повышенных температурах [5].

По этой причине более перспективным представляется использование поликристаллического алмаза и алмазных пленок для изготовления для изготовления ЧЭ, работоспособных при высоких температурах и позволяющих получить высокие метрологические характеристики датчика.

В таблице 1 представлены некоторые свойства пленок поликристаллического алмаза и алмазоподобного углерода [4,5].

Таблица 1

Свойства	Пленки алмазоподобного углерода		Поликристаллическая алмазная пленка]
	а-С	а-С:Н	
Плотность, г/см ³	2,9-3,4	1,7-2,4	3,515
Теплопроводность, Вт/мК			1800
Коэффициент термического расширения, 10 ⁻⁶ /К			2·10 ⁻⁶
Электрическое сопротивление, Ом·см	10 ⁴ -10 ¹⁰	10 ⁶ -10 ⁹	>10 ¹⁴
Ширина запрещенной зоны, эВ	1-3,5	1,7-2,3	5.45
Термическая стабильность на воздухе, К		не более 673	~873 (быстрая графитизация)
Термическая стабильность в вакууме, К			~1673 (медленная графитизация)
Коэффициент Пуассона			0.069
Модуль Юнга, ГПа	400-600		900-1100
Температура Дебая, К			1860

Для того чтобы придать алмазной пленке электропроводность, алмаз легируют в процессе роста акцепторной примесью – бором, получая материал *p*-типа. Для этого в газовую фазу вводят летучее соединение бора, например, триметилбор в количестве 10-10000 частей на миллион. Эмпирическим путем было установлено, что содержание бора в растущей пленке приблизительно пропорционально его содержанию в газовой фазе. Но коэффициент пропорциональности варьируется в широких пределах в зависимости от условий осаждения. В частности, внедрение бора в грани {111} монокристаллов происходит интенсивнее, чем в грани {100}. Удельное сопротивление алмаза зависит от содержания бора в пленке и с ростом его может меняться от, например, 10⁴ Ом·см (в умеренно легированных образцах при содержании бора в алмазе порядка 10¹⁸ см⁻³) до десятых и даже тысячных долей Ом см (в сильно легированных пленках при содержании бора 10²¹ см⁻³). Соответственно, алмаз, начиная от диэлектрика, последовательно приобретает свойства широкозонного полупроводника (ширина запрещенной зоны 5.4 эВ), вырожденного полупроводника и далее полуметалла [6].

Относительным ограничением по применению алмазных пленок в ВПТДД могут являться следующие его недостатки:

- графитизация при температуре выше 600°С в присутствии кислорода и превращение в графит при 900°С;

– трудности механической обработки (шлифовки, полировки) и проведения традиционных технологических операций (формирования областей *p*- и *n*-типа, диффузии, ионного легирования, «сухого» и «мокрого» травления), поскольку алмаз самый твердый и химически стойкий материал;

– трудность легирования алмаза примесями *n*-типа. Введение примесей *p*-типа является относительно простой задачей, так как добавка к газовой смеси нескольких процентов B_2H_6 в *CVD*-процессе – это все, что требуется, чтобы включить бор в решетку алмаза. Однако, плотная упаковка и жесткость алмазной решетки делает введение примесей с большим диаметром атомов, чем диаметр атомов углерода, очень трудной задачей. Это означает, что те легирующие примеси, которые обычно используются в качестве *n*-лигандов в кремнии, типа Р или As, не могут легко применяться для алмаза. Как вариант решения данной проблемы исследуется использование в качестве легирующей примеси лития [7]. Еще имеются сообщения о том, что сера служит донорной примесью в алмазе, с приемлемой энергией ионизации (0,36-0,38 эВ) [8]. В работе [9] не только удалось получить хорошо проводящие алмазные пленки *n*-типа путем совместного легирования алмаза серой и (в небольшой концентрации) бором, но и впервые исследовать их электрохимические свойства. Тем не менее, практически все исследования по электрохимии алмаза до сих пор выполнены с легированными бором образцами *p*-типа.

В процессе выполнения ряда НИР и ОКР в ОАО «НИИФИ» были получены следующие результаты при исследовании возможности использования поликристаллического алмаза и алмазных пленок для создания ЧЭ датчиков :

- отработана методика роста поликристаллических алмазных пленок толщиной 5-12 мкм методом *CVD*, изготовлены образцы пленок на кремниевых и металлических подложках, исследована кристаллическая структура и морфология пленок;

- исследованы адгезионные свойства алмазных пленок с полированными подложками металла (сплав 36НХТЮ) и кремния в диапазоне температур от минус 196 до + 700°C в бескислородной среде;

- исследованы вольт-амперные характеристики алмазных пленок при приложенном напряжении до 300В;

- отработана методика изготовления пленочных металлических контактов к легированным (проводящим) алмазным пленкам, работоспособных в диапазоне температур от минус 196 до + 700 °С в бескислородной среде.

Полученные результаты позволяют использовать поликристаллические алмазные пленки для изготовления ЧЭ ВПДД, работающих в агрессивных условиях.

* * *

1. Баринов, И.Н. Высокотемпературные тензорезистивные датчики давлений на основе карбида кремния. Состояние разработок / И.Н. Баринов// Компоненты и технологии. 2010. № 8.

2. Мокров, Е. А. Разработка высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / Е.А. Мокров, И.Н. Баринов// Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2009. № 1.

3. Ральченко, В. *CVD*-алмазы. Применение в электронике / В. Ральченко, В. Конов// Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2007. – № 4. – С. 58-67.

4. Стрельницкий, В.Е Пленки алмазоподобного углерода / В.Е. Стрельницкий, И.И. Аксенов. – Харьков: ИПП «Контраст», 2006, 344 с.

5. Peiner, E.; Tibrewala, A.; Lüthje, H.; Bandorf, R.; Biehl, S.; Doering, L. 5. Piezoresistive diamond-like carbon micro strain gauges // XVIII IMEKO World Congress Metrology for a Sustainable Development. – September, 17-22, 2006, Rio de Janeiro, Brazil.

6. Yuxing Tang, Poly-Crystalline Diamond (Poly-C) Technology And Piezoresistive Sensor Application For Cochlear Prosthesis, Ph.D Dissertation, Michigan State University, 2006.

7. <http://www.intactive.ru/ru/info/articles/article/4/>

8. Плесков, Ю.В. Электрохимия алмаза. / Ю.В. Плесков – Эдиториал УРСС; 2003 г.; 104 стр.

9. Eaton S., Anderson A.B., Angus J.C., Evstefeeva Yu.E., Pleskov Yu.V. Electrochem. and Solid State Lett. (in press).

ЧТО ОЖИДАЕТ СИСТЕМУ СИ В XXI ВЕКЕ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСТВА И МАГНЕТИЗМА

С. А. Кравченко, В. П. Пиастро, А. Н. Пронин

ВНИИ Метрологии им. Д. И. Менделеева, г. Санкт-Петербург

Аннотация. В статье рассматривается история возникновения системы СИ. Показаны кардинальные изменения международной системы единиц в области электричества и магнетизма. Обоснован постепенный переход к новой системе.

Abstract. 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.
Key words: SI system, electricity and magnetism, planck's constant, elementary charge, detection.

Со 2-ой половины XX века и в настоящее время XXI века абсолютное преимущество в науке и технике имеет разработанная метрологическими институтами ведущих стран (ФРГ, СССР, США, Франции, Англии, Японии, Швеции и др.) в середине XX века международная система единиц измерений – система СИ (Système International). Кратко, что же было в науке до этого. В 19-м веке в ходу были разработаны несколько систем единиц измерений. Для физиков и химиков наиболее подходила система единиц, предложенная в 1832г. самим Гауссом, которую он назвал абсолютной MMS – миллиметр, миллиграмм, секунда и ею ученые пользовались [1]. Потом ученые перешли на похожую CGS – сантиметр, грамм, секунда. В конце 19-го века была разработана система МКС – метр, килограмм, секунда. В 20-м веке до 1960г царствовала практическая система единиц МКСА – метр, килограмм, секунда, ампер]. Чтобы убрать все старые и новые системы (типа МТСА – метр, тонна, секунда, ампер), а 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 1960г приняла Международную систему единиц физических величин SI (СИ). В СССР и во всех странах-членах Совета Экономической Взаимопомощи (СЭВ) система СИ явилась тогда обязательной с 1.01. 1980г [2]. Основой ее являются:

метр – (m, м) единица длины, равная пути, проходимому в вакууме светом за $1/299792458$ долю секунды¹;

килограмм – (kg, кг) единица массы международного прототипа килограмма;

секунда – (s, с) – единица времени, равная 9192631770 периодам излучения, соответствующего переходу между двумя уровнями состояния атома цезия -133;

ампер – (A, А) – единица силы неизменного электрического тока, проходящего по двум параллельным прямолинейным проводникам бесконечной длины и ничтожно малой площади кругового поперечного сечения, расположенными в вакууме на расстоянии 1 м друг от друга, вызывал бы на каждом участке проводника длиной 1 м силу взаимодействия равную $2 \cdot 10^{-7}$ Н;

кельвин – (K, К) – единица термодинамической температуры, равная $1/273,16$ части тройной точки воды;

кандела – (cd, кд) – единица силы света источника, испускающего излучение с частотой $540 \cdot 10^{12}$ 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 равен радиусу. (остальные единицы **моль** и **стерадиан** нас электриков не волновали). К системе СИ мы привыкали не сразу, но привыкли, так как МКСА и электрочасть СИ, вообще то 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 эффектом Клитцинга для сопротивления**[3].

И вот это время пришло, когда на повестку дня поставлена цель -изменение системы СИ. Т.е. систему SI – надо будет менять. США напирают и все вроде бы подчиняются. Консультативный комитет по электричеству и магнетизму (ССЕМ) в своей рекомендации **Е 1 (2007)** предложил, как бы приказал, произвести кардинальные изменения международной системы единиц (СИ) только в области электричества и магнетизма[3]. Итак: Рассмотрев различные возможные изменения СИ и связанные с ними – достоинства каждого из этих изменений на основе консультаций с метрологами-специалистами 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 вольт на эффекте Джозефсона и условное значение постоянной Джозефсона «*K_{J-90}*» и воспроизведение Ома, используя квантовый эффект Холла и условное значение постоянной Клитцинга «*R_{k-90}*», обеспечили практические, доступные, воспроизводимые, имеющие малый шум и высокую линейность, эталоны во всем мире начиная с 1990г.;

* 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 вольт и Ома на эффекте Джозефсона и квантового эффекта Холла;

* что использование этих эталонов на квантовой основе будет продолжаться и в ближайшем будущем;

¹ При таком определении метра, принятом на XVII Генеральной конференции МБМВ в 1983г длина не может считаться основной физической величиной, т.к. выражается через скорость и время. Эти две величины (Длина и Прототип килограмма) и определили возможный будущий распад системы СИ.

Признавая, что принятие фиксированных значений « e » и « h » может внести небольшое, но приемлимое одиночное (одноразовое) нарушение непрерывности в результаты электрических измерений в то время, когда реализуется переопределение, ККЭМ рекомендует:

* 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, например, в 2011 году при условии, что адекватное согласие будет достигнуто при независимых экспериментах в разных странах;

* что национальные метрологические институты могут в значительной степени получать поддержку соответствующим исследованиям для реализации рекомендуемых здесь изменений и совершенствования наших знаний в этой научной области, обеспечивая и поддерживая по возможности наиболее consistente 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 этого 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 мы бы сделали массу ошибок, не желая их, т.к. тогда, когда в 1956 в ЛЭТИ были опыты по химии с привлечением системы единиц CGS вместо системы MKSA, было зафиксировано большое число ошибок, а она (система MKSA хоть как-то походила на жизнь и по ней что-то можно было проверить быстро навскидку), а когда в систему единиц заложены степени «-19» или «-24», это очень оторвано от жизни и 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 этой новой квантованной системой единиц. Даже вот 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). 6.09.12 радио Ленинградской области (3 кнопка СПб трансляции) сообщило потрясающую новость: – американский спутник «Вояджер», запущенный в 1972 году (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. Т.е. обнаружение – это сложный вид измерений[4].

* * *

1. Шишкин И.Ф. Теоретическая метрология. Ч.1. Общая теория измерений. – Учебник для вузов, 4-е издание, исправленное – СПб.: ПИТЕР, 2009.

2. Н.И.Тюрин Введение в метрологию. 3-е изд. перераб. и доп.-М.: Изд-во Стандартов, 1985г

3. В.О. Гебель. Рекомендация E1 (2007) «Предложенные изменения Международной системы СИ», Препринт РТВ, Германия, 2007г. -2с. (Перевод Т.Н.Коржаковой ВНИИМ).

4. С.А.Кравченко Можно ли считать обнаружение измерением? Ж. «Мир измерений» № 9, 2009 г. с.13-15.

УДК 621.317

СПОСОБ ПРОВЕРКИ ГИПОТЕЗЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕЙБУЛЛА – ГНЕДЕНКО

В. Г. Полосин, П. П. Першенков

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Аннотация. В работе рассматривается возможность проверки гипотезы распределения Вейбулла-Гнеденко по количеству информации, содержащейся в результатах эксперимента, и даны результаты идентификации, полученные путем преобразования асимметричного распределения Вейбулла-Гнеденко к симметричному распределению Лапласа с последующей оценкой его коэффициента энтропии.

Abstract. In work possibility of check of a hypothesis of distribution of Vejbull-Gnedenko quantity of the information containing in results of experiment, it is considered, and results of the identification received in the way to transformation distribution of Vejbull-Gnedenko to symmetric distribution Laplace with its subsequent estimation entropy factor.

Ключевые слова: статистическое моделирование, гипотетическая реализация, асимметричное распределение, выборка случайных значений, контрэкссесс, коэффициент энтропии, нулевая гипотеза, область принятия решения.

Key words: statistical modeling, hypothetical realization, asymmetrical distribution, sample of casual values, counterexcess, entropy factor, zero hypothesis, acceptances decisions area.

Благодаря своей универсальности в современной литературе широко используется распределение Вейбулла-Гнеденко для описания различных экспериментальных статистических данных [3, 5, 6]. Дело в том, что целый ряд несимметричных распределений, по сути, сводятся к частным случаям распределения Вейбулла-Гнеденко $F(x)$, функция которого имеет вид

$$F(x) = 1 - \exp\left(-\left|\frac{x-x_0}{a}\right|^c\right), \quad (1)$$

где x_0 – параметр смещения, c – параметр формы; a – параметр масштаба.

При значениях параметра формы c больших 2 и смещении x_0 равном 0 распределение Вейбулла-Гнеденко позволяет аппроксимировать логарифмически нормальное распределение и служит достаточно хорошим приближением для ряда других законов, используемых в различных задачах прикладной математической статистики [1]. Если параметр формы превысит значения равного 5, то такое распределение хорошо аппроксимирует нормальное распределение. Распределение Вейбулла-Гнеденко совпадает с распределением Рэлея при параметре c равном 2. Значение параметра формы c равное 1, превращает распределение в показательное распределение.

Так как найденные параметры сглаживающих распределений зависят от метода их оценки, то для анализа одних и тех же данных были получены различные реализации, отличающиеся методами оценки параметров формы c , масштаба a и сдвига x_0 . Оценка параметров проводилась следующими методами. [3].

1. Метод моментов, основанном на отношении разности среднего значения и медианы к дисперсии распределения.

2. Метод моментов, основанном на коэффициенте эксцесса.

3. Метод оценки параметров, основанный на выборочных квантилях. [2]

4. Метод усреднения оценки параметра формы.

5. Итерационный метод оценки по минимуму отклонения информационных параметров распределения.

В связи с тем, что оценка параметров распределения очень сильно зависит от метода оценки, появляется необходимость последующей идентификации соответствия полученной реализации сглаживающей функции исходной выборке значений. В современной практике идентификации симметричных распределений широкое применение находит метод, основанный на оценке количества информации, содержащейся в распределении экспериментальных результатов. [5] При этом идентификация соответствия данных аппроксимируемому распределению проводится по двум параметрам: контрэкссессу χ и энтропийному коэффициенту k_3 .

Автор работы рассматривает возможность установления соответствия реализации асимметричного распределения Вейбулла-Гнеденко экспериментальной выборке данных, состоящую в преобразовании данных распределения к симметричному двустороннему распределению Лапласа и последующей оценке энтропийного коэффициента k_3 .

На топографической диаграмме, построенной на рис 1 в осях контрэкссесса χ и энтропийного коэффициента k_3 , симметричному распределению Лапласа соответствует точка, для которой значения контрэкссесса $\chi_{\text{Л}}$ и энтропийного коэффициента k_3 соответственно равны 0,408 и 1,92. Разброс Δ_χ и Δ_k оценок χ и k_3 зависит от выбора доверительной вероятности оценки и от количества n измерений в выборке. Интервалы разброса Δ_χ и Δ_k , оцененные для распределения Лапласа при доверительной вероятности 0,9 и выборке в 1000 результатов наблюдений, соответственно равны 0,055 и 0,042 [4].

Возможность использования подобного подхода для идентификации смещенного распределения Вейбулла-Гнеденко связана с преобразованием выборки результатов в соответствии с выражением

$$y = -\left|\frac{x-\bar{x}}{a}\right|^c \quad (2)$$

к показательному (экспоненциальному) распределению вида

$$F(y) = 1 - e^{-\lambda y}.$$

Здесь λ – параметр масштаба показательного распределения, равный 1.

В результате симметричного отражения положительных значений результатов y_i относительно нулевого значения величины ($y_0 = 0$) выборка преобразуется в симметричное двухстороннее показательное распределение Лапласа, вида

$$F(z) = \begin{cases} 1 - 0,5 \cdot e^{-\lambda z} & z \geq 0, \\ 0,5 \cdot e^{-\lambda z} & z \leq 0. \end{cases}$$

Следовательно, если преобразованная в соответствии с выражением (2) выборка результатов и симметричного отражения данных относительно нулевого значения соответствует распределению Лапласа, то исходная выборка результатов измерения x_i будет соответствовать смещенному распределению Вейбулла-Гнеденко.

Для анализа возможности идентификации распределения Вейбулла-Гнеденко, был поставлен эксперимент, согласно которого для сгенерированных 11 выборок распределений при различных параметрах формы s , масштаба a и смещения x_0 различными методами найдены оценки параметров гипотетических аппроксимаций. После преобразование выборок данных к распределению Лапласа рассчитаны контрэкспесс и энтропийной коэффициент для каждой реализации. Результаты расчетов сведены в таблицу 1 и нанесены на топографической диаграмме рис.1.

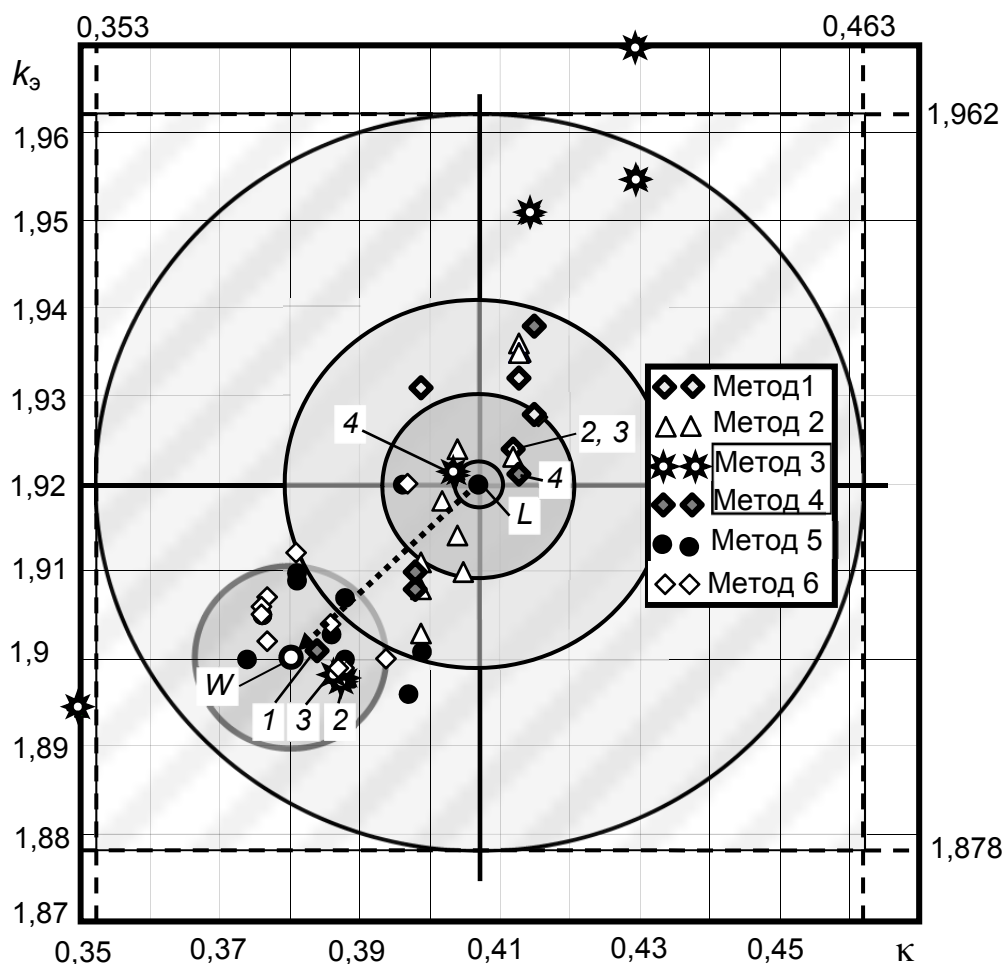


Рис. 1

Анализ гипотетических распределений проводился следующим образом. Если после обработки статистической выборки в соответствии с преобразованием (2), параметры которого определяют гипотетическую кривую, энтропийный коэффициент полученной выборки выходит за пределы $[1,878; 1,962]$, то все эти реализации отбрасываются как маловероятные. Из таблицы видим, что все значения, рассчитанные по методу 1, в основе которого используются отношения разности среднего значения и медианы к дисперсии распределения, при больших значениях параметра формы $s > 5$ имеют энтропийный коэффициент $k_3 > 2$. Следовательно, все эти реализации необходимо отбросить как маловероятные. При сравнении параметров видим, что в области больших значений параметры формы s , полученные по методу 1, отличается от задан-

ных параметров генерируемой выборки в несколько раз. В области малых значений параметра формы, все параметры гипотетических реализаций сопоставимы с параметрами генерируемой выборки. Аналогичные выводы можно сделать для реализаций, полученных по методу 4, согласно которого параметр формы определяется усреднением результатов, полученных методами 1...3. Положение точек на топографической диаграмме рис.1 гипотетических реализаций с параметрами формы менее 4 расположены в непосредственной близости относительно точки L , соответствующей распределению Лапласа. Эти реализации следует рассматривать как вероятные возможные реализации.

При оценке параметров реализаций методом моментов, основанном на вычислении коэффициента эксцесса (метод 2), на топографической диаграмме все результаты идентификации реализаций группируются в непосредственной близости относительно точки распределения Лапласа. Следовательно, гипотетические реализации, параметры которых оценены методом 2, наиболее вероятны.

ГОСТ 11. 007 – 74 для оценки параметров распределения Вейбулла-Гнеденко предписывает использовать выборочные квантили [2]. Удовлетворительный разброс точек идентификации реализаций, параметры которых оценены методом выборочных квантилей, возможен только в том случае, если параметр формы c распределения находится в диапазоне от 1 до 5. Следует отметить, что наиболее оптимальный результат идентификации получен для гипотетической реализации, рассчитанной именно этим методом выборочных квантилей, при значении параметра c генерируемой выборки равным 3.

Метод 5 состоит в итерационной оценке параметра формы c распределения и последующего вычисления параметров масштаба a и смещения x_0 . Согласно итерационному методу предварительно оценены параметра формы $c_{гип}$ и ограничен диапазоном итераций $c = c_{гип} (1 \pm 0,1)$. Итерации параметра формы c прекращался при достижении минимума значения величины

$$\xi = \sqrt{\chi^2 + k_3^2}.$$

Из рассмотрения диаграммы (рис.1) видим, что, несмотря на значительное удаление результатов от точки L , все результаты находятся в зоне идентификации. Аналогичные результаты получены при идентификации гипотетических реализаций метода 6, параметр формы которого считался известным и принимался равным параметру формы генерируемой выборки. Расчет параметров масштаба и смещения при использовании метода 6 проводился так же, как и в итерационном методе 5. Сравнение распределения результатов методов 5 и 6 с помощью диаграммы рис.1 позволяет сделать следующий вывод: итерационный метод оценки параметров распределения вполне приемлем в диапазоне параметра формы от 1 до 10.

№ реал	Параметры генерируемой реализации			Параметры аппроксимаций														
				метод 1					метод 2					метод 3				
				c	a	m	k ₃	κ	c	a	m	k ₃	κ	c	a	m	k ₃	κ
1	1	3	1	0.964	3.062	0.984	1.931	0.399	0.933	2.918	1.096	1.936	0.413	1.171	3.982	0.245	1.894	0.35
2	2	1	1	1.837	0.949	1.055	1.924	0.412	1.811	0.936	1.067	1.935	0.413	2.044	1.047	0.963	1.898	0.388
3	2	2	0	1.837	1.897	0.11	1.924	0.412	1.811	1.872	0.133	1.935	0.413	2.041	2.092	-0.07	1.899	0.387
4	3	3	3	2.659	2.737	3.269	1.928	0.415	2.681	2.757	3.251	1.923	0.412	2.731	2.801	3.207	1.921	0.404
5	4	2	1	3.407	1.754	1.249	1.932	0.413	3.530	1.807	1.196	1.924	0.404	3.212	1.668	1.333	1.951	0.414
6	5	3	2	2.949	1.916	3.077	2.016	0.451	4.362	2.671	2.334	1.918	0.402	3.695	2.321	2.68	1.955	0.429
7	6	2	1	2.675	1.001	1.991	2.032	0.485	5.174	1.756	1.247	1.914	0.404	4.066	1.43	1.571	1.97	0.43
8	7	4	3	2.511	1.654	5.327	2.048	0.515	5.971	3.466	3.539	1.91	0.405	4.306	2.619	4.381	1.984	0.437
9	8	4	4	2.398	1.411	6.57	2.057	0.524	6.75	3.423	4.582	1.911	0.399	4.656	2.484	5.516	1.987	0.437
10	9	5	6	2.307	1.533	9.442	2.042	0.537	7.508	4.224	6.781	1.903	0.399	4.588	2.758	8.242	2.008	0.451
11	10	3	2	2.242	0.815	4.17	2.045	0.55	8.258	2.506	2.497	1.908	0.399	5.076	1.64	3.361	1.995	0.445

№ реал	Параметры аппроксимации															Идеальная функция	
	Метод 4					Метод 5					Метод 6						
	c	a	m	k ₃	κ	c	a	m	k ₃	κ	c	a	m	k ₃	κ		
1	1.067	3.535	0.61	1.901	0.384	1.01	3.277	0.815	1.92	0.396	1	3.231	0.852	1.92	0.397	1.902	0.38
2	1.941	0.999	1.009	1.908	0.398	1.978	1.016	0.992	1.901	0.399	2	1.027	0.983	1.9	0.394	1.902	0.38
3	1.939	1.995	0.019	1.91	0.398	1.99	2.044	-0.02	1.896	0.397	2	2.053	-0.035	1.9	0.394	1.903	0.38
4	2.695	2.769	3.238	1.921	0.413	3.031	3.062	2.954	1.9	0.388	3	3.035	2.98	1.904	0.386	1.902	0.38
5	3.309	1.711	1.291	1.938	0.415	4.202	2.095	0.913	1.9	0.374	4	2.009	0.997	1.899	0.388	1.901	0.38
6	3.322	2.121	2.877	1.988	0.438	5.101	3.052	1.955	1.905	0.376	5	3.001	2.006	1.899	0.387	1.902	0.38
7	3.371	1.22	1.778	2.015	0.450	5.731	1.917	1.087	1.907	0.388	6	1.994	1.009	1.912	0.381	1.901	0.38
8	3.408	2.149	4.846	2.022	0.468	6.788	3.875	3.131	1.903	0.386	7	3.981	3.025	1.907	0.377	1.904	0.38
9	3.527	1.963	6.032	2.03	0.478	8.011	3.979	4.026	1.905	0.376	8	3.974	4.031	1.906	0.376	1.901	0.38
10	3.448	2.165	8.829	2.029	0.485	8.803	4.865	6.141	1.91	0.381	9	4.962	6.044	1.905	0.376	1.905	0.385
11	3.659	1.241	3.756	2.029	0.484	9.71	2.896	2.107	1.909	0.381	10	2.974	2.029	1.902	0.377	1.904	0.38

При идентификации гипотетических реализаций, параметры c , a и x_0 которых приняты равными параметрам генерируемых реализаций, значения энтропийного коэффициента и контерэксцесса соответ-

ственно составили $1,9025 \pm 0,0025$ и $0,38 \pm 0,005$. Результаты вычисления параметров k , и χ для исследуемых реализаций даны в табл. под названием «идеальная функция». Из сказанного следует, что при использовании предлагаемого способа идентификации точка положения W распределения Вейбулла-Гнеденко на топографической диаграмме смещена относительно положения точки L , используемой для идентификации распределения Лапласа. При размещении центра идентификации распределения Вейбулла-Гнеденко в точке W среди наиболее удачных реализаций следует считать реализацию 1 метода 1, реализации 2 и 3 метода 3, реализации 4 ... 11 метода 5. В заключении следует отметить, что смещение центра идентификации в точку W обусловлено характерной работой программных средств при генерации случайных чисел.

* * *

1. Вадзинский Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям / Р.Н. Вадзинский. Спб.: Наука, 2001. 295 с.
2. ГОСТ 11. 007 – 74. Прикладная статистика: Правила определения оценок и доверительных границ для параметров распределения Вейбулла. М.: Изд – во стандартов, 1980.
3. Лемешко Б.Ю. Статистическое моделирование как эффективный инструмент для исследования закона распределения функций случайных величин / Б.Ю. Лемешко, Д.В. Огурцов // Метрология, 2007. – № 5. – С.3 -13.
4. Новицкий П.В. Оценка погрешностей результатов измерений / П.В. Новицкий, И.А. Зограф. Л.: Энергоатомиздат, 1985. С. 175 – 177.
5. Петрович М.Л. Статистическое оценивание и проверка гипотез на ЭВМ / М.Л. Петрович, М.И. Давидович. М.: Финансы и статистика, 1989., 191 с.
6. Тертычная С.В., Полосин В.Г. Методика наблюдения за миграцией радона в населенных пунктах // Современные технологии безопасности. – М., 2006. – № 3(18) – № 4(19). – С. 24-26.

УДК 681.527.72

ИССЛЕДОВАНИЯ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

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

ОАО «НИИФИ», г. Пенза

Аннотация. В статье описано использование программы схемотехнического моделирования для автоматизации разработки диагностических моделей интеллектуальных полупроводниковых датчиков давления и их узлов.

Abstract. 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.

Key words: 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 вышеперечисленное 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.

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 производится 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 управляю-

щие 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.

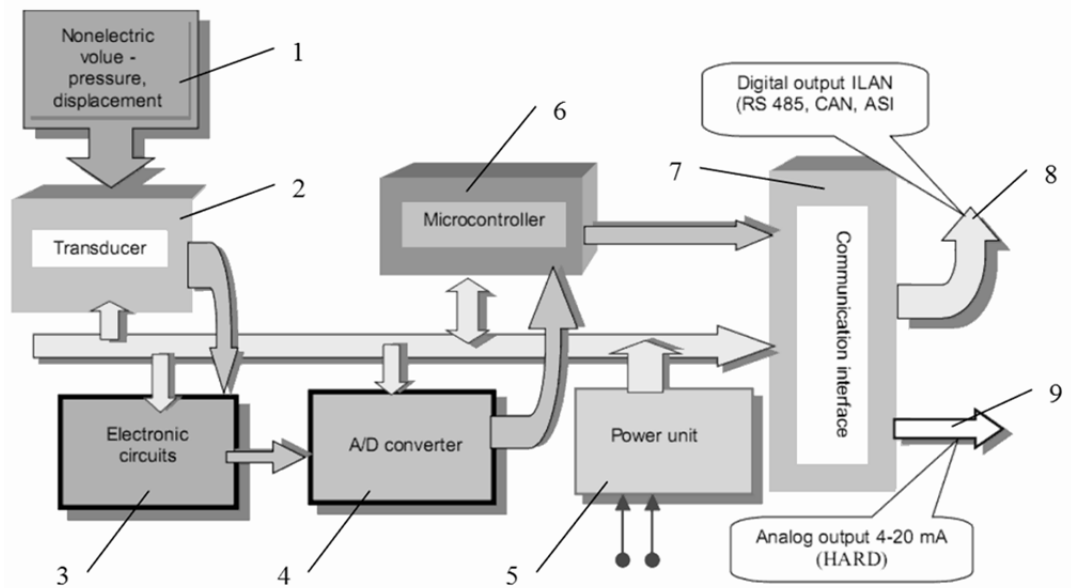


Рис. 1 – Функциональная схема ИПДД: 1 – измеряемое давление; 2 – измерительный преобразователь; 3 – аналоговая схема обработки измерительного сигнала; 4 – АЦП; 5 – источник питания; 6 – микроконтроллер; 7 – интерфейс передачи данных; 8 – стандартизированный цифровой сигнал, совместимый с промышленными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

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 °С, то 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)

$$G = (E, U^z, \phi), \quad (1)$$

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 методами альтернативной оценки образуется объединением допустимых $U^1 = \{u_i^1\}$ и недопустимых $U^0 = \{u_i^0\}$ результатов проверок [6, 8].

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

$$\begin{aligned} \phi^{-1}(u^0) \cup \phi^{-1}(u^1) &= E; \\ \phi^{-1}(u^0) \cap \phi^{-1}(u^1) &= \emptyset; \\ \phi(e_i) &\neq \phi(e_j), \end{aligned} \quad (2)$$

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

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, то есть

$$|\Phi_0(e_j)| > 0, \quad (3)$$

где $\Phi_0: E^0 \rightarrow U^0$.

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

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 уравнений [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.

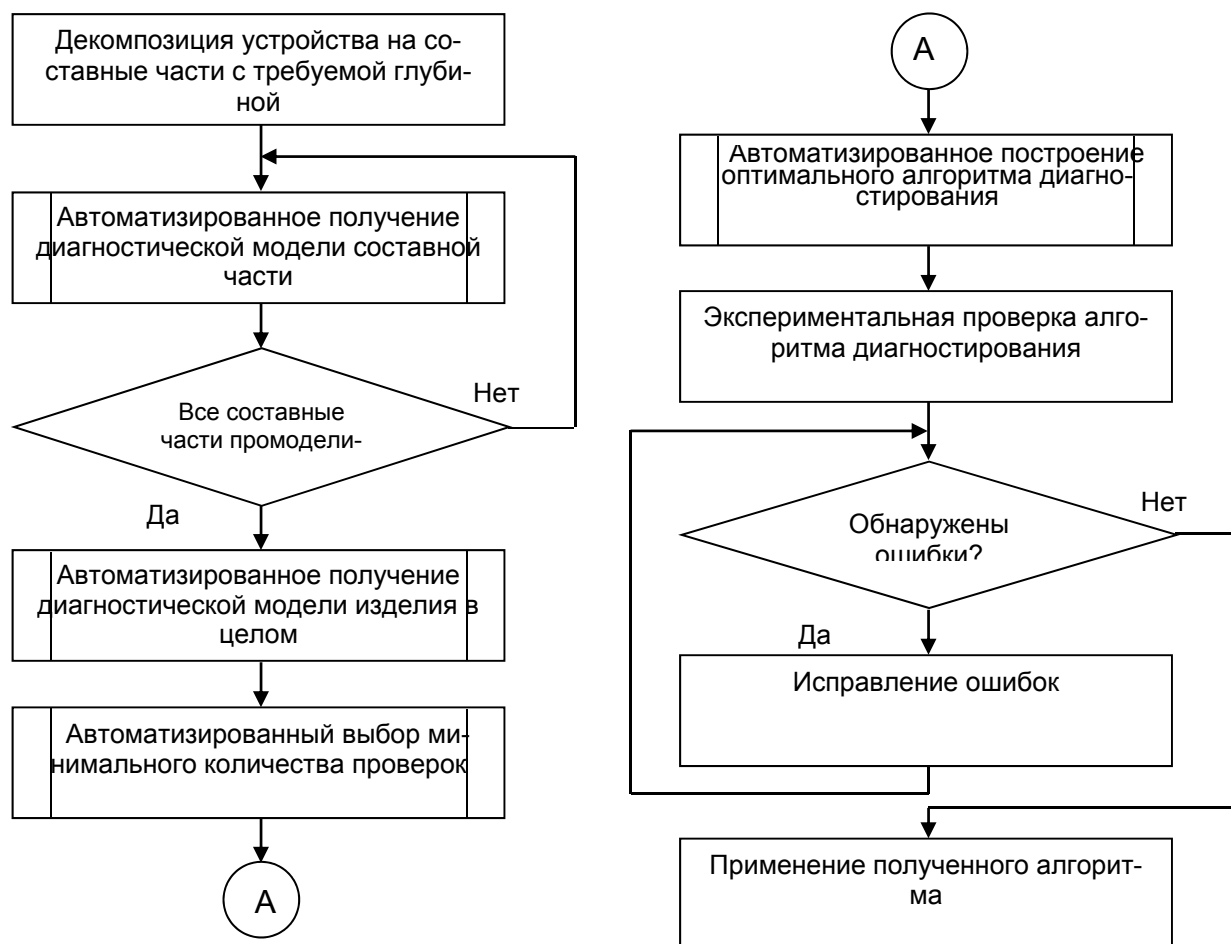


Рис. 2. Схема алгоритма разработки диагностического обеспечения

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

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.

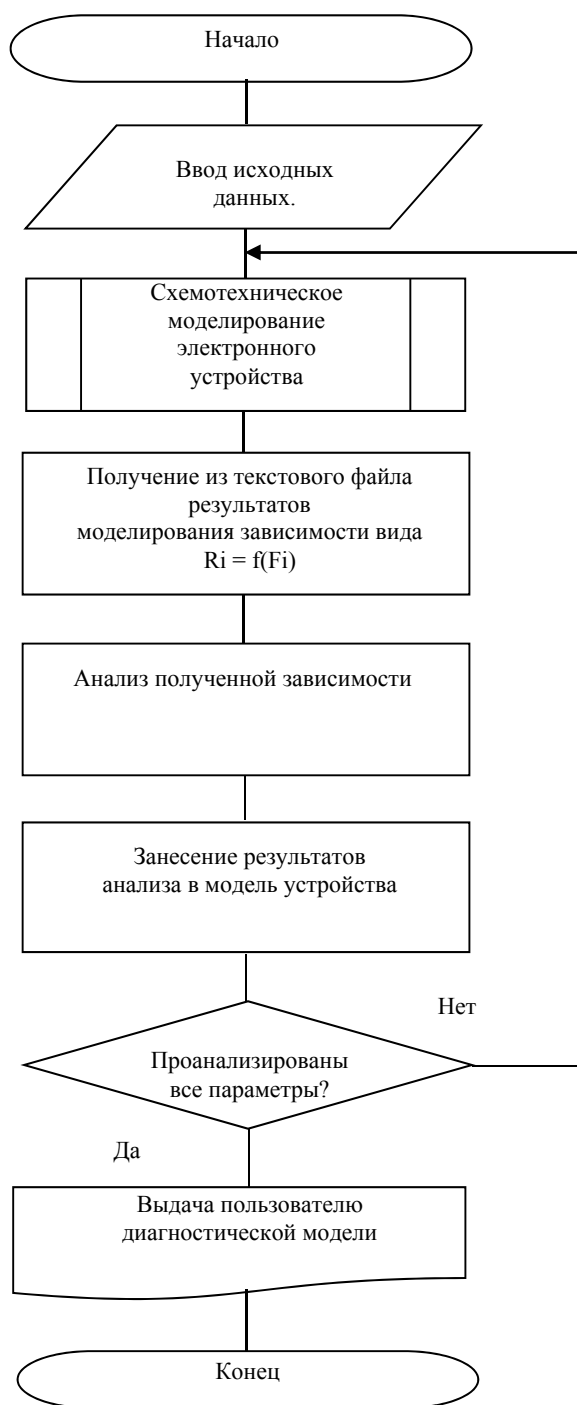


Рис. 3. Методика автоматизированной разработки диагностической модели: R_i – реакция (значение выходного сигнала устройства); F_i – воздействие (значение входного сигнала устройства)

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 U_3 имитирует напряжение разбаланса мостовой схемы.

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 рисунках 5 и 6 показаны результаты моделирования обрыва проводника между резистором R3 и прямым входом ОУ X6 и обрыва проводника между делителем напряжения R4 – R6 и инверсным входом ОУ X5 соответственно.

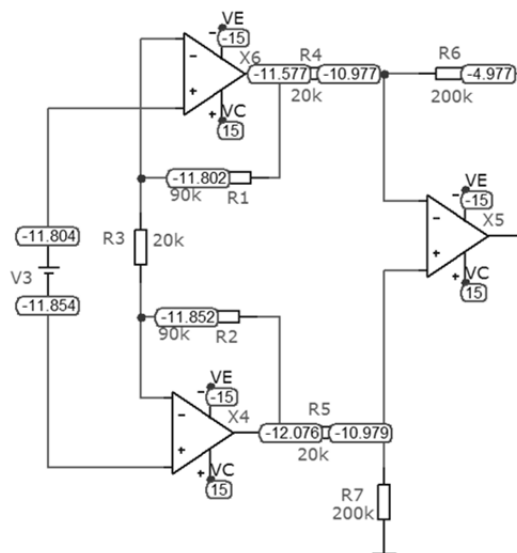


Рис. 4. Модель принципиальной схемы усилителя выходного сигнала в составе ИПДД.

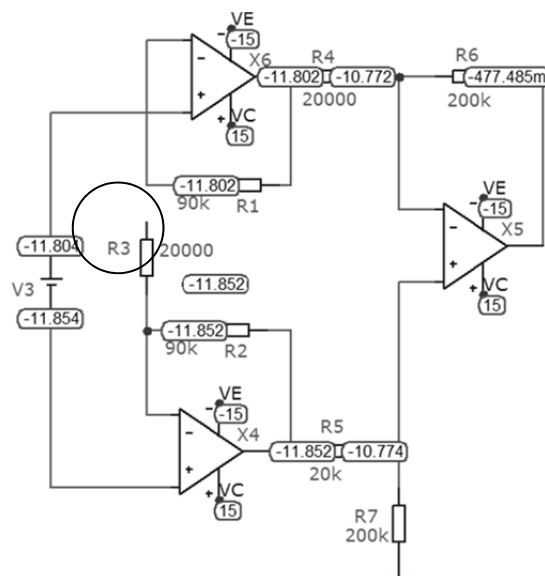


Рис. 5. Результат моделирования обрыва проводника между резистором R3 и прямым входом ОУ X6

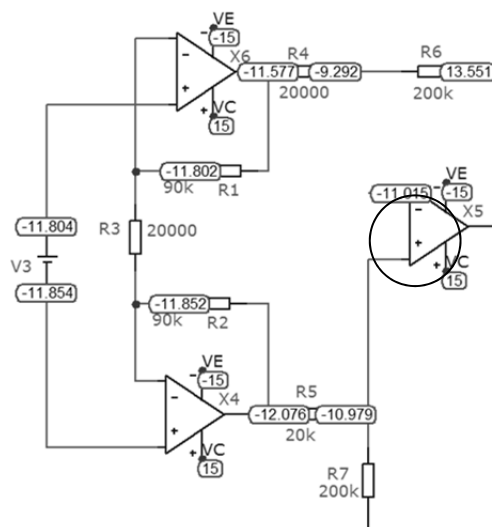


Рис. 6. Результат моделирования обрыва проводника между делителем напряжения R4 – R6 и инверсным входом ОУ X5

Анализ рисунков 5 и 6 показывает, что каждому отказу соответствует вполне определенное значение выходного напряжения усилителя, отличающееся от напряжения на выходе работоспособной схемы (рисунок 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 при обработке выходного сигнала ИПДД получать кроме информации об измеряемом давлении информацию о техническом состоянии датчика.

* * *

1. Ваганов, В.И. Интегральные тензопреобразователи. /В.И. Ваганов – М: Энергоатомиздат, 1983.
2. Датчики теплофизических параметров: Справочник в трех томах. Т. 1 (кн. 2) / Под общ. Ред. Ю. Н. Коптева; Под ред. Е. Е. Багдатьяна, А. В. Гориша, Я. В. Малкова.–М.:ИПРЖР, 1998.–512 с.: ил.
3. Chapman P.W. 1996. *Smart Sensors*. Research Triangle Park (North Carolina): Instrument Society of America. 1996. 162 p. ISBN 1 – 55617 – 575 – 2.
4. Smutny L. 1996. Industrial LAn with Smart Sensors and Actuators. In *Proceedings of «7th International DAAAM Symposium»*. Edit B. Katalinic. Vienna (Austria) Daaam 1996, pp 417 – 418. ISBN 3 – 901509 – 02 – X.
5. Мокров, Е.А. Разработка высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / Е.А. Мокров, И.Н. Баринов // Приборы.–2008.–№ 11.–С. 8-13.
6. 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.
7. 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.
8. Фандеев, В.П. Модели, методы и алгоритмы оптимизации диагностирования приборов: Учеб. пособие /В.П. Фандеев, В.С. Волков – Пенза: Изд – во ПГУ, 2007, 73 с.

УДК 621.317.2

ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЭРГОДИЧЕСКИХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

А. И. Заико

Уфимский государственный авиационный технический университет, г. Уфа

Аннотация. Приведены известные и оригинальные определения характеристик случайных процессов.

Abstract. Well known and new definition of random processes characteristics will be found here.

Ключевые слова: эргодические случайные процессы, определения.

Key world: 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:

$$m_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt; \quad D_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_x]^2 dt;$$

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_x][x(t + \tau) - m_x] dt;$$

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_x][y(t + \tau) - m_y] dt,$$

где τ – 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. Распределения вероятностей, плотностей ве-

роятностей и их характеристические функции так до настоящего времени не находили; m_y – математическое ожидание второго процесса, реализация которого $y(t)$.

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].

Определения характеристик

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

$$W_1[X] = \int_{-\infty}^X w_1[Z] dZ = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T 1[X - x(t)] dt, \quad (1)$$

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

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

$$W_2[X_1; X_2, \tau] = \int_{-\infty}^{X_1} \int_{-\infty}^{X_2} w_2[Z_1; Z_2, \tau] dZ_1 dZ_2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T 1[X_1 - x(t)] 1[X_2 - x(t + \tau)] dt. \quad (2)$$

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

$$\begin{aligned} W_n[X_1; X_2, \tau_{12}; \dots; X_n, \tau_{1n}] &= \int_{-\infty}^{X_1} \dots \int_{-\infty}^{X_n} w_n[Z_1; Z_2, \tau_{12}; \dots; Z_n, \tau_{1n}] dZ_1 \dots dZ_n = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T 1[X_1 - x(t)] 1[X_2 - x(t + \tau_{12})] \dots 1[X_n - x(t + \tau_{1n})] dt, \end{aligned} \quad (3)$$

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

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 равна [2, 4]

$$W_2[X; Y, \tau] = \int_{-\infty}^X \int_{-\infty}^Y w_2[Z; H, \tau] dZ dH = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T 1[X - x(t)] 1[Y - y(t + \tau)] dt. \quad (4)$$

Точно также определяются взаимные распределения вероятности и большей размерности.

Одномерная плотность вероятности $w_1[X]$ находится из определения (1) и равна [2, 4]

$$w_1[X] = \frac{dW_1[X]}{dX} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \delta[X - x(t)] dt, \quad (5)$$

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]:

$$\delta[X - x(t)] = \frac{d1[X - x(t)]}{dX} \quad \text{и} \quad 1[X - x(t)] = \int_{-\infty}^X \delta[Y - x(t)] dY.$$

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

$$w_2[X_1; X_2, \tau] = \frac{d^2 W_2[X_1; X_2, \tau]}{dX_1 dX_2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \delta[X_1 - x(t)] \delta[X_2 - x(t + \tau)] dt,$$

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

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

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

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

Одномерная характеристическая функция $\vartheta[j \nu]$ согласно (5) равна [2, 4]

$$\vartheta[j \nu] = \int_{-\infty}^{\infty} w_1[X] e^{j \nu X} dX = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T e^{j \nu x(t)} dt.$$

Аналогично определяется n -мерная характеристическая функция $\vartheta_n[j \nu_1; j \nu_2, \tau_{12}; \dots; j \nu_n, \tau_{1n}]$ [2, 4]

$$\begin{aligned} \vartheta_n[j \nu_1; j \nu_2, \tau_{12}; \dots; j \nu_n, \tau_{1n}] &= \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w_n[X_1; X_2, \tau_{12}; \dots; X_n, \tau_{1n}] \times \\ &\times e^{j(\nu_1 X_1 + \nu_2 X_2 + \dots + \nu_n X_n)} dX_1 \dots dX_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T e^{j[\nu_1 x(t) + \nu_2 x(t + \tau_{12}) + \dots + \nu_n x(t + \tau_{1n})]} dt. \end{aligned}$$

Двумерная взаимная характеристическая функция $\vartheta_2[j \nu; j \eta \tau]$ совместно эргодических процессов вводится аналогично и с учетом (6) равна

$$\vartheta_2[j \nu; j \eta \tau] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w_2[X; Y, \tau] e^{j(\nu X + \eta Y)} dX dY = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T e^{j[\nu x(t) + \eta y(t + \tau)]} dt.$$

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

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

дисперсия

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

корреляционная функция

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (X_1 - m_x)(X_2 - m_x) w_2[X_1; X_2, \tau] dX_1 dX_2 = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_x][x(t + \tau) - m_x] dt, \end{aligned}$$

взаимная корреляционная функция двух совместно эргодических процессов

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

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 оказывают 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.

* * *

1. ГОСТ 21878–76 Случайные процессы и динамические системы. Термины и определения.–Введ. 1.07.77 г.–М.: Изд-во стандартов, 1976.– 30 с.
2. Заико А. И. Случайные процессы. Модели и измерения: учеб. пособие.– М.: МАИ, 2006.– 297 с.
3. 72200700005 Случайный процесс Заико А. И. с равномерным законом распределения. Математическая модель / А. И. Заико. Зарег. 28.02.07 г.; Информационный фонд ФГУП «ВНТИЦ».– 10 с.
4. Заико А. И. Определения и алгоритмы измерения характеристик эргодических случайных процессов // Метрология.– 2003.– № 4.– С. 3–5.
5. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники.– Кн. 1.– М.: Сов. Радио. 1974.– 552 с.
6. Грибанов Ю. И., Мальков В. Л. Погрешности и параметры цифрового спектрально-корреляционного анализа.– М.: Радио и связь, 1984.– 160 с.
7. Ланге Ф. Г. Статистические аспекты построения измерительных систем.– М.: Радио и связь, 1981.– 168 с.

8. Заико А.И. Комплексный подход к определению погрешностей / Датчики и системы (ИКА).– 2007.– № 8 (99).– С. 52–59
9. Заико А. И. Виртуальные учебно-исследовательские лабораторные работы // Матер. VI междунар. конф. «Современные технологии обучения». Ч. 1. – СПб.: Санкт-Петербург. гос. электротехн. ун-т, 2000.– С. 136–138.
10. Электрические сигналы: метод. указания к выполнению виртуальных учебно-исследовательских лабораторных работ / Сост. Заико А. И.– Уфа: Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т, 2001.– 35 с.
11. 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.
12. Zaiko A. Complex Approach to the Definition of Measurement Errors / A. Zaiko, T. Zaiko // Proc. 10th IMEKO TC7 Int. Symp. on «Advances of Measurement Science».– Saint-Petersburg: Russia, 2004.– V. 1.– P. 149 – 152.
13. Заико А. И. Эргодические случайные процессы. Определения и алгоритмы измерения характеристик // Вестник УГАТУ. Уфа. 2012.– Т. 16.– № 2(47).– С. 67 –70.

УДК 504.75:574.2

ОЦЕНКА СОСТОЯНИЯ ПРИРОДНЫХ И ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ НА БАЗЕ ГЕОИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В. В. Алексеев, Н. И. Орлова, И. А. Шишкин

*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет,
г. Санкт-Петербург*

Аннотация. Рассматриваются вопросы организации алгоритмического обеспечения ИИС, предназначенного для проведения мониторинга состояния технических сооружений системы инженерной защиты территории от подтопления, а также самих территорий. Особое внимание уделено вопросам получения простых и сложных оценок на основе контрольных измерений и экспертных оценок на единой метрологической основе. Рассматривается методическое обеспечение для ранжирования технических сооружений и территорий в соответствии с получаемой оценкой риска от подтопления.

Abstract. The questions of organization of algorithmic support of IMS designed for monitoring the technical structures of engineering protection against flooding, as well as the Territories themselves. Particular attention is paid to obtain simple and complex estimates based on test measurements and expert analysis on a single metrological basis. Methodological support for ranking technical installations and territories in accordance with and obtain the estimates of risk from flooding.

Ключевые слова: измерительная подсистема, геоинформационная подсистема, результат контрольных измерений, экспертная оценка, простая оценка, сложная оценка, инженерное сооружение, территория, оценка риска.

Key words: measurement subsystem GIS subsystem, the result of control measurements, expert evaluation, a simple estimate, complex estimate, engineering installation, territory, risk assessment.

Проведение оценка состояния природных и технических объектов является необходимым на каждом этапе эксплуатации и развития любой территориальной системы (ТС). Особенно важным проведение таких оценок становится при развитии (изменений целевых функций) территории, при планировании изменения инфра структуры ТС, системы инженерной защиты территории от подтопления.

В зависимости от целей использования ТС определяются требования к ее водному режиму. Выделим эти цели. Цели использования территории непосредственно связаны с характеристикой – урбанизация, которая определяет проектный уровень грунтовых вод. Она базируется на положениях СНиП 11-52-74.

В соответствии с методикой [1] территории классифицируются следующим образом: территория крупных промышленных зон и комплексов; территории городских промышленных зон, коммунальных складских зон, центра крупных и больших городов; селитебные территории городов и сельских населенных пунктов; территории спортивно-оздоровительных объектов и учреждений, обслуживающих зон отдыха; территории зон рекреационного и защитного назначения (зеленые насаждения общего пользования, парки, санитарно-защитные зоны).

Для каждой территории в соответствии с ее целевой функцией определяются физические и гидрофизические характеристики инженерных сооружений.

Реальные характеристики определяются на основе результатов измерений и экспертных оценок, полученных в процессе обследования.

Для получения результирующей оценки состояния того или иного сооружения или всей системы в целом необходимо все результаты обследований представить в едином виде, обеспечивающем возможность их объединения. Это возможно, если к каждому частному результату предъявить требование заданной достоверности. Т. е. если все результаты будут удовлетворять требованиям единства измерений [2].

Будем считать, что простыми являются результаты единичных измерений или экспертных оценок. Сложные оценки – это оценки, полученные на основе объединения измерений разных величин, или экспертных оценок, характеризующих интересующее свойство объекта. Комплексной оценкой – оценку, полученную на основе объединения простых и сложных оценок, т.е. результатов измерений и экспертных оценок.

Рассмотрим вопросы, связанные с получением достоверной информации на основании контрольных измерений и экспертных оценок состояния канала, как основного элемента системы.

Простые оценки

Получение данных контрольных измерений

Результат измерения представляет собой числовое значение контролируемого параметра в единицах представления физической величины.

Степень достоверности (неопределенности) полученного результата [3] зависит от следующих факторов: погрешностей средств измерения (инструментальная составляющая, от влияющих воздействий), используемого метода измерения (методическая составляющая погрешности), принятой модели процесса (погрешности неадекватности, динамические и статистические свойства модели).

Суммарная погрешность полученной оценки характеризуется математическим ожиданием (в случае смещенной оценки) и законом распределения случайной составляющей $f(x^*, \sigma)$. Закон распределения погрешности в большинстве случаев имеет симметричную форму. Поэтому, доверительный интервал оценки может быть определен как $x^* + k\sigma$.

Рассмотрим возможный вариант нормирования контрольных измерений как оценки качества объекта.

Качественные отношения представим в виде нормированной шкалы с равными отрезками и условными отношениями: 0-1 – повреждений нет (ПН), 1-2 – незначительные повреждения (НП), 2-3 – средние повреждения (СП), 3-4 – значительные повреждения (ЗП), 4-5 – большие повреждения (БП), 5-6 – канал разрушен (КР).

Значение контролируемой величины на нормированной шкале качественных отношений может быть определена как вероятность нахождения результата контрольного измерения в соответствующем интервале концентраций. На рисунок 1 приведен пример представления результатов измерений x^* в качественной шкале для случая когда результат контрольных измерений имеет следующие метрологические характеристики $x^* = x^* + k\sigma = x^* + 0.5x^*$.

Вероятность принятия того или иного значения качества может быть определена как $p_i = \int_{x_{i-1}}^{x_i} f(x^*) dx$, $i = 1 \div 6$.

Результаты интегрирования имеют значения (см. рис.1):

$$p_1 = \int_{x_0}^{x_1} f(x^*) dx = 0.01, p_2 = \int_{x_2}^{x_1} f(x^*) dx = 0.18, p_3 = \int_{x_2}^{x_3} f(x^*) dx = 0.5,$$

$$p_4 = \int_{x_3}^{x_4} f(x^*) dx = 0.3, p_5 = \int_{x_4}^{x_5} f(x^*) dx = 0.02, p_6 = \int_{x_0}^{x_1} f(x^*) dx = 0.0.$$

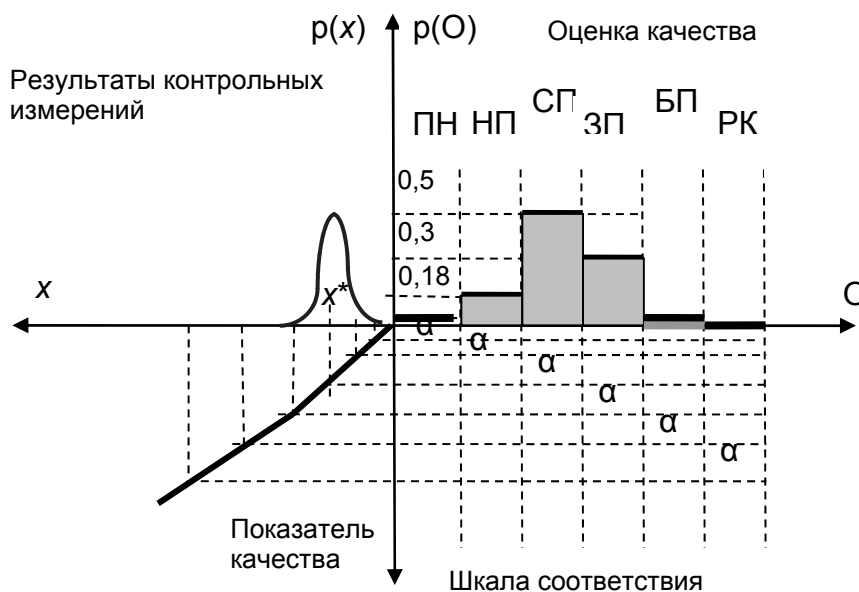


Рис. 1. Плоскость соответствия результата контрольных измерений (одно измерение с известными метрологическими характеристиками) и нормированных значений качественной оценки

Получение экспертных оценок

Результаты экспедиционных обследований имеют свою специфику, которая отличается присутствием в оценке достаточно большой доли субъективного фактора. Получаемые оценки имеют случайный характер и могут иметь довольно большое смещение в зависимости от многих субъективных причин. Степень доверия к таким данным может определяться также экспертами.

Эксперт – специалист высказывает свое мнение относительно интересующей характеристики в понятиях или отношениях, характеризующих ее значение: «средние повреждения» с вероятностью $0.85 - x^* = \{СП, 0.85\}$; не хуже чем «незначительные повреждения» с вероятностью $0.7 - x^* = \{НП, 0.7\}$; не лучше чем «значительные повреждения» с вероятностью $0.8 - x^* = \{ЗП, 0.8\}$.

Сложная оценки

Сложная оценка представляет собой характеристику, полученную путем суммирования простых оценок с учетом их свойств

$$O^* = \text{SUM}_{j \in J_s} \{x_j^*, p_{oj}, p_{yj}\},$$

где $\text{SUM}_{j \in J_s}$ – оператор суммирования, x_j^* – простая оценка, входящая в множество анализируемых характеристик J_s , p_{oj} – оценка степени доверия и p_{yj} – оценка степени участия x_j^* .

Степень доверия характеризует надежность используемой оценки, способа ее получения и представляет собой коэффициент изменяющийся от 0,25 до 1,0. (Например, результаты экспертизы, на которые влияет эмоциональная обстановка в обследуемом районе, могут иметь доверие от 0,25 до 0,75, а результаты контрольных измерений установившегося состояния объекта – 1,0). Значение коэффициента доверия – меньше 0,25 говорит о несостоятельности оценки.

Степени участия определяет вес используемой характеристики при формировании сложной оценки качества объекта экосистемы и назначается экспертом – специалистом. Значения коэффициента участия изменяются от нуля до единицы. Если все характеристики равноправны $p_{yj} = 1$.

$$\begin{aligned} \text{Например, } O^* &= \{x_1^*, p_{o1}, p_{y1}\} + \{x_2^*, p_{o2}, p_{y2}\} + \{x_3^*, p_{o3}, p_{y3}\} = \\ &= \{x_1^*, 0.8, 1\} + \{x_2^*, 1, 0.5\} + \{x_3^*, 1, 1\}. \end{aligned}$$

Результат суммирования определяется в виде значений нормированной шкалы качественных оценок

$$P_{Ok} = (\sum_{j=1}^3 \{x_{kj}^*, p_{dj}, p_{yj}\}) / \sum_{k=1}^6 \sum_{j=1}^3 \{x_{kj}^*, p_{dj}, p_{yj}\}, \quad \sum_{k=1}^6 P_{Ok} = 1.$$

Сложная оценка является качественной оценкой состояния исследуемого объекта и может быть использована при формировании комплексной оценки.

Комплексная оценка

Комплексная оценка это оценка, формируемая на основе простых и сложных оценок по алгоритмам определенным экспертами на основании физического, гидрофизического, экономического и др. смысла анализируемого процесса или объекта. Принципы формирования комплексной оценки удобно отобразить с помощью алгоритма получения оценок. Структура алгоритма показана на рисунке 2.

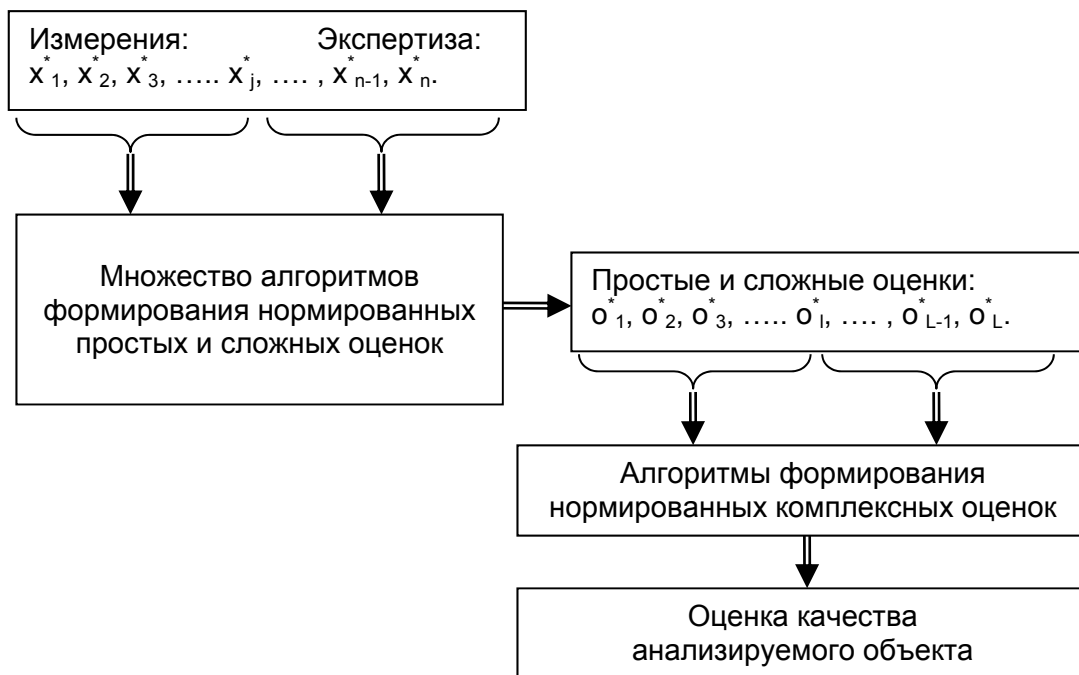


Рис. 2. Структура нормированного пространства оценок

Эксперт-профессионал определяет алгоритм формирования комплексной оценки, вкладывая в нее свои знания и опыт. Каждый вид оценки может быть представлен как слой ГИС, поддерживаемый соответствующей базой данных и программой ее формирования. Для каждого параметра определяется алгоритм его нормирования, существующая методическая база.

Логика получения оценок удобно записать в виде алгоритма

$$O^*_i = \text{SUM}_{m \in M} (x_m = \text{SUM}_{j \in J} \{r, x_j^*, p_{dj}, p_{yj}\}),$$

где SUM – функция нормированного суммирования; m – множество индексов признаков качества объекта, r – коэффициент выбора оценки, x_j^* – значение простой оценки, p_{dj} – оценка степени доверия, p_{yj} – оценка степени участия x_j^* .

Эксперт определяет коэффициент участия каждой оценки. В результате формируется множество оценок, определяющих значение интересующей характеристики, и множество коэффициентов, определяющих алгоритм формирования итоговой оценки. Коэффициент r может принимать значения от нуля (оценка не участвует в определении заданной характеристики) до значения важности, который по мнению эксперта соответствует весу данной оценки в характеристике объекта.

Таким образом, результатом работы эксперта являются сформированные алгоритмы получения оценок состояния объекта, которые рассчитаны на реализацию в виде ГИС проектов. Т.е. на основании проведенных измерений, полученных экспертных оценок и имеющихся проектных данных в автоматическом режиме могут быть получены оценки состояния инженерных сооружений системы защиты территорий от подтопления или оценки состояния их отдельных элементов.

* * *

1. Методические рекомендации по оценке уровней безопасности, риска и ущерба от подтопления градопромышленных территорий / ФГУП НИИ ВОДГЕО, – М. 2010.
2. В.В. Алексеев, Н.В. Орлова, О.А. Иващенко ИИС контроля состояния природных объектов на основе геоинформационных технологий. Формирование нормированных шкал для простых, сложных и комплексных оценок// Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2010.
3. Количественное описание неопределенности в аналитических измерениях. Перевод документа EURACHEM. – С.-Пб., Крисмас +, 1997. 129 с.

УДК 531.7.08

ИЗМЕРИТЕЛЬ-КАЛИБРАТОР ДЛЯ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ РЕЗИСТИВНЫХ НАНО- И МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В. А. Васильев, Н. В. Громков, С. В. Капезин, В. В. Мышев, П. С. Чернов

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Аннотация. Описан созданный измеритель-калибратор для измерения, калибровки и поверки датчиков давления на основе резистивных нано- и микроэлектромеханических систем (НиМЭМС) в условиях эксплуатации. Его отличительной особенностью является применение частотного интегрирующего развёртывающего преобразователя (ЧИРП) в сочетании с персональным компьютером (ноутбуком). Разработанные алгоритм и программа позволяют обрабатывать сигнал с ЧИРП, поступающий через звуковую карту компьютера.

Ключевые слова: калибратор, давление, датчики, нано- и микроэлектромеханические системы.

Abstract. The created measuring instrument-calibrator for measurement, calibrations and checking's of pressure gages based on resistive nano- and micro-electromechanical systems (N&MEMS) under operating conditions is described. Its distinctive feature is application of the frequency integrating developing converter (FIDC) in a combination to the personal computer (laptop). The developed algorithm and the program allow to process a signal with FIDC, arriving through a sound card of the computer.

Key words: calibrator, pressure, gages, nano- and micro-electromechanical systems.

На рынке датчиков давления все больше становится высокоточных датчиков, значительное количество на основе резистивных нано- и микроэлектромеханических систем (НиМЭМС). Датчики давления с основной погрешностью $\pm 0,5\%$ (ОАО «НИИФИ», Метран др.) становятся нормой применения. Поверка и калибровка таких датчиков в метрологических лабораториях не вызывает сложностей. Для этих целей можно использовать эталоны давления с классом точности 0,01...0,02 (эталон давления, грузопоршневые манометры). Но часто возникает необходимость калибровать или поверять датчик в условиях эксплуатации. Привезти или принести лабораторное оборудование «к трубе» и использовать там для калибровки или поверки датчика весьма проблематично. А выполнять калибровку и проверку метрологических характеристик

датчика в условиях эксплуатации необходимо, т. к. несмотря на хорошие метрологические характеристики датчиков при нормальных (лабораторных) условиях, в условиях эксплуатации за счёт влияния внешних факторов их погрешность увеличивается и очень важно, чтобы погрешность датчика на объекте удовлетворяла требованиям технологического процесса. В этом случае необходим портативный и недорогой измеритель-калибратор для калибровки датчиков давления на базе портативного компьютера.

Такой измеритель-калибратор был разработан для измерения, калибровки и поверки датчиков давления резистивного типа (на основе резистивных НиМЭМС). Его отличительной особенностью является применение частотного интегрирующего развёртывающего преобразователя (ЧИРП) [1–3] в сочетании с персональным компьютером (ноутбуком). Структурная схема измерителя – калибратора оригинальна. Благодаря использованию запатентованного ЧИРП, не предъявляются высокие требования к источнику питания, выходной сигнал с ЧИРП может непосредственно подаваться для дальнейшей обработки на персональный компьютер (ноутбук) через звуковую карту. Следует отметить, что при проведении экспериментальных исследований ЧИРП, при изменении напряжения питания в пределах $\pm 20\%$, уход частоты выходного сигнала не превышал 2 % от номинального значения. Схема измерителя-калибратора на базе ЧИРП (рис. 1) содержит датчик давления с гидравлическим прессом и образцовым манометром, поверяемый датчик давления, частотный интегрирующий развёртывающий преобразователь (ЧИРП) [4], собранный на операционных усилителях, питающийся от источника питания 24В, и подключенный к входу персонального компьютера. На вход персонального компьютера с выхода ЧИРП через согласующее устройство (опто-электронная пара) подаётся частотный сигнал типа «меандр».

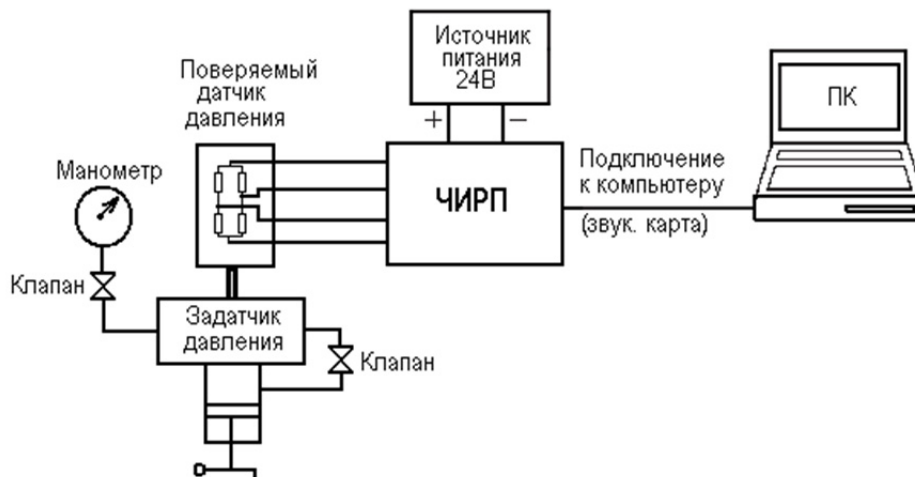


Рис. 1. Схема измерителя-калибратора на базе ЧИРП для датчиков давления на основе резистивных НиМЭМС

Функциональная схема ЧИРП представлена на рис. 2 и содержит тензомост ТМ, интегратор Инт, выполненный на операционном усилителе ОУ1, компаратор на ОУ2 и дозирующий конденсатор C_d в цепи отрицательной обратной связи. Питание тензомоста осуществляется двухполярным напряжением типа «меандр» $\pm U_0$ с выхода компаратора. В диагональ питания тензомоста включены дополнительные резисторы $R_{д1}$ и $R_{д2}$, а к инвертирующему входу ОУ1 интегратора подключен резистор R_0 для задания начальной частоты при нулевом разбалансе тензомоста.

Выражение для выходной частоты преобразователя

$$f = \frac{1}{2(1 - \varepsilon_R + 2m)C_d} \left(\frac{\varepsilon_R}{R_n} + \frac{(1 + \varepsilon_R + 2n)}{2R_0} \right), \quad (1)$$

где $\varepsilon_R = \Delta R/R$ – относительное изменение сопротивления R тензомоста под действием давления, $m = R_{д1}/R$ и $n = R_{д2}/R$ – коэффициенты, равные отношению сопротивлений $R_{д1}$ и $R_{д2}$ к сопротивлению R тензомоста, C_d – ёмкость дозирующего конденсатора, R_n – сопротивление резистора интегратора, R_0 – сопротивление второго резистора интегратора.

Из выражения (1) видно, что при нулевом разбалансе тензомоста ($\varepsilon_R = 0$) и равенстве сопротивлений дополнительных резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ ($n=m$) начальная частота f_0 выходного сигнала преобразователя может задаваться с помощью величин ёмкости конденсатора C_d и сопротивления R_0 второго резистора интегратора и равна

$$f_0 = \frac{(1 + 2n)}{4(1 + 2m)C_d R_0} = \frac{1}{4R_0 C_d}. \quad (2)$$

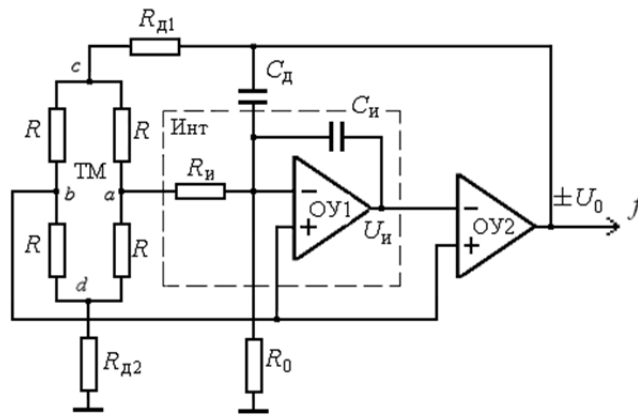


Рис. 2. Функциональная схема ЧИРП

При разбалансе тензомоста в ту или другую сторону, как это происходит в датчиках дифференциального давления, величина относительного изменения сопротивления плеч тензомоста ε_R будет изменяться в зависимости от измеряемого давления в диапазоне от $-0,01$ до $+0,01$ ($\varepsilon_R = 0 \div \pm 0,01$) и учитывая то, что эта величина значительно меньше единицы, из выражения (1) можно определить девиацию частоты Δf выходного сигнала преобразователя

$$\Delta f \approx \frac{\pm \varepsilon_R}{2(1 + 2m)C_d R_{и}}, \quad (3)$$

которая может задаваться и устанавливаться более точно с помощью величин ёмкости конденсатора C_d и сопротивления первого резистора $R_{и}$ интегратора.

Упрощенный алгоритм работы программы обработки сигнала, поступающего с ЧИРП, представлен на рис. 3. После инициализации аппаратной части, необходимой для сопряжения компьютера с ЧИРП, создается программный таймер, срабатывающий каждые 500 мс. Каждые 10 мкс в буфер входных данных записывается информация о текущем времени и уровне сигнала, поступающего с ЧИРП. При срабатывании таймера происходит обработка данных буфера входных данных и определение частоты сигнала. Далее происходит линейное преобразование частоты сигнала в измеряемое давление и вывод этой информации на дисплей компьютера.

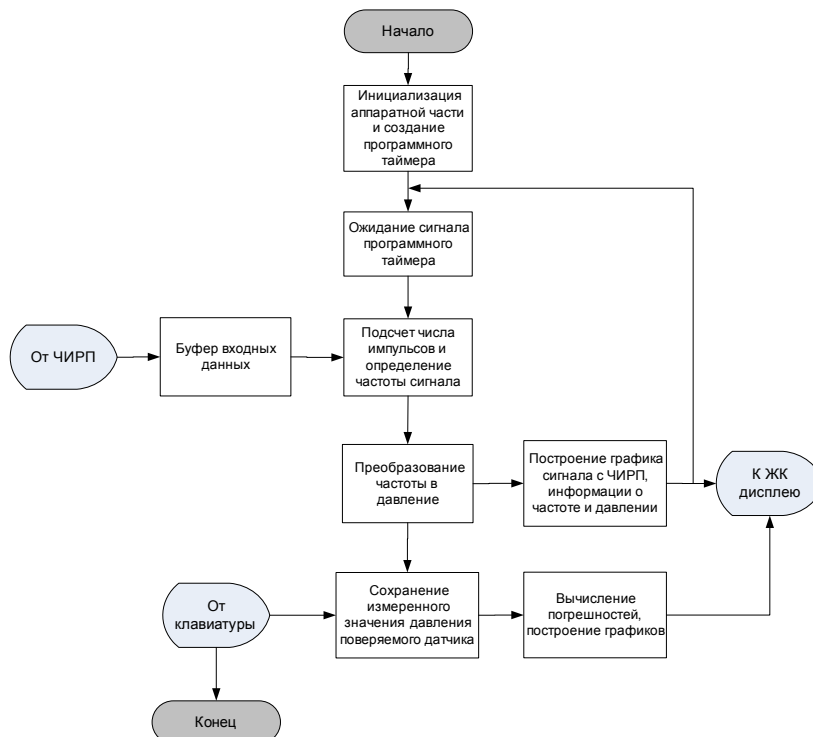


Рис. 3. Алгоритм работы программы обработки сигнала ЧИРП

Перед началом работы необходимо задать давления с помощью датчика давления по показаниям образцового манометра в начале и в конце диапазона (например, 0 и 10 Атм) и зафиксировать соответствующие им показания частот при заданных значениях, используя кнопку «Настройка» в левом верхнем углу открытого окна монитора (рис. 3), после чего сбросить давление до нулевого значения и нажать на кнопку «Сброс». Затем можно производить измерение давления в указанном диапазоне, начиная с 0 с интервалом, например, в 1 Атм до 10 Атм, путём задания давления в каждой точке и нажатия кнопки «Измерить». При этом на мониторе динамически отображается значение частоты и форма выходного сигнала, эталонное давление и погрешность измерения при заданном давлении, в режиме реального времени выводится график сигнала, поступающего с ЧИРП.

Таким образом, пользователь имеет возможность сравнить показания эталонного манометра и данных, отображаемых в окне программы.

Созданный портативный и относительно недорогой измеритель-калибратор позволяет калибровать или поверять датчик в условиях эксплуатации. Его можно привезти или принести к месту установки датчика и использовать там для калибровки или поверки. Применение запатентованного ЧИРП, оригинального программного обеспечения, позволили упростить структурную схему измерителя-калибратора и непосредственно использовать вход звуковой карты компьютера для ввода информации о давлении. При этом обеспечивается высокая линейность тракта преобразования сигнала, инвариантность к изменению напряжения питания, основная погрешность измерения практически определяется классом точности эталонного манометра. Измеритель-калибратор прост в обслуживании и не требует высокой квалификации обслуживающего персонала, он позволяет производить быстрое и эффективное измерение и калибровку датчиков давления с заданной точностью.

1. Васильев В.А., Вергазов И.Р., Громков Н.В., Москалёв С.А. Частотные преобразователи параметров резистивных датчиков для автоматизированных систем контроля // Новые промышленные технологии, 2010. № 1. – С. 33 – 38.
2. Громков Н. В. Частотные тензопреобразователи с переменным напряжением питания измерительной цепи // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2008. – № 5. – С. 16–22.
3. Громков Н. В. Преобразователи параметров резистивных датчиков в частотные сигналы // Датчики и системы. – 2009. – № 1 – С. 32–36.
4. Патент РФ №2398196, МПК G01B 9/04. Устройство для измерения давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы с частотным выходным сигналом / В.А. Васильев, Н.В. Громков // Бюл. № 24 от 27.08.2010.

УДК 62-533.7

РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО РАБОЧЕГО МЕСТА ИСПЫТАНИЙ ВИБРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Е. Ю. Веселова, А. А. Михалев

ОАО «НПО ИТ»

Аннотация. Рассматривается задача автоматизированного управления электродинамическим испытательным вибростендом с применением ПЭВМ. Для определения структуры алгоритма управления стендом строится математическая модель вибростановки. Представлена реализация автоматизированного проведения испытаний вибропреобразователей путем создания автоматизированного рабочего места, составляющего часть системы испытаний датчиков. Приведены достоинства автоматизированного рабочего места и экономическая выгода.

Abstract. The problem of automatic control of electrodynamic vibration test stand using a PC. To determine the structure of the control algorithm of the stand is a mathematical model of vibration machine. Shows an implementation of automated testing vibrator by creating workstation, forming part of the test system sensors. Are the advantages of automated job creation and economic benefit.

Ключевые слова: электродинамический вибростенд, автоматизированное рабочее место, автоматическое управление вибростендом, уменьшение трудоемкости проверки вибропреобразователей.

Key words: an electrodynamic shaker, workstation, automatic shakers reducing the burden of verification of vibration transducers

Проведение испытаний вибропреобразователей, в том числе метрологических подразумевает проведение различных операций, включающих большое число переключений и настроек, с применением нескольких отдельных (аналоговых и цифровых) приборов и испытательных стендов. В связи с этим большое влияние на корректность результатов испытаний оказывает человеческий фактор и точность измерительных приборов.

Результаты измерений одной характеристики в некоторых случаях влияют на результаты другой характеристики. Таким образом, мы получаем, что при возникновении ошибки измерения в одном испытании, мы получаем ошибку в другой характеристике.

После проведения каждого испытания составляется журнал, в котором записываются результаты характеристик датчиков. По завершению всех испытаний составляется паспорт вибропреобразователя. Этот процесс представляет собой работу с журналами испытаний, что занимает большой объем времени.

Для исключения человеческого фактора, упрощения проведения испытаний и повышения точности измерений было принято решение о создании автоматизированной системы тестирования датчиков. Современные технические средства позволяют решить данную проблему с применением ПЭВМ при помощи модуля АЦП и ЦАП.

Основные задачи

Для того чтобы автоматизировать процесс проверки датчиков вибрации, необходимо чтобы системы решала следующие задачи:

- Автоматическое управление вибростендами
- Измерение и расчет всех коэффициентов
- Хранение результатов испытаний и быстрый доступ к ним
- Исключение промежуточной документации (журнала испытания)
- Печать паспортов проверенных датчиков

Математическая модель вибрационной установки и непрерывные алгоритмы управления

Для построения системы управления с дискретным регулятором (гибридной системы), согласно методу непрерывных моделей, первоначально необходимо синтезировать непрерывные алгоритмы управляющего контура. Поэтому проведем синтез алгоритмов управления в непрерывном виде с использованием типовой схемы критерия гиперустойчивости, а затем осуществим переход к их дискретным аналогам

$$W_{\text{оу}}(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{\alpha}{(m + M)Rs^2 + (CR + \alpha^2)s + KR}, \quad (1)$$

где $\alpha = Bl \text{ const}$; B – магнитная индукция, Тл; l – общая длина проводника, м; M – масса стола и подвижной катушки вибростенда, кг; m – масса закрепленного на столе объекта, кг (является априорно неопределенной); K , C – соответственно коэффициенты жесткости и демпфирования упругих элементов стенда; R – сопротивление питающей цепи, Ом; $u(s)$ – изображение входного сигнала виброустановки (напряжение питающей цепи); $y(s)$ – изображение выходного сигнала объекта управления. В качестве виброизмерительного преобразователя (вибрационного датчика) будем рассматривать пьезоэлектрический акселерометр, который является универсальным вибродатчиком, генерирующим электрический сигнал, пропорциональный ускорению механических колебаний. Динамика подобного датчика представима с помощью уравнения

$$\dot{y}(t) = \frac{d^2 y(t)}{dt^2},$$

с соответствующей передаточной функцией

$$W_{\text{пд}}(s) = \frac{\dot{y}(s)}{y(s)} = s^2, \quad (2)$$

где $\dot{y}(t)$ – выход пьезоэлектрического датчика.

С учетом (2) обобщенная передаточная функция объекта регулирования (1) примет вид

$$W_{\text{оуп}}(s) = I \cdot W_{\text{оу}}(s)W_{\text{пд}}(s) = \frac{\dot{y}(s)}{u(s)} = \frac{I\alpha s^2}{(m + M)Rs^2 + (CR + \alpha^2)s + KR}, \quad (3)$$

где I – передаточный коэффициент усилителя мощности системы управления.

Для придания линейной стационарной части системы необходимых свойств, с учетом особенностей рассматриваемого объекта, введем в ее основной контур последовательный динамический корректор с передаточной функцией

$$W_{\text{дк}}(s) = \frac{\bar{K}(\bar{T}s + 1)}{s^2}, \quad (4)$$

где $\bar{K}, \bar{T} = \text{const} > 0$ – параметры динамического корректора, и перепишем функцию (3) эквивалентно в виде

$$W_{\text{поуп}}(s) = W_{\text{оуп}}(s)W_{\text{дк}}(s) = \frac{\bar{K}\bar{T}I\alpha s + \bar{K}I\alpha}{(m + M)Rs^2 + (CR + \alpha^2)s + KR} = \frac{I_2 s + I_1}{a_3 s^2 + a_2 s + a_1}. \quad (5)$$

Регулятор системы определим с помощью выражения

$$u(t) = \zeta[u_{\text{пер}}(t) + u_{\text{роб}}(t)], \quad (6)$$

где ζ – некоторая положительная константа; $u_{роб}(t)$, $u_{пер}(t)$ – соответственно робастная и периодическая составляющие регулирующего устройства; требуемое поведение объекта определим с помощью неявного периодического эталона

где $x_0(t) \in R^n$ – вектор состояния эталона; $y_0(t) \in R$ – выход эталона; $v_*(t) \in R$ – некоторый неявный периодический сигнал; A_0 – матрица Гурвица.

Постановка задачи: В условиях априорной неопределенности $\xi \in \Xi$ для системы управления

(3)–(6) требуется с помощью неявного периодического эталона (7) определить явный вид алгоритмов комбинированного регулятора (6), обеспечивающих при любых начальных условиях $x(0)$ слежение за командным сигналом $r(t + T)$ с выполнением предельных целевых условий:

(8)

С помощью критерия гиперустойчивости можно показать, что выполнение целей (8) достигается за счет синтеза алгоритмов управления регулятора (6) в виде

(9)

где $T, \beta_1, \beta_2 = const > 0$; $z(t)$ – сигнал рассогласования.

Методика проведения испытаний

Рассмотрим методику проверки коэффициента преобразования по напряжению (рис. 1).

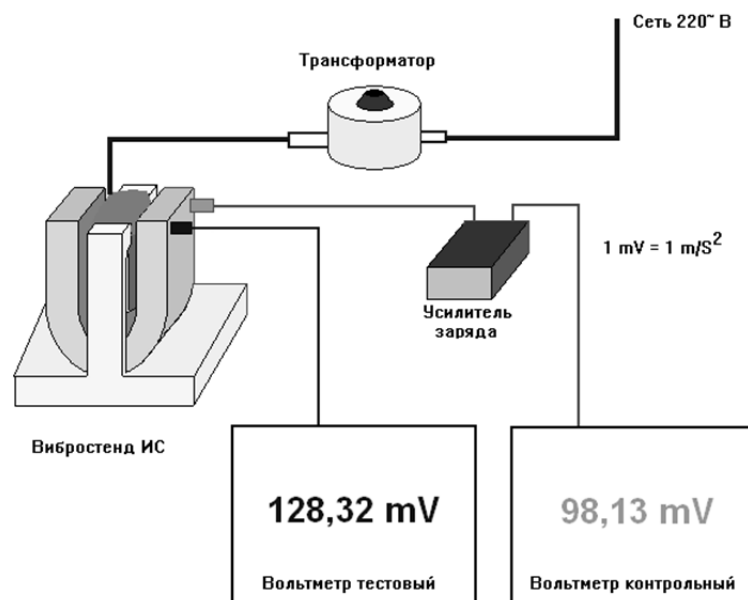


Рис. 1. Схема проверки коэффициента преобразования

1. Испытатель устанавливает на стенд датчик.
2. Плавно вращая ручку трансформатора испытатель устанавливает ускорение стенда равное 10 g, контролируя его значение по контрольному вольтметру, зная что $1 \text{ mV} = 1 \text{ м/с}^2$.
3. После установки необходимого уровня испытатель записывает показание обоих вольтметров и рассчитывает значение коэффициента преобразования по напряжению.

Анализ методики

1. Первое что вызывает большие сомнения по поводу точности результатов, это одновременное записывание показаний стенда, как показывает практика, вибростенд нестабилен и показание обоих вольтметров «прыгают» в результате чего невозможно зафиксировать одновременно оба значения.
2. Управление стендом представляет собой подачу на катушку стенда напряжения в диапазоне от 0 до 220 Вольт, с частотой 50 Гц.
3. Обратная связь представляет собой измеряемое напряжение с контрольного канала с известным коэффициентом преобразования по напряжению.

Реализация автоматического управления стендом

Для реализации автоматического управления стендом необходимо заменить трансформатор напряжения генератором сигналов, контролируемым алгоритмом программы ПЭВМ, т.е. автоматизированным устройством управления.

Генератор сигналов с помощью ПЭВМ реализован следующим образом. В качестве ЦАП используется выход звуковой карты, выходное напряжение с которого находится в диапазоне от 0 до 1,5 Вольт. Выход звуковой карты подключен к усилителю мощности, выход с которого соединяется с катушкой вибростенда. Контрольный и измерительный вольтметры заменяются каналами АЦП подключенного к ПЭВМ.

Управление стендом является алгоритмическим и упрощенно работает следующим образом (на рис. 2 показана измененная схема):

1. ПЭВМ генерирует звуковой файл с синусоидальным сигналом с необходимой частотой и начинает его воспроизведение с минимальной мощностью.

2. АЦП работает в двухканальном режиме собирая данные с контрольного канала (выход эталона R) и тестируемого, причем данные контрольного канала мгновенно преобразуются в нужную величину т.е. в м/с^2 .

3. ПЭВМ плавно увеличивает мощность выходного сигнала, сравнивая значение контрольного канала с задаваемым значением (сигнал рассогласования $z(t)$). Рассчитывается величина следующего увеличения мощности.

4. По достижению необходимого уровня ускорения вибростенда производится замер значения напряжения с тестируемого канала и контрольного, рассчитывается коэффициент преобразования по напряжению, по среднему значению нескольких точек.

В данном алгоритме параметр β_2 из формулы (9) имеет прямую связь с типом датчика и может быть один раз определен в режиме «обучения» системы для нового типа, для последующего обращения.

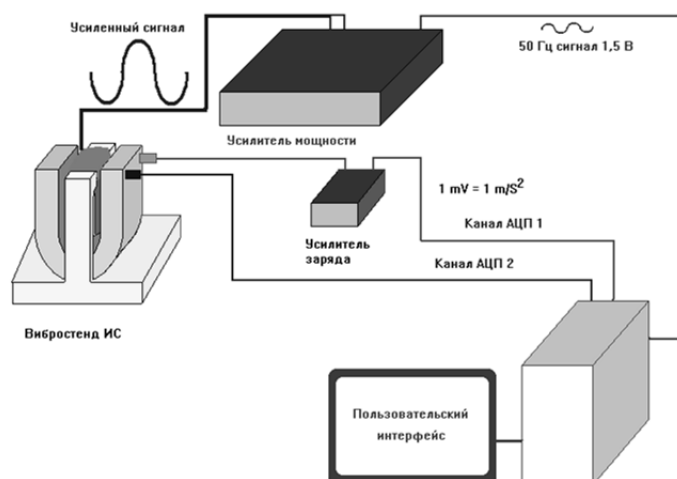


Рис. 2. Схема проверки с использованием ПЭВМ

Достоинства использования такого подхода:

1. Исключается человеческий фактор при фиксировании значений с нескольких каналов.
2. Упрощается управление вибростендом, т.к. от пользователя требуется только запустить управление программой.
3. Результат вычисляется автоматически с возможностью анализа на допустимость значения в пределах диапазона.
4. Использование АЦП позволяет оценивать качество сигналов, как контрольного канала, так и тестируемого по форме выходного сигнала.
5. Возможность сохранения результатов тестирования датчиков в удобном для последующей работы виде.
6. Использование общей базы данных с результатами измерений, позволяет избавиться от промежуточных документов.
7. Использование базы данных позволяет сохранять необходимые коэффициенты для управления вибростендом, для последующего обращения к ним без их вычисления.
8. Использование ПЭВМ позволяет значительно ускорить процесс измерения.
9. Наглядность отображения информации в виде таблиц и графиков, что позволяет визуально и быстро оценивать результаты работы и проводить доработки.
10. Возможность вести историю изменения характеристик (АЧХ, нелинейность АХ).

Рассмотрим все эти преимущества с применением системы тестирования датчиков на примере проведения испытания «Проверка основной погрешности» как наиболее трудоемкого испытания, требующего определенного опыта от испытателя.

Методика проведения испытания без использования ПЭВМ

Проверка основной погрешности вибропреобразователя происходит по следующей схеме (рис. 3).

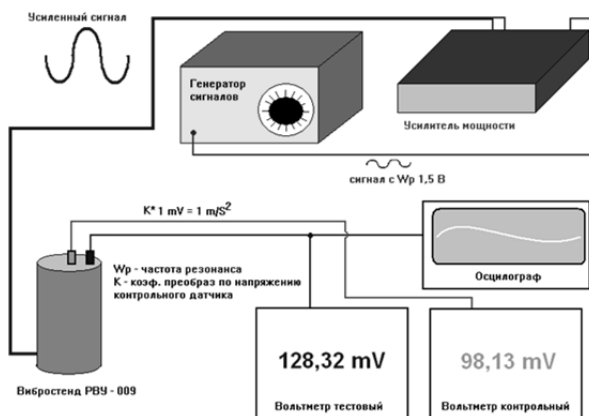


Рис. 3. Проверка основной погрешности без ПЭВМ

Проведение испытания:

Этап 1. Настройка стенда:

1. Испытатель устанавливает датчик на стенд.
2. Испытатель включает генератор сигналов и задает небольшой уровень выходного сигнала.
3. Вращая ручку изменения частоты выходного сигнала, испытатель следит за показаниями контрольного вольтметра, цель – определить ту частоту, на которой контрольный вольтметр покажет наибольшее напряжение (или ускорение стенда), т.е. частоту резонанса стенда.

Этап 2. Определение нелинейности амплитудной характеристики и качества сборки датчика:

1. Испытатель выбирает 5 точек, равномерно распределенных по диапазону измеряемых виброускорений, и рассчитывает значение напряжения на контрольном вольтметре при этих точках по формуле:

,

где U_{ki} – значение напряжения на i -ой точке из диапазона измеряемых виброускорений, K – коэффициент преобразования по напряжению контрольного датчика, A_i – точка из амплитудного диапазона.

2. В соответствии с полученными точками напряжений вольтметра, испытатель устанавливает необходимый уровень амплитуды стенда, наблюдая за графиком выходного сигнала испытуемого вибропреобразователя. По достижению необходимого уровня фиксируется показание обоих вольтметров – контрольного и тестового. При этом если сигнал имеет форму отличную от синусоиды, необходимо провести доработку датчика и заново промерить все точки.

Этап 3. Расчет основной погрешности датчика:

1. Из полученных 5 точек составляем соотношения —, где U_{ki} – полученное напряжение контрольного вольтметра на i -ой амплитудной точке, U_{ti} – полученное напряжение тестового вольтметра на i -ой амплитудной точке.
2. Находим среднее значение α_{cp} и α_m как наиболее отдаленную по модулю точку от среднего значения.
3. Рассчитываем нелинейность амплитудной характеристики по формуле:

4. Рассчитываем основную погрешность датчика по формуле:

где d_u – погрешность измерительного прибора, d_s – погрешность стенда.

Если результат находится в допустимом значении погрешности, то заполняется паспорт, иначе происходит доработка и перепроверка датчика.

Основные недостатки такого подхода:

1. Неявное определение погрешности датчика. Испытатель не может определить, необходимо ли ему отдавать датчик на доработку пока не посчитает значение погрешности и нелинейности.
2. Высокая зависимость от человеческого фактора. Человек производит настройку частоты резонанса, скорость ее определения зависит от «мастерства» испытателя. Испытатель также задает амплитуду вибростенда, расположение органов управления генератором при этом довольно близкое, что делает возможным сбить настройки, например частоты выходного сигнала. Испытатель должен одновременно(!) снять показание с двух вольтметров.
3. При смене контрольного датчика, необходимо заново пересчитывать контрольные значения на выходе вольтметра в 5 точках диапазона амплитуды.
4. Необходимость ведения журнала с промежуточными результатами.

Все эти недостатки позволяет решать система тестирования датчиков с применением ПЭВМ. На рисунке 4 приведена схема подключения с ПЭВМ. Сравнение со схемой представленной на рисунке показывает, что принципиальных отличий в подключении схемы нет. Это одно из преимуществ системы, алгоритм достаточно гибок и требует лишь указания в настройках системы коэффициента преобразования по напряжению контрольного канала и правильного подбора усилителя сигнала, позволяя подключать к системе различные стенды.

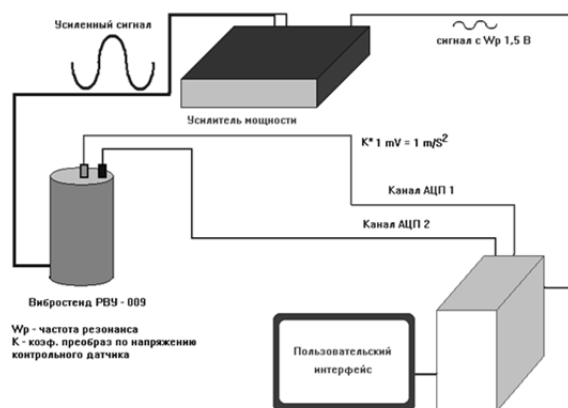


Рис. 4. Проверка основной погрешности с применением ПЭВМ

Проведение испытания

Пользователь запускает приложение «Система тестирования датчиков» и производит вход в систему (рис. 5). Аутентификация в системе необходима для того чтобы можно было автоматически заполнять поле исполнитель в паспорте преобразователя.



Рис. 5. Вход в систему

Заходит в Учет датчиков, для выбора необходимых ему датчиков или для добавления новых.

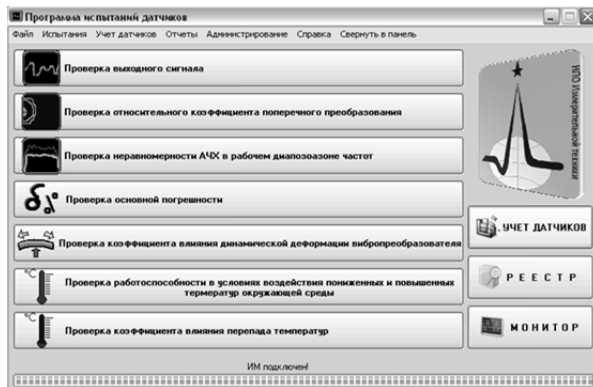


Рис. 6. Главное меню программы

Возьмем датчик, который уже был ранее проверен с использованием системы и добавим его в Рабочий лист. Выбираем на главной форме (рис. 6) испытание **Проверка основной погрешности**, нажав по соответствующей кнопке на главной форме. На экране появится форма испытания (рис. 8). В нижней части формы расположена таблица с датчиками, которые мы добавили ранее в рабочий лист.

1. Устанавливаем один из датчиков на вибростенд.
2. Нажимаем на кнопку справа от поля **Частота резонанса стенда** для вызова мастера. На экране появится мастер определения частоты резонанса вибростенда (рис. 7).

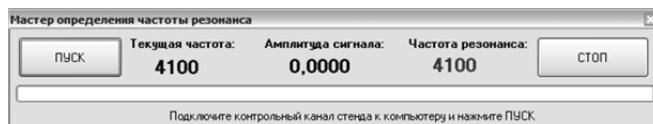


Рис. 7. Мастер определения частоты резонанса стенда

3. Нажимаем кнопку **ПУСК** и ждем окончания работы мастера, по завершению его работы будет определена частота резонанса стенда. В процессе работы мастера ПЭВМ генерирует сигнал с изменяющейся частотой и постоянной амплитудой (от 4100 Гц до 4300 Гц, устанавливается в настройках), одновременно с этим происходит опрос контрольного канала АЦП, для определения той частоты, при которой амплитуда выходного сигнала контрольного датчика будет максимальной – т.е. частоту резонанса стенда.

4. Нажмите кнопку **ДАЛЕЕ** для продолжения работы (кнопка **СТОП** по завершению работы мастера становится кнопкой **ДАЛЕЕ**).

5. На форме испытания выбираем в таблице тот датчик, который был установлен на стенд, и нажимаем кнопку **НАЧАТЬ**. Испытание происходит автоматически, по его завершению в таблицу формы испытания выводится результат со значением Основной погрешности, а так же выставляется признак соответствия или несоответствия допустимому значению (рис. 9). При этом ПЭВМ осуществляет непрерывную запись изменения соотношения напряжения с контрольного канала и тестируемого от частоты.

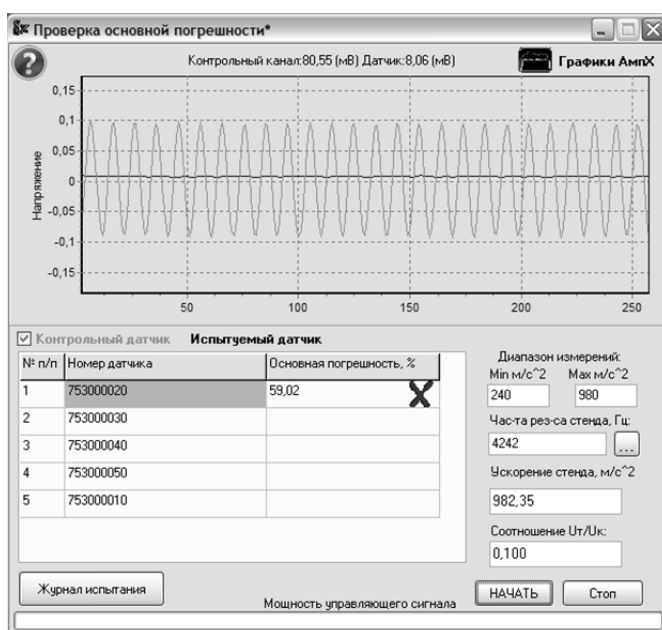


Рис. 8. Форма испытания после завершения

6. Устанавливаем следующий датчик на стенд и переходим к пункту 5, пока не проверим все датчики.
7. При необходимости распечатываем журнал испытания, нажав на соответствующую кнопку на форме испытания.
8. Завершаем работу с испытанием, закрыв его форму, с подтверждением сохранения результатов.

Как определять качество сборки датчиков?

Убедившись, что контрольный датчик имеет ровную верхнюю грань выходного сигнала, отключаем отображение контрольного датчика, сняв флажок **Контрольный датчик** на форме. Если форма сигнала напоминает сплошную область с ровными гранями сверху и снизу, то датчик собран качественно. Пример сигнала качественного датчика (рис. 9):

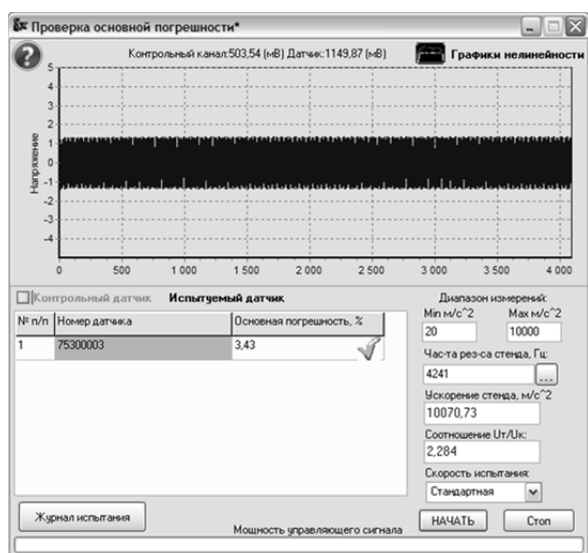


Рис. 9. Качественная сборка датчика

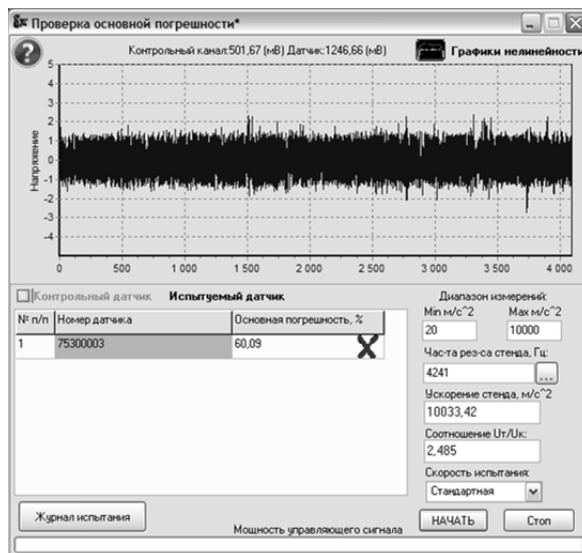


Рис. 10. Некачественная сборка датчика

Если же датчик собран некачественно, то на выходе будет преобладать сигнал неопределенной формы с множеством выступов относительно нуля. Пример некачественной сборки – раскрутившийся колпак датчика представлен на рисунке 10. Как правило, некачественная сборка датчика, сильно влияет на его **Основную погрешность**, о чем сигнализирует красный крестик в строке.

После завершения испытания все данные о результатах сохраняются в сетевую базу данных и доступны с любого компьютера с установленным приложением. Данные с результатами испытания можно просмотреть в опции «Учет датчиков» (рис. 13). Система сама определяет допустимость коэффициентов в соответствии с техническими требованиями к каждому типу, отображая значение величины зеленым цветом при вхождении величины в допустимый диапазон, и красным цветом в противном случае.

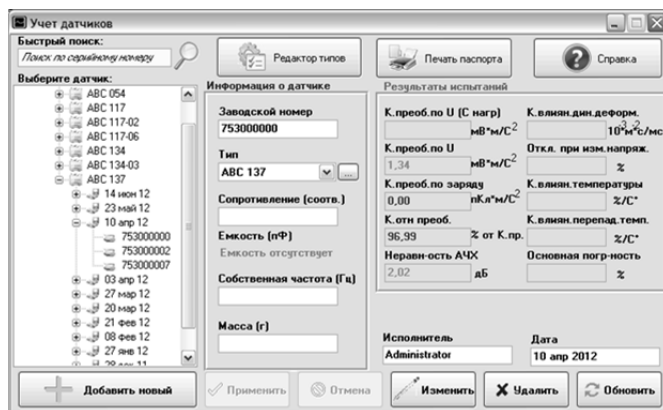


Рис. 13. Учет датчиков

Все данные представляют собой иерархическую структуру следующего вида:

Испытатель –

Тип датчика –

Дата изготовления –

Серийный номер датчика + значения коэффициентов.

Подобная структура позволяет наиболее быстро осуществлять работу с партиями однотипных датчиков, с одинаковой датой изготовления.

После того, как все испытания будут проведены, можно сформировать паспорт вибропреобразователя, нажав на кнопку Печать паспорта.

Отличительные автоматизированного рабочего места

1) Возможность производить аттестацию любых вибропреобразователей, т.к. ПО универсально. Пользователю требуется только указать тип датчика и система получит данные о всех диапазонах измерений для данного типа.

2) Универсальность управления вибростендом. В настройках системы необходимо лишь указать коэффициент преобразования по напряжению контрольного датчика и подобрать необходимый усилитель сигнала. Система проверена на работе со стендами разных типов (РВУ, ИС, Bruel&Kjaer). Пользовательский интерфейс требует от испытателя лишь задание эталона значения и нажатия кнопки ПУСК.

3) Возможность импортирования данных из отчетов по испытанию созданных ПО стороннего производителя (например, ПО Vibration View). Для этого создана специальная служба, которая перехватывает событие сохранения результатов испытания, открывая специальное окно для сохранения данных в необходимом для синхронизации формате.

4) Значительно повышена точность измерений, что обеспечено малой погрешностью встроенного АЦП.

5) Возможность хранения информации об условиях проведения испытания, данных об испытателе, времени, а также возможность просмотра истории изменения сложных характеристик, таких как АЧХ.

6) Наличие функции автоматической распечатки паспорта вибропреобразования на основе проведенных испытаний. Эта возможность позволяет исключить промежуточную документацию, такую как журнал испытания.

7) Сведен к минимуму человеческий фактор в виду глубокого уровня автоматизации.

8) Наглядность отображения информации в виде таблиц и графиков, что позволяет визуально и быстро оценивать результаты работы и проводить доработки.

9) Значительная экономия времени аттестации вибропреобразователя, что позволяет значительно увеличить количество испытуемых датчиков за тот же интервал времени.

10) Снижение трудоемкости испытаний. Испытатель фактически становится оператором, которому требуется лишь установить датчик на стенд и нажать кнопку запуска испытания.

11) Сетевое управление стендом. Необходимо для таких испытаний как проверка влияния изменения температуры на коэффициент преобразования, где происходит достаточно длительный нагрев (остывание) термической камеры. Управление происходит автоматически с передачей результатов на каждой точке температуры на удаленный компьютер и возможностью ручного управления.

Рассмотрим **экономическую сторону** вопроса на примере.

Среднее количество выпускаемых датчиков в месяц **600 шт.**

Количество сборщиков-испытателей датчиков 5 человек. Среднее время проверки одного датчика **1 час** без использования системы, из которых на реальные измерения расходуется около **20 минут** – остальное время расходуется, на настройку стенда, заполнение документов, расчет коэффициентов.

С применением ПЭВМ

Ввод начальных данных **2 минуты**. Проверка выходного сигнала **2-4 минуты**. Проверка относительного коэффициента поперечного преобразования – **6-8 минут**. Проверка АЧХ – **3-4 минуты**. Проверка основной погрешности **3-4 минуты**. Итого **16-20 минут** с **готовым паспортом** и возможностью просмотра истории изменения. Получаем экономию времени больше чем в 2 раза, а следовательно можем увеличить объем производства в 2-3 раза при том же штате.

Заключение

Применение такого подхода позволило существенно ускорить процесс испытаний датчиков, исключив максимально человеческий фактор повысить точность измерений и упростить работу со стендами.

Применение сетевой базы данных на основе MS SQL SERVER позволяет создавать дополнительные приложения, которые могут использовать паспортные данные датчиков, например для калибровки измерительного канала контроллеров или СВКА.

УДК 531.717

ИЗМЕРЕНИЕ И КОНТРОЛЬ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ И УЗЛОВ ДАТЧИКОВ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

П. Г. Михайлов, Д. А. Сергеев, А. В. Соколов

РГУИТП, г. Пенза

Статья посвящена методам и приборам, предназначенных для измерения геометрических характеристик деталей датчиков: линейных и угловых размеров, отклонений формы и расположения поверхностей. Пояснены правила выбора и применения измерительных приборов, приведены их основные технические характеристики.

Abstract. The article is devoted to methods and devices for measuring the geometric details of sensors: linear and angular dimensions, deviations of form and position of surfaces. Explained the rules of selection and application of instruments, given their technical characteristics.

Ключевые слова: Измерение. геометрический параметр. размер. индикаторная головка. штангенциркуль. шероховатость. профилограф. ким. датчик. узел. деталь.

Key words: Measurement. geometrical parameters. size. indicator head. calipers. roughness. profilers. kim. sensor. node. item.

Измерение геометрических параметров имеет особое значение в различных отраслях науки, техники и производства. Такие измерения используются при пооперационном контроле и проверке готовых изделий в технологических системах, при проведении регламентных работ, в исследованиях технологий, материалов и проч.

Штатная эксплуатация изделий и систем различного назначения, таких как ракетная и авиационная техника, наземный транспорт, автоматические линии и проч., предусматривает обеспечение их работоспособности путем выполнения необходимых регламентных и ремонтных работ. При этом в процессе изготовления новых и восстановлении изношенных деталей, узлов и механизмов, выполняется множество измерений геометрических параметров: линейных и угловых размеров, шероховатостей, отклонений формы, при чем от качества проводимых измерений во многом зависит работоспособность сложных и дорогостоящих изделий и агрегатов [1].

Следует отметить, что в разных отраслях промышленности диапазон и необходимая точность измерений изменяется в очень больших пределах, например, размеры корпусов кораблей и подводных лодок составляют сотни метров, а величина шероховатости поверхности мембраны металлопленочного датчика давления составляет доли микрометра [2].

Кроме того, в таких, казалось бы, далеких от промышленного производства отраслях, как геодезия, картография и архитектура, измерения линейных и угловых размеров являются также основными процедурами при проектировании и строительстве, но в них оперируют не миллиметрами, как в приборе – и машиностроении, а метрами и километрами.

Даже более того, зачастую измерения многих, не связанных напрямую с геометрическими параметрами величин, можно свести к линейным измерениям. Для пояснения последнего утверждения приведем несколько характерных примеров, подтверждающих взаимосвязь геометрических величин с другими измерениями в различных сферах.

1. Измерение шероховатости поверхности сводится к измерению микрорельефа (высоты и периода микронеровностей).

2. Прочность грунта на месте предполагаемого строительства оценивается осадкой грунта (в мм. или в мкм.), нагруженного определенным давлением.

3. Определение твердости металлов и сплавов сводится к измерению размеров и площади отпечатка, формируемого на поверхности материала при вдавливании в него алмазной пирамидки или закаленного стального шарика.

4. В датчиках температуры, основанных на dilatометрическом принципе действия (биметаллические, ртутные и спиртовые термометры), информативной величиной является перемещение (линейное или угловое) термочувствительного элемента: изгиб биметаллической пластины, перемещение столбика ртути и жидкости.

5. Прочностные характеристики и взаимодействие деталей в неразъемных и разъемных соединениях характеризуются видом их сопряжения: зазором, натягом, взаимосвязанными допусками, которые, в свою очередь, количественно выражаются через линейные размеры.

Специфика измерения геометрических параметров в области точного и специального приборостроения, в частности, датчикоостроения, такова, что зачастую приходится измерять детали и узлы, размеры которых имеют очень широкий диапазон. Эти размеры могут иметь величину, начиная от нескольких микрон и менее (размеры элементов интегральных схем и наноманипуляторов), до метровых величин (размер троса у датчиков линейных перемещений, датчики контроля натяжения армирующих канатов на АЭС и проч.). При этом во многих сложных по геометрии изделиях необходимо одновременно измерять геометрические параметры с высочайшей точностью, как в области малых, так и в области больших значений измеряемых параметров (длин, углов). Наглядным тому примером может служить контрольно-измерительная машина (КИМ), в которой используются прецизионные направляющие, точность линейных размеров (до нескольких метров) должна обеспечиваться с точностью до нескольких мкм [3].

Для корректного выбора и последующего использования средств измерения (СИ), применяемого для контроля деталей и узлов измерительных приборов, необходимо учитывать их геометрию, взаимное расположение и возможность сопряжения с измерительными приборами и приспособлениями. Поясним указанные требования на примерах базовых деталей и узлов измерительных преобразователей (рис. 1-3).

Рис. 1 – Контролируемые геометрические параметры: линейные и угловые размеры, отклонения формы, шероховатость. Используемые СИ: микрометр, штангенциркуль, угломер, профилограф-профилометр, часовая индикаторная головка, проектор.

Рис. 2 – Контролируемые геометрические параметры: линейные размеры, отклонения формы, шероховатость, взаимное расположение поверхностей. Используемые СИ: инструментальный или телевизионный микроскопы, часовая индикаторная головка, штангенциркуль с глубиномером, микрометр.

Рис. 3 – Контролируемые геометрические параметры: топология, размеры, толщина пленки. Используемые СИ: инструментальный и телевизионный микроскопы, часовая индикаторная головка, штангенциркуль, микрометр.

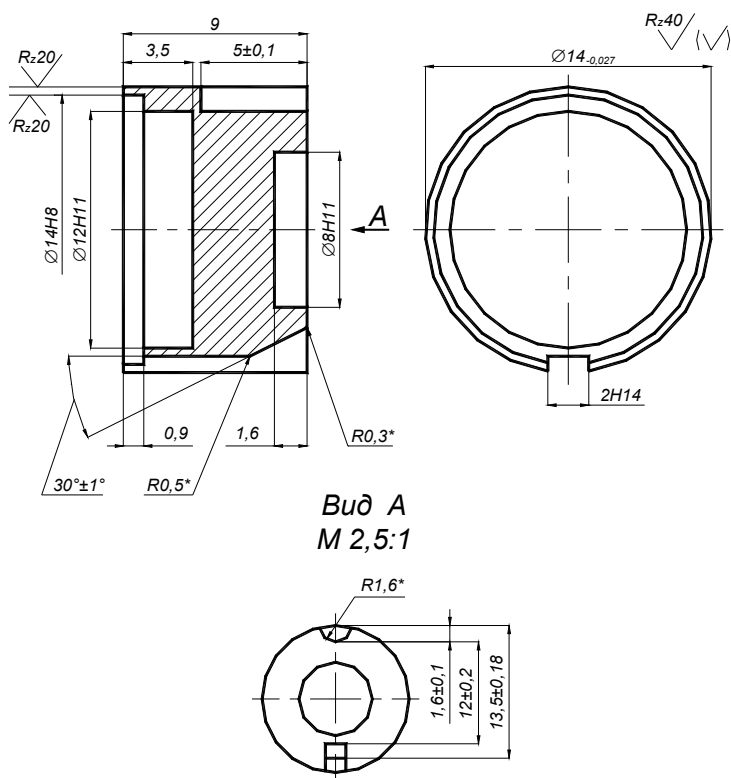


Рис. 1. Корпус-держатель пьезокерамического элемента датчика акустических давлений

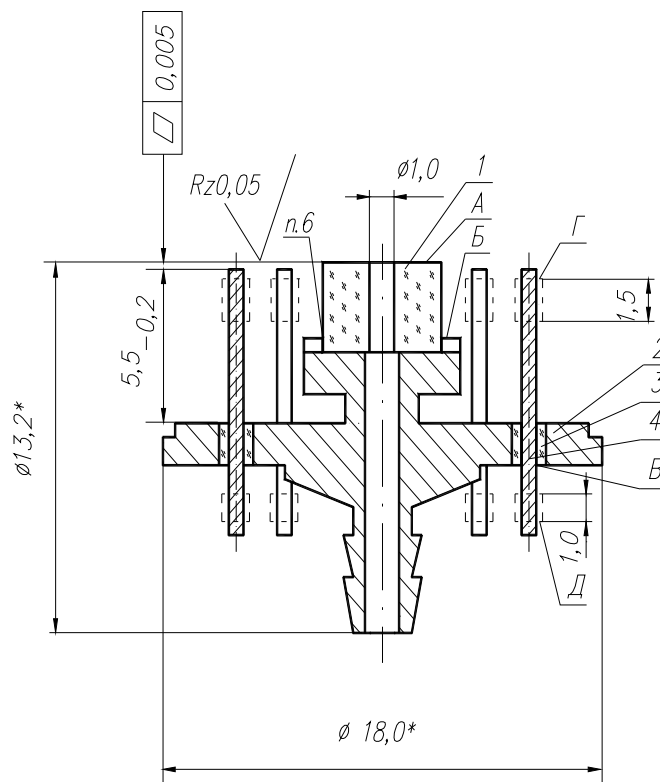


Рис. 2. Измерительный модуль полупроводникового датчика давления:
1-стеклянная буса, 2-корпус, 3-изолятор, 4-проводник

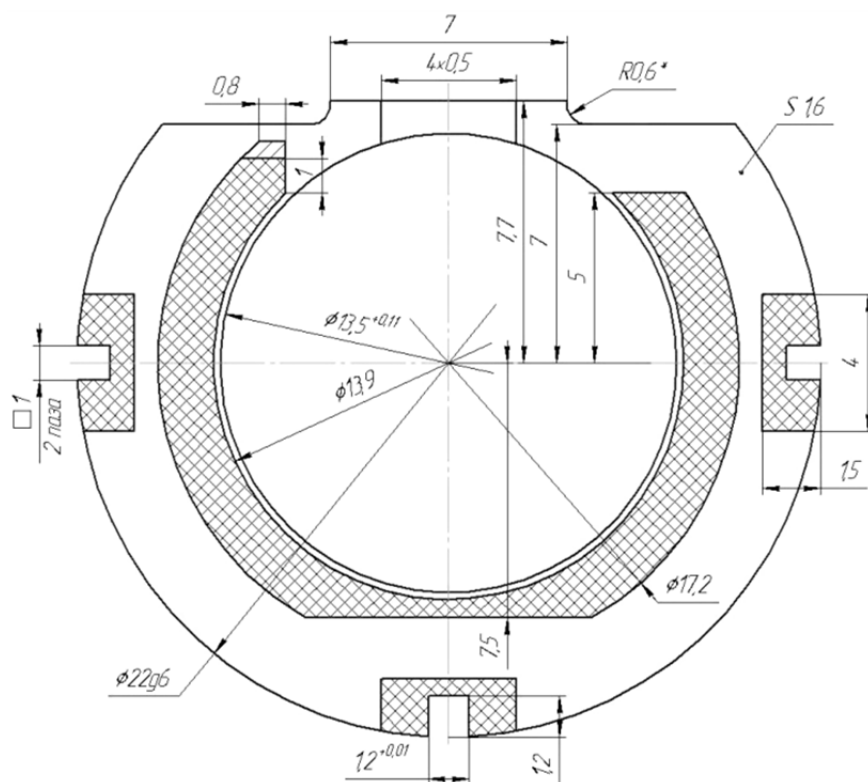


Рис. 3. Пластина узла обратного преобразователя линейного акселерометра

Из всего перечня рекомендуемых универсальных СИ, наиболее используемыми по сей день являются: штангенциркуль, микрометр, часовой индикатор (рис. 5), а из специальных – инструментальный микроскоп, проектор, координатно-измерительная машина (рис. 4, 6-8).

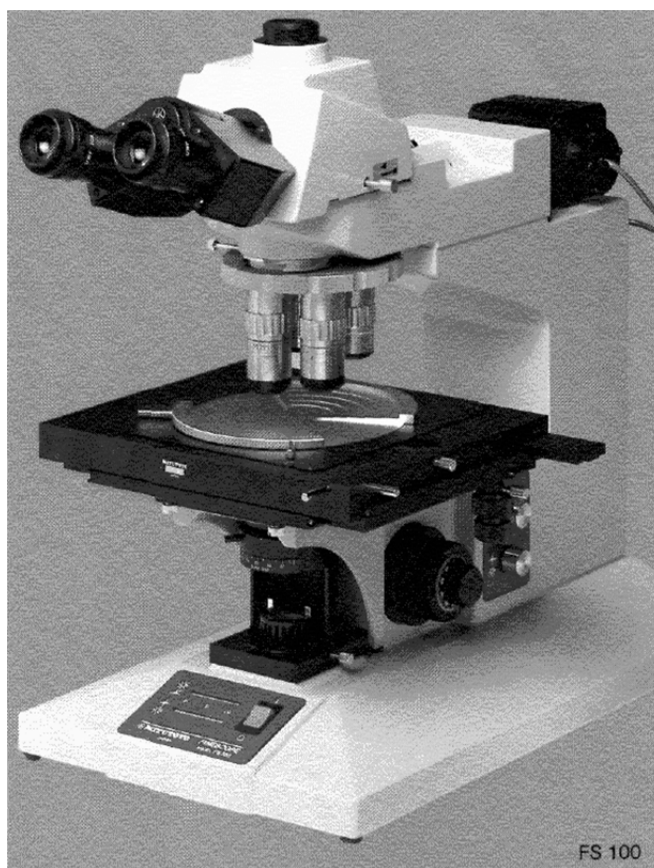


Рис. 4. Малый инструментальный микроскоп

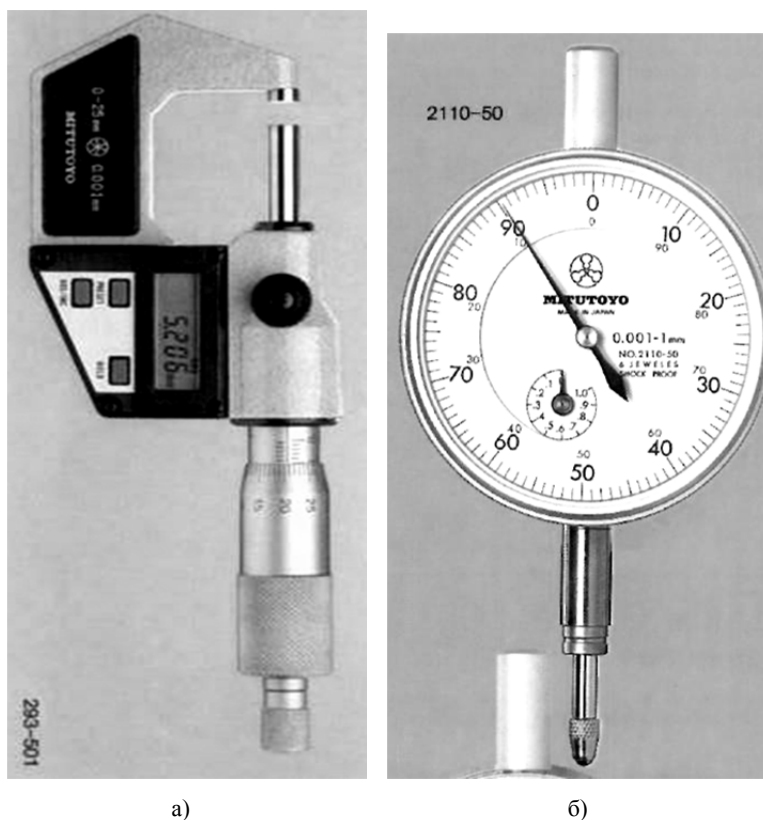


Рис. 5. Внешний вид: а – микрометра с электронным индикатором, б – часового индикатора

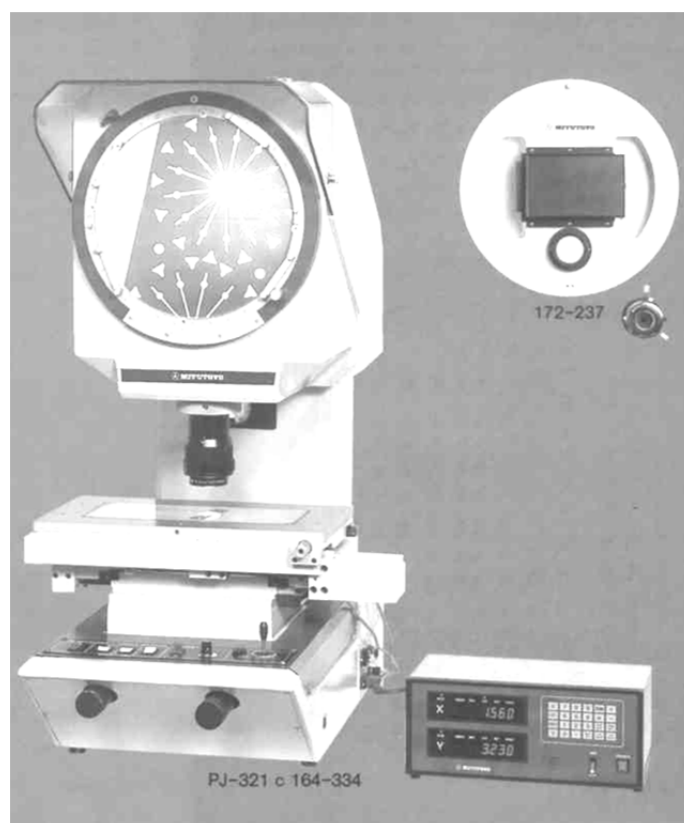


Рис. 6. Автоматизированный измерительный проектор

К универсальным СИ измерения широкого спектра геометрических параметров относят координатно – измерительные машины (КИМ), которые по сути являются измерительными роботами осуществляющими по введенной заранее (или вводимой в процессе работы) программе контроль, измерение, расчет и выдачу

информации в виде координатных размеров, допусков, отклонений и проч. Результаты измерений и расчетов заносятся в память и выводятся на табло, дисплей и проч. Структурная схема КИМ приведена на рис. 7, а внешний вид одной из моделей КИМ показан на рис. 8.

На портале КИМ смонтирована 3-х координатная измерительная головка, содержащая датчики по всем координатам: (D_x , D_y). Шток головки имеет возможность контролируемого перемещения по вертикали (z-координата) и горизонтали (y-координата). Информация о величине перемещения головки от датчиков D_x , D_y и D_z поступает в центральный процессор (1). Туда же с датчиков линейных перемещений (7 и 8), представляющих собой растровые измерительные линейки, поступает информация о перемещениях предметного стола. Процессор принимает, анализирует и обрабатывает информацию, после чего задает управляющие воздействия на приводы измерительной головки (4) и предметного стола (5) а также выдает в реальном масштабе времени необходимую информацию на табло и по информационной шине в ПЭВМ (3).

Точность КИМ определяется погрешностью по координатам и составляет от ± 10 мкм на 1000 мм до $\pm 20 \div 100$ мкм на 1000 мм перемещения. Диапазон измерения до 1000x1000 мм, дискретность отсчета до 0,5 мкм.

КИМ являются сложными, дорогостоящими СИ, поэтому их применение оправдано для измерения ответственных, сложных по форме деталей и узлов (атомная промышленность, авиационная и ракетно-космическая отрасли, оборудование для микроэлектроники и т.д.)

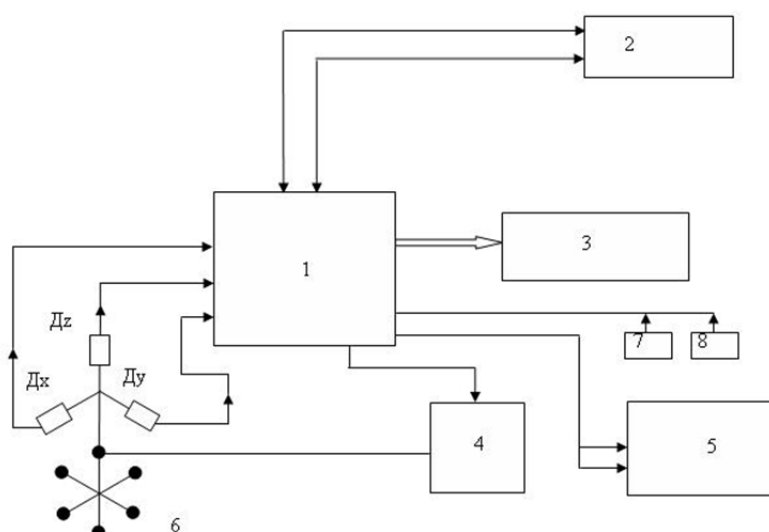


Рис. 7 – Структурная схема координатно-измерительной машины: 1 – центральный процессор, 2 – табло; 3-ПЭВМ; 4, 5 – электроприводы; 6 – измерительная головка; 7, 8 – датчики перемещения рабочего стола

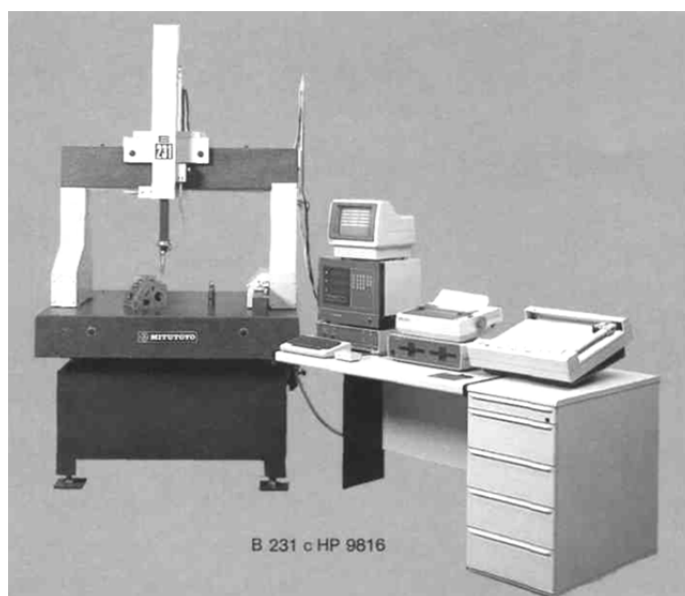


Рис. 8. Внешний вид координатно-измерительной машины

1. Датчики теплофизических и механических параметров. Справочник под ред. Багдатьяна Е.Е., Гориша А.В., Малкова Я.В. в 2-х томах. – М.: ИПРЖР, 1998.
2. Михайлов П.Г. Артамонов Д.В., Харитонов П.Т. / Технологические процессы в сервисе. Методы и технические средства измерения и контроля геометрических параметров объектов сервиса. Учебное пособие. Пенза: Изд-во ПГТА, 2008 – с. 93.
3. Михайлов П.Г. Микромеханические устройства и приборы / Учебное пособие. Пенза: ИИЦ ПГУ, 2007 – с. 174.
3. Михайлов П.Г. Технологические процессы в приборостроении. Измерение и контроль геометрических параметров деталей и узлов измерительных приборов. / Учебное пособие. Пенза: Изд-во ПГУ, 2011 – с. 112.

МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭКСПЛУАТАЦИИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ЭЛЕКТРОИЗОЛЯТОРОВ

В. А. Баранов

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Аннотация. Рассматривается задача измерения контролируемых параметров высоковольтных изоляторов при переходе к обслуживанию электрооборудования по состоянию. Описываются устройства для измерения комплексного сопротивления электроизоляционных конструкций под рабочим напряжением более 1 кВ. Предлагается использовать пассивную измерительную схему в виде делителя напряжения с коммутируемым опорным элементом.

Abstract. The problem of measuring monitored parameters of high-voltage insulators in the transition to the maintenance of electrical equipment is considered. Apparatus for measuring the electrical resistance of complex structures under an operating voltage exceeding 1 kV are described. Proposed to use voltage divider with commutated reference element as a passive measurement circuit

Ключевые слова: контроль высоковольтных изоляторов, измерения составляющих комплексного сопротивления, измерительная схема.

Key words: control of high-voltage insulators, measurement of complex impedance, measuring scheme.

Одной из метрологических проблем перехода от технического обслуживания высоковольтного электрооборудования по наработке к экономически более эффективному обслуживанию по состоянию, является необходимость контроля электроизоляционных конструкций оборудования в системах электроснабжения с напряжением свыше 1 кВ [1].

ГОСТ 30141–96 устанавливает предпочтительные пары контролируемых электрических параметров высоковольтного изолятора, по значениям которых оценивается его качество [2]. Пары образуют сочетания электрическая емкость C или обратная ей величина $1/C$, активное электрическое сопротивление R или проводимость Y и тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta$. Значения всех нормируемых параметров могут быть определены по результатам измерений составляющих комплексного сопротивления изолятора при использовании схемы замещения объекта в виде параллельно соединенных резистора с сопротивлением R и конденсатора с емкостью C .

Традиционно параметры комплексного сопротивления измеряются мостовым методом, обеспечивающим высокую точность за счет исключения напряжения питания измерительной схемы из уравнения измерения. При высоковольтных измерениях область применения мостов переменного тока ограничивается предельно допустимым напряжением на опорном двухполюснике, противолежащем объекту измерения в мостовой схеме, на уровне 1 – 10 кВ.

В связи с этим контроль высоковольтных изоляторов многофазных электрических сетей под рабочим напряжением рекомендуется проводить неравновесно – компенсационным методом [3]. Методика контроля распространяется на оборудование с бумажно-масляной изоляцией конденсаторного типа (вводы и трансформаторы тока с номинальным напряжением 110 кВ и более). Контроль производится путем измерения тока, протекающего через изоляцию объекта при рабочем напряжении на нем. Контролируемыми параметрами являются относительное изменение модуля комплексной проводимости γ , изменение тангенса угла диэлектрических потерь $\Delta \operatorname{tg}\delta$, относительное изменение емкости изоляции $\Delta C/C$.

Состояние электроизоляционной конструкции объекта контроля характеризуется текущими значениями контролируемых параметров и скоростью их изменения во времени. Электроизоляционная конструкция считается бездефектной (норма) при $0 < \gamma < 0,005$. Превышение параметром γ верхней границы нормы свидетельствует о развитии дефекта в одной из фазных конструкций. Параметр γ является обобщенным, т.е. объединяет параметры изолятора $\Delta \operatorname{tg}\delta$ и $\Delta C/C$:

$$\gamma = \left| \frac{\Delta Y}{Y} \right| \cdot [\Delta \operatorname{tg} \delta^2 + \Delta C / C^2]^{0,5}.$$

Структурная схема средства контроля фазной изоляции трехфазной сети неравновесно – компенсационным методом представлена на рис. 1.

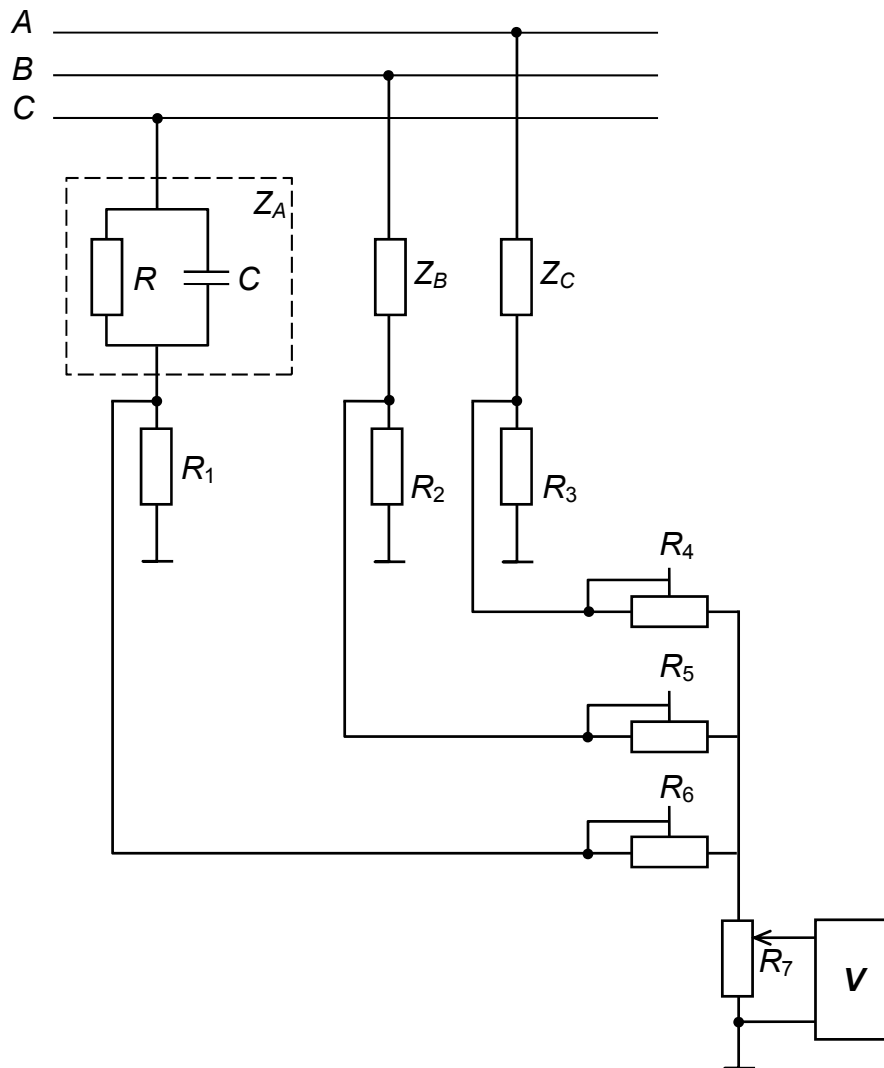


Рис. 1

Контроль изоляции основан на измерении вольтметром V напряжения, создаваемого на резисторе R_7 суммой токов, протекающих через изоляционные конструкции фаз A , B , C сети трехфазного напряжения с комплексными сопротивлениями $\dot{Z}_A, \dot{Z}_B, \dot{Z}_C$ и резисторы R_1, R_2, R_3 соответственно. При равенстве токов исправных объектов контроля и симметрии фазных напряжений сети эта сумма близка к нулю. При их различии производится начальная регулировка (балансировка) токов резисторами R_4, R_5, R_6 . Возникновение дефекта в изоляции одной из фаз вызывает увеличение тока через нее. Соответственно, увеличивается суммарный ток, пропорциональный изменению модуля комплексной проводимости дефектной изоляционной конструкции. Вероятность одновременного и одинакового изменения характеристик всех трех фазных электроизоляционных конструкций считается достаточно малой, чтобы неравновесно – компенсационный метод мог применяться для контроля.

Достоинством неравновесно – компенсационного метода по сравнению с мостовым методом при высоковольтных измерениях является отсутствие необходимости в высоковольтном опорном элементе при соблюдении условий $R_1 \ll |\dot{Z}_1|, R_2 \ll |\dot{Z}_2|, R_3 \ll |\dot{Z}_3|$.

Недостатком неравновесно – компенсационного метода является возможность измерения только относительного изменения проводимости γ без возможности измерения параметров изоляции $Y, \Delta \operatorname{tg} \delta$ и $\Delta C / C$, установленных стандартом [2]. Источником недопустимо большой методической погрешности из-

мерения могут явиться изменения несимметричности фаз по сравнению с имевшей место при наладке системы контроля. Поэтому для определения дефектной фазы и уточнения характера и степени развития дефекта после его обнаружения неравновесно – компенсационным методом рекомендуется отключение рабочего напряжения и измерение параметров изоляции методом уравнивающего преобразования с использованием мостовой измерительной схемы.

При наличии в составе средства измерений процессора возможно измерение любой пары параметров фазных изоляторов однофазных и многофазных сетей с использованием измерительной схемы в виде делителя напряжения с недоступным выводом [4].

На рис. 2 представлена функциональная схема устройства для измерения составляющих комплексного сопротивления на основе измерений напряжения на опорном элементе при трех различных значениях его комплексного сопротивления. Устройство позволяет без высоковольтных опорных элементов измерять контролируемые параметры изолятора с исключением влияния неизменной за время измерения составляющей напряжения питания измерительной схемы на результат измерения.

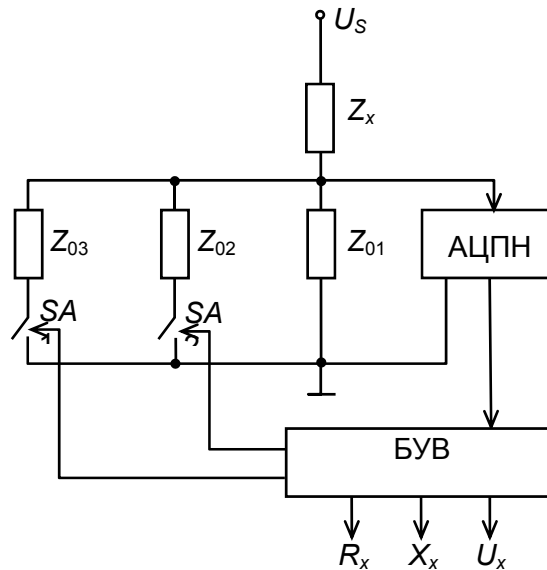


Рис. 2

Устройство состоит из трех опорных элементов (мер комплексного сопротивления), электронных ключей $SA1$ и $SA2$, аналого – цифрового преобразователя переменного напряжения АЦПН и блока управления и вычисления БУВ. Измерение составляющих комплексного сопротивления осуществляется в три такта. В первом такте аналого-цифровой преобразователь напряжения АЦПН преобразует в код напряжение на опорном элементе с сопротивлением $\dot{Z}_{01}$ при разомкнутых ключах $SA1$ и $SA2$, во втором такте – на опорных элементах с сопротивлением $\dot{Z}_{02}$ при замкнутом ключе $SA2$ и в третьем такте – на опорных элементах с сопротивлением $\dot{Z}_{03}$ при замкнутых ключах $SA1$ и $SA2$. По результатам прямых измерений напряжения вычисляются активная R_X и реактивная X_X составляющие комплексного сопротивления $\dot{Z}_X$ путем решения системы уравнений

$$\begin{cases} \frac{U_{01}^2}{U_{02}^2} = \frac{Z_{01}^2 \cdot [(R_X + R_{02})^2 + (X_X + X_{02})^2]}{Z_{02}^2 \cdot [(R_X + R_{01})^2 + (X_X + X_{01})^2]}, \\ \frac{U_{01}^2}{U_{03}^2} = \frac{Z_{01}^2 \cdot [(R_X + R_{03})^2 + (X_X + X_{03})^2]}{Z_{03}^2 \cdot [(R_X + R_{01})^2 + (X_X + X_{01})^2]}. \end{cases}$$

где U_{01} , U_{02} , U_{03} – напряжения на опорных элементах в трех последовательных тактах преобразования, Z_{01} , Z_{02} , Z_{03} – модули комплексного сопротивления опорного элемента в трех последовательных тактах преобразования, R_{01} , R_{02} , R_{03} и X_{01} , X_{02} , X_{03} – активная и реактивная составляющие комплексных сопротивлений $\dot{Z}_{01}$, $\dot{Z}_{02}$, $\dot{Z}_{03}$ соответственно.

Система уравнений имеет следующие решения:

$$\begin{cases} R_X = (0.25p^2 - q)^{0.5} - 0.5p \\ X_X = D \cdot R_X + E \end{cases}$$

где $p = \frac{2 \cdot (D \cdot E + E \cdot X_{01} + R_{01})}{E^2 + 1}$, $q = \frac{D^2 + 2 \cdot D \cdot X_{01} + X_{01}^2 + R_{01}^2 - B_1}{E^2 + 1}$,

$$D = \frac{C_1 - C_2}{2 \cdot (X_{02} - X_{01})}, E = \frac{R_{01} - R_{02}}{X_{02} - X_{01}}, C_1 = R_{01}^2 - B_1, C_2 = R_{02}^2 - B_2,$$

$$B_1 = \frac{|W_1|^2 \cdot (X_{01}^2 + R_{01}^2)}{A}, B_2 = \frac{|W_2|^2 \cdot (X_{02}^2 + R_{02}^2)}{A}, A = \frac{|X_2^2 + R_2^2|}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2}.$$

По значениям составляющих комплексного сопротивления могут быть определены все стандартные параметры электроизоляционной конструкции. Так, параметры C и R находятся из решения системы уравнений

$$R_X = \frac{R}{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2} \text{ и } X_X = \frac{\omega \cdot R^2 \cdot C}{1 + \omega^2 \cdot R^2 \cdot C^2},$$

где ω – круговая частота.

Предлагаемый способ измерения нормируемых параметров фазного изолятора может быть реализован путем подключения к существующему средству контроля неравновесно – компенсационным методом устройства на рис. 2. Схема подключения представлена на рисунке 3.

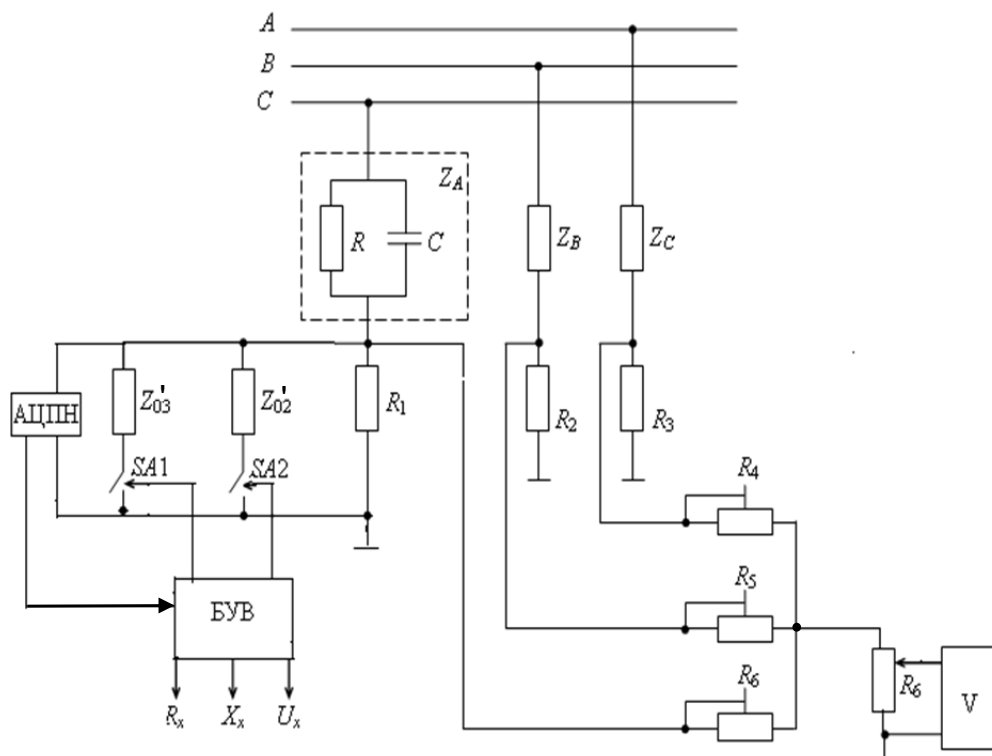


Рис. 3. Схема подключения устройства для измерения составляющих комплексного сопротивления изолятора и рабочего напряжения фазы A к средству контроля изоляторов трехфазной сети неравновесно – компенсационным методом

1. Сви П.М. Методы и средства диагностики оборудования высокого напряжения.-М.: Энергоатомиздат, 1992.- 240 с.
2. ГОСТ 30141–96 Измерители электрической емкости, активного сопротивления и тангенса угла потерь высоковольтные. Общие технические условия

3. Методические указания по контролю электрооборудования под рабочим напряжением РАО «ЕЭС России» – М., 1996 – 16 с.

4. Патент РФ 2214609 РФ. Способ измерения составляющих комплексного сопротивления двухполюсника и напряжения на нем. Бюл. № 29, 2003.

УДК 621.391

СЖАТИЕ ИНФОРМАЦИИ В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ И УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМАХ

А. В. Терехина

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Аннотация: Рассмотрены принципы сжатия и восстановления измерительной информации с использованием метода декомпозиции на эмпирические моды и метода на основе экстремальной фильтрации с последующим применением метода Прони. Представлены погрешности восстановления алгоритмов сжатия на основе предложенных методов.

Abstract: Principles of compression and restoration of measuring information with the using the decomposition on empirical mods method and method on the basis of extreme filtration with further Proni method application are considered. Restoration errors of algorithms of the information compression on the basis of the suggested techniques are presented.

Ключевые слова: сжатие и восстановление информации, метод прони, метод декомпозиции на эмпирические моды, метод на основе экстремальной фильтрации.

Key words: information compression and restoration, proni method, decomposition on emprical mods method, method on the basis of extreme filtration

Измерения являются одним из основных источников количественной информации об исследуемых объектах самой различной природы. Измерительная техника развивалась и совершенствовалась на протяжении всей истории человечества, наиболее перспективными и интенсивно развивающимися автоматизированными средствами измерения в настоящее время являются информационно-измерительные и управляющие системы.

Параллельно с развитием измерительной техники шло интенсивное развитие других важнейших составляющих современного технического прогресса – информационных технологий, являющихся основой автоматизации управления и производства.

Совместное применение измерительной техники и методов информационных технологий в одних и тех же областях не могло не привести к их взаимопроникновению. Потребности современного производства и научных исследований все чаще ставят перед измерительной техникой задачи автоматической регистрации, хранения и математической обработки больших массивов измерительной информации, передачи ее на расстояние, использование для автоматического управления какими-либо процессами. Поэтому важной задачей является разработка методов и программно-алгоритмического обеспечения обработки пакетов информации с датчиков физических величин, а именно сжатия, архивирования, хранения, приема-передачи и восстановления информации. В настоящее время существует множество методов обработки сигналов, наиболее приспособленным из которых для задач сжатия является метод Прони.

Суть метода состоит в моделировании выборочных данных в виде линейной комбинации экспоненциальных функций, т.е. аппроксимирующая функция принимает форму

$$y_i = \sum_{j=1}^P U_j e^{\alpha_j |\Delta t|} e^{j(2\pi f_j \Delta t + \phi_j)} = \sum_{j=1}^P b_j z_j^i, \quad (1)$$

где $b_j = U_j e^{j\phi_j}$; $z_j = e^{(\alpha_j + j2\pi f_j)\Delta t}$.

В основе метода лежит оценивание коэффициентов авторегрессии с применением метода наименьших квадратов (МНК) для согласования порядка системы p и количества дискретных отсчетов сигнала N , решение характеристического уравнения и определение по корням собственных частот и затуханий, и, наконец, по известным корням определение амплитуд и фаз. Сжатие информации осуществляется за счет хранения информации о сигнале в виде его параметров, а именно амплитуд, фаз, частот и затуханий. Моделирование метода в среде MatLab позволило установить, что погрешность восстановления при использовании данного метода при определенных параметрах обработки не превышает 0,5 %.

Однако для задач сжатия в информационно-измерительных системах немаловажное значение играет реализуемость метода в микропроцессоре; реализация метода Прони, используя необходимый порядок аппроксимирующей модели, является очень сложной процедурой.

Для целей упрощения реализации метода Прони могут использоваться методы разложения сигнала на колебательные и затухающие составляющие, например метод декомпозиции на эмпирические моды и метод на основе экстремальной фильтрации.

Методы разложения на эмпирические моды и экстремальной фильтрации на знакопеременные последовательности схожи по сути и позволяют осуществить сжатие за счет хранения экстремумов сигнала. Ключевым моментом метода декомпозиции на эмпирические моды является разложение сложного сигнала на конечное и часто довольно малое число «эмпирических мод», каждая из которых содержит определенную информацию об исследуемом процессе.

Функции, на которые раскладывается исходный процесс, получили название эмпирических мод. Смысл слова «эмпирические» заключается в том, что это могут быть произвольные функции, заданные непрерывно или дискретно, описываемые аналитически или заданные таблично, однако удовлетворяющие 2-м необходимым условиям:

- 1) Общее число экстремумов равняется общему числу нулей с точностью до 1;
- 2) Полусумма верхней огибающей, интерполирующей локальные максимумы, и нижней огибающей, интерполирующей локальные минимумы, близка к нулю.

В методе на основе экстремальной фильтрации экстремумы используются для аппроксимации гауссовыми кривыми. Процедура аппроксимации связана с выделением из сигнала знакопеременных составляющих, каждая из которых может быть отнесена к определенной полосе частот. Таким образом, гауссовскими функциями описывается каждый из экстремумов определенной частотной составляющей сигнала.

Перспективность совместного применения метода декомпозиции на эмпирические моды и метода Прони очевидна

Использование такой комбинации методов (EMD + Прони) позволяет практически решить некоторые проблемы метода Прони:

- уменьшается критичность результата анализа к порядку модели (порядок каждой моды равен 2, или максимум 3)
- уменьшается трудоемкость вычислений параметров составляющих (для каждой моды этот процесс сводится к решению квадратных или кубических уравнений).
- появляется возможность отсеивания шумовой компоненты еще до применения метода Прони.

Вариант совместного применения метода Прони и разложения на эмпирические моды может выглядеть следующим образом:

- Используя метод декомпозиции на эмпирические моды получить разложение сигнала на экспериментальные моды.
- Провести процесс отбора значимых мод.
- С помощью метода Прони обработать каждую полученную моду и рассчитать их характеристики.

Алгоритм разложения сигнала на колебательные и затухающие составляющие в соответствии с аппроксимативным методом экстремальной фильтрации включает следующие этапы:

Алгоритм разложения на основе этого метода должен включать следующие процедуры:

- 1) выделение из сигнала экстремумов – данная процедура, проделанная с исходным сигналом в дальнейшем повторяется над сглаженными последовательностями, отфильтрованными с помощью цифрового фильтра
- 2) фильтрация – данная процедура выделяет очередную, более высокочастотную по сравнению с оставшимися в последовательности составляющую;
- 3) Применение процедуры Прони
- 4) Получение сглаженной последовательности и нахождение суммы аппроксимаций, полученных с использованием процедуры Прони

В среде MatLab были составлены алгоритмы обработки и исследуема зависимость влияния параметров, таких, как отношение сигнал/шум, общее число измерений (число дискретных отсчетов сигнала N), разрядность АЦП d , шаг дискретизации на погрешность восстановления сигнала при использовании предложенных методик. За погрешность восстановления было принято среднеквадратическое отклонение отсчетов исходного ряда от аппроксимирующей кривой, отнесенное к максимальному значению (пределу изменения) сигнала.

$$\sigma_{восст} = \frac{\sqrt{\sum_i (y_i - \hat{y}_i)^2 / N}}{y_{\max}} \cdot 100\%, \quad (2)$$

где $\hat{y}_i$ – значения аппроксимации.

В результате проведенных исследований, было установлено, что сжатие с предварительным применением методики на основе экстремальной фильтрации не подходит для высокоточных измерений, т.к. погрешность восстановления сигнала составляет 2 %, тогда как использование метода Прони с предварительным применением алгоритма декомпозиции на эмпирические обуславливает наличие погрешности восста-

новления данных на уровне менее 0,5 % (при определенных параметрах: число отсчетов $N > 400$, отношение сигнал/шум $q > 4$, разрядность АЦП $d > 12$), что дает возможность применять данный подход для высокоточных измерений.

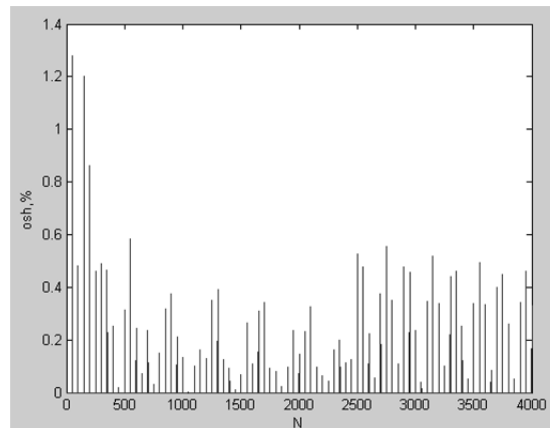


Рис. 1. График зависимости погрешности восстановления сигнала от количества отсчетов.

Коэффициент сжатия, обеспечиваемый применением такой методики, равен:

$$K_1 = \frac{N}{4p_c}, \quad (3)$$

где p_c – число колебательных и инерционных составляющих.

При сжатии с использованием метода Прони (без предварительного разложения на моды), коэффициент сжатия составит:

$$K_2 = \frac{N}{2q} \quad (4)$$

где q – порядок модели, завышенный по сравнению с истинным, как минимум в 2 раза.

Очевидно, что применение метода Прони с предварительным разложением на эмпирические моды позволяет снизить вычислительную трудоемкость метода Прони, а также увеличить коэффициент сжатия как минимум в 2 раза, и устранить необходимость наличия информации о числе компонент, входящих в состав сигнала.

* * *

1. М., Марпл-мл. С.Л. Современные методы спектрального анализа: Обзор // ТИИЭР, 1981. № 11. – с. 5-51.
2. Мясникова, М.Г. Оценка погрешности метода Прони в измерительных задачах / М.Г. Мясникова, Е.О. Самсонкина, М.О. Самсонкина // Современные проблемы оптимизации в инженерных приложениях: сб. тр. Первой Междунар. науч.-техн. конф. – Ярославль, 2005.
3. Мясникова М.Г., Козлов В.В. Методы определения порядка авторегрессионной модели // Сборник трудов первой МНТК Современные проблемы оптимизации в инженерных приложениях, г. Ярославль, 2005.

УДК 621.317

РАЗВИТИЕ МЕТОДОВ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Н. В. Мясникова, А. Ю. Зенов

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Аннотация. В статье рассмотрены проблемы вычисления спектральных характеристик сигнала, приведены подходы к решению данной проблемы на основе использования время – импульсной модуляции.

Abstract. The article considers the problem of calculating the spectral characteristics of the signal, presents approaches to solution of this problems based on the use of time – pulse modulation.

Ключевые слова: спектральный анализ, время – импульсная модуляция, аппроксимация.

Key words: spectral analysis, time – pulse modulation, the approximation.

Разработка алгоритмов вычисления спектральных характеристик сигнала со значительным снижением трудоемкости, приемлемой для практических нужд точностью и простотой реализации продолжает оставаться актуальной проблемой. Классический подход подразумевает вычисление комплексного спектра на основе дискретного преобразования Фурье:

$$S_k = \frac{1}{n} \sum x_i \exp(-j2\pi \frac{i \cdot k}{n}) \quad (1)$$

где $x(t_i)$, при $i = 0, 1, \dots, n$ – мгновенные значения исследуемого сигнала.

В работах [1-5] были предложены алгоритмы на основе использования время – импульсной модуляции (ВИМ) и на основе использования аппроксимации функциями малого аргумента. Рассмотрим некоторые из предложенных методов.

Первый метод связан с использованием, например, фазовой модуляции, при которой изменяется интервал $T_i = f(x(t_i))$ между i и $i+1$ импульсами, и момент появления импульса (для простоты – дельта импульса) определяется выражением $tt_i = \sum_{k=0}^{i-1} T_k$. Соответственно, спектр такой последовательности (ВИМ спектр) известен:

$$S_t(f_k) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \exp(-j2\pi f_k tt_i). \quad (2)$$

Фактически произошла замена функции x_i на $x_i + m$ ($i = 0, \dots, n$), т.е. к сигналу добавили постоянную составляющую. Это принципиально необходимо, хотя и противоречит неписаным правилам – центрировать сигнал до спектрального анализа. Выбранная функция удобна тем, что величина m позволит нам управлять диапазоном частот, в котором будет лежать спектр модулированного сигнала. В спектре кроме основной частоты f_0 появятся боковые частоты – известно, что фазовая модуляция определяется девиацией частоты и индексом модуляции. При этом частичные, или парциальные, индексы модуляции зависят от амплитуд и частот соответствующих гармоник, а вид спектра (его ширина в том числе) как раз и определяется индексом модуляции.

Если обеспечить малый индекс модуляции, то можно получить ВИМ-спектр совпадающий по форме с АМ-спектром. Если использовать функцию $T_i = x_i + m$, при этом $tt_i = \sum_{k=0}^i x_k + i \cdot m$. Малый индекс модуляции будет обеспечен при выполнении условия $\frac{x_i}{m} \ll 1$.

Покажем, что существует еще один путь значительного снижения трудоемкости определения спектральных характеристик. Проведем сначала некоторые преобразования:

$$x_i = M \cdot \frac{x_i}{M} \approx M \cdot \sin(\frac{x_i}{M}) = \frac{M}{2j} \cdot (\exp(j \cdot \frac{x_i}{M}) - \exp(-j \cdot \frac{x_i}{M})),$$

если $x_i \ll M$. Например, при выполнении условия $\frac{x_i}{M} < 0,077$ погрешность представления данных не превышает 0,1%. Подставляя значение x_i в формулу ДПФ, получим

$$S_k = \frac{M}{2j \cdot n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (\exp(j \cdot \frac{x_i}{M} - j \cdot 2 \cdot \pi \frac{i \cdot k}{n}) - \exp(-j \cdot \frac{x_i}{M} - j \cdot 2 \cdot \pi \frac{i \cdot k}{n})). \quad (3)$$

Для практических нужд можно воспользоваться упрощенной формулой:

$$\bar{S}_k = \frac{M}{j \cdot n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (\exp(j \cdot \frac{x_i}{M} - j \cdot 2 \cdot \pi \frac{i \cdot k}{n})). \quad (4)$$

Обратим внимание на малую трудоемкость вычисления спектра по формулам (2-4), в них нет умножений, вычисляются только значения комплексной экспоненты.

На рисунке 1 один для полигармонического сигнала приведены спектры, вычисленные по формулам (1-3).

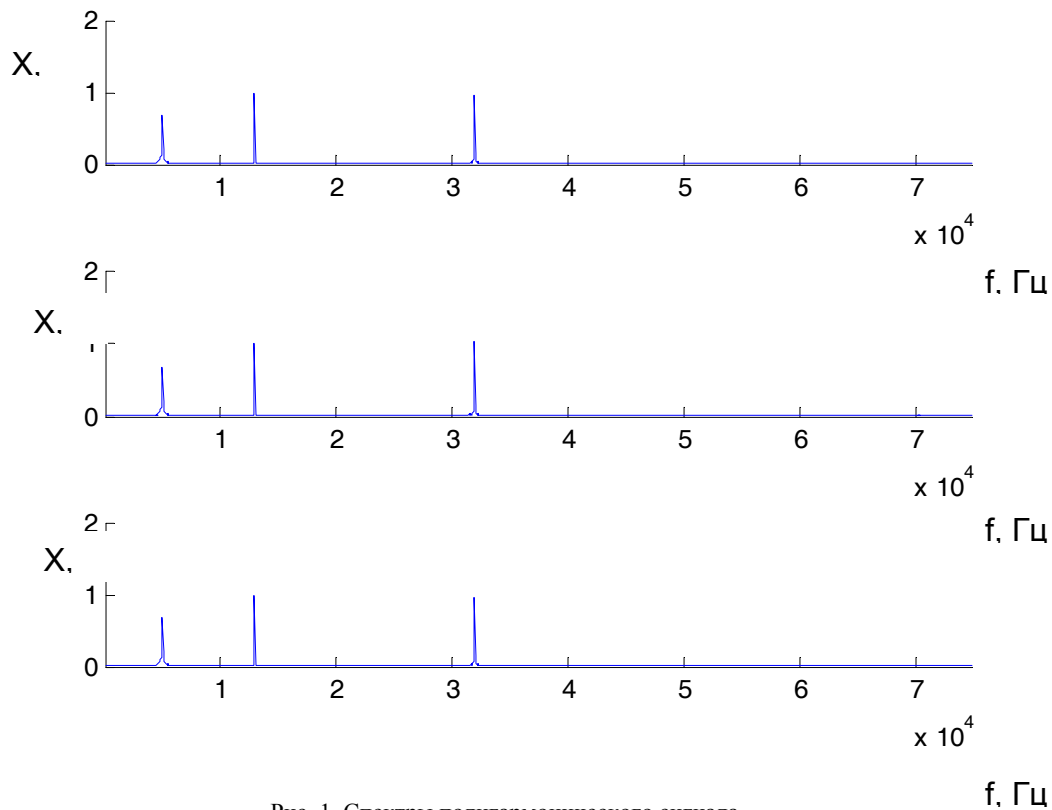


Рис. 1. Спектры полигармонического сигнала

При большой длине реализации, несмотря на то, что алгоритм, использующий аппроксимацию функцией малого аргумента, не требует умножений, желательно воспользоваться быстрыми алгоритмами. На рисунке 2 показана структура сигнального графа одной из реализации алгоритма БПФ (8-точечное БПФ с прореживанием по времени, входная и выходная последовательность расположены в нормальном порядке). Где веса ребер графа есть m – показатели степени множителя $(W_N)^m$ [4]. Как уже было сказано, в предлагаемом подходе операции умножения заменяются сложением показателей экспоненциальных функций, и, следовательно, сигнальный граф преобразован. На вход подается масштабированный сигнал $\bar{x}_i = \frac{x_i}{M}$, где M выбрано так, чтобы перенести анализ данных в область малых аргументов. На ребрах графа указаны прибавляемые к данным аргументы матрицы дискретной экспоненциальной функции – $\omega_m = \frac{2\pi m}{N}$. В каждой вершине осуществляется сложение и вычисление комплексной экспоненты.

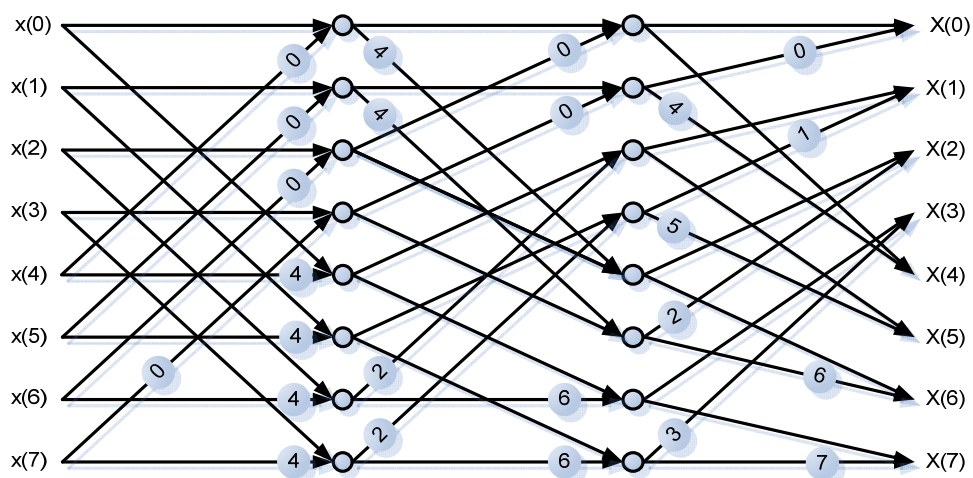


Рис. 2. 8-точечное БПФ с прореживанием по времени

Появляется возможность по-другому строить анализаторы спектра. Наиболее известной является схема анализатора спектра в виде коррелятора, приведенная на рисунке 3. При выполнении требований методики спектрального анализа на основе времяимпульсной модуляции возможно выполнение построения анализатора спектра по схеме, приведенной на рисунке 4. В этой схеме нет умножителей, суммируются значения ДЭФ (дискретной экспоненциальной функции) в момент t_i .

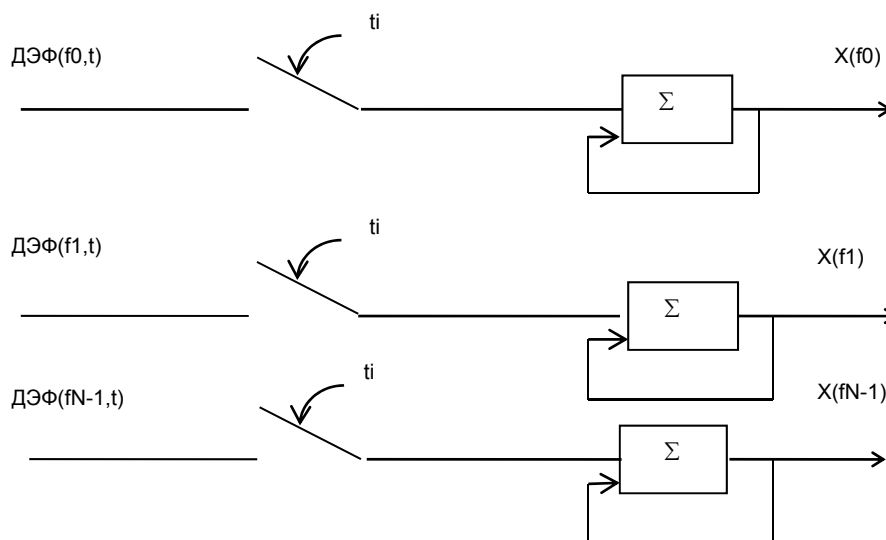


Рис. 3. Анализатор спектра в виде коррелятора

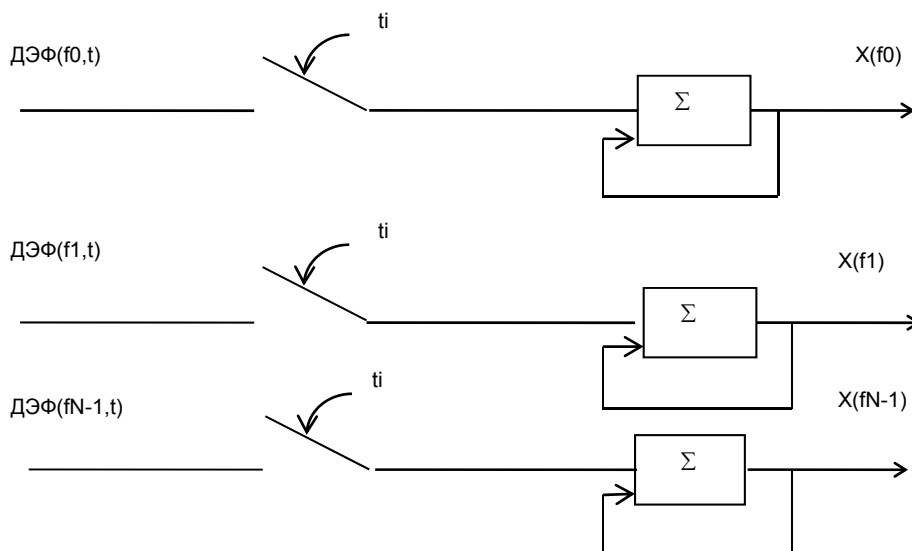


Рис. 4. Анализатор спектра на основе ВИМ

Как правило, в системах на основе измерительного эксперимента используется дискретизация с преобразованием аналогового сигнала в последовательность следующих друг за другом импульсов, амплитуда которых зависит от амплитуды сигнала. Хотя известно, что используются также и преобразование в последовательность следующих друг за другом импульсов, длительность или частота которых (или расстояние между которыми) зависит от амплитуды сигнала. Отметим, что даже в АЦП интегрирующего типа, преобразующих в код среднее значение сигнала, «время» разряда конденсатора является промежуточным результатом при этом преобразовании. Если остановиться на этом промежуточном этапе или использовать соответствующее дискретизирующее устройство (импульсный элемент), то мы можем получить последовательность, например, коротких импульсов, следующих друг за другом на «расстоянии» $t_i = f(x_i)$. Т.е., в ряде случаев АЦП можно вообще заменить модуляторами сигналов. Это позволит по-другому строить информационно-измерительные системы. Изменится концепция обработки сигналов, а спектральный анализ – самая трудоемкая процедура обработки – значительно упростится.

ВЫЧИСЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РЕСУРСА АВТОНОМНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

О. В. Тужилкин, В. Н. Новиков, Б. В. Чувькин

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.

Abstract: 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.

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. Кроме того, 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, тем самым позволяя 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 критичным 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, тем самым лишая 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 является сопоставление всех параметров системы и их оптимизация. В случае с сенсорной сетью очень важно правильно рассчитать время работы системы и ее отдельных модулей при заданных значениях погрешности и времени проведения измерений. Время работы модуля можно вывести из следующей формулы:

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

где E – энергия аккумулятора, t – время работы модуля, P – мощность прибора.

В беспроводном измерительном модуле мощность можно разложить на несколько составляющих:

$$P = P_{\text{изм}} + P_{\text{цос}} + P_{\text{пп}} \quad (1)$$

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

$$P_{\text{изм}} = \eta \frac{\zeta}{\gamma^2 t_{\text{изм}}}$$

где $\zeta = 3,5 \cdot 10^{-20}$ Дж·с [1], γ – погрешность измерения, $t_{\text{изм}}$ – время измерения, η – энергетический к.п.д. (для современных приборов – $10^{-6} \div 10^{-16}$).

$$P_{\text{цос}} = \frac{i \cdot f_{\text{clk}} \cdot U}{t_{\text{цос}}}$$

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

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

$$\frac{U \cdot I \cdot t_{\text{пп}}}{3600} = \dots$$

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 НИИФИ проводятся работы в данном направлении. На данный момент, прорабатываются варианты построения встроенных систем измерения технически сложных объектов на основе беспроводной связи. Такие системы также известны под названием систем радиоиентификации (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 [2]. Под идентификатором здесь понимается RFID-карта, метка или другая конструкция состоящая из RFID-микросхемы и антенны. Работа радиочастотной HF¹-системы осуществляется на основе «ближнего поля» (рисунок 1), когда используется индуктивная связь идентификатора со считывателем при помощи переменного магнитного поля, излучаемого антенной считывателя (принцип трансформатора). Дальность считывания пассивного HF-идентификатора лежит в пределах 10 см ÷ 1,5 м. UHF² 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 метров. В обоих случаях основной функцией радиометок является определение наличия метки в радиусе действия специального устройства – ридера.

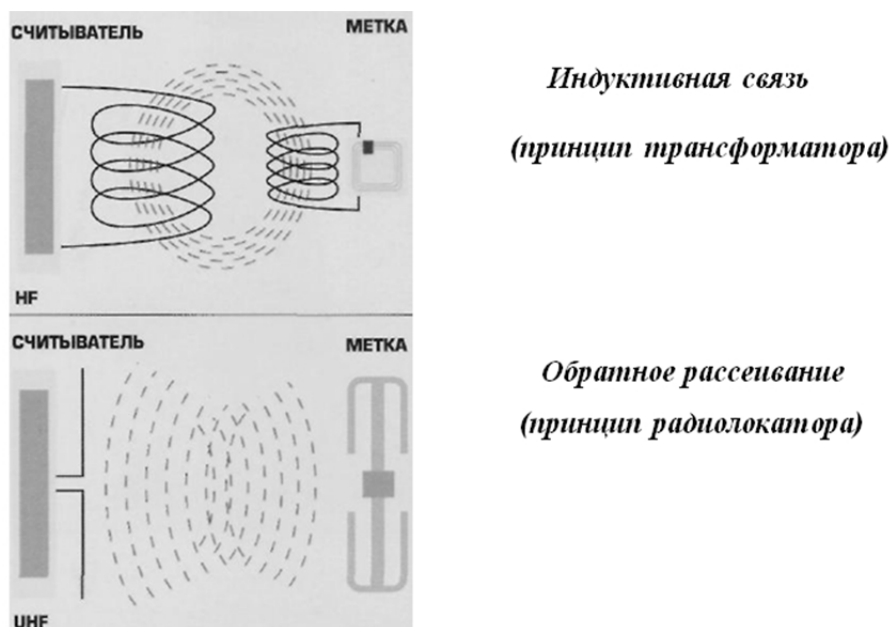


Рис. 1. Принципы работы радиометок

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

¹HF – (high frequency) – высокочастотный диапазон.

²UHF – (Ultra high frequency) – ультравысокочастотный диапазон

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 заданном времени работы и точности измерения представляет собой большую ценность. Расчет значения энергии радиоволны можно произвести по аналогии с вычислением времени работы беспроводного модуля, описанной в предыдущем примере.

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

где E – энергия радиоволны, P – потребляемая мощность радиометки, t – время ее работы.

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

$$E = \left(\eta \frac{\zeta}{\gamma^2 t_{\text{изм}}} + \frac{i \cdot f_{\text{clk}} \cdot U}{t_{\text{цос}}} + \frac{IU}{t_{\text{пп}}} \right) t$$

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

* * *

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

УДК 681.5.08

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

В. П. Иосифов

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Аннотация: Приводится разработанная методика определения полных динамических характеристик средств измерений, ориентированной для использования в интеллектуальных системах мониторинга, измерения, контроля, управления и диагностики в ракетно-космической отрасли. Основу методики составляет применение рекуррентной процедуры метода наименьших квадратов.

Ключевые слова: средства измерений, датчики, измерение, мониторинг, диагностика, спектральный анализ.

Постановка задачи

В настоящее время все более широкое применение находит применение интеллектуальных подходов в разработке и использовании средств измерений, в том числе и датчиков механических величин.

Предлагаемый подход заключается в том, что после первичного определения полных динамических характеристик средств измерений результаты оценивания запоминаются и при дальнейшей эксплуатации этого средства используются для уточнения динамических характеристик. При определении полных динамических характеристик средств измерений, наиболее часто, получаем отклики (сигналы) имеющие короткую длительность.

Исходя из этого поставим задачу разработки метода спектрального анализа по коротким откликам учитывающей результаты как первичного определения полных динамических характеристик средств измерений, так и промежуточных результатов.

Описание математической модели

Применение параметрических методов спектрального анализа лишено недостатков, присущих методам основанным на применении Фурье преобразований. Для применения параметрических методов необходимы предварительные сведения об испытываемом объекте, необходимы знание как физической так и математической моделей объекта.

И, выбранный метод параметрического спектрального анализа или разрабатываемый метод должны хорошо вписываться в физическую математическую модели. Только в этом случае мы получим достаточно приемлемые результаты.

Применение параметрических методов спектрального анализа основано на использовании следующих уравнений:

$$y[n] = a_1 y[n-1] + a_2 y[n-2] + \dots + a_{p_a} y[n-p_a] + b_0 x[n] + b_1 x[n-1] + \dots + b_{p_b} x[n-p_b],$$

где $y[i]$ выходной сигнал, $x[i]$ входной сигнал.

В случае рассматриваемым автором моделирования средства измерений на примере датчиков переменных давлений модель описывается или имеет вид разомкнутого звена- имеем частный случай описания- АР-описание (авторегрессионное описание): $b_i = 0$ при $i=1,2,\dots,p_b$, тогда получим

$$y[n] = a_1 y[n-1] + a_2 y[n-2] + \dots + a_{p_a} y[n-p_a],$$

Экспериментальные данные описываются в z -области моделью вида

$$Y(z) = H(z)X(z)$$

С учетом того, что в рассматриваемом случае входным сигналом является дельта функция, то имеем

$$Y(z) = H(z),$$

что упрощает задачу определения требуемых параметров самого объекта. В рассматриваемом случае отклик сигнала совпадает с импульсной переходной характеристикой.

Для вышеприведенных соотношений импульсная переходная характеристика имеет вид

$$h(t) = \sum_{i=1}^{n_1} A_i e^{-\alpha_i t} \sin(f_i t + \phi_i) + \sum_{i=1}^{n_2} A_i e^{-\alpha_i t},$$

где A_i , α_i , f_i , ϕ_i - амплитуда, декремент затухания, собственная частота, фаза составляющих модели, t время.

В нашем случае задача применения метода параметрического спектрального анализа состоит в нахождении параметров A_i , α_i , f_i , ϕ_i , n_1 , n_2 - соответствующим экспериментальным данным.

Выбор модели такого вида обусловлен тем, что такое описание хорошо вписывается в физическое математическое описание объекта.

Описание методики

Непосредственное связывание параметров самого объекта с параметрами АР описания, получаемыми по экспериментальным данным намного упрощает процедуру нахождения этих параметров.

Применение параметрических методов спектрального анализа усложняется тем фактом, что экспериментальные данные содержат и помехи, имеющие разный характер. Поэтому вычисляемые параметры получаются смещенными. Отсюда вытекает задача разработки или модификации метода, позволяющего получить не смещенные оценки параметров объекта, в случае, когда экспериментальные данные содержат помехи.

Следующая сложность заключается в том, что при применении параметрических методов спектрального анализа подразумевает знание как формы (вида) сигнала, так и количества составляющих модели - порядка модели.

А эта задача сама по себе очень сложная и трудоемкая задача. Хотя и имеющиеся подходы к нахождению порядка модели дают удовлетворительные результаты, но при наличии погрешностей порядок модели получается явно завышенным. Поэтому поставим задачу - разработать методику определения параметров модели на основе экспериментальных данных с возможностью выбора порядка модели.

Разработанная методика основана на применении рекуррентной процедуры уточнения результатов обработки, что позволяет не завышая порядок модели получить искомые значения параметров объекта.

Вся методика разбита на три этапа.

На первом этапе применяется стандартный подход: применение метода параметрического спектрального анализа - метода Прони.

На втором этапе применяется рекуррентная процедура уточнения параметров модели.

На третьем этапе находим параметры синусоидальных составляющих модели.

На первом этапе минимизируем невязку

$$U = \sum_{i=0}^{N-1} e_i^2 = \sum_{i=0}^{N-1} (y_i - \hat{y}_i)^2$$

с применением метода наименьших квадратов.

Применяя преобразования с применением метода Прони находим вектор параметров $A = \{a_1, a_2, \dots, a_p\}$ (выкладки по методу Прони не приводим из-за громоздкости).

После нахождения параметров A переходим ко второму этапу- этапу уточнения полученных параметров, причем уточнение проводим по рекуррентной схеме

$$A_{k+1} = A_k - P_k R \frac{R^T A_k - r(k)}{1 + R^T P_k R}, \quad (1)$$

$$P_{k+1} = P_k - \frac{P_k R R^T P_k}{1 + R^T P_k R}, \quad (2)$$

где A_k вектор параметров на k -ом шаге рекуррентной процедуры уточнения параметров, $R = \{r(0), r(1), \dots, r(p)\}$ - авторегрессионные коэффициенты сигнала, рассчитываемые по формуле

$$r(m) = \sum_{i=0}^{N-m} y[i]y[i+m],$$

P_k матрица весовых коэффициентов при ошибках. Причем элементы p_{ij} матрицы P на начальном шаге при $k=0$ выбираются следующим образом.

$$P_k = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix}.$$

То есть, начальные значения матрицы P принимаются равными единичной матрице.

Второй подход к начальным значениям значения матрицы P следующий. Матрица P выбирается диагональной, а значения по главной диагонали вычисляются по следующей формуле

$$p_{ii} = |a_i| / \sigma_i^2 = |a_i| / \sum_{i=0}^{N-1} e_i^2 = |a_i| / \sum_{i=0}^{N-1} (y_i - \bar{y}_i)^2$$

И третий подход, когда изначально диагональным элементам присваиваются большие значения, что соответствует заданию большой дисперсии начальным оценкам, из-за того, что начальная оценка обладает большой степенью неопределенности.

Рекуррентные вычисления проводим до того момента, пока параметры A не перестанут изменяться.

Необходимо учесть, что второй этап заканчивается составлением характеристического уравнения

$$z^M - a_1 z^{M-1} - a_2 z^{M-2} - \dots - a_{M-1} z - a_M = 0,$$

Откуда и находим z_i

И, наконец, на третьем этапе по найденным значениям параметров составляем основное соотношение Прони

$$y[n] = \sum_{i=1}^M B_i z_i^n$$

Далее находим параметры модели для всех M составляющих

$$\alpha_i = \frac{\ln|z_i|}{\Delta t}, \text{ с}^{-1}$$

$$f_i = \frac{\arctg\left(\frac{\text{Im}(z_i)}{\text{Re}(z_i)}\right)}{2\pi\Delta t}, \text{ Гц}$$

$$A_i = |B_i|,$$

$$\phi_i = \arctg \left(\frac{\operatorname{Im}(B_i)}{\operatorname{Re}(B_i)} \right).$$

Применение разработанной методики основано на использовании соотношений (1) и (2). Основное отличие от обычных методик определения динамических характеристик заключается в том, что в разработанной методике используются результаты всех предыдущих испытаний в расчетах.

Заключение

Проведены экспериментальные исследования. Полученные результаты подтверждают обоснованность применяемой методики в задачах идентификации динамических характеристик средств измерений. Разработанную методику можно применить и в задачах идентификации динамических характеристик объектов различного физического и механического характеров.

* * *

1. Кей, Марпл мл., «Современные методы спектрального анализа: Обзор», ТИИЭР, №11, 1981.
2. Иосифов В.П. Метод аппроксимации импульсных сигналов с короткой длительностью дробно-рациональными функциями. Датчики и системы, 2002, №6.-С.19-20.
3. Иосифов В.П. Итерационная методика определения динамических характеристик датчиков по откликам с короткой длительностью. Научно-технический журнал. Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. –М: ОАО «ВНИИОЭНГ», 2006.-№4.

УДК 53.082.4, 531.787.916

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ РАСШИРЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ И ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЙ

П. Г. Михайлов, Д. А. Сергеев, А. В. Соколов

РГУИТП, г. Пенза

Аннотация. Статья посвящена методам расширения функциональных возможностей датчиков статических и динамических давлений. Рассмотрены пьезорезистивные и пьезоэлектрические датчики, которые наряду с основной информативной величиной – давлением, способные дополнительно измерять и влияющие величины – температуру и вибрацию.

Ключевые слова: информативная величина. температура. давление. вибрация. пьезокерамика. пьезорезистор. терморезистор. мостовая схема. напряжение. заряд. сопротивление. датчик.

Abstract. The article is devoted to the methods of extending the functionality of the sensors of static and dynamic pressures. Considered piezoresistive and piezoelectric sensors, which, along with the main informative value - pressure that can be measured and further influencing variables - temperature and vibration.

Key words: of informative value. temperature. pressure. vibration. piezoceramics. pezozezistor. thermistor. bridge. voltage. battery. resistance.

1. Общие принципы построения многофункциональных датчиков

При разработке и испытаниях изделий ракетно-космической (РКТ) и авиационной техники (АТ) основными контролируемыми параметрами (до 60...80%) являются: давление, температура и вибрация. Использование многофункциональных датчиков измеряющих одновременно несколько параметров, позволяет эффективно контролировать уровни акустических и вибрационных нагрузок, величину пульсаций давления и градиенты температурных полей, возникающих при аэродинамических исследованиях моделей РКТ и АТ.

Применение многофункциональных (совмещенных) датчиков позволяет не только увеличить информативность измерений, но и уменьшить погрешности, возникающие от влияния внешних факторов, так как дополнительная информация о значениях температуры и уровне вибраций может быть использована для автоматической коррекции погрешностей.

Из разрабатываемых датчиков наибольшими конструктивно-технологическими возможностями обладают полупроводниковые датчики, которые позволяют интегрировать на полупроводниковом кристалле тензо- и термочувствительные элементы; фоточувствительные, магниточувствительные структуры [1, 2]. В многофункциональных пьезоэлектрических датчиках возможно использование чувствительных слоев или отдельных пьезоэлементов, на которые воздействует дополнительный параметр (температура или вибрация).

Возможные структуры многофункциональных датчиков приведены на рис. 1а-1е.

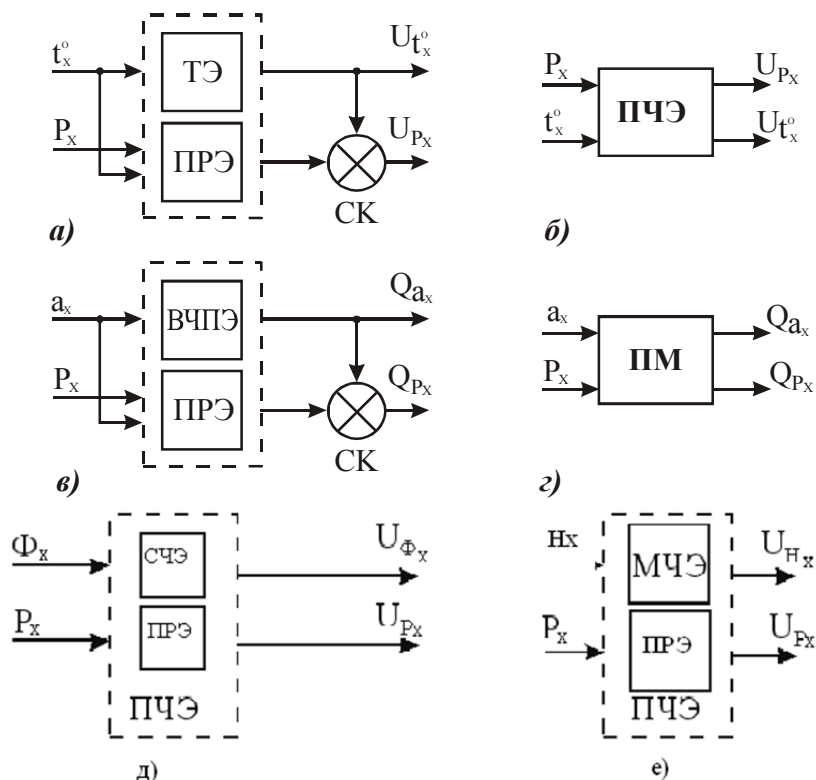


Рис. 1. Структурные схемы многофункциональных датчиков: ТЭ - термоэлемент; СК - схема термокомпенсации; ПРЭ - пьезорезистивный элемент; ПЧЭ – полупроводниковый чувствительный элемент; СЧЭ - светочувствительный элемент; МЧЭ - магниточувствительный элемент; ПМ – пьезомодуль, ВЧПЭ – вибродатчик; ПЧЭ – пьезоэлемент.

На рис. 2 приведены принципиальные схемы полупроводниковых и пьезоэлектрических датчиков с элементами, реагирующими на температуру и вибрацию. На рис. 2а в качестве термочувствительного параметра использован ток питания тензомоста; на рис. 2б - сопротивление перехода эмиттер-база («Э-Б») транзистора, включенного в обратном направлении; на рис. 2в - сопротивление терморезистора.

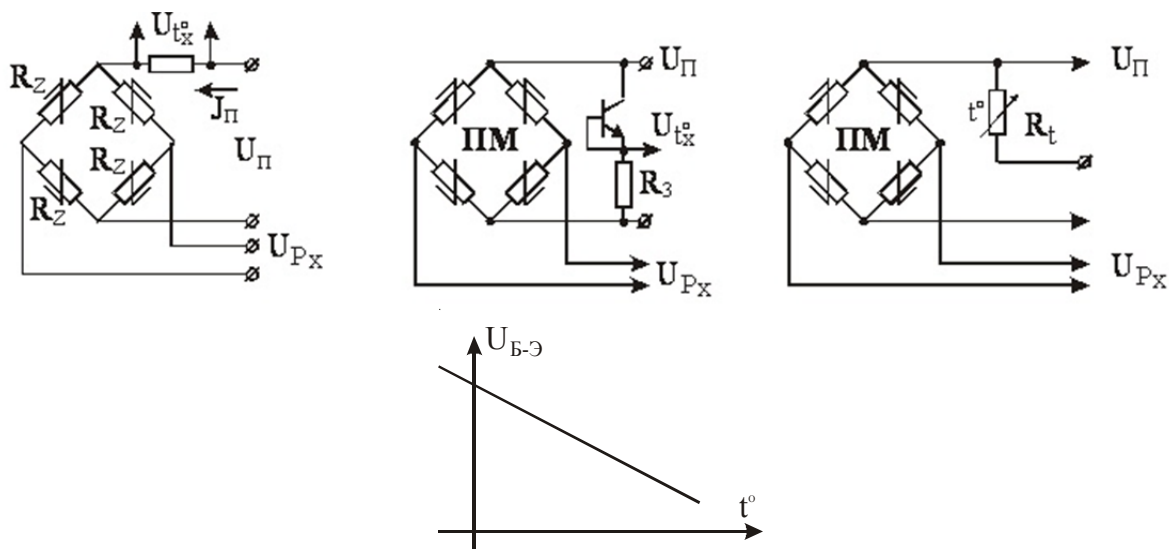


Рис. 2. Реализация многофункциональных полупроводниковых датчиков

При реализации совмещенного преобразования необходимо решить следующие вопросы:

- выбор информативных принципов преобразования;
- минимизация взаимовлияние деформационных и тепловых полей;
- совмещение технологий формирования термо- и пьезорезисторов на одном ЧЭ.

При выборе принципов преобразования давления и температуры в одном полупроводниковом чувствительном элементе (ПЧЭ), необходимо руководствоваться основными принципами совместимости преобразований силовых и термометрических параметров:

1. Минимальное взаимовлияние каналов давления и температуры;
 2. Конструктивная совместимость сенсорных элементов (СЭ);
 3. Технологическая совместимость процессов формирования силовых чувствительных и термочувствительных СЭ;
 4. Информационно-энергетическая совместимость каналов.
- Перечисленные вопросы были решены при разработке и изготовлении микроэлектронного датчика давления и температуры [3].

2. Полупроводниковый датчик давления и температуры

Разработанный датчик (рис. 3) конструктивно выполнен в виде единого блока, содержащего ПЧЭ, компенсационную плату, внешние электрические выводы и несущий пластмассовый корпус. Общий вес датчика около 5 г. ЧЭ содержит кремниевый кристалл 2, соединенный электростатическим способом со стеклянным кольцом 7. В теле кремниевого кристалла методами интегральной технологии сформированы пьезо- и термoelementы 9. Элементы кристалла золотыми проводниками 6 соединяются с нормализующей тонкопленочной компенсационной платой 5. Электрический сигнал, соответствующий измеряемому параметру, подается на внешние электрические выводы 5.

Чувствительный элемент, компенсационная плата и внешние выводы закрепляются с помощью компаунда в корпусе 4а и сверху закрываются крышкой 4б (показана штриховой линией). Корпус и крышка датчика изготавливаются из поликарбоната. Элементом, воспринимающим давление и температуру, является миниатюрный кремниевый профилированный кристалл с пьезорезисторами 7, соединенными в мост Уинстона, и терморезисторами 8 и 9, первый из которых служит для целей термокомпенсации, а второй - является термодатчиком. Для уменьшения влияния переходных сопротивлений на точность датчика все межэлементные соединения в кристалле выполнены в виде высоколегированных областей.

Давление внешней среды, воздействуя на воспринимающий элемент (ВЭ), вызывает его деформацию, а разница температур между контактирующей со средой поверхностью и планарной стороной кристалла приводит к возникновению в его объеме теплового потока.

Под воздействием давления и температуры пьезорезисторы 7 и терморезисторы 5, 9 изменяют свои сопротивления ΔR_x и ΔR_{tx} пропорционально деформации Δx и разнице температур $\Delta(t_x)$, соответственно. Изменения ΔR_x и ΔR_{tx} преобразуются в мостовой схеме (МС) в потенциальные U_x , U_{tx} или токовые сигналы, которые, после корректировки по температуре и нормализации по уровню, через внешние выводы 5 подаются в ИИС.

Пьезорезисторы $R_1...R_4$ кристалла имеют номинал 5 кОм и поверхностное сопротивление $R_s = 100$ Ом/квadrat. Пьезорезисторы формируются термодиффузией бора в кремний. Номинал терморезисторов R_{t1} и R_{t2} составляет 30 кОм, при $R_s = 1000$ Ом/квadrat. Терморезисторы сформированы ионной имплантацией однозарядными ионами бора. Резисторы компенсационной платы - тонкопленочные, из сплава Х20Н75Ю, осажденные методом вакуумного напыления на ситалловые подложки с последующей фотолитографией резистивных и контактных пленок. Все резисторы компенсационной платы подгоняются после монтажа ее в корпус датчика.

В результате настройки и испытаний макетов датчиков было выяснено следующее [4]:

- 1) изменения $\Delta R/R$ от давления для продольных и поперечных пьезорезисторов - линейны (рис. 4);
- 2) экспериментальные зависимости сопротивления терморезисторов, пьезорезисторов и тонкопленочных компенсационных резисторов R_x от температуры имеют вид, приведенный на рис. 5, при этом характеристика сопротивления пьезорезисторов от температуры нелинейна, а сами резисторы имеют разброс как внутри датчика (продольный и поперечный пьезорезисторы), так и от датчика к датчику. Нелинейность обусловлена зависимостью пьезорезистивных коэффициентов кремния от температуры, а разброс номиналов - технологическим разбросом элементов кристалла.

Сопротивление компенсационных резисторов от температуры практически не зависит. В результате проведения температурных испытаний были установлены следующие числовые значения основных характеристик:

- в диапазоне температур $(-75...+90)^\circ\text{C}$ ТК сопротивления (ТКС) пьезорезисторов составил $+3 \cdot 10^{-2} \text{ \%}/^\circ\text{C}$, ТКС, тонкопленочных компенсационных резисторов $-6 \cdot 10^{-5} \text{ \%}/^\circ\text{C}$;
- величина начального выходного сигнала после настройки МС составила 0,02...0,04 мВ;
- величина номинального выходного сигнала датчика при давлении 0,6 МПа равна 60 мВ;
- давление, при котором разрушался кристалл, составило 1,6 МПа;
- погрешность от температуры начального выходного сигнала $(0,02...0,04) \text{ \%}/^\circ\text{C}$, номинального выходного сигнала $(0,02...0,05) \text{ \%}/^\circ\text{C}$.

Таким образом, в результате разработки, изготовления и испытания макетов миниатюрных датчиков были получены удовлетворительные результаты по стабильности, чувствительности и диапазонам измерения.

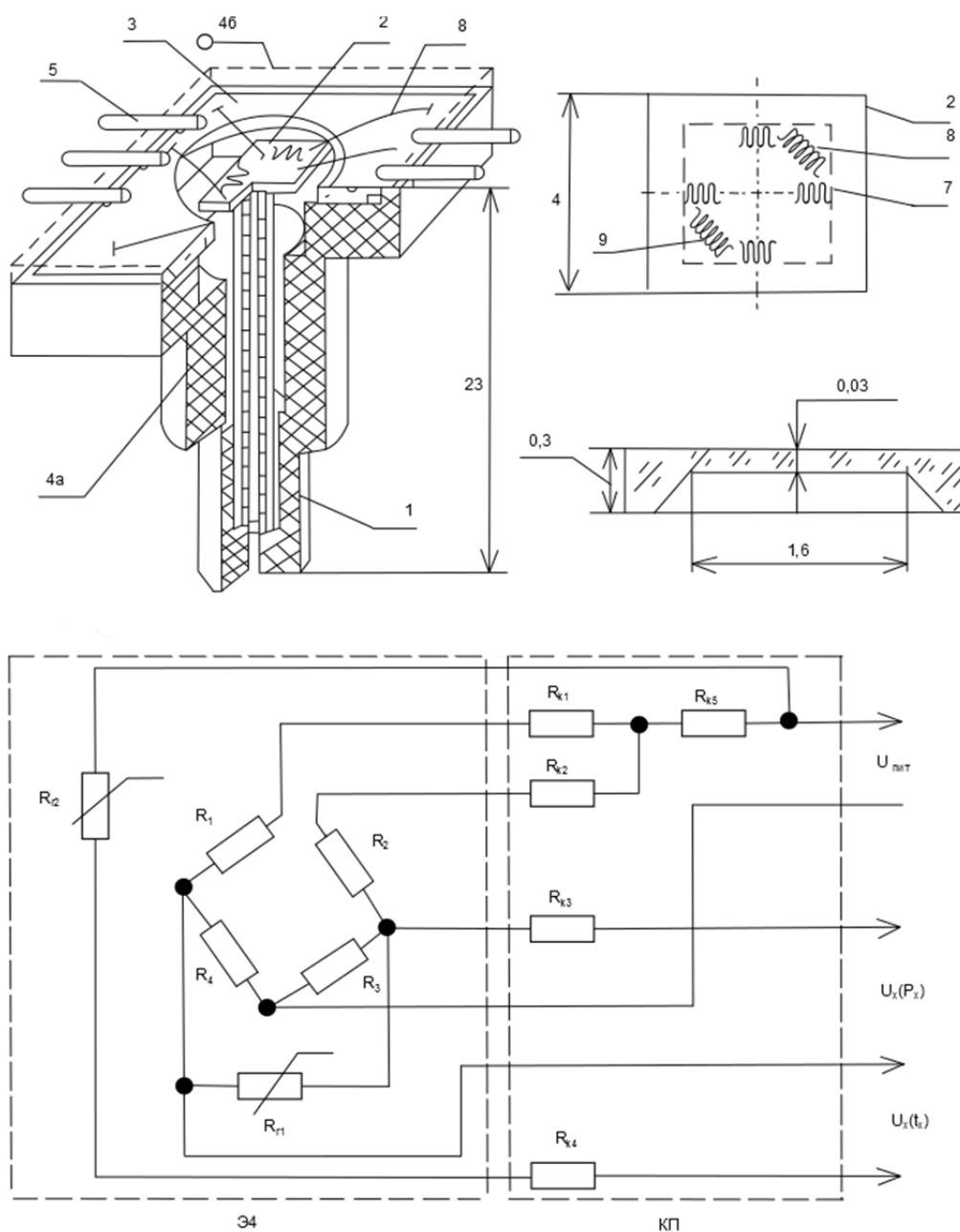


Рис. 3. Конструкция и измерительная схема датчика давления и температуры

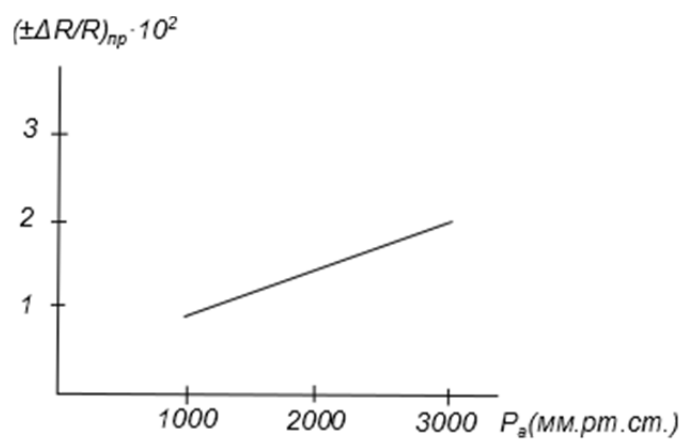


Рис. 4. Зависимость сопротивления пьезорезисторов от давления

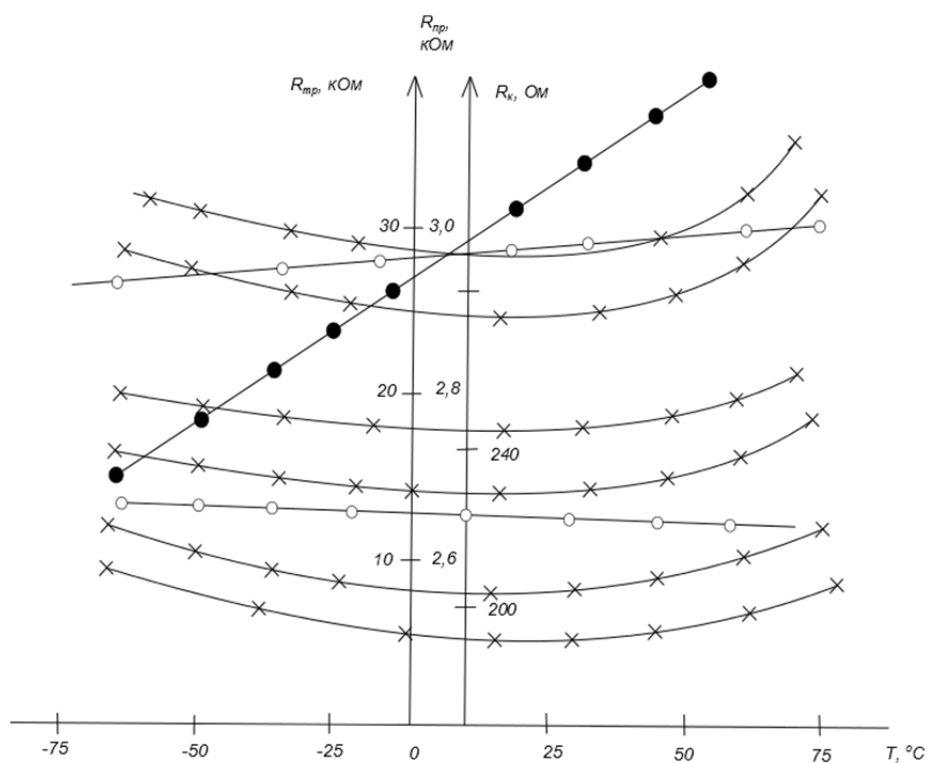


Рис. 5. Температурные зависимости сопротивления термо-пьеzo- и компенсационных резисторов: o - R_x , • - R_{TP} , x - R_{CP}

3. Датчики акустических и быстропеременных давлений

Измерения акустических и быстропеременных давлений являются штатными при проведении стендовых и летных испытаниях РКТ. При этом наиболее часто применяются пьезоэлектрические датчики (ПД) [5...7]. Это объясняется высокой чувствительностью пьезоматериалов, что позволяет обеспечить измерение малых уровней акустических (менее 80 дБ) и пульсаций (менее 3...5%) давлений. Кроме того, пьезоэлектрические материалы отличаются повышенной тепло-и радиационной стойкостью, что позволяет использовать датчики на их основе для измерения давлений в экстремальных условиях. В то же время на характеристики ПД оказывают влияние ударные и вибрационные процессы и температурные воздействия (термоудары, высокие и низкие температуры), что характерно для условий эксплуатации РКТ. Поэтому для ПД, применяемых в РКТ, очень важными вопросами являются компенсации влияния вибраций и температуры на характеристики ПД. [3].

Применение multifunctional (совмещенных) ПД позволяет не только увеличить информативность измерений, но и уменьшить погрешности, возникающие от влияния внешних факторов, так как дополнительная информация о значениях температуры и уровне вибраций может быть использована для схемной или программной коррекции погрешностей.

На рис. 6 приведены принципиальные схемы ПД с элементами, измеряющими температуру и вибрацию.

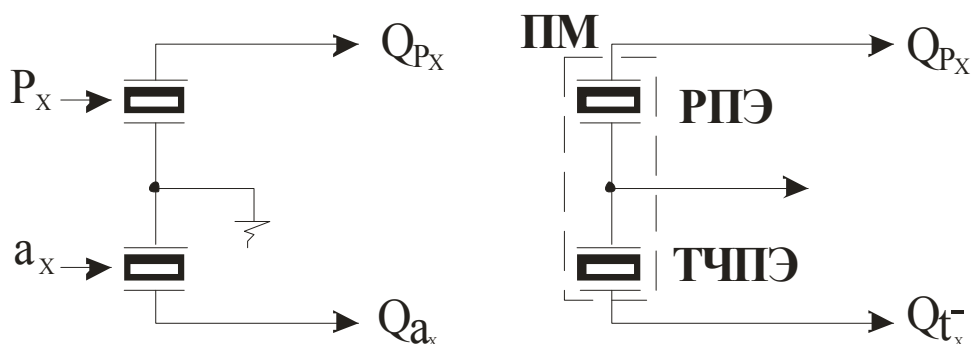


Рис. 6. Схемы multifunctional пьезоэлектрических датчиков: ПМ – пьезоэлектрический модуль, РПЭ-рабочий пьезоэлемент; ТЧПЭ-термочувствительный пьезоэлемент

Примеры реализации многофункциональных пьезоэлектрических датчиков приведены на рис. 7 и рис. 8. В частности, на рис. 7 изображена схема пьезоэлектрического датчика акустических давлений и вибраций с отдельными пьезоэлементами. Такой принцип построения использован в датчиках акустических давлений ДХС 513, ДХС 514 и ДХС 515, разработки ОАО «НИИФИ На рис. 8 представлен структурная схема многофункционального пьезодатчика с монокристаллическим (интегральным) пьезомодулем. Такой принцип интеграции в одном элементе функций преобразования различных параметров (давления, температуры и вибрации) позволяет создавать миниатюрные многофункциональные датчики с широкими возможностями.

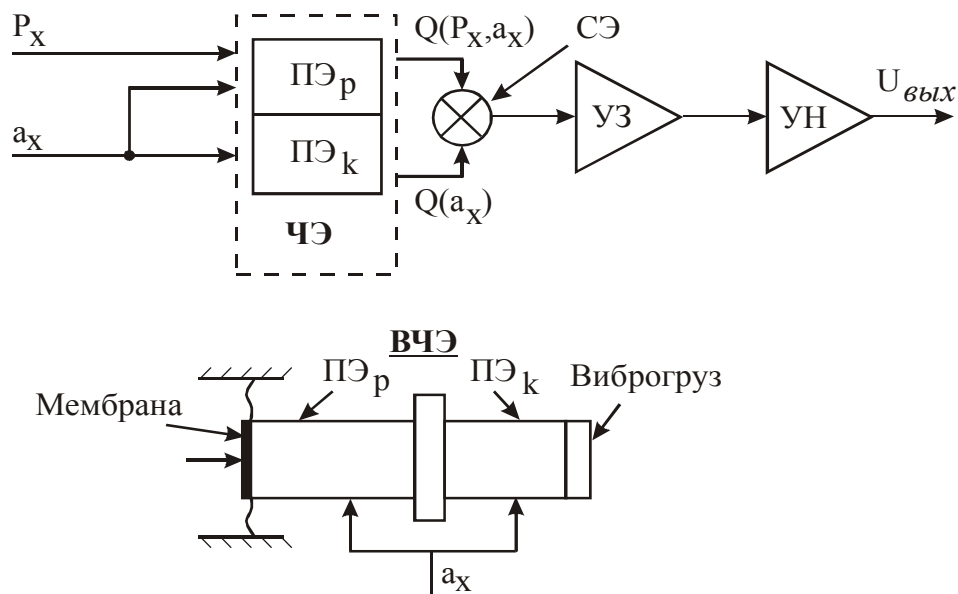


Рис. 7. Схема пьезоэлектрического датчика акустических давлений и вибраций с отдельными пьезоэлементами :
 ПЭ_р – рабочий пьезоэлемент; ПЭ_к – компенсационный пьезоэлемент; СЭ – суммирующий элемент (конденсатор);
 УЗ – усилитель заряда; УН – усилитель напряжения

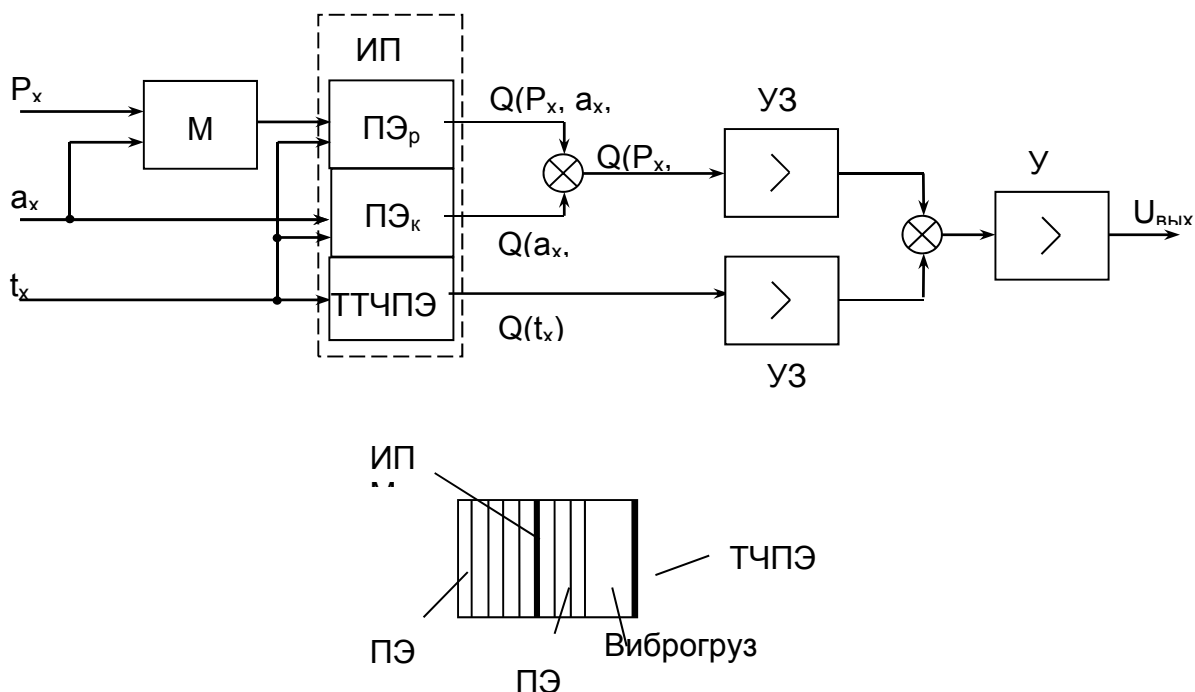


Рис. 8. Многофункциональный ПД с монокристаллическим пьезомодулем: ИПМ-интегральный пьезомодуль,
 ТЧПЭ термочувствительный пьезоэлемент, М-мембрана

Как показали исследования, использованные в ПД конструктивно-технологические решения являются весьма эффективными при измерениях акустических и быстропеременных давлений в определенных амплитудных и частотных диапазонах при испытаниях РКТ.

С целью расширения диапазонов измерения быстропеременных и акустических давлений для многофункциональных ПД целесообразно исследовать и внедрить следующие конструктивные и схемотехнические решения:

- формирование на ЧЭ датчиков пьезопленок и пьезопленочных композиций;
- применение многослойных монокристаллических пьезоэлектрических измерительных модулей, в состав которых входят вибро- и термочувствительные слои;
- применение усилителей заряда и микропроцессоров, встраиваемых в корпус или в кабельную перемычку ПД;
- использование специального программного обеспечения, позволяющего учитывать индивидуальные характеристики ПД и компенсировать влияние на него температуры и вибраций.

* * *

1. Михайлов П.Г. Михайлов А.П. Многофункциональные датчики физических величин // Современные информационные технологии Труды МНТК - Пенза: ПГТА, 2004, с. 116-117.
2. Михайлов П.Г. Микроэлектронные датчики с расширенными функциональными возможностями // Вооружение, безопасность, конверсия: Материалы международной научной конференции. – Пенза: Издательство ПГУ, 2004.-С. 40-49.
3. Михайлов П.Г. Микроэлектронный датчик давления и температуры // Приборы и Системы. Управление, Контроль, Диагностика. № 11 2003 С. 29-31.
4. Михайлов П.Г. Экспериментальное исследование совмещенного датчика давления и температуры // Приборы и Системы. Управление, Контроль, Диагностика. 2003- № 12 С. 27-29.
5. Датчики теплофизических и механических параметров. Справочник в 2-х томах под ред. Багдатьяна Е.Е., Гориша А.В., Малкова Я.В.. М.: ИПРЖР, 1998.
6. Михайлов П.Г. Датчики быстропеременных и акустических давлений // Измерительная техника № 6, 1994, с.52 - 54.
7. Михайлов П.Г., Бутов В.И., Гориш А.В. Пьезодатчики быстропеременных, импульсных и акустических давлений // Радиотехника № 10, 1995, с.36 - 37.

УДК 538.5

ДЕКОМПОЗИЦИОННЫЙ ПОДХОД В МОДЕЛИРОВАНИИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СЕЙСМОАКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

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

Пензенский государственный университет, г. Пенза

Аннотация. Рассматривается 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.

Abstract. 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.

Key words: 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 не эффективными при смене условий эксплуатации системы. Становится необходимым 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].

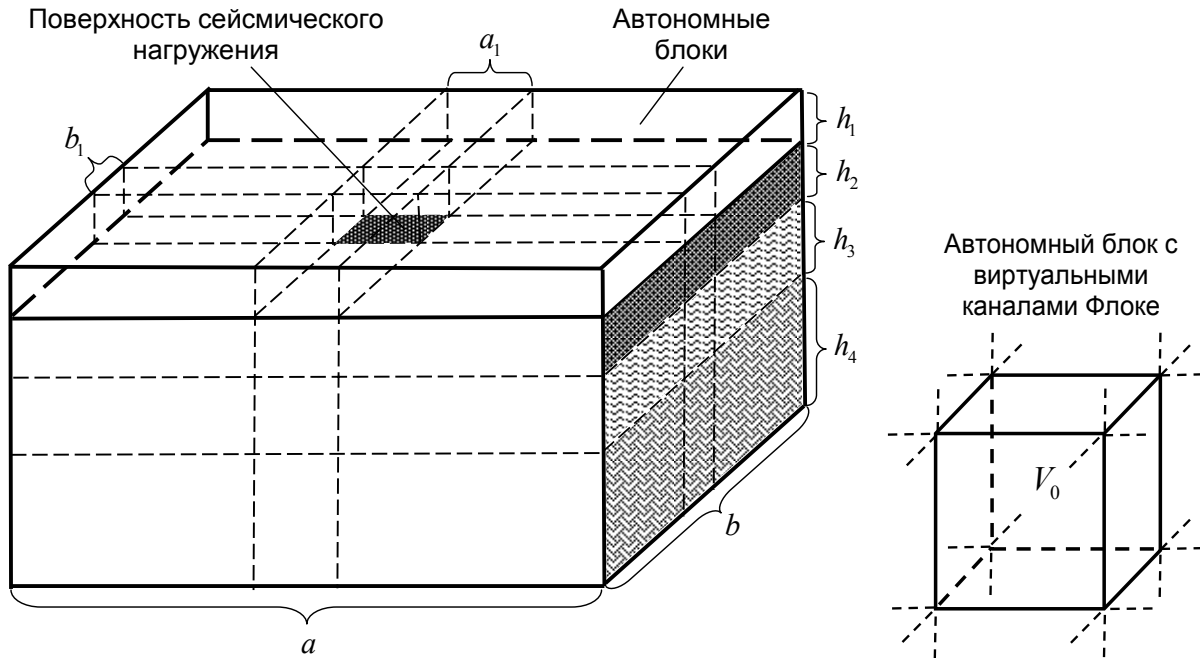


Рис. 1. Расчленение земной поверхности и прилегающего воздушного слоя на автономные блоки:
 h_1 – воздух; h_2 – почвенно-растительный слой; h_3 – суглинок; h_4 – твердая глина с включениями

В объеме автономного блока V_0 волновой процесс удовлетворяет уравнению динамики деформированного тела в линейном приближении для гармонических колебаний [2]:

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

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

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

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

где ρ_0 – плотность среды; p – давление; $\vec{v}$ – 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:

$$\begin{cases} \sum_{\beta=1}^6 \int_{S_\beta} p_k^* \vec{v}_\beta \cdot d\vec{S}_\beta + \int_{S_V} p_k^* \vec{v}_V \cdot d\vec{S}_V = -i\omega \frac{1}{c_l^2 \rho_0} \int_{V_0} p p_k^* dV - i \frac{\omega_k}{c_l} \int_{V_0} \vec{v} \cdot \vec{v}_k^* dV \\ \sum_{\beta=1}^6 \int_{S_\beta} p_\beta \vec{v}_k^* \cdot d\vec{S}_\beta + \int_{S_V} p_\beta \vec{v}_k^* \cdot d\vec{S}_V = -i \frac{\omega_k}{c_l} \int_{V_0} p p_k^* dV + \int_{V_0} \vec{H} \cdot \vec{v}_k^* dV, \\ \sum_{\beta=1}^6 \int_{S_\beta} (\vec{E}_\beta^\tau \times \vec{v}_l^*) \cdot d\vec{S}_\beta = i\omega \frac{\rho_0}{c_\tau^2} \int_{V_0} \vec{v} \cdot \vec{v}_l^* dV + \frac{1}{c_\tau^2} \int_{V_0} \vec{H} \cdot \vec{v}_l^* dV - i\omega \int_{V_0} \vec{E} \cdot \vec{E}_l^* dV, \\ \sum_{\beta=1}^6 \int_{S_\beta} (\vec{v}_\beta^\tau \times \vec{E}_l^*) \cdot d\vec{S}_\beta = - \int_{V_0} \vec{E} \cdot \vec{E}_l^* dV - i \frac{\omega_l}{c_\tau^2} \int_{V_0} \vec{v} \cdot \vec{v}_l^* dV. \end{cases} \quad (3)$$

где p_β - давление на поверхностях граней параллелепипеда S_β ($\beta = 1, 2, \dots, 6$); $\vec{v}_\beta^z$ - нормальные составляющие вектора скорости $\vec{v}$ на поверхностях граней параллелепипеда S_β ; $\vec{v}_\beta^z$, $\vec{E}_\beta^z$ - касательные составляющие векторов $\vec{v}$, $\vec{E}$ на поверхностях граней параллелепипеда S_β ; $\{p_k\}$, $\{\vec{v}_k\}$ - потенциальная подсистема функций; $\{\vec{E}_l\}$, $\{\vec{v}_l\}$ - вихревая подсистема функций.

Из проекционной интегральной формы (3) методом Галеркина получена система линейных алгебраических уравнений:

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

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:

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

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

Запишем матрицу импеданса $\mathbf{Z}$, гетерогенной структуры земной поверхности и прилегающего воздушного слоя, выделив особо канал Флоке 1, при помощи которого осуществляется сейсмическое нагружение гетерогенной структуры:

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}_{11} & \mathbf{Z}_{1\alpha} \\ \mathbf{Z}_{\alpha 1} & \mathbf{Z}_{\alpha\alpha} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где α – совокупность индексов остальных виртуальных каналов Флоке 2, 3, ...

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

$$\begin{pmatrix} \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_\alpha \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}_{11} & \mathbf{Z}_{1\alpha} \\ \mathbf{Z}_{\alpha 1} & \mathbf{Z}_{\alpha\alpha} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_\alpha \end{pmatrix}. \quad (2)$$

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

$$\mathbf{S} = (\mathbf{Z} + \mathbf{I})^{-1} \cdot (\mathbf{Z} - \mathbf{I}), \quad (3)$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица. Матрица рассеяния существует, т.к. автономный блок записан в терминах собственных волн каналов Флоке, и она имеет структуру аналогичную матрицы импеданса:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{c}_1^- \\ \mathbf{c}_\alpha^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{1\alpha} \\ \mathbf{S}_{\alpha 1} & \mathbf{S}_{\alpha\alpha} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{c}_1^+ \\ \mathbf{c}_\alpha^+ \end{pmatrix}. \quad (4)$$

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:

$$\mathbf{c}_1^+ = \frac{\mathbf{b}_1 + \mathbf{a}_1}{2}, \quad \mathbf{c}_1^- = \frac{\mathbf{b}_1 - \mathbf{a}_1}{2}, \quad \mathbf{c}_\alpha^+ = \frac{\mathbf{b}_\alpha + \mathbf{a}_\alpha}{2}, \quad \mathbf{c}_\alpha^- = \frac{\mathbf{b}_\alpha - \mathbf{a}_\alpha}{2}. \quad (5)$$

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 $\mathbf{c}_1^+$ определяются 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 давления и касательной составляющей вихря скорости 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 равные 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 ρ (плотность), c_l , c_τ (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 ρ , c_l , c_τ берем для резины (обувь). Для остальных каналов, находящихся сверху структуры, параметры ρ , c_l берем для воздуха. Для каналов, находящихся снизу структуры параметры ρ , c_l , c_τ берем для грунта. Для боковых каналов структуры параметры выбираем следующим образом: первый слой – ρ , c_l для воздуха; второй слой – ρ , c_l , c_τ для почвенно-растительного слоя; третий слой – ρ , c_l , c_τ для суглинка; четвертый слой ρ , c_l , c_τ 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 ³	Модуль Юнга, E , 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 $c_l = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$,
 $c_\tau = \sqrt{\frac{G}{\rho}}$.

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

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

где α_l , α_τ – 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.

* * *

1. 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. литер. 1954. - 471с.

УДК 004.94

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЙ

А. П. Воронов, И. А. Кострикина

Аннотация. Рассмотрены принцип построения и конструкция высоковольтного импульсного делителя напряжений. Приведены основные способы проверки метрологических характеристик делителя.

Abstract. Principles of construction and design of high-voltage pulse voltage divider. Are the main ways to test the metrological characteristics of the divider.

Ключевые слова: высоковольтный делитель напряжений, частотно-компенсированная технология, электрическая модель

Key words: high-voltage divider, frequency-compensated technology, electric model.

Решение вопросов повышения пропускной способности электрических сетей, снижения потерь при транспортировке электрической энергии, а также повышения качества электрической энергии непосредственно связано с обеспечением систем автоматического регулирования средствами измерений параметров быстропротекающих процессов, спектр частот которых находится в пределах 0-20 МГц [1-3]. В частности для управления работой статических компенсаторов реактивной мощности, содержащих мощные широтно-импульсные модуляторы, существует потребность в высоковольтных (более 3 кВ) делителях напряжений (ДН), имеющих время нарастания переходной характеристики менее 17-30 нс.

Исследования, касающиеся расширения области рабочих частот высоковольтных ДН, ведутся в Германии, Китае, России, США. Анализ каталогов фирм, лидирующих в области измерений высоких напряжений, выявил ДН близкие по своим метрологическим характеристикам требуемым [1-3]:

- HVT40RCR фирмы "Hilo-Test" (Германия);
- VD30-12.5-A корпорации Ross Engineering Corp (США);
- R50 фирмы HAEFELY TEST AG (Швейцария), входящей в группу компаний HUBBELL High Voltage Test Business.

В России ДН, имеющие аналогичные характеристики, не производятся.

Начало производства в России статических компенсаторов реактивной мощности, использующих схемы с транзисторным регулированием (например, фирмой ООО НПЦ «Энерком Сервис», «НПО Промэлектроавтоматика» и др.), и высокая стоимость зарубежных ДН применяемых для контроля режимов работы таких установок послужило основанием для разработки и организации производства высоковольтных широкополосных делителей напряжений.

В настоящее время в ОАО «НИИЭМП» проведены работы по созданию высоковольтного широкополосного делителя напряжения ДНВИ-40 (рис. 1).

По своим метрологическим характеристикам ДНВИ-40 соответствует метрологическим характеристикам зарубежных делителей:

- диапазон измерений напряжений постоянного тока, кВ от 1 до 40;
- диапазон измерений среднеквадратических значений напряжений переменного тока частотой 50 Гц, кВ от 1 до 30;
- пределы допускаемой основной относительной погрешности измерений напряжений постоянного тока, % ± 1 ;
- пределы допускаемой основной относительной погрешности измерений среднеквадратических значений напряжений переменного тока частотой 50 Гц, % ± 1 ;
- коэффициент деления 2500;
- диапазон рабочих частот, МГц от 0 до 20;
- время нарастания переходной характеристики делителей напряжения (при воздействии импульса амплитудой до 100 кВ, длительностью 50 мкс), нс, не более 17.

Делитель напряжений выполнен по частотно-компенсированной технологии, собран по схеме резистивно-емкостного масштабирующего преобразователя и имеют секционную структуру.

Высоковольтное плечо делителей напряжений собрано из секций последовательно соединенных резисторов, шунтированных электрическими цепями из последовательно соединенных конденсаторов и резисторов в электроизоляционном корпусе. Низковольтное плечо выполнено в виде основания делителя в металлическом корпусе из стали.



Рисунок 1

Для проверки метрологических характеристик ДН использовались следующие эталоны:

- установка для поверки киловольтметров УПК-100;
- трансформатор напряжений измерительный НЛЛ-35;
- прибор для поверки вольтметров В1-16;
- генератор испытательных импульсов И1-11;
- осциллограф цифровой TDS 7104;
- прибор комбинированный цифровой Ц301-1;
- вольтметр универсальный Ц31;
- прибор для поверки вольтметров переменного тока В1-9.

Основной проблемой при разработке и поверке высоковольтных широкополосных ДН явилось отсутствие эталонов для проверки погрешности на напряжениях до 40 кВ частотой до 20 МГц. В связи с этим было принято решение на высоких частотах проводить определение погрешности по электрической модели ДН.

Работа проводилась в несколько этапов.

На первом этапе была разработана электрическая модель ДН. Эквивалентная электрическая модель ДН разрабатывалась в программе для конструирования, проектирования и моделирования радиоэлектронных схем Electronics Workbench Multisim 11.

Эквивалентная электрическая модель делителя представлена на рисунке 3. Схемы верхнего и нижнего плечей ДН представлены на рисунках 3 и 4 соответственно.

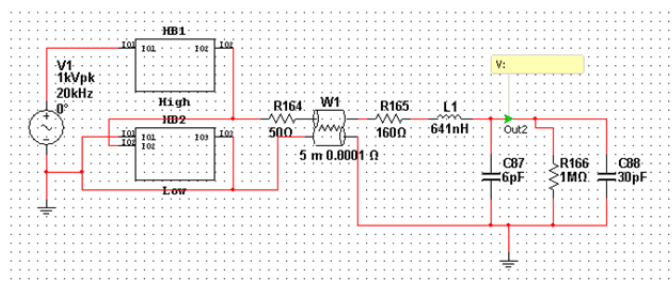


Рис. 2

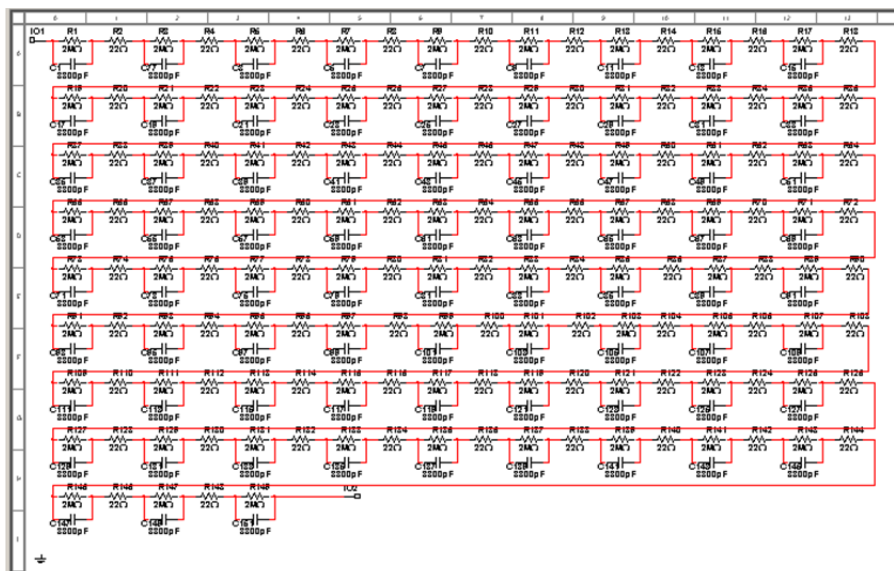


Рис. 3

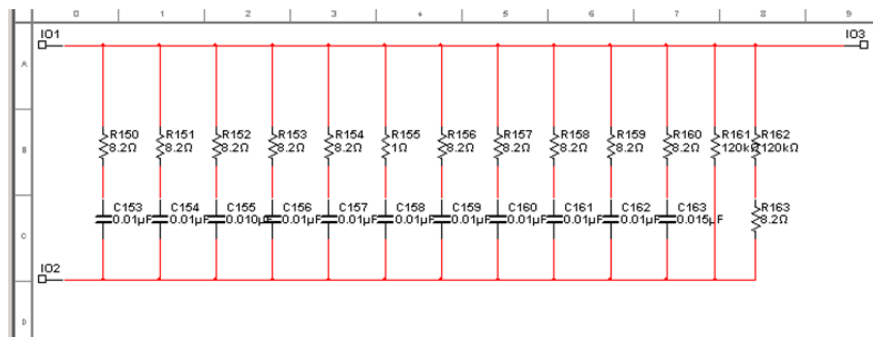


Рис. 4

На втором этапе определялась адекватность разработанной эквивалентной электрической модели ДН.

Проверка адекватности эквивалентной электрической модели ДН на постоянном токе проводилась путем сравнения результатов измерений установки УПК-100 и моделирования при входных напряжениях постоянного тока 10; 20; 30; 40 кВ. Результат моделирования при входном напряжении 40 кВ приведен на рис. 5.

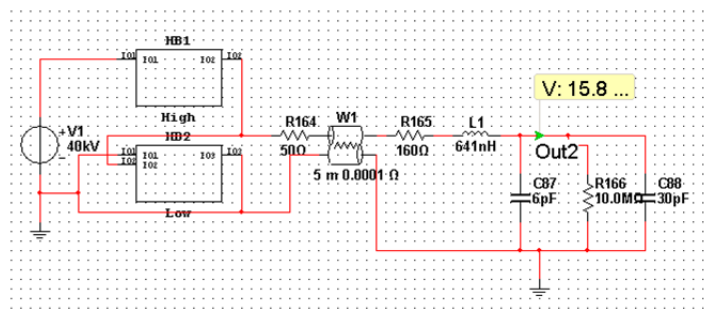


Рис. 5

Наибольшая погрешность адекватности модели при измерении напряжений постоянного тока составила 1,25 %.

Проверка адекватности эквивалентной электрической модели ДН на переменном токе частотой 50 Гц проводилась путем сравнения результатов измерений трансформатора напряжений измерительного НЛЛ-35 и моделирования при входных напряжениях среднеквадратических значений напряжений переменного тока частотой 50 Гц 10; 20; 30 кВ. Результат моделирования при входном напряжении 30 кВ приведен на рис. 6.

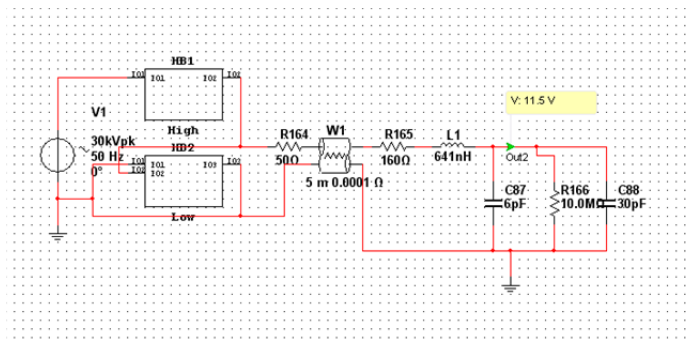


Рис. 6

Наибольшая погрешность адекватности модели при измерении среднеквадратических значений напряжений переменного тока частотой 50 Гц составила 4,2 %.

Проверка адекватности эквивалентной электрической модели ДН в рабочем диапазоне частот проводилась путем сравнения результатов измерений установки В1-16 и моделирования при входных напряжениях значений напряжений переменного тока 3 В частотой 30 кГц, 100 кГц, 500 кГц, 1 МГц, 5 МГц, 10 МГц, 20 МГц. Результат моделирования при входном напряжении 3 В частотой 20 МГц приведен на рисунке 7.

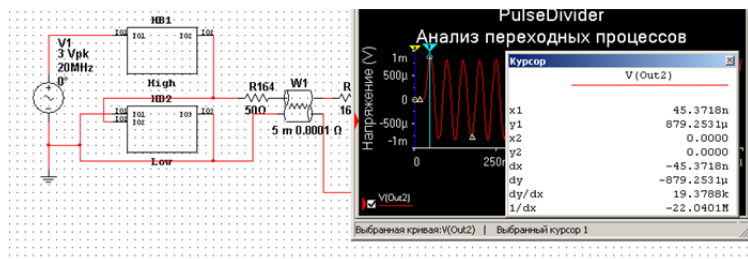


Рис. 7

Наибольшая погрешность адекватности модели при измерении напряжений переменного тока в рабочем диапазоне частот составила 10,0 %.

Проблема отсутствия эталонных импульсных источников амплитудой 100 кВ, длительностью импульса 50 мкс привела к необходимости моделирования необходимости подтверждения моделированием времени нарастания переходной характеристики ДН. Результаты моделирования приведены на рисунке 8.

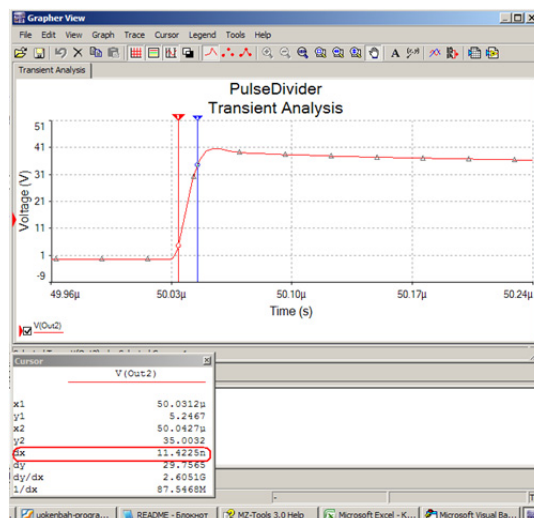


Рис. 8

Как видно из рисунка время нарастания переходной характеристики ДН не превысило 17 нс.

Таким образом, разработка эквивалентной электрической модели ДН и оценка ее адекватности позволили получить достоверные результаты определения погрешностей при отсутствии необходимых эталонов, воспроизводящих высокое напряжение до 100 кВ в широком диапазоне частот до 20 МГц.

1. <http://enercomserv.ru/>
2. <http://hilo-test.de/Data/en/HVT-RCRe>.
3. <http://www.rossengineeringcorp.com/>

УДК: 004.62

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ С ДАТЧИКОВ СИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ МЕТОДОМ ТЕОРИИ РЕШЕТОК

А. В. Котельников, В. Б. Лебедев

Аннотация. В статье рассмотрены вопросы построения системы охраны территорий и объектов стратегического значения. Предложен возможный способ построения и состав такой системы. Приводится алгоритм, основанный на методе теории решеток, использующийся для обработки и анализа информации с датчиков физических величин и последующего принятия решения.

Abstract. The paper deals with the construction of a system of territories and objects of strategic importance. A possible method of construction and composition of such a system. The algorithm is based on the method of lattice theory, which is used for processing and analysis of information from sensors and subsequent decision.

Ключевые слова: обработка информации, анализ, датчик, решетка, диаграмма Хассе, оператор замыкания.

Keywords: information processing, analysis, sensor, grill, Hasse diagram, closure operator.

Введение

В настоящее время для охраны территорий, объектов стратегического значения, границ государства применяются различные системы, включающие в себя разнообразный набор компонентов и реализующие широкий перечень методов обработки данных. Для обнаружения различных типов нарушителей и повышения качества обнаружения используют специальные алгоритмы обработки поступающей информации и специальную аппаратуру для приема (сбора), обработки и анализа данных.

Для сбора, обработки и анализа информации создаются специальные подсистемы обнаружения объектов. В подсистеме сбора информации реализуется процесс, во время которого различные физические явления преобразуются в электрические сигналы. Таким образом, информация представляется в цифровой форме, подходящей для ее обработки, анализа и сохранения [1]. В качестве средств сбора информации чаще всего используются датчики, преобразующие различные физические величины. Датчики и группы датчиков могут объединяться в сенсорную сеть.

Сенсорная сеть – это распределённая, самоорганизующаяся сеть множества датчиков (сенсоров) и исполнительных устройств, объединенных между собой посредством радиоканала, причем область покрытия подобной сети может составлять от нескольких метров до нескольких километров за счет способности ретрансляции сообщений от одного элемента к другому.

Системы, основанные на сенсорной сети, дают лишь частичную информацию о состоянии внешней среды, поэтому в настоящее время наблюдается тенденция перехода к высокоинформативным многосенсорным системам с множеством датчиков, объединенных в единую информационную систему – «паутину датчиков». Такое объединение датчиков в единую информационную систему имеет целью создание синергетических эффектов, благодаря которым могут быть существенно улучшены качество и доступность измерительной информации, повышена надежность и помехоустойчивость системы.

Наибольшую популярность в настоящее время приобретают многосенсорные системы на базе автономных сетевых датчиков. Такие датчики отличаются малой стоимостью, высокой надежностью и простотой установки [2]. Прогресс в областях беспроводных средств связи и электроники способствовал созданию дешевых, многофункциональных, микромощных модулей сетевых датчиков небольшого размера, в каждом из которых реализуются функции измерения физических величин, сбора, обработки и передачи данных.

Беспроводные сети имеют существенные преимущества по сравнению с традиционными датчиками. Во-первых, беспроводная сеть может быть развернута очень близко к объекту наблюдения, что повышает точность его идентификации; во-вторых, она охватывает большую площадь, что играет важную роль при определении координат и траектории движения объекта наблюдения.

Построение системы

Предлагаемая к разработке система должна состоять из сети датчиков, измеряющих такие параметры как:

- колебания земной коры (для измерения используются сейсмодатчики);
- акустическая нагрузка (для измерения используются акустические датчики);

- акустические колебания, распространяющиеся в водной среде (для измерения используются гидроакустические датчики);
- прочие (для измерения используются магнитометрические, инфракрасные датчики и др.).

В состав системы должны входить ретрансляторы, необходимые для приема сигнала от датчиков и передачи его на дальние расстояния (на пункт приема), а также система автоматизированного сбора, передачи и обработки информации. Наглядная схема построения системы представлена на рисунке 1.

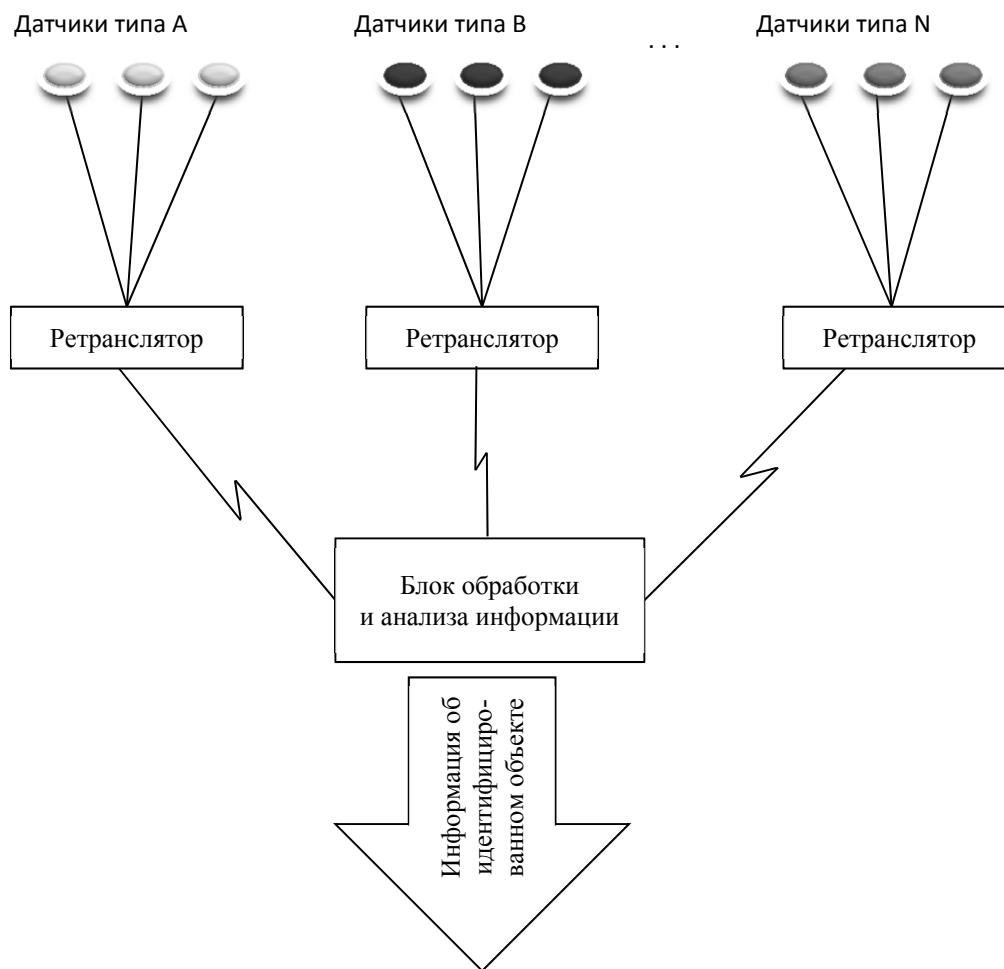


Рис. 1. Обобщенная схема построения системы

Большинство из перечисленных выше датчиков являются либо телеметрическими (имеющими специальный встроенный модуль связи), либо подсоединяются к устройствам связи, необходимым для беспроводной передачи информации. Такой принцип обеспечивает возможность удаленного измерения и сбора информации с последующим ее предоставлением оператору или пользователю.

Постановка задачи

Для обработки сигналов, поступающих с множества типов датчиков, необходимо разработать алгоритм слияния данных, позволяющий произвести анализ получаемой информации, повысить вероятность обнаружения, точность идентификации объектов обнаружения, уменьшить количество ложных срабатываний.

При слиянии данных от множества датчиков необходимо учитывать взаимное влияние и пересечение зон чувствительности датчиков, а также влияние внешних дестабилизирующих факторов. Для этого проверяется реакция множества датчиков разного физического принципа действия на типовые воздействия и, в зависимости от этой реакции, определяются комбинация датчиков и вариант алгоритма слияния данных. Это дает возможность проведения точных измерений, несмотря на недостатки отдельных датчиков.

Основным алгоритмом является многомасштабный частотно-временной анализ, который позволяет выделить тонкую структуру сейсмоакустических сигналов. Идентификация объекта обнаружения осуществляется путем сравнения с уже существующими в памяти беспроводной сети датчиков (БСД) классами

объектов. Для сравнения могут использоваться алгоритмы кластерного анализа, при котором осуществляется разбиение совокупности объектов по характерным признакам на однородные группы [3].

Вероятность идентификации объекта повышается при условии наличия в алгоритмах способности к самообучению и возможности сохранять это свойство функционирования в автономном режиме в случае потери связи с другими датчиками БСД (распределенная обработка информации).

Для комплексного анализа информации предлагается использовать алгоритм, основанный на методе теории решеток [4], позволяющий реализовать возможность самообучения и классификации обнаруживаемых объектов.

Применимость метода

Метод комбинаторно-упорядоченного моделирования (КУМ), основанный на теории решеток, построенных с помощью оператора замыкания, является универсальным инструментом решения задач, связанных с обработкой анализируемой информации.

Возможность успешного применения метода была доказана в технологии добычи данных, для классификации объектов при распознавании образов, при структурном анализе систем управления, анализе и синтезе электронных схем и др. [4-7].

Особенностью метода КУМ является высокая адекватность представления структуры данных в виде решетки, образованной оператором замыкания. В частности, структура исходных данных в виде семейства порождающих множеств может быть адекватно представлена полной решеткой, упорядоченной включением [4]. Как правило, использование метода КУМ позволяет повысить эффективность анализа данных за счет адекватного представления их структуры в виде решетки.

Для решения задачи обработки и анализа информации, поступающей с датчиков физических величин, и последующего принятия решения (об обнаруживаемом объекте и проводимым над ним действиям), предлагаемый метод позволяет выявить взаимосвязи и взаимозависимости сигналов датчиков, влияющих на реакцию системы.

Реализация. Формулирование критериев анализа

Анализ информации, поступающей от различных типов датчиков, будет произведен методом комбинаторно-упорядоченного моделирования. Для этого строится решетка L_ψ с помощью оператора замыкания

$$\hat{A} = \bigcap_{R_A \in \{R\}} R_A, \text{ заданного на порождающем семействе множеств } \{R\}, \text{ которое представляет исходное се-}$$

мейство групп сигналов с различных датчиков.

Здесь $\hat{A}$ - замыкание множества $\hat{A} = \bigcup_{R_A \in \{R\}} R_A$, R_A - множество семейства $\{R\}$, которое содержит

A в качестве подмножества, т.е. $A \subseteq R_A$. Все замкнутые подмножества $A = \hat{A}$ образуют полную решетку L_ψ упорядоченную включением. Диаграмма Хассе решетки L_ψ представляет собой визуализацию структуры сигналов, поступающих с датчиков.

Для выполнения анализа необходимо сформировать исходное порождающее семейство $\{R\}$ сигналов групп датчиков.

Условно введем обозначение единицы сигнала.

Единица сигнала – минимально допустимое значение, в соответствии с которым происходит идентификация объекта (для каждого типа датчика единица сигнала своя). Каждой группе различных типов датчиков соответствует своя единица сигнала.

Сформируем критерии анализа сигналов датчиков. На данном этапе работы анализ будет проводиться по трем типам датчиков:

1. Акустические датчики: 1 единица акустического сигнала (ед. ак. сигн.) – объект типа «человек», 2 ед. ак. сигн. - объект типа «группа людей», 3 ед. ак. сигн. – объект типа «животное», 4 ед. ак. сигн. – объект типа «группа животных», 5 ед. ак. сигн. - объект типа «транспортные средства», 6 ед. ак. сигн. - объект типа «низколетящие вертолеты и самолеты».

2. Сейсмические датчики: 1 единица сейсмического сигнала (ед. сейс. сигн.) – объект типа «человек», 2 ед. сейс. сигн. - объект типа «группа людей», 3 ед. сейс. сигн. – объект типа «животное», 4 ед. сейс. сигн. – объект типа «группа животных», 5 ед. сейс. сигн. - объект типа «транспортные средства», 6 ед. сейс. сигн. - объект типа «низколетящие вертолеты и БПЛА».

3. Магнитометрические датчики: 1 единица магнитометрического сигнала (ед. мг. сигн.) – объект типа «человек», 2 ед. мг. сигн. - объект типа «группа людей», 3 ед. мг. сигн. – объект типа «животное», 4 ед. мг. сигн. – объект типа «группа животных», 5 ед. мг. сигн. - объект типа «транспортные средства», 6 ед. мг. сигн. - объект типа «низколетящие вертолеты и БПЛА».

Пусть при анализе информации в течение определенного промежутка времени, например одной минуты, получено следующее порождающее семейство множеств сигналов:

$$\{R\} = \{\{1, 2\}, \{2\}, \{1, 2, 3\}\}$$

Здесь множество семейства соответствуют множествам показателей различных типов датчиков, зарегистрированных в течение одной минуты:

$\{1, 2\}$ - акустический датчик выдал 1 и 2 ед. ак. сигн.

$\{2\}$ - сейсмический датчик только 2 ед. сейс. сигн.

$\{1, 2, 3\}$ - магнитометрический датчик выдал 1 затем 2 и 3 ед. ак. сигн.

Затем, в течение второй минуты, произведена регистрация сигналов с датчиков и получено следующее порождающее семейство множеств:

$$\{R\} = \{\{2, 4, 6\}, \{2, 6\}\},$$

где $\{2, 4, 6\}$ – сигнал акустического датчика; $\{2, 6\}$ – сигнал сейсмического датчика.

В течение третьей минуты, произведена регистрация сигналов датчиков и получено следующее порождающее семейство множеств:

$$\{R\} = \{\{1, 2, 4\}, \{2, 3, 4\}, \{2\}\},$$

где $\{1, 2, 4\}$ – сигнал акустического датчика; $\{2, 3, 4\}$ – сигнал сейсмического датчика; $\{2\}$ – сигнал магнитометрического датчика.

Допустим, что сигналы поступали непрерывно в течение трех минут. Для выполнения анализа объединим результаты измерений на каждой из трех минут в одно порождающее семейство множеств. Множества семейства сигналов расположены в последовательности: *сигналы акустического, сейсмического, магнитометрического датчиков*.

Таким образом, объединенное семейство множеств будет иметь вид:

$$\{R\} = \{\{1, 2\}, \{2, 4, 6\}, \{1, 2, 4\}, \{2\}, \{2, 6\}, \{2, 3, 4\}, \{1, 2, 3\}, \{2\}\}$$

Решетка L_Ψ строится с помощью алгоритма изложенного в [4]. Диаграмма Хассе решетки L_Ψ , представлена на рисунке 2.

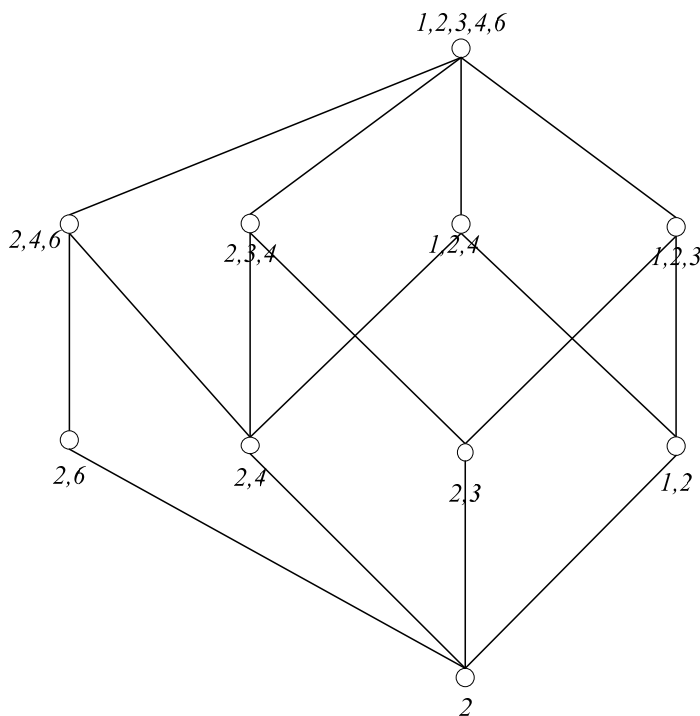


Рис. 2. Диаграмма Хассе решетки L_Ψ показателей сигналов датчиков

Данная решетка имеет петлю 2 что означает, что сигнал 2 ед. сигн. входят в показатели одновременно всех типов датчиков. Сигналы 1, 3, 4 и 6 входят в атомы решетки. Информация для принятия решения содержится в структуре решетки.

Данный алгоритм целесообразно применять в случае регистрации датчиками в единицу времени большого количества различных параметров. При этом ручная обработка таких сигналов становится почти невозможной т.к. требует больших трудовых и временных затрат, что приводит к снижению эффективности и актуальности анализа при идентификации объекта.

Обучение и классификация

При построении представленной выше системы должна быть заложена возможность самообучения в процессе распознавания различных типов объектов. Схема системы распознавания с возможностью обучения представлена на рисунке 3.

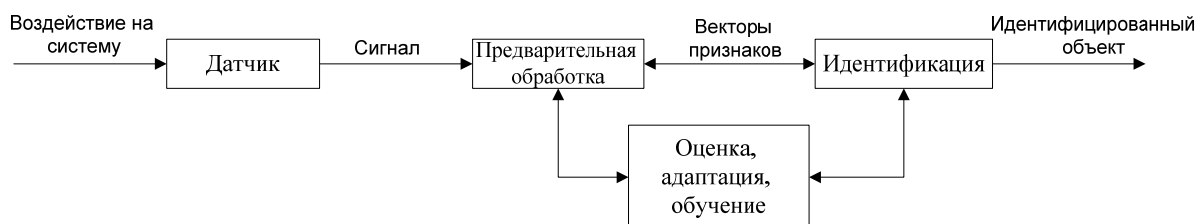


Рис. 3. Схема системы распознавания

Блок «Оценка, адаптация, обучение» аккумулирует в себе результаты прошлых вариаций сигналов, снимаемых с датчиков. Сигналы записываются и хранятся в базе данных. Здесь же происходит процедура обучения, которая представляет собой формирование элементарных классификаторов, т.е. выделения определенных характеристик, например, модели сигналов в виде решетки. Эти характеристики далее позволяют классифицировать оставшуюся часть выборки. Такой вид обучения следует отнести к индуктивным [8].

Заключение

В результате проведенной работы был рассмотрен способ построения систем охраны территорий и объектов стратегического значения. Обозначена структура системы и типы датчиков регистрации различных физических величин (акустические колебания, сейсмические колебания, магнитные поля и др.). Предложен способ обработки и анализа сигналов датчиков с целью получения наиболее точной и адекватной информации для идентификации объектов обнаружения и принятия решений по их обезвреживанию. Рассмотрена возможность построения системы с использованием принципов самообучения на основе формирования элементарных классификаторов.

* * *

1. Парк, Дж. Сбор данных в системах контроля и управления [Текст] : практическое руководство / Дж. Парк, С. Маккей. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2006. – 504 с.: ил.
2. Урманов, Д. Применение беспроводных сенсорных систем для обеспечения безопасности различных подвижных и неподвижных объектов [Текст] / Д. Урманов, О. Полякова, Е. Шульцева // Беспроводные технологии. – СПб.: Изд-во Файнстрит, 2012. – № 27 (2). – С. 48-51.
3. Мандель, И.Д. Кластерный анализ. [Текст] / И.Д. Мандель. – М.: Финансы и статистика, 1988. – 176 с.: ил.
4. Лебедев, В.Б. Анализ ассоциаций данных методом комбинаторно-упорядоченного моделирования [Текст] / В.Б. Лебедев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2005. – №5 (20). – С. 99 – 106.
5. Лебедев В.Б. Построение изоморфных решёток в задаче дискретной классификации [Текст] / В.Б. Лебедев, В.Е. Минаев // Университетское образование: сборник статей XII Международной научно-методической конференции. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2008. – С. 247–249.
6. Лебедев В.Б. Анализ и выбор автоматизированных систем управления проектами [Текст] / В.Б. Лебедев, А.В. Котельников. // Университетское образование: сборник статей XV Международной научно-методической конференции. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2011. – С. 425 – 427.
7. Лебедев В.Б. Моделирование структуры данных методами теории решеток [Текст] / В.Б. Лебедев // Проблемы информатики в образовании, управлении, экономике и технике: сборник статей X Международной научно-технической конференции – Пенза : Изд-во ПДЗ, 2010. – С. 41–45.
8. Люгер Джордж Ф. Искусственный интеллект: стратегии и методы решения сложных проблем [Текст]: 4-е издание /Джордж Ф. Люгер// Пер. с англ. – М.: «Вильямс», 2003. – 864 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ КОЛЕБАНИЙ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО СТРУННОГО ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ДАТЧИКА: ВЫНУЖДЕННЫЕ, НЕЛИНЕЙНЫЕ КОЛЕБАНИЯ

Е. В. Кучумов

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Данная работа является непосредственным продолжением работы [1] по максимально возможному всестороннему анализу особенностей динамики колебаний струнного чувствительного элемента (реальной металлической струны) и является второй частью для работы [2] по моделированию процесса колебаний струны и, в частности, автоколебаний электромеханической системы струнного датчика.

Ключевые слова: динамика колебаний, математическое моделирование, механика сплошных сред, струнные датчики, нелинейная динамика.

Abstract. This paper is the continuation of article [1] which defines the most versatile way of analysis of string sensor element's (real metallic string) oscillation dynamics particularities and it is the second part of paper [2] for mathematical modeling of string oscillation processes and string sensor's electromechanical system self-excited vibration.

Key words: oscillation dynamic, mathematical modeling, string sensor, mechanics of continua, nonlinear dynamics.

Введение

В [1-2] были представлены и проанализированы 3 математические модели динамики колебаний балки (стержня): Бернулли-Эйлера, Рэлея и Тимошенко.

Математическая запись указанных моделей балок переменного сечения из однородного материала при наличии растягивающей силы N имеют следующий вид

$$\rho_0 F u''_{tt} + (J_y E u''_{xx})''_{xx} - (N u'_x)'_x = 0, \quad (1)$$

$$\rho_0 F u''_{tt} + (J_y E u''_{xx})''_{xx} - (\rho_0 J_y u''_{xt})'_{xt} - (N u'_x)'_x = 0, \quad (2)$$

$$\begin{cases} \rho_0 F u''_{tt} - (\chi G F (u'_x - \varphi))'_x - (N u'_x)'_x = 0, \\ \rho_0 J_y \varphi''_{tt} - (J_y E \varphi'_x)'_x - \chi G F (u'_x - \varphi) = 0. \end{cases} \quad (3)$$

Здесь u – поперечное смещение срединной линии балки, φ – угол поворота плоского сечения балки, E и G – модули упругости на сжатие и сдвиг; J_y – момент инерции сечения на поворот (для круглого сечения $J_y = \pi r^4/4$, для квадратного – $J_y = h^4/3$); F – площадь поперечного сечения балки; χ – коэффициент Тимошенко, учитывающий искривление сечения при сдвиговых деформациях.

В уравнениях (1)-(3) не учитывается вязкое трение, т.к. оно мало влияет на частотный спектр собственных колебаний балок (см. пример и вывод в [3] для свободных колебаний балки Тимошенко, вопрос точности собственных частот вычисляемых для балок Бернулли-Эйлера и Рэлея обсуждается в [1]), как и на процесс автоколебания. Однако вопрос о внутреннем трении струнного чувствительного элемента имеет значение в вопросах резонансных явлений. В приближении моделей балки Бернулли-Эйлера или Рэлея, например, учет вязких потерь можно осуществить с помощью линейного закона Фохта [4], что приводит к

дополнительному линейному члену вида $k J_y \frac{\partial^5 u}{\partial x^4 \partial t}$. Таким образом, на качественную структуру нелинейной динамики колебаний реальной струны учет данного члена не влияет.

Краевые условия жесткой заделки для уравнений (1)-(2)

$$u(0) = u(l) = 0, \quad u'_x(0) = u'_x(l) = 0, \quad (4)$$

и для системы (3)

$$u(0) = u(l) = 0, \quad \varphi(0) = \varphi(l) = 0. \quad (5)$$

Предельным переходом безразмерного соотношения $J_y/l^4 \rightarrow 0$, где l – длина балки, уравнения (1)-(3) преобразуются в волновое уравнение для неоднородной струны

$$\rho_0 F u''_{tt} - (N u'_x)'_x = 0. \quad (6)$$

В случае уравнения (3) переход даст равенство $\varphi = u'_x$ из второго уравнения, что эквивалентно переходу первого уравнения к уравнению (6).

Условие $J_y/l^4 \rightarrow 0$ можно связать с выполнением неравенства $F/l^2 \ll 1$, которое было выдвинуто в работе [1], т.к. $J_y \sim F^2$. Таким образом, можно ввести безразмерный параметр $K_{BS} = F/l^2 \sim \sqrt{J_y/l^4}$ в рамках теории подобия, который будет характеризовать степень близости динамики колебаний балки постоянного сечения к динамике колебаний однородной струны.

Представим уравнения (1)-(3) в следующей операторной форме

$$\hat{L}_\gamma u + \frac{\partial^2}{\partial t^2} \hat{M}_\gamma u = 0, \quad \gamma = 1, 2, 3 \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} \hat{L}_1 = \hat{L}_2 &= \frac{\partial^2}{\partial x^2} \left(J_y E \frac{\partial^2}{\partial x^2} \right) - \frac{\partial}{\partial x} \left(N \frac{\partial}{\partial x} \right), \\ \hat{L}_3 &= \begin{bmatrix} -\frac{\partial}{\partial x} \left((\chi GF + N) \frac{\partial}{\partial x} \right) & \frac{\partial}{\partial x} \left(\chi GF \frac{\partial}{\partial x} \right) \\ -\chi GF \frac{\partial}{\partial x} & -\frac{\partial}{\partial x} \left(J_y E \frac{\partial}{\partial x} \right) + \chi GF \end{bmatrix}, \\ \hat{M}_1 = \rho_0 F, \quad \hat{M}_2 &= \rho_0 F - \frac{\partial}{\partial x} \left(\rho_0 J_y \frac{\partial}{\partial x} \right), \quad \hat{M}_3 = \begin{bmatrix} \rho_0 F & 0 \\ 0 & \rho_0 J_y \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Оператор $\hat{L}_3$, как и $\hat{M}_3$, рассматривается как матрица-оператор, действующий на вектор-функцию

$$\mathbf{u}(x, t) = \begin{bmatrix} u(x, t) \\ \varphi(x, t) \end{bmatrix}.$$

Граничные условия (4)-(5) позволяют применить к (7) метод разделяющихся переменных (метод Фурье), поэтому, подставляя (7) решение в виде стационарного колебания $u_\gamma(x, t) = u_\gamma(x) \sin(\omega \cdot t)$ (для $\gamma = 3$ соответственно $\mathbf{u}(x, t) = \mathbf{u}(x) \sin(\omega \cdot t)$), приходим к обыкновенным дифференциальным уравнениям

$$\hat{L}_\gamma u - \omega^2 \hat{M}_\gamma u = 0. \quad (8)$$

Точное общее решение (8) после подстановки в (4) приводит к трансцендентному уравнению относительно ω , корни которого дают значения частот собственных колебаний ω_j для частных решений $u_j(x)$ (8).

В работе [2] использовался так называемый проекционный метод Б.Г. Галеркина, в котором за базовую функцию, моделирующую неоднородную балку, брались решения для соответствующего однородного уравнения (8) с условиями (4)-(5).

Построение уравнения вынужденных нелинейных колебаний балки и моделирование электромеханической системы автоколебаний

Представим уравнения (7) в следующем виде

$$\hat{L}_\gamma u + \frac{\partial^2}{\partial t^2} \hat{M}_\gamma u = \hat{F}_\gamma(u), \quad \gamma = 1, 2, 3, \quad (9)$$

где $\hat{F}$ – оператор, характеризующий нелинейность колебания балки (реальной струны), например, в случае геометрической нелинейности $\hat{F}_\gamma(u) = \varepsilon((u'_x)^3)'_x = 3\varepsilon u''_{xx}(u'_x)^2$, $\gamma = 1, 2$.

Решение (9) ищется в виде бесконечного функционального ряда

$$u_\gamma(x, t) = \sum_{m=1}^{\infty} \Upsilon_m(t) u_{\gamma,m}(x), \quad (10)$$

где $u_{\gamma,m}(x)$ – решение краевой задачи (8)+(4)-(5) для частоты ω_m .

Подставляя (10) в (9) и пользуясь при этом свойством линейности операторов $\hat{L}_\gamma$ и $\hat{M}_\gamma$, а так же симметричностью последнего, приходим к бесконечной системе нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений относительно $\Upsilon_k(t)$

$$M_{\gamma,k} \left\{ \ddot{\Upsilon}_k(t) + \omega_k^2 \Upsilon_k(t) \right\} = \int_0^l \hat{F}_\gamma \left(\sum_{m=1}^{\infty} \Upsilon_m(t) u_{\gamma,m}(x) \right) u_{\gamma,k}(x) dx. \quad (11)$$

Для случая динамики колебаний струнного чувствительного элемента особое значение имеет основная форма колебаний $k = 1$

$$\ddot{\Upsilon}_1(t) + \omega_1^2 \Upsilon_1(t) = \frac{1}{M_{\gamma,1}} \int_0^l \hat{F}_\gamma \left(\sum_{m=1}^{\infty} \Upsilon_m(t) u_{\gamma,m}(x) \right) u_{\gamma,1}(x) dx. \quad (12)$$

При отсутствии в правой части (12) членов $\Upsilon_m(t)$ ($m \neq 1$) с частотой, кратной ω_1 , –внутренний резонанс в системе (11) – для анализа и приближенного решения можно применять различные асимптотические методы, например, метод усреднения [5].

Рассмотрим конкретный вид функции $\hat{F}(u)$ из правой части системы уравнений (9) в случае моделей $\gamma = 1, 2$. Представим ее в следующем виде

$$\hat{F}(u) = \hat{F}_{AG}(u) + \hat{F}_{NF}(u) + \hat{F}_{DF}(u),$$

где $\hat{F}_{AG}(u)$ – возбуждающие магнитоэлектрические силы колебаний струнного элемента в режиме автогенератора; $\hat{F}_{NF}(u)$ – механические нелинейные силы, возникающие при деформации струны; $\hat{F}_{DF}(u)$ – диссипативные силы.

Член $\hat{F}_{AG}(u)$ удельных сил, влияющих на динамику струны, можно выразить с помощью закона Ампера

$$\hat{F}_{AG}(u) \cdot dx = i[d\vec{l} \times \vec{B}],$$

который в силу малости амплитуды колебания $|d\vec{l}| \approx dx$ и геометрии магнитного поля $\vec{B} = B_z \vec{e}_z$ ($B_z = \text{Const}$) можно записать в следующем упрощенном виде

$$\hat{F}_{AG}(u) = iB_z(x). \quad (13)$$

Ток в сечении струны распределен равномерно и связан с ЭДС электромагнитной индукции в струне через закон Фарадея

$$\mathcal{E} = -\frac{d\Phi}{dt} = \int_0^l B_z(x) \dot{u}(x,t) dx. \quad (14)$$

Тогда усилительную часть автогенератора можно представить в виде следующего полинома, получаемого после разложения в ряд усилительной функции $i = i(\mathcal{E})$ и отбрасывания членов порядка выше 3-го

$$i(\mathcal{E}) = i_0 + \alpha \mathcal{E} - \beta \mathcal{E}^3, \quad (15)$$

где $\alpha > 0$ – коэффициент положительной обратной связи (ПОС), $\beta > 0$ – коэффициент отрицательной обратной связи (ООС).

Считая $i_0 = 0$ и подставляя (15) в (13) с учетом (14) приходим к следующему выражению для удельной электромагнитной силы, действующей на струну

$$\hat{F}_{AG}(u) = B_z(x) \int_0^l B_z(x) \dot{u}(x,t) dx \left[\alpha - \beta \left(\int_0^l B_z(x) \dot{u}(x,t) dx \right)^2 \right]. \quad (16)$$

Выражение (16) при подстановке в уравнение (9) ($\gamma = 1, 2$) приводит его к случаю нелинейного интегро-дифференциального уравнения в частных производных.

Рассмотрим случай, когда струна находится в своем стационарном режиме, т.е. в режиме автоколебаний и $u(x,t) = u_1(x) \Upsilon_1(t)$. Тогда выражение (16) можно преобразовать к следующему виду

$$\hat{F}_{AG}(u) = B_z(x)c_1 \left[\alpha - \beta c_1^2 \dot{\gamma}_1^2 \right] \dot{\gamma}_1, \quad (17)$$

где $c_1 = \int_0^l B_z(x)u_1(x)dx$.

Наконец, используя выражение (17), а так же слагаемое нелинейной силы в виде $\hat{F}_{NF}(u) = \varepsilon((u'_x)^3)'_x$, уравнение (12) приобретает вид (диссипация учтена с помощью параметра α)

$$\ddot{\gamma}_1(t) - \frac{c_1^2}{M_{\alpha,1}} \left[\alpha - \beta c_1^2 \dot{\gamma}_1^2 \right] \dot{\gamma}_1 + \omega_1^2 \gamma_1(t) + \varepsilon M_2 \gamma_1^3(t) = 0. \quad (18)$$

Уравнение (18) при $\varepsilon = 0$ называется *уравнением Рэлея* и описывает автоколебательный процесс релаксационного характера.

На рисунке 1 представлен график производной $\dot{\gamma}_1(t)$ численного моделирования динамики колебаний первой моды струны с помощью уравнения (18) и реальной характерной осциллограммы стационарного режима работы струнного датчика.

Заключение

Сразу необходимо отметить, что уравнения электромеханических колебаний реальной струны в виде уравнения (18) (типа уравнения Рэлея) практически не встречается в литературе, связанной с моделированием динамики колебаний струнного чувствительного элемента, построенного на основе модели жесткой балки. Как правило, все попытки моделирования нелинейности сводятся к модификации уравнения идеальной струны с помощью учета дополнительной силы в результате растяжения струны относительно равновесного состояния [7-8,11].

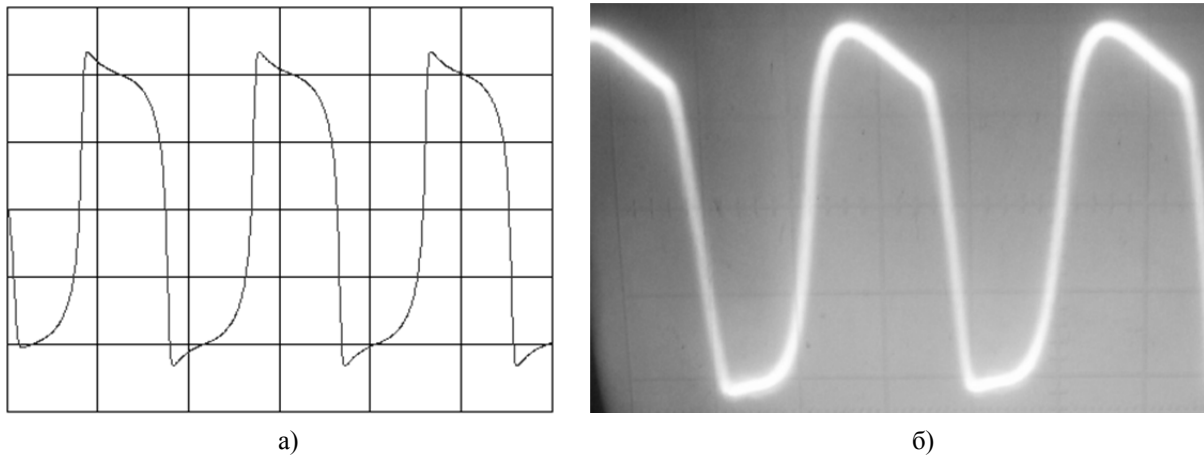


Рис. 1. Сравнение теоретической и экспериментальной осциллограмм: а) численное решение (18), дифференцированное по времени $\dot{\gamma}_1(t)$; б) реальная осциллограмма струнного датчика

В работе [10] представлен анализ уравнения автогенератора с помощью нелинейного интегродифференциального уравнения, аналогичный уравнению (18), но на основе модели идеальной струны и уравнения Рэлея, а так же результаты численного моделирования, где показано, что между высшими модами колебания струны и гармониками автогенератора возможны резонансные явления (синхронизация). Подобный анализ можно найти так же в сборнике [8]. В работе [11] описан нелинейный резонанс в аналогичном генераторе. Стоит отметить, что об экспериментальном наблюдении подобного резонанса струнных датчиков так же упоминается во многих источниках, например в [6].

В монографии [7] имеется сравнительный анализ (без учета нелинейности) динамики колебаний балки, называемой моделью жесткой струны, и идеальной струны. Данный анализ показал, что даже в линейном приближении имеются существенные расхождения в частотах между идеальной и реальной (жесткой) струной. Поэтому несмотря на качественное совпадение уравнения (18) и уравнения из [10], параметры при конкретном численном моделировании, а также частотный анализ и резонансные явления могут сильно отличаться.

В данной работе не представлено описание влияния влажности, температуры, упругого последействия и др. Однако погрешности работы датчика от влияния данных параметров были рассмотрены ранее [6-7] и не влияют на нелинейность динамики колебаний реальной струны.

1. Кучумов, Е.В. Особенности динамики колебаний металлического струнного чувствительного элемента датчика // Измерительная техника, №3. – 2011. – С. 7-11.
2. Кучумов, Е.В. Моделирование динамики колебаний металлического струнного чувствительного элемента датчика. Часть 1: свободные колебания / Е.В. Кучумов // Датчики и системы: сборник докладов XXX межрегиональной научно-практической конференции молодых ученых и специалистов (30-31 марта 2011 г., Пенза) / Под ред. акад. Академии проблем качества РФ Блинова А.В. – Пенза: ОАО «НИИФИ», – 2011. – С. 170-179.
3. Культербаев, Х.П. Свободные колебания модифицированной балки Тимошенко / Х.П. Культербаев, Т.Ю. Чеченов // Труды Второй Всероссийской научной конференции (1–3 июня 2005 г.). Часть 1, Математические модели механики, прочность и надежность конструкций, Матем. моделирование и краев. задачи, СамГТУ, Самара, – 2005. – С. 176–179.
4. Пановко, Я.Г. Внутреннее трение при колебаниях упругих систем – М.: ФИЗМАТЛИТ, 1960. – 196 с.
5. Гребеников, Е.А. Методы усреднения в прикладных задачах. – М.: Наука, 1986. – 256 с.
6. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е.П. Осадчего. – М.: Машиностроение, 1979. – 480 с.
7. Новицкий, П.В. Цифровые приборы с частотными датчиками. / П.В. Новицкий, В.Г. Кнорринг, В.С. Гутников – Л.: Энергия, 1970. – 424 с.
8. Сборник научно-технических статей НИКИМП «Вибрационно-частотные преобразователи». Часть 1 / Под ред. д.т.н. Л.Г. Эткина. М.: Энергия, 1970. 152 с.
9. Давиденков, Н.Н. Струнный метод измерения деформаций / Труды физико-технического института, ГТТО, 1933. – 60 с.
10. Зайцев, В.В. Моделирование автоколебаний в генераторе с электромеханическим резонатором / В.В. Зайцев, О.В. Зайцев, А.В. Никулин, Яровой Г.П. // Вестник СамГУ – Естественнонаучная серия. 2003. Второй спец. выпуск. С.118-126.
11. Зайцев, В.В. Нелинейный резонанс в струнном ЭМР / В.В. Зайцев, А.В. Никулин, В.В. Никулин // Вестник СамГУ – Естественнонаучная серия. 2005. №5(39). С.125-130.

УДК 681.586.772

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НА БАЗЕ СТРУКТУР «ПОЛИКРЕМНИЙ – ДИЭЛЕКТРИК» ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

С. А. Москалев, И. В. Ползунов, А. А. Родионов

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Рассмотрены проблемы построения информационно-измерительных систем изделий авиационной техники с применением полупроводниковых датчиков давления. Отмечены преимущества и недостатки полупроводниковых чувствительных элементов датчиков давления. Приведены конструктивно-технологические решения для повышения точности, надежности, расширения температурного диапазона датчиков давления с использованием структур «поликремний-диэлектрик».

Ключевые слова: датчик давления, полупроводниковый чувствительный элемент, структура «поликремний-диэлектрик», точность измерения, надежность, расширенный температурный диапазон.

Abstract. The problems of building information-measuring system so your aircraft using semiconductor pressure sensors. The advantages and disadvantages of semiconductor sensors pressure sensors. Are structural and technological solutions to improve the accuracy, reliability, temperature range of pressure sensors using structures " polysilicon-dielectric".

Key words: pressure sensor, a semiconductor sensitive element, the structure "polysilicon-dielectric", accuracy, reliability, extended the temperature range.

В настоящее время одной из общих тенденций развития современной авиационной техники является повышение надежности, что немислимо без применения высокоэффективных информационно-измерительных систем управления и контроля, построенных на основе датчиков различных физических величин. Особое место среди датчиков физических величин занимают датчики давления.

Использование датчиков давления для изделий авиационной техники определяют жесткие условия эксплуатации и высокие требования в плане точности, надежности, рабочего температурного диапазона, при этом класс точности датчиков давления и, следовательно, информационно-измерительных систем с их использованием определяется конструктивными особенностями и метрологическими характеристиками их чувствительного элемента (ЧЭ). Чем выше точность и надежность ЧЭ, тем проще на его основе создать датчик давления высокого класса.

Следовательно, при разработке датчиков давления для информационно-измерительных систем изделий авиационной техники актуальными являются следующие задачи:

- расширение температурного диапазона;
- повышение точности измерения;
- повышение надежности.

При большом многообразии ЧЭ датчиков давления, а также технологий, использующихся при их изготовлении (тонкопленочная технология, NiCr-тонкопленочная технология на стали, поликремневая тонкопленочная технология на металле), использование полупроводниковых чувствительных элементов (ПЧЭ) – одно из наиболее перспективных направлений в отечественном и зарубежном датчикостроении. Основными преимуществами ПЧЭ по сравнению с традиционными ЧЭ являются: миниатюрность размеров, групповой способ производства, способность выдерживать высокие механические перегрузки, высокая чувствительность.

Наиболее распространенный способ изготовления ПЧЭ датчиков давления – это применение монокристаллического кремния в качестве воспринимающей давление мембраны, в которой методом диффузии формируется электрическая схема. Изоляция электрической схемы обеспечивается *p-n*-переходом, наличие которого не позволяет иметь стабильные параметры и функционировать датчикам давления при температурах свыше 120 °С. Расширение температурного диапазона измерения ПЧЭ можно реализовать с помощью использования высокотемпературной изоляции приборного слоя («кремний-на-изоляторе») и применения поликристаллического кремния или его химических соединений в качестве приборного слоя («поликремний-на-диэлектрике», «карбид кремния-на-диэлектрике» и т.д.). Каждый из перечисленных способов имеет ряд преимуществ и недостатков, описанных в [1].

Особый интерес в рамках данной работы представляет ПЧЭ с использованием поликристаллического кремния в качестве приборного слоя (структура «поликремний-диэлектрик»). В качестве изолирующего слоя между поликристаллическим кремнием и подложкой используются или нитрид кремния, или – в основном – SiO_2 . Стабильность метрологических параметров подобной структуры сохраняется до температуры 250 °С. Особенностью поликристаллического кремния по сравнению с монокристаллическим является то, что после пропускания через резистор импульсов тока с плотностью около 106 А/см² наблюдается уменьшение сопротивления резистора. Этот эффект имеет как практическое, так и научное значение. Практическое применение эффекта связано с возможностью подстройки резисторов, например, в мостах Уитстона. Научное значение эффекта связано с тем, что физические процессы во время токового отжига происходят на границах кристаллитов, поэтому исследования токового отжига могут дать дополнительную информацию о механизмах проводимости в поликристаллическом кремнии [2].

Нелинейность передаточной характеристики датчика является одной из наиболее распространенных причин, снижающих точность измерения. Данную проблему можно решить за счет размещения тензорезисторов, воспринимающих положительные деформации, и тензорезисторов, воспринимающих отрицательные деформации, на таком расстоянии от центра кристалла, при котором положительные и отрицательные относительные деформации равны по абсолютной величине. С учетом данных рекомендаций была разработана конструкция ЧЭ датчика давления [3], представленная на рисунке 1, которая позволит повысить точность измерения и уменьшить температурную погрешность.

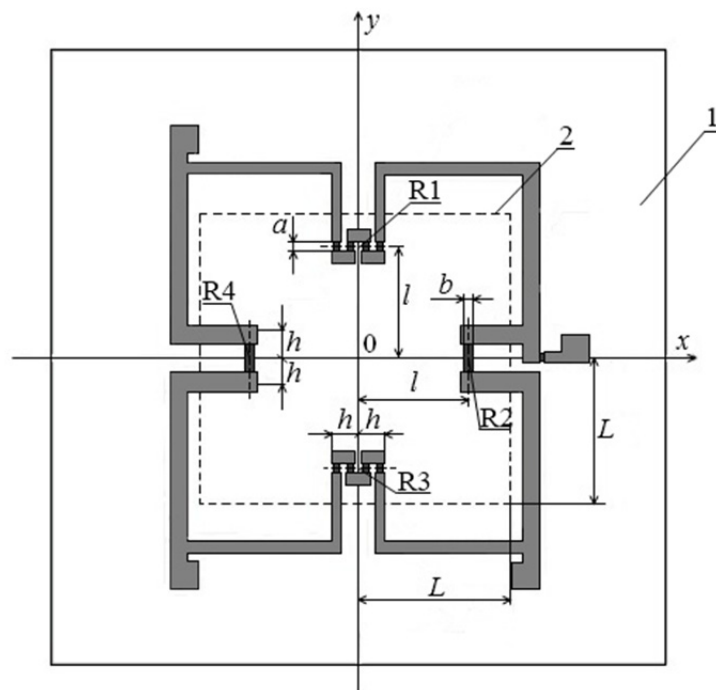


Рис. 1. Конструкция ПЧЭ датчика давления повышенной точности

С использованием метода конечных элементов, математического и компьютерного моделирования, были определены области на поверхности полупроводникового кристалла 1 с центральной тонкой частью 2, где относительные положительные и отрицательные деформации имеют равное по модулю некоторое значение ε . Данное расстояние составило $l = 0,715L$ от центра кристалла, где L – размер тонкой части 2. Границы области, где относительные деформации принимают равное по модулю значение ε , лежат в пределах $h \leq 0,1L$ по обе стороны от осевых линий. Размещая тензорезисторы $R1$ - $R4$ в данных областях, повышается линейность выходной характеристики датчика давления.

Разработка многоканальных датчиков, объединяющих в одном корпусе несколько независимых идентичных измерительных каналов, позволяет повысить надежность полупроводниковых датчиков давления. На рисунке 2 показана разработанная конструкция ПЧЭ датчика давления [4], применение которой позволяет повысить надежность датчика давления за счет наличия двух тензометрических мостов, находящихся в зонах одинаковых деформаций и рабочих температур.

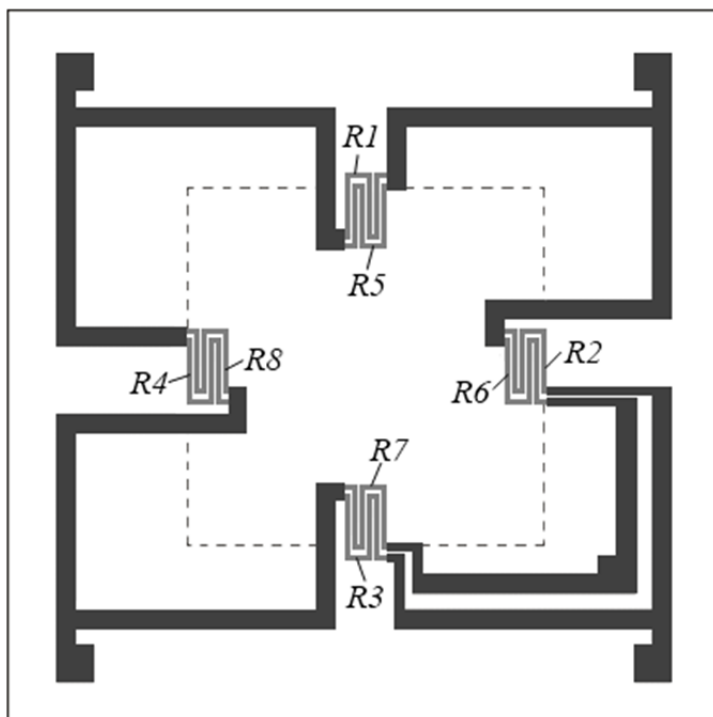


Рис. 2. Конструкция ПЧЭ датчика давления повышенной надежности

Повышение надежности происходит за счет наличия двух тензометрических мостов, находящихся в зонах одинаковых деформаций и рабочих температур. Одинаковые деформации и рабочие температуры обоих тензомостов обеспечиваются за счет того, что тензорезисторы $R5$ - $R8$ второго тензомоста выполнены также в форме меандра и размещены так, что являются «вставленными» в идентичные тензорезисторы $R1$ - $R4$ первого тензомоста. При выходе из строя тензорезисторов одного из тензомостов датчик полностью не теряет работоспособности и после дополнительной калибровки может выполнять свою основную функцию – измерять давление. Кроме того, за счет изготовления элементов тензосхем обоих каналов в едином технологическом цикле и их близкого взаимного расположения, обеспечивающих более высокую степень идентичности электрофизических параметров, и использования общей мембраны, обеспечивающей идентичность метрологических характеристик измерительных каналов, повышается точность датчика.

Выводы

Использование структур «поликремний-диэлектрик» в качестве приборного слоя ПЧЭ датчика давления и предложенные конструктивные решения при создании ПЧЭ способствует повышению точности, надежности, расширению температурного диапазона датчика давления. С применением нового класса датчиков давления значительно повысится надежность информационно-измерительных систем изделий авиационной техники, в которых они найдут широкое применение.

1. Москалев, С.А. Современные методы повышения эффективности работы полупроводниковых датчиков давления в условиях воздействия повышенной температуры / С.А. Москалев, И.В. Ползунов, Н.К. Юрков // Тр. Междунар. симпозиума «Надежность и качество-2012». Пенза, 2012. Т. 2. – С. 46-47.

2. **Любимский, В.М.** Проблемы проектирования интегральных тензопреобразователей давления на основе слоев поликристаллического кремния / В.М. Любимский – Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Новосибирск, 2005. – 295 с.

3. **Васильев, В.А.** Полупроводниковый датчик абсолютного давления повышенной точности / В.А. Васильев, Н.В. Громков, С.А. Москалев – Пат. 2451270 Российская Федерация, МПК G01L9/04. Заявка 2011113209/28 от 05.04.2011, опубл. 20.05.2012 – 15 с.

4. **Васильев, В.А.** Полупроводниковый датчик давления с частотным выходным сигналом // В.А. Васильев, Н.В. Громков, С.А. Москалев – Пат. 2430342 Российская Федерация, МПК G01L 9/00. Заявка 2010133556/28, от 10.08.2010; опубл. 27.09.2011 – 10 с.

УДК 004.94

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ ЧАСТОТ ПРИСПОСОБЛЕНИЯ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Р. Ш. Мусаев, А. В. Самошин

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Приведен пример использования современного САПР на основе метода конечных элементов для расчета собственной частоты приспособления, служащего для испытания датчика линейного перемещения, работающего в жестких условиях.

Ключевые слова: собственная частота, резонанс, испытания, виброустойчивость, САПР, метод конечных элементов, твердотельная модель, датчик.

Abstract. There is an example of modern CAD's using, based on the finite element method for calculating natural frequency of a device, used for test of a linear displacement transducer, operating in strict conditions.

Key words: natural frequency, vibrancy, test, resistance to vibration, CAD, the finite element method, solid model, sensor.

Разработка сложных датчиков физических измерений неотъемлемо связана с испытаниями, подтверждающими их работоспособность при заданных условиях эксплуатации. Одним из таких испытаний является проверка на виброустойчивость в заданных частотных диапазонах. Как правило, для испытания каждого датчика разрабатывается оснастка, которая позволяет задавать на специальном вибростенде виброускорения на датчик по соответствующим осям координат. Одним из условий работоспособности для такого приспособления является отсутствие собственных погрешностей в результатах и обеспечение чистоты испытаний. В связи с этим разработка конструкции усложняется. Зачастую конструктор, разрабатывающий приспособление, использует свой профессиональный опыт и приближенные численные методы расчета на прочность, виброустойчивость, воздействие внешней температуры и т.д. Подобный подход к решению столь сложной задачи требует больших временных ресурсов, опыта и не гарантирует 100-процентного результата. Современные методы проектирования, основанные на методе конечных элементов, позволяют значительно сократить срок разработки приспособления и обеспечивают практически 100-процентный результат по работоспособности разработанной конструкции. ОАО «НИИФИ» имеет у себя на вооружении ряд современных программных сред для решения задач любого уровня сложности, что позволяет создавать конкурентоспособную продукцию мирового уровня для различных отраслей промышленности.

Рассмотрим задачу, посвященную расчету собственных частот приспособления для испытания датчика линейного перемещения. Необходимость в данном расчете обусловлена тем, что при аттестации приспособления система «Приспособление с габаритно-массовым эквивалентом (ГМЭ)» вошла в резонанс на частоте 1882 Гц. Причиной предположительно могла быть ошибка в конструкции, которая привела к резонансу, возникшему в результате совпадения собственной частоты колебания системы «Приспособление + ГМЭ» и частоты вынуждающей силы, создаваемой установкой (исходя из условий эксплуатации датчика). Задача предлагаемого расчета – оптимизировать конструкцию для исключения резонанса.

Для проведения расчета собственной частоты исследуемой системы были построены твердотельные модели и приспособления, и ГМЭ (рис. 1).

Модель построена по разработанным чертежам в программе SolidWorks [1, 2], выбор программы обусловлен удобством в применении, высокой степенью интеграции в существующие САПР, возможностью проведения широкого ряда инженерных вычислений, невысокой требовательностью к системным ресурсам. Приспособление крепится 4-мя болтами к установочной плите вибростенда, создающего синусоидальные колебания, через основание. В качестве материала приспособления конструктором заложен сплав Д16, соответствующие свойства сплава введены в качестве исходных данных в программу.

Датчик должен работать в частотном диапазоне 20-2000 Гц, следовательно, расчетная система должна иметь собственную частоту более 2000 Гц. Отверстия, где располагаются крепежные болты, жестко заделаны согласно условию установки на плиту вибростенда. Дальнейшим этапом расчета является разбиение твердотельной модели на конечные элементы с последующим запуском расчета.

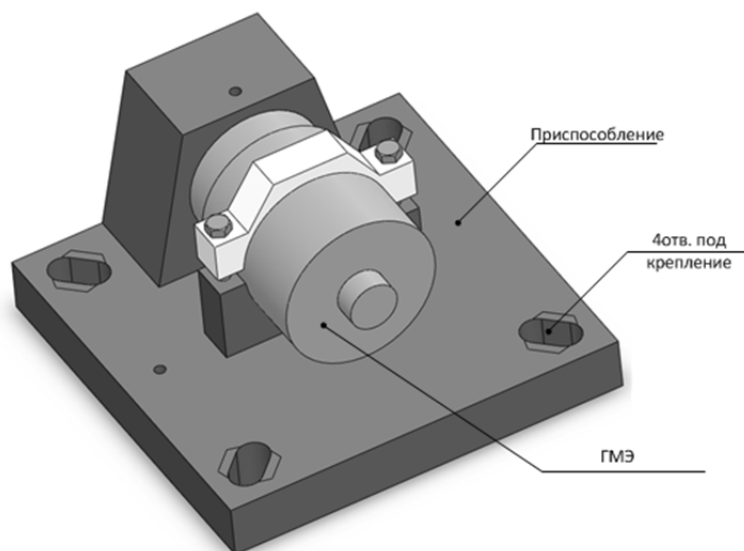


Рис. 1. Твердотельная модель системы «приспособление + ГМЭ»

Расчеты созданной твердотельной модели с приведенными граничными условиями показали, что первая частота собственных колебаний составляет 1880 Гц. Полученные данные свидетельствуют о том, что система «Приспособление + ГМЭ» входит в резонанс.

Для изменения собственной частоты системы необходимо увеличить ее массу и жесткость. Поскольку ГМЭ должна в точности сохранять все центрo-массовые характеристики датчика, изменить мы можем только конструктивные размеры приспособления. Наиболее целесообразно увеличить высоту основания приспособления, тем самым мы увеличим и массу системы, и ее жесткость. Соответствующие изменения были внесены в твердотельную модель с теми же граничными условиями, и затем был проведен повторный расчет собственных частот колебания системы. Первая собственная частота составила 2880 Гц. Это значение выше 2000 Гц, что гарантирует отсутствие входа в резонанс на частотах в диапазоне 20-2000 Гц. По данному расчету можно судить о правильности принятого конструкционного решения увеличить высоту основания приспособления.

Еще один важный вопрос при проектировании любого изделия – его прочностные характеристики. В нашем случае критерием прочности будет являться сравнение максимальных механических напряжений, возникающих в конструкции, с их допустимым значением для данного материала. В качестве допустимого значения будет использован предел текучести сплава Д16 ($96 \cdot 10^6 \text{ Н/м}^2$) [3]. Созданная ранее модель была рассчитана на прочность под воздействием синусоидальной вибрации с амплитудой ускорения в 30 g. Максимальные значения напряжения возникают в местах крепления приспособления к установочной плите вибростенда, однако они невелики и не достигают предела текучести материала.

В результате проведенных расчетов мы смогли оптимизировать конструкцию под те требования, при которых она должна обеспечивать нормальные испытания датчика, исключая собственные погрешности (рис. 2).

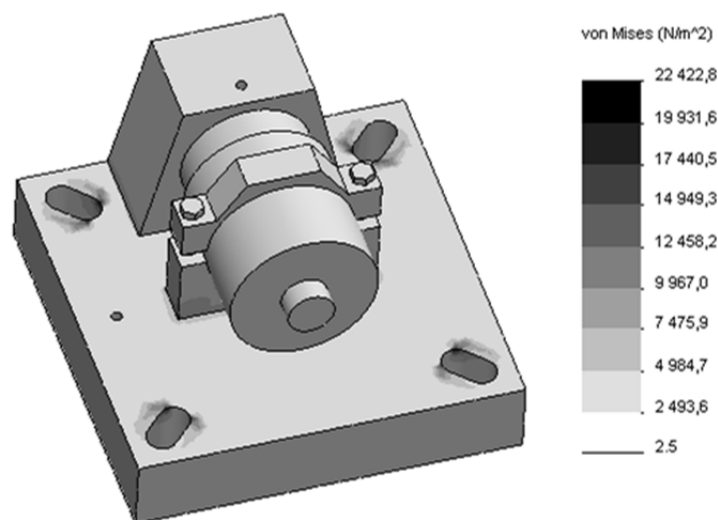


Рис. 2. Эпюра критических напряжений

Проведенные в среде твердотельного моделирования SolidWorks расчеты позволили определить причину неработоспособности приспособления и устранить конструкторскую ошибку. Современные численные методы, реализованные на конечно-элементном анализе, позволяют конструктору избежать ошибки при проектировании, а также сократить срок разработки в несколько раз. CAD/CAE-системы все больше и больше находят свое применение при проектировании перспективных изделий. ОАО «НИИФИ» активно использует и постоянно совершенствует свои методики при проектировании оснастки для испытаний датчиков-преобразующей аппаратуры.

1. **Алямовский, А.А.** COSMOSWorks. Основы расчета конструкций на прочность в среде SolidWorks / А. А. Алямовский – М.: ДМК Пресс, 2011. - 784 с.
2. **Алямовский А.А.** Инженерные расчеты в SolidWorks Simulation / А.А. Алямовский – М.: ДМК Пресс, 2011. - 464 с.
3. **Тихонов Л.В.** Механические свойства металлов и сплавов / Л.В. Тихонов, В.А. Кононенко – Киев: Наукова Думка, 1986. - 300 с.

УДК 681.586.772

ИНЖЕНЕРНЫЕ МЕТОДИКИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ НА БАЗЕ СТРУКТУР «ПОЛИКРЕМНИЙ – ДИЭЛЕКТРИК»

С. А. Москалев, И. В. Ползунов, А. А. Родионов

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Описаны инженерные методики проектирования датчиков давления, учитывающие особенности структур «поликремний-диэлектрик». Определены метрологические характеристики датчиков давления на базе структур «поликремний-диэлектрик» в зависимости от условий их эксплуатации.

Ключевые слова: датчик давления, структура «поликремний-диэлектрик», метрологические характеристики, условия эксплуатации.

Abstract. Describes the engineering design techniques pressure sensors, sensitive structures "polysilicon-dielectric". Identified metrological characteristics of pressure sensors based on structures of " polysilicon-dielectric", depending on their operating conditions.

Key words: pressure sensor, the structure of "polysilicon-dielectric", the metrological characteristics, operating conditions.

Разработка датчиков давления является сложной инженерной задачей, требующей многолетнего опыта разработчика в области проектирования датчиков давления и зависящей от имеющейся в его распоряжении технологической, элементной и инструментальной базы, анализа научных источников и информации об аналогах конкурентов [1]. Рассмотрим особенности структур «поликремний-диэлектрик» для разработки методик проектирования датчиков давления на их основе.

Проектирование датчиков давления можно разбить на несколько этапов [1, 2]:

1. Определение метрологических характеристик датчика в зависимости от условий его эксплуатации (эксплуатационных характеристик);
2. Построение базовой конструкции датчика и выбор материалов конструктивных элементов;
3. Проведение расчетов, подтверждающих механическую прочность конструкции спроектированного датчика давления;
4. Построение геометрической модели датчика, проведение компьютерного моделирования;
5. Экспериментальная проверка расчетов и результатов компьютерного моделирования.

Для датчиков давления их метрологические и эксплуатационные характеристики имеют решающее значение и являются неотделимыми от средства измерения. Эксплуатационные характеристики должны соответствовать требованиям к конкретной разработке, а также ГОСТ РВ 20.39.304 [3]. Структуры «поликремний-диэлектрик» сохраняют стабильность метрологических характеристик до температуры 250 °С [4], что позволяет использовать датчики давления на их основе для авиационной, ракетно-космической и гражданской техники.

К метрологическим характеристикам следует отнести [5]:

– характеристики, предназначенные для определения результата измерений: диапазон измерений, вид функции преобразования, чувствительность и т.д. Диапазон измерений датчиков давления – это диапазон значений измеряемого давления, в котором нормированы предельные значения погрешностей. Диапа-

зоны измерений для датчиков давления устанавливаются ГОСТ 22520-85 [6]. Чувствительность датчика давления характеризуется значением выходного сигнала при номинальном значении измеряемого давления. При оптимальном подборе параметров поликремниевых тензорезисторов (номинальное электрическое сопротивление, габаритные размеры, измеряемые деформации [7]) можно достигнуть чувствительности 10 ± 3 мВ на 1 В напряжения питания;

– характеристики погрешностей средств измерений. Устанавливают пределы (положительный и отрицательный) допускаемой погрешности в диапазоне измерений и предел допускаемой вариации выходного сигнала. Датчики давления на базе структур «поликремний-диэлектрик» имеют малую нелинейность выходного сигнала, не превышающую 0,2 %, малый гистерезис, не превышающий 0,05 %, и высокую стабильность характеристик [8], что позволяет создавать датчики давления с основной погрешностью до 0,2 % даже при групповом способе изготовления;

– характеристики чувствительности средств измерений к влияющим величинам. Производители и потребители наряду с основной погрешностью, определяемой в нормальных климатических условиях, уделяют большое внимание нормированию и гарантированной проверке дополнительных погрешностей в зависимости от условий эксплуатации – от влияния температуры измеряемой и окружающей среды, механических воздействий, перегрузок, изменения выходного сигнала во времени (временная стабильность датчиков давления) и т.д. Так, для датчиков давления на базе структур «поликремний-диэлектрик» характерны следующие характеристики: температурный коэффициент выходного сигнала – 0,2 % / 10 °С; температурный коэффициент начального выходного сигнала 0,15 % / 10 °С [8].

После определения метрологических и эксплуатационных характеристик необходимо построить базовую конструкцию датчика и определиться с материалами конструктивных элементов. Для соединений, работающих при температуре выше 150 °С материалы деталей соединения должны иметь коэффициенты линейного расширения, отличающиеся не более чем на 30 % [9]. За базовую конструкцию высокотемпературного датчика давления на базе структур «поликремний-диэлектрик» возьмем датчик давления ДАЭ 103, разработанный ОАО «НИИФИ» (см. рис. 1).

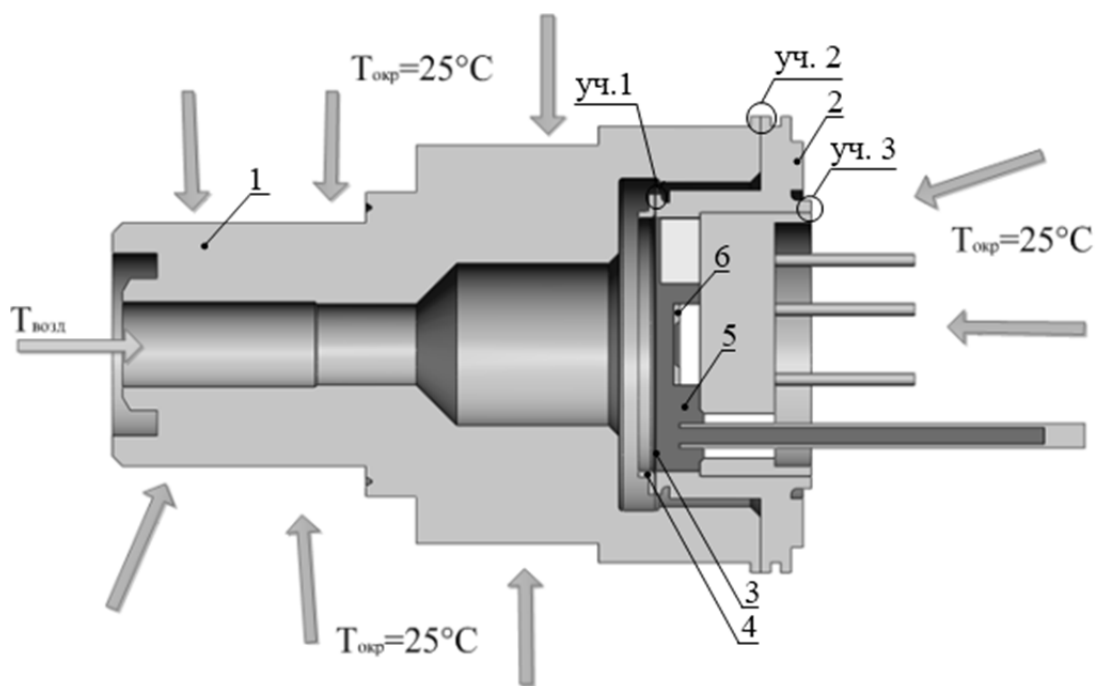


Рис. 1. Конструкция датчика давления ДАЭ-103: 1 – штуцер; 2 – корпус; 3 – мембрана; 4 – кольцо; 5 – жидкость ПМС-10; 6 – чувствительный элемент на базе структур «поликремний-диэлектрик»

Следующий этап проектирования – проведение расчетов, подтверждающих механическую прочность конструкции спроектированного датчика давления. Данные расчеты проводятся для оценки механической прочности конструкции спроектированного датчика давления. При эксплуатации датчика основным источником механической нагрузки является давление измеряемой среды, действующей на приемную полость. Максимальное давление $P_{\max}$, которое данная конструкция испытывает при эксплуатации определяется в зависимости от верхнего предела измерений в соответствии с ГОСТ 22520-85 [6]. Критерием механической прочности датчика является сохранение герметичности при воздействии максимального давления $P_{\max}$. Анализ конструкции датчика позволяет выделить три наиболее вероятных участка нарушения герметичности и проникновения измеряемой среды в окружающее пространство:

уч. 1 – место объединения корпуса 2, мембраны 3 и кольца 4, образующие блок мембранный. Герметичность обеспечивается сварным соединением;

уч. 2 – сварное соединение штуцера 1 и корпуса 2. При эксплуатации сварной шов испытывает растягивающие нагрузки (на разрыв);

уч. 3 – сварное соединение блока мембранного и корпуса 2.

Условия прочности сварного соединения определяется из условия [10]:

$$\sigma_{расч} < [\sigma]_p, \quad (1)$$

где $[\sigma]_p$ – допускаемое напряжение сварного шва при растяжении, Па.

Напряжение растяжения в сварном шве $\sigma_{расч}$, кгс/мм², определим по формуле [11]:

$$\sigma_{расч} = \frac{F}{l \cdot h \cdot k}, \quad (2)$$

где F – усилие от давления измеряемой среды, кгс; l – длина сварного шва, мм; h – толщина соединяемых деталей, мм; $k = 0,8$ – коэффициент прочности шва, учитывающий непрочвар.

Усилие F , нагружающее сварной шов под действием измеряемого давления P_{max} определим по формуле(4) ГОСТ 19749:

$$F = \frac{\pi \cdot d_{внешн.}^2}{4} \cdot P_{max}, \quad (3)$$

где $d_{внешн.}$ мм – внешний диаметр резьбы, мм; P_{max} – максимальное рабочее давление, МПа.

Допустимое напряжение в сварном шве при растяжении можно определить из справочника [10] со стр. 114:

$$[\sigma]_p = 0,9 \cdot [\sigma], \quad (4)$$

где $[\sigma]_p$ – допускаемое напряжение при растяжении основного металла, кгс/мм².

$$[\sigma]_p = \sigma_{\sigma}, \quad (5)$$

где σ_{σ} – предел прочности материала.

Коэффициент запаса прочности K_{np} сварного шва определяется как отношение предела прочности материала свариваемых соединений $[\sigma]_p$ к напряжению растяжения в сварном шве $\sigma_{расч}$:

$$K_{np} = \frac{[\sigma]_p}{\sigma_{расч}}. \quad (6)$$

В результате проведенных расчетов на прочность сварных соединений с учетом геометрических размеров датчика-аналога ДАЭ103 были определены коэффициенты запаса прочности: участок 1 – $K_{np} = 1,59$; участок 2 – $K_{np} = 4,36$; участок 3 – $K_{np} = 1,36$.

На основании чертежей деталей датчика-аналога ДАЭ-103 была построена геометрическая модель высокотемпературного датчика давления на базе структур «поликремний-диэлектрик». В рамках данной статьи интерес представляет распределение температурных полей, поэтому было проведено компьютерное моделирование воздействия рабочих температур (в данном случае, 250 °С) на компьютерную модель датчика. Для реализации данной задачи, использовались граничные условия, изображенные на рис. 1.

Моделирование проводилось с условием, что датчик находится в нормальных климатических условиях ($T_{окр} = 25$ °С), в приемную полость датчика подается температура воздействия ($T_{возд} = 250$ °С) На рис. 2 **Ошибка! Источник ссылки не найден.** изображена эпюра распределения температурных полей, в зависимости от времени воздействия.

Согласно рис. 2, выравнивание температурных полей происходит приблизительно через 320 секунд. Жидкость ПМС-10 имеет малую теплопроводность (0,167 Вт/мк), поэтому процесс ее нагрева протекает относительно медленно. На промежутке времени $T = 320$ с минимальное значение температуры согласно эпюры, составляет +249,8 °С. Температура 0,2 °С может быть погрешностью моделирования. Данное утверждение основано на следующих особенностях конструкции. Полупроводниковый чувствительный элемент (ПЧЭ) находится в среде жидкости (ПМС-10) и отделен от рабочей среды мембраной. Весь объем жидкости, в которой находится ПЧЭ, разбивается на элементарные объемы (конечные элементы), и след-

ствие этого, сетка конечных элементов имеет большое количество узлов и степеней свободы, что в свою очередь, может привести к образованию зон сингулярности. Мембрана построена в виде оболочки, поскольку один из ее геометрических размеров (толщина) намного меньше другого (в данном случае диаметра). Следовательно, сетка конечных элементов имеет комбинированный вид, то есть состоит из конечного элемента оболочки и конечного элемента «реального» объема, что может привести к погрешности моделирования.

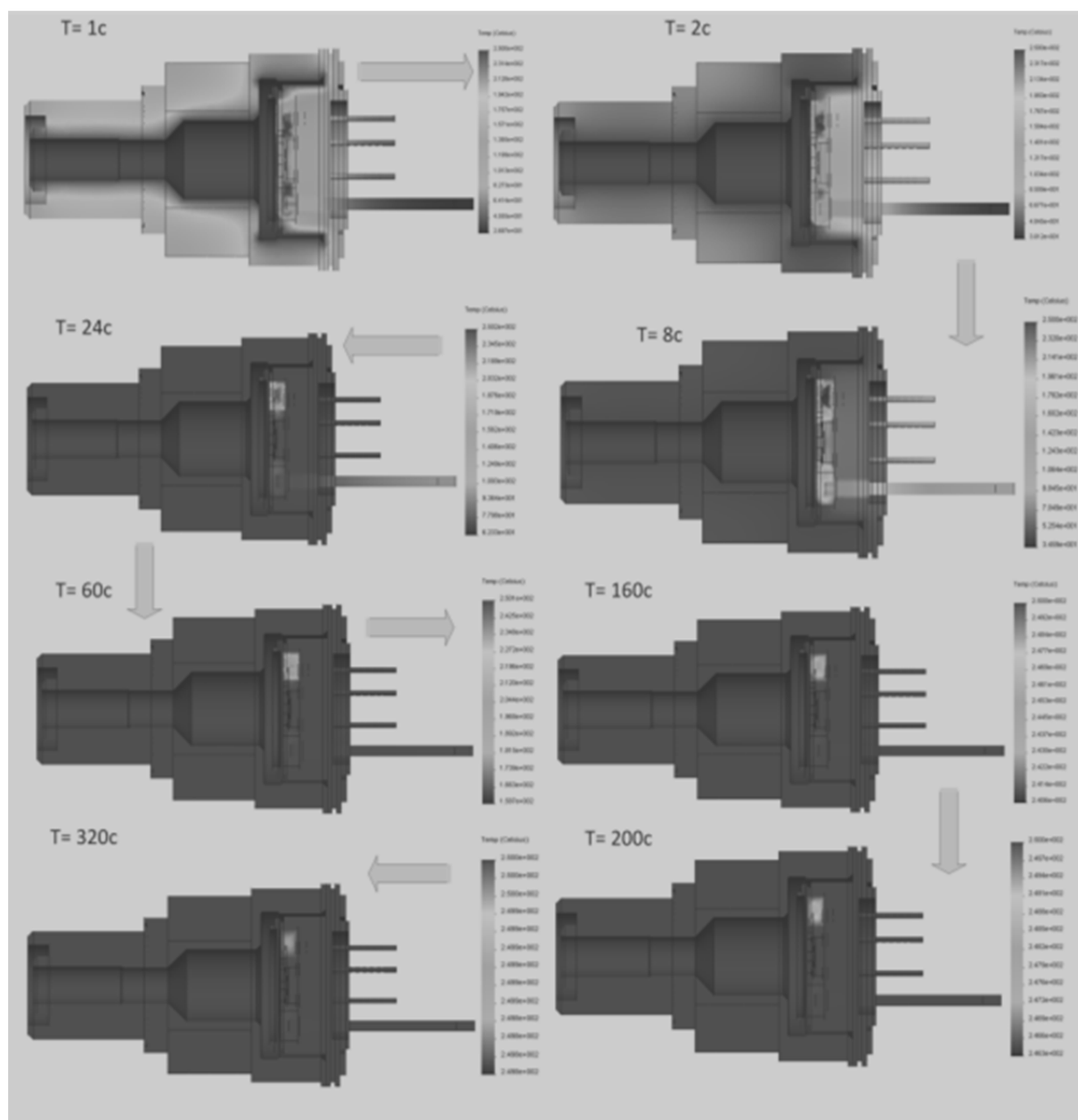


Рис. 2. Поля распределения температуры 250 °C

После проведенных расчетов и моделирования следует провести экспериментальное исследование разработанной конструкции, что будет сделано в дальнейшем. Следует отметить, что проведение экспериментов – важный этап работы, повышающий уверенность в справедливости модели и позволяющий избежать грубых ошибок. При существенном расхождении расчетных и опытных данных необходимо внести коррективы в модель.

Выводы

В настоящей статье описаны инженерные методики проектирования датчиков давления, учитывающие особенности структур «поликремний-диэлектрик». На основе литературного анализа, проведенного

расчета на прочность, компьютерного моделирования воздействия рабочих температур были определены метрологические характеристики датчиков давления на базе структур «поликремний-диэлектрик»:

- стабильность метрологических характеристик до температуры 250 °С;
- при оптимальном подборе параметров поликремниевых тензорезисторов (номинальное электрическое сопротивление, габаритные размеры, измеряемые деформации) можно достигнуть чувствительности 10 ± 3 мВ на 1 В напряжения питания;
- малая нелинейность выходного сигнала, не превышающая 0,2 %, малый гистерезис, не превышающий 0,05 % и высокую стабильность характеристик, что позволяет создавать датчики давления с основной погрешностью до 0,2 % даже при групповом способе изготовления;
- температурный коэффициент выходного сигнала – 0,2 % / 10 °С;
- температурный коэффициент начального выходного сигнала 0,15 % / 10 °С.

Метрологические характеристики датчиков давления на базе структур «поликремний-диэлектрик» позволяют их применять для авиационной, ракетно-космической и гражданской техники.

1. **Богущ, М.В.** Исследование технических характеристик пьезоэлектрических датчиков методом конечных элементов // М.В. Богущ, А.В. Гориш / М.: науч. тр. «Информационно-измерительная техника, экология и мониторинг» Вып.6, 2003. – С. 229 – 242.
2. **Осадчий, Е.П.** Проектирование датчиков для измерения механических величин // Е.П. Осадчий, А.И. Тихонов, В.И. Карпов и др. / под ред. Е.П. Осадчего / М.: Машиностроение, 1979 – 480 с.
3. ГОСТ РВ 20.39.304-98. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Требования стойкости к внешним воздействующим факторам.
4. **Москалев, С.А.** Современные методы повышения эффективности работы полупроводниковых датчиков давления в условиях воздействия повышенной температуры // С.А. Москалев, И.В. Ползунов, Н.К. Юрков, Тр. Междунар. симпозиума «Надежность и качество-2012», Т. 2. / Пенза, 2012. – С. 46-47.
5. ГОСТ 8.009-84 Нормируемые метрологические характеристики средств измерений.
6. ГОСТ 22520-85 Датчики давления, разряжения и разности давлений с электрическими аналоговыми выходными сигналами ГСП
7. ГОСТ 21616-91 Тензорезисторы. Общие технические условия
8. **Любимский, В.М.** Проблемы проектирования интегральных тензопреобразователей давления на основе слоев поликристаллического кремния // В.М. Любимский – диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Новосибирск, 2005. – 295 с.
9. ГОСТ 19749 Соединения неподвижные разъемные пневмогидросистем.
10. **Биргер, И.А.** Расчет на прочность деталей машин // И.А. Биргер, В.Ф. Шорр, Г.Б. Иосилевич / М.: «Машиностроение», 1979.
11. **Заблонский, К.И.** Проектирование механизмов и приборов // К.И. Злобинский / Харьков, 1971. – 520 с.

УДК 629.7.018.4

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ПРОВЕДЕНИЯ ВИБРОИСПЫТАНИЙ ДАТЧИКОВОЙ И ПРЕОБРАЗУЮЩЕЙ АППАРАТУРЫ

Т. В. Астахова, А. В. Шварев

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Применение современных измерительных технологий позволяет создать гибкую систему управления стантовым оборудованием и измерения параметров испытуемого изделия на основе стандартных аппаратных решений и программного обеспечения. В результате чего достигается повышение показателей качества процесса проведения испытаний на вибрацию датчиков и преобразующей аппаратуры

Ключевые слова: испытания датчиковой и преобразующей аппаратуры, вибростенд, система управления.

Abstract. Application of modern measurement technologies to create a flexible system to manage the stand equipment and measurement test products based on standard hardware and software solutions. Which results in a quality improvement process of testing for vibration sensors and transforming equipment

Key words: tests of sensor and transforming equipment, shaker, the control system.

Датчиковая и преобразующая аппаратура (ДПА) и приборы, установленные на объекты, подвергающиеся в условиях эксплуатации воздействию знакопеременных сил, испытывают вибрационные нагрузки, которые могут привести к их неисправности. Из-за жестких требований к объектам авиационной и ракетно-космической промышленности существующие методы виброиспытаний сложных технических систем требуют дальнейшего развития и совершенствования в направлении повышения их эффективности.

Повышение эффективности виброиспытаний ДПА, как их составной части, нацелено на повышение информационной насыщенности, точности и достоверности получаемых результатов, что, в конечном счете, обеспечивает всестороннюю и объективную оценку соответствия вибростойкости и виброустойчивости ДПА предъявляемым к ним требованиям.

Одной из основных научно-технических проблем, решение которой нацелено на повышение точности и достоверности результатов виброиспытаний, является формирование принципов нормирования и оценки точностных характеристик вибрационных воздействий, а также показателей точности оценок статистических характеристик случайных вибропроцессов.

Значительное количество отказов ДПА, установленной в изделиях ракетно-космической и авиационной техники, вызвано воздействием интенсивных механических вибраций. Кроме того, вопросы прочности и надежности при воздействии вибраций давно приобрели решающее значение при разработке такой аппаратуры. ДПА, как правило, содержит различные конструктивные элементы и узлы, реакция которых на воздействие вибраций различна. Во время эксплуатации ДПА может подвергаться воздействию вибрации различного характера — периодического, близкого к гармоническому, ударного или случайного.

Существуют две категории причин выхода из строя (отказа), определяющих надежность ДПА:

- 1) усталостное разрушение элементов ДПА;
- 2) отклонение основных параметров за пределы норм, характеризующих исправное функционирование.

Таким образом, при виброиспытаниях решаются 2 основные задачи, вытекающие из требований, формируемых в процессе разработки и создания, и требований эксплуатации — оценка срока службы испытуемого объекта и разработка методов испытаний, которые соответствуют типичным случаям вибрационного воздействия во время эксплуатации объекта и пригодны для обязательных приемо-сдаточных испытаний [1].

В настоящее время при воспроизведении вибраций в лабораторных условиях наиболее широко применяются электродинамические стенды (вибростенды), которые по сравнению с вибраторами иного принципа возбуждения возмущающей силы отличаются лучшими техническими характеристиками: более широкие динамические и частотные диапазоны формируемых вибраций, гибкость управления, простота настройки и др.

Все разрабатываемые датчики ОАО «НИИФИ» перед выпуском из производства проходят испытания на вибрацию в целях определения погрешности от дестабилизирующих факторов. В связи с этим возникает необходимость тестирования датчиков на виброустойчивость. В метрологическом комплексе в ходе вибрационных испытаний датчиковой аппаратуры выполняется ряд этапов, требующих определенных, зачастую весьма сложных, алгоритмов работы стендового оборудования и обработки результатов измерений.

Испытания средств измерений имеют право проводить специализированные организации, аккредитованные в качестве Государственных центров испытаний средств измерений (ГЦИ СИ).

ОАО «НИИФИ» аккредитован в качестве ГЦИ СИ в 2011 г. на право проведения испытаний средств измерений в целях утверждения типа, применяемых в сфере государственного регулирования обеспечения единства измерений, в соответствии с ПР 50.2.104-09 «ГЦИ. Порядок проведения испытаний стандартных образцов или средств измерений в целях утверждения типа».

С этой целью возникла необходимость в разработке автоматизированной системы управления процессом испытания датчиковой аппаратуры, которая призвана повысить точность задания воздействий, достоверность измерений, сократить временные затраты и наглядность представления информации и придать единообразие в оценке полученных результатов за счет минимизации влияния человеческого фактора. Ранее испытания проводились в ручном режиме, вследствие чего возникали погрешность, вносимая оператором, и увеличение времени проведения испытаний.

С учетом вышеизложенного, современная система управления виброиспытаниями должна решать ряд основных задач:

- сопряжение с любыми усилителями мощности;
- генерация любых стандартных сигналов и сигналов произвольной формы;
- одноканальная и многоканальная генерация сигналов, взаимосвязанных общим алгоритмом генерации;
- ручное и программное выставление параметров генерации;
- автоматическое поддержание задаваемых параметров вибрации с заданной точностью или по задаваемой программе;
- метрологические характеристики на уровне не хуже рабочих эталонных вибростендов;
- автоматизированная минимизация нелинейных искажений при синусоидальном возбуждении;
- ручная и программная реализация алгоритмов управления генератором при одноканальном и многоканальном образцовом тракте;
- документирование результатов, ведение баз данных, адаптивный интерфейс и т.д.

Для решения поставленных задач в научно-исследовательском метрологическом комплексе ОАО «НИИФИ» была разработана автоматизированная система управления вибростендом (АСУВ).

АСУВ (рис. 1) представляет собой программно-аппаратный комплекс, позволяющий реализовать управляемое воздействие на ДПА следующие типы вибрации: широкополосная случайная вибрация, синусоидальная вибрация на фиксированных частотах, синусоидальная вибрация методом качания частоты, широкополосная случайная вибрация с наложением синусоиды, ударное воздействие (классический удар, виброудар).

Рассмотрим структуру вибростенда совместно с системой управления, позволяющей задавать влияющие параметры вибрации на объект исследования.

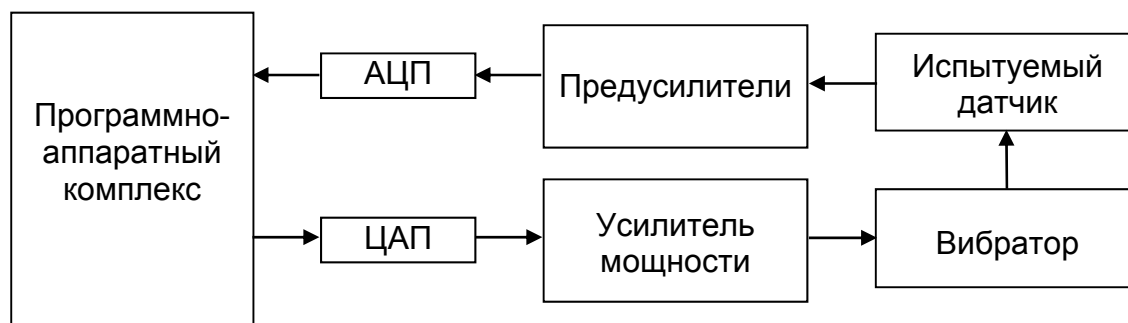


Рис. 1. Автоматизированная система управления вибростендом

Вибростенд представляет собой совокупность целого ряда устройств (приборов), два из них являются обязательными: вибратор и усилитель мощности, который и формирует конечный сигнал управления перемещением рабочего стола вибратора. Вибратор и усилитель мощности, как правило, поставляются в паре от одного производителя и являются полностью совместимыми. Помимо этого в состав вибростенда в традиционном исполнении может входить большое количество различных приборов, которые komponуются из отдельных устройств и приборов различных фирм (генераторы синусоидальных сигналов, шумовых сигналов, ударных импульсов, сигналов специальной формы, вольтметры широкополосный и частотноизбирательный, измеритель нелинейных искажений, частотомер, первичные датчики и соответствующие предусилители и т.д., в зависимости от типа вибратора и назначения вибростенда). Наличие большого количества различных устройств (рис. 2) существенно снижает надежность функционирования вибростенда и ограничивает (а иногда и полностью исключает) возможности автоматизации работы вибростенда [2].

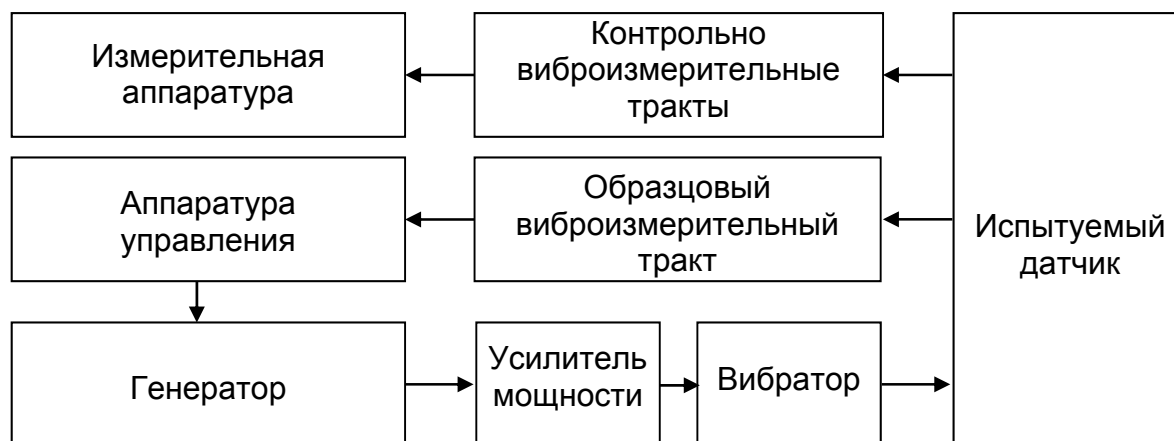


Рис. 2. Функциональная схема вибростенда

Поскольку технические и метрологические характеристики устройств ввода/вывода существенно превосходят параметры вибраторов и усилителей мощности (например, по частотному и динамическому диапазону, коэффициентам гармоник, погрешностям в рабочих диапазонах частот и амплитуд и т.д.), тем самым гарантируется, что в результате автоматизации общие технические и метрологические характеристики вибростенда реализуются на уровне полного использования возможностей соответствующих вибраторов и усилителей мощности. Таким образом, автоматизация позволяет не только полностью реализовать возможности вибраторов, но и улучшить некоторые параметры их работы. При этом наибольшую значимость для виброиспытаний представляет установление, обеспечение и контроль требуемых точностных характеристик математически моделируемого и физически реализуемого вибростендом спектра случайной вибрации.

Вибропроцессы, возникающие в подвижных объектах при их эксплуатации, носят случайный нестационарный характер, то есть статистические характеристики этих механических колебаний непостоянны и

меняются с течением времени. Воспроизведение в лабораторных условиях нестационарных вибропроцессов известными методами приводит к появлению дополнительной погрешности нестационарности. Совокупность указанных погрешностей приводит к уменьшению точности воспроизведения заданного спектра вибрации, тем самым понижается качество систем для испытаний на широкополосные случайные нестационарные вибрации (ШСНВ).

Для оценки спектральных характеристик нестационарных вибропроцессов, происходящих в условиях эксплуатации, а также для оценки спектральных характеристик при стендовых испытаниях на виброустойчивость целесообразно использовать методы частотно-временного анализа (ЧВА), преобразование Габора, которое является разновидностью оконного преобразования Фурье, где в качестве скользящего окна используется гауссова функция. Выбор оконной функции обоснован по критерию минимума произведения ширины сигнала во временной и частотной областях. Применение ЧВА позволит исследовать изменения частотных свойств воспроизводимой нестационарной вибрации во времени [1].

В качестве элементов программной организации АСУВ используются «виртуальные» приборы (рис. 3), основой которых являются библиотеки рабочего программного обеспечения, реализующие:

- метрологическую аттестацию различных вибропреобразователей и виброприборов, содержащих базу данных и базу программ испытаний ДПА;
- возможность самостоятельно корректировать и пополнять базу программ испытаний для новых приборов или приборов, не вошедших в базу. Данная библиотека базируется на общепринятых методиках метрологической аттестации;
- возможность автоматизации виброиспытательных стендов, содержащих в себе набор типовых виртуальных приборов, в том числе: вибротест - возбуждение объекта синусоидальным или шумовым сигналом в ручном режиме управления, вибропрочность - управление вибростендом и измерение заданных вибрационных параметров в автоматическом и ручном режимах по создаваемым оператором программам испытаний на виброустойчивость и вибропрочность, вибротест СШВ - управление вибростендом и измерение заданных шумовых вибрационных параметров по создаваемой оператором программе, виброрезонанс - управление вибростендом и измерение заданных вибрационных параметров в автоматическом и ручном режимах по программам испытаний определения резонансов, удар – возбуждение вибростенда ударным сигналом с задаваемыми оператором параметрами и цикличностью.

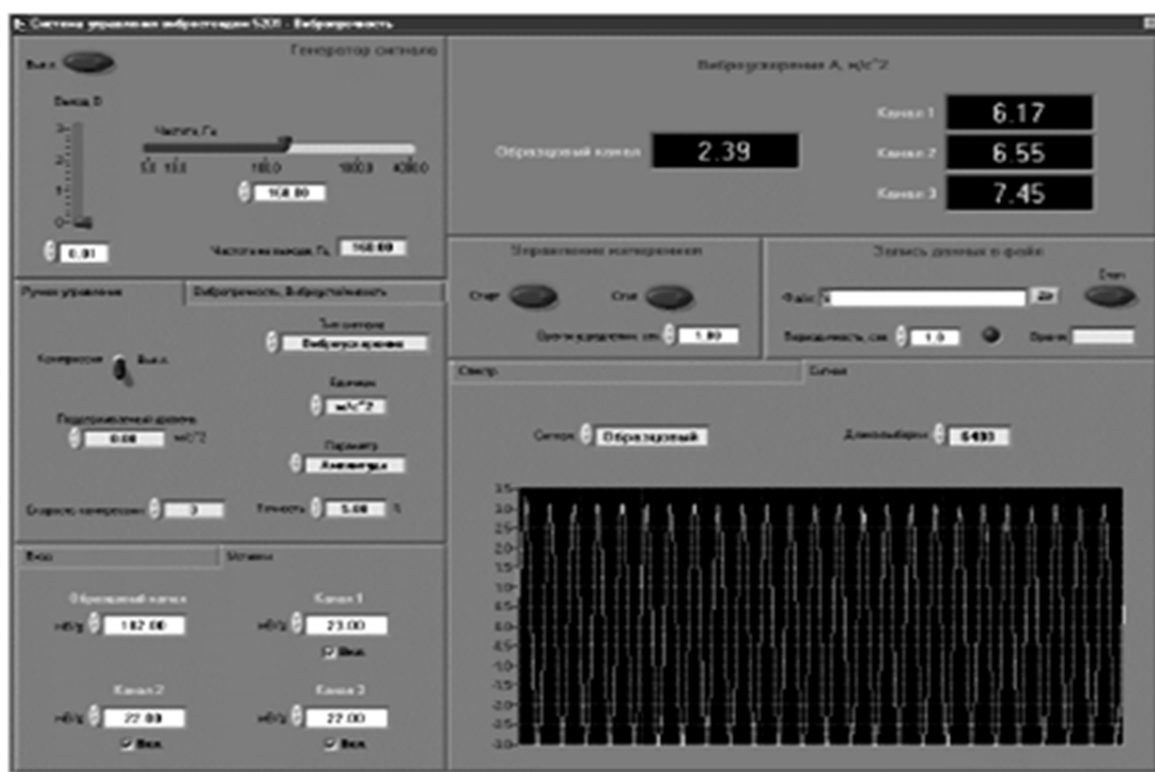


Рис. 3. Окно программы «Вибропрочность», включающее в себя «виртуальные» приборы

«Виртуальные» приборы, смоделированные при помощи программных средств, позволяют решать задачи, возложенные на АСУВ, и реализовывать произвольные алгоритмы обработки полученных с вибропреобразователей данных, не нарушая работу системы в целом [3]:

- модальный анализ, используемый для определения резонансных характеристик вибростендов, крепежных оснасток и изделий методом ударного возбуждения;

- алгоритм снятия амплитудно-частотных характеристик (АЧХ);
- алгоритм снятия фазо-частотных характеристик (ФЧХ);
- алгоритм отображения профиля виброиспытаний (осциллографирование);
- алгоритмы, использующие разнообразные методы цифровой обработки сигналов: спектральный анализ, например, при помощи дискретного или быстрого преобразования Фурье, а также корреляционный анализ и т.д.

Для совершенствования и повышения эффективности разработанной АСУВ были поставлены следующие задачи:

- разработка алгоритмов управления, обеспечивающих заданные технические характеристики калибровочно-испытательного стенда;
- создание методики, анализа и синтеза системы управления калибровочно-испытательным стендом;
- построение математических моделей калибровочно-испытательного вибростенда;
- оптимизация режимов работы калибровочно-испытательного вибростенда.

В результате их решения на основе полученных результатов проведенных экспериментов было выявлено, что:

- вероятность субъективной погрешности при испытаниях была снижена;
- производительность испытаний ДПА повышена в несколько раз за счет сокращения времени проведения испытаний с 30-40 минут на один датчик до 10-15 минут. До автоматизации системы управления вибростендом на проведение испытаний в среднем 20 датчиков в день затрачивалось 10-12 ч., в настоящее время – 3-5 ч.;
- применение обратной связи между объектом управления и ЭВМ позволило повысить достоверность воспроизведения величины виброускорения.

В АСУВ была реализована программа обработки ошибок и аварийных ситуаций. В случае отказа одного из устройств производится аварийное выключение с выводом соответствующего сообщения. Кроме того, удалось добиться снижения нелинейных искажений синусоидального перемещения рабочего стола, присущих всем электродинамическим вибраторам в области низких частот.

Таким образом, разработанная в ОАО «НИИФИ» автоматизированная система управления вибростендом, реализуемая в настоящее время на базе информационных технологий, позволяет проводить полный комплекс квалифицированных испытаний средств измерений на функциональные показатели и характеристики виброиспытаний, предусмотренные ГОСТ Р-8-568 «ГЦИ. Аттестация испытательного оборудования. Основные положения», и для военной приемки.

1. Аскарлов Рафаэль Рафилевич. Система формирования и анализа широкополосной случайной нестационарной вибрации на основе модулированных фильтров для испытаний приборов и аппаратуры. - Казань, 2006.- 167 с.

2. Испытательная техника: Справочник. В 2-х кн./ Под ред. И.В. Ключева. – М.: Машиностроение, 1982 – Кн.1, 528 с.

3. Красовский А.А.. Виртуальная лаборатория ZETLab на примере построения распределенной системы управления виброиспытаниями в учебной лаборатории. Автоматизация в промышленности, №6 2010.

УДК 621.3.014.4

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ КОРРЕКЦИЯ ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ВИХРЕТОКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

В. П. Маланин, С. В. Абрамов

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Рассмотрена возможность коррекции функции преобразования вихретоковых преобразователей с использованием теории нейроуправления. Коррекция реализуется на основе выражения, полученного при помощи нейронной сети, которое в дальнейшем сохраняется в памяти микропроцессора.

Abstract. Transfer function correctability of eddy current sensors using the neuro-control theory is presented. Correction is implemented on the basis of expression obtained using a neural network, which is subsequently stored in the microprocessor memory.

Ключевые слова: вихретоковый преобразователь, нейронные сети, коррекция функции преобразования, погрешность нелинейности.

Key words: eddy current sensors, neuron nets, transfer function correction, nonlinearity error.

Бесконтактные измерения перемещений с использованием вихретоковых преобразователей нашли широкое применение в энергетических установках, работающих в широком диапазоне температур, при измерении вибраций и биений валов.

В системах автоматизации вихретоковые преобразователи используются как в качестве собственно чувствительных элементов, когда механическое перемещение является измеряемой входной величиной, так и в качестве промежуточных преобразователей механического перемещения, получаемого на выходе чувствительного элемента, в электрический сигнал. Основные преимущества вихретоковых преобразователей состоят в том, что они конструктивно просты и прочны, не имеют электрических контактов и потому надежны в работе, также имеют большой срок службы, относительно большую мощность выходного сигнала и значительную чувствительность.

Несмотря на достаточно широкий выбор вихретоковых преобразователей на рынке, продолжают работы и исследования, направленные на совершенствование таких характеристик как – расширение диапазона измерений при сохранении геометрии датчика, уменьшение нелинейности выходной характеристики, уменьшение температурной зависимости, повышение надежности конструкции датчика. Наряду с совершенствованием технических характеристик датчиков, основным направлением работ становится их интеллектуализация т.е. компенсация влияния дестабилизирующих факторов, выполнение функции самодиагностики и калибровки и выдачу обработанной информации в реальном масштабе времени в систему управления.

Информативная способность вихретокового датчика в значительной мере определяется его погрешностью преобразования измеряемого параметра в широком диапазоне влияния дестабилизирующих факторов и прежде всего температуры. Суммарная погрешность вихретокового датчика складывается из большого числа составляющих погрешностей. Из них основные:

- погрешность от нелинейности характеристики;
- температурная погрешность;
- погрешность от влияния внешних электромагнитных полей;
- погрешность от тензометрического эффекта обмотки;
- погрешность от соединительного кабеля.

Развитие микроэлектронной элементной базы позволяет пересмотреть некоторые принципы организации и построения схем коррекции функции преобразования и термокомпенсации вихретоковых преобразователей. Автоматическая настройка интеллектуального датчика, осуществляемая перепрограммированием микропроцессора, дешевле, чем настройка современного измерительного преобразователя. Кроме того, использование микропроцессоров позволяет дополнительно снизить стоимость измерительного преобразователя благодаря снижению требований к чувствительному элементу. Сами требования, предъявляемые к чувствительным элементам, принципиально изменяются.

На первое место выдвигается требование временной стабильности функции преобразования. Нелинейности и температурные нестабильности могут устраняться с нужной точностью посредством микропроцессорных систем.

Для цифровой коррекции функции преобразования обычно аппроксимируют некоторым выражением. При этом погрешность аппроксимации является одной из основных погрешностей. Задача коррекции заключается в определении значений постоянных коэффициентов приближающего выражения функции преобразования и в определении зависимости каждого коэффициента от влияющих факторов. Этот этап, так называемая автоматизированная градуировка, выполняется обычно с использованием персонального компьютера. Коэффициенты, полученные в цифровой форме, заносятся в одно или несколько постоянных запоминающих устройств (ПЗУ) и в дальнейшем используются для вычисления скорректированного результата измерений.

Номинальная градуировочная характеристика вихретокового преобразователя перемещения имеет ярко выраженную нелинейность, которая зависит от изменения перемещения и представляет собой обратно пропорциональную зависимость: чем меньше диапазон измерения, тем более линейна градуировочная характеристика.

Ранее разработанные принципы линеаризации статической функции преобразования подразумевают аналоговую коррекцию. Схемотехническая реализация подобных относительных преобразований достаточно громоздка и сложна, является источником дополнительных погрешностей и снижает общую точность вихретокового преобразователя.

Современный подход к разработке бесконтактных датчиков перемещения в мировые тенденции развития в данной области привели к реализации интеллектуального датчика, в котором все преобразования, включая преобразование комплексного сопротивления и дальнейшие операции с измерительной информацией, осуществляется в цифровом виде в микроконтроллере (МК), встроенном в датчик. Преобразование комплексного сопротивления вихретокового преобразователя в код производится прецизионным преобразователем, основанном на сигма–дельта модуляции. Считывание результата преобразования осуществляется МК, где затем происходят цифровая фильтрация результата преобразования, линеаризация и нормирование кода выходного сигнала, передаваемого по цифровому выходному интерфейсу RS-485.

Для корректирования функции преобразования и построения желаемых выходных характеристик используем коррекцию при помощи нейронной сети, обеспечивающей высокую точность преобразования.

Искусственные нейронные сети – это математические модели, а также их программные или аппаратные реализации, построенные по принципу организации и функционирования биологических нейронных сетей. С математической точки зрения, обучение нейронных сетей – это многопараметрическая задача нелинейной оптимизации. Нейронные сети не программируются в привычном смысле этого слова, они обучаются. Возможность обучения – одно из главных преимуществ нейронных сетей перед традиционными алгоритмами. Технически обучение заключается в нахождении коэффициентов связей между нейронами. В процессе обучения нейронная сеть способна выявлять сложные зависимости между входными данными и выходными.

Искусственный нейрон представлен на рис. 1.

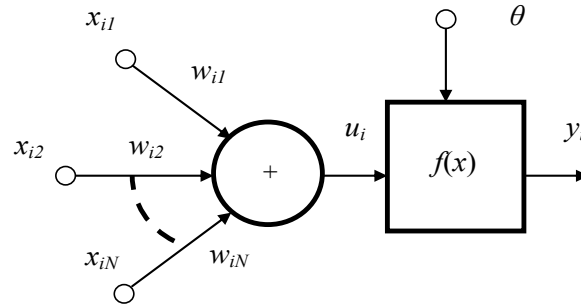


Рис. 1. Искусственный нейрон

На его входы поступает множество сигналов a_i с выходов других нейронов, которые образуют входной вектор $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]$. Все сигналы, умноженные на соответствующие весовые коэффициенты w_{ij} , суммируются. Такие коэффициенты образуют весовой вектор $w_j = [w_{1j}, w_{2j}, \dots, w_{nj}]$, где коэффициент w_{ij} соответствует связи от i -го нейрона к j -му нейрону. Результат суммирования поступает на пороговый элемент, характеризуемый величиной порога θ_j и некоторой функцией активации f . Таким образом, сигнал y_j на выходе нейрона j может быть представлен в виде

$$y_j = f\left(\sum_{i=1}^n x_i w_{ij} - \theta_j\right) \quad (1)$$

Функциональная зависимость комплексного сопротивления от перемещения имеет вид [1]:

$$Z = \frac{-6 \cdot 10^{-7} w W^2 R}{\beta^2} e^{-\frac{3}{2}\alpha} \left(3 - \sqrt{9 + j \cdot 4\beta^2}\right)^2, \quad (2)$$

где w – частота питающего катушку тока; W – количество витков; R – радиус катушки; $\beta = R\sqrt{\omega \cdot \mu}$ – обобщенный параметр, зависящий от радиуса катушки и частоты питающего катушку тока; $\alpha = \frac{2 \cdot h}{3}$ – параметр, зависящий от перемещения; μ – абсолютная магнитная проницаемость материала; h – измеряемое перемещение.

Для построения обучающей выборки нейронной сети проведем линейную аппроксимацию данных, полученных по (2).

Уравнение аппроксимированной характеристики имеет вид:

$$y = kx + b; \quad (3)$$

Для определения неизвестных коэффициентов воспользуемся методом наименьших квадратов. При $n=2$ получим:

$$\begin{aligned} (n+1)b + (\sum x_i)k &= \sum y_i \\ (\sum x_i)b + (\sum x_i^2)k &= \sum y_i x_i \end{aligned} \quad (4)$$

В итоге имеем

$$y = -5,946h + 23,32 \quad (5)$$

Для получения скорректированной характеристики (возрастающей и без начального смещения) решим систему уравнений:

$$\begin{cases} y = -kh + b; \\ y1 = kh. \end{cases} \quad (6)$$

Решив систему уравнений, будем иметь:

$$y1 = b - y. \quad (7)$$

На рис. 2 представлена экспериментальная, аппроксимированная и скорректированная характеристики.

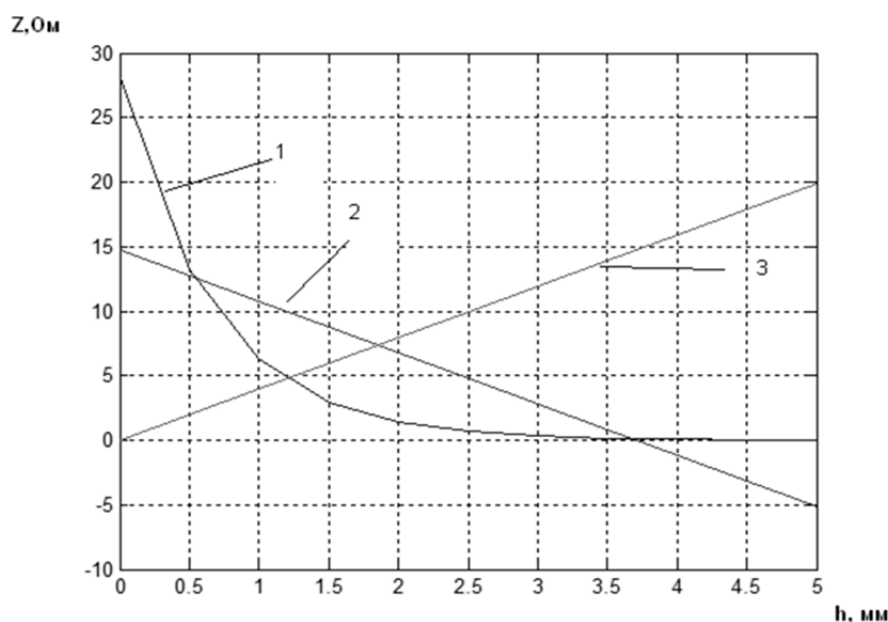


Рис. 2. 1 – экспериментальная, 2 – аппроксимированная и 3 – скорректированная (обученная характеристики)

Учитывая малый диапазон измерения перемещения, для корректирования функции преобразования воспользуемся статической многослойной нейронной сетью с прямой передачей сигнала. В нашем случае [2] рекомендуется использовать нелинейную функцию активации в промежуточных слоях, так как это позволяет добиться минимальной погрешности преобразования.

Для того, чтобы нейронная сеть максимально точно корректировала выходной сигнал, она должна иметь достаточное число нейронов. Поэтому на первом этапе производится выбор начального числа нейронов, на втором этапе производится инициализация сети, заключающаяся в присваивании синаптическим весам и смещениям сети случайных значений из заданного диапазона, на третьем этапе производится обучение сети заданной выборке, и на четвертом этапе – завершение в случае успешного обучения. Если сеть обучить не удалось, то число нейронов увеличивается, и повторяются шаги со второго по четвертый. Выбор нейронной сети и определение числа нейронов проводилось опытным путем.

Удовлетворительные результаты обучения были достигнуты в 3-слойной нейронной сети, содержащей 1 нейрон в 1-ом слое с линейной функцией активации, 8 нейронов во 2-ом слое с линейной функцией активации и 1 нейроном в третьем слое и также линейной функцией активации. Обучение проводилось с использованием метода Левенберга-Марквардта регуляризованного по Байесу.

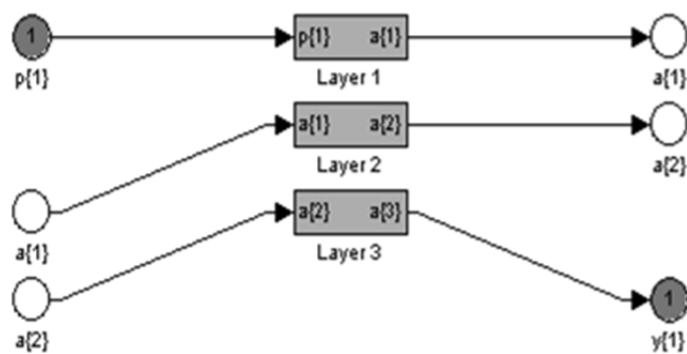


Рис. 3. Уровневая нейронная сеть

Суть метода заключается в минимизации среднеквадратичной ошибки в каждой точке выборки

$$E(h) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M [e_i(h)]^2,$$

Расчет весовых коэффициентов проводился в среде Matlab.
Нейронная сеть представлена на рис. 4

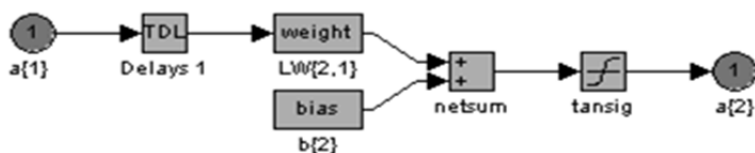


Рис. 4. 2-ой слой нейронной сети

На рис. 4 в качестве примера представлен второй слой сети с 8 нейронами. Каждый нейрон имеет свой весовой коэффициент и начальное смещение.

Данные получены в табл. 1.

Таблица 1

Номер нейрона	Весовой коэффициент	Начальное смещение
1	1.080923	-2.354509
2	-1.991412	1.681792
3	-1.590092	1.009075
4	-0.902085	0.336358
5	-1.516608	-0.336358
6	0.957648	1.001792
7	-0.947089	-1.681792
8	-2.324251	-2.354504

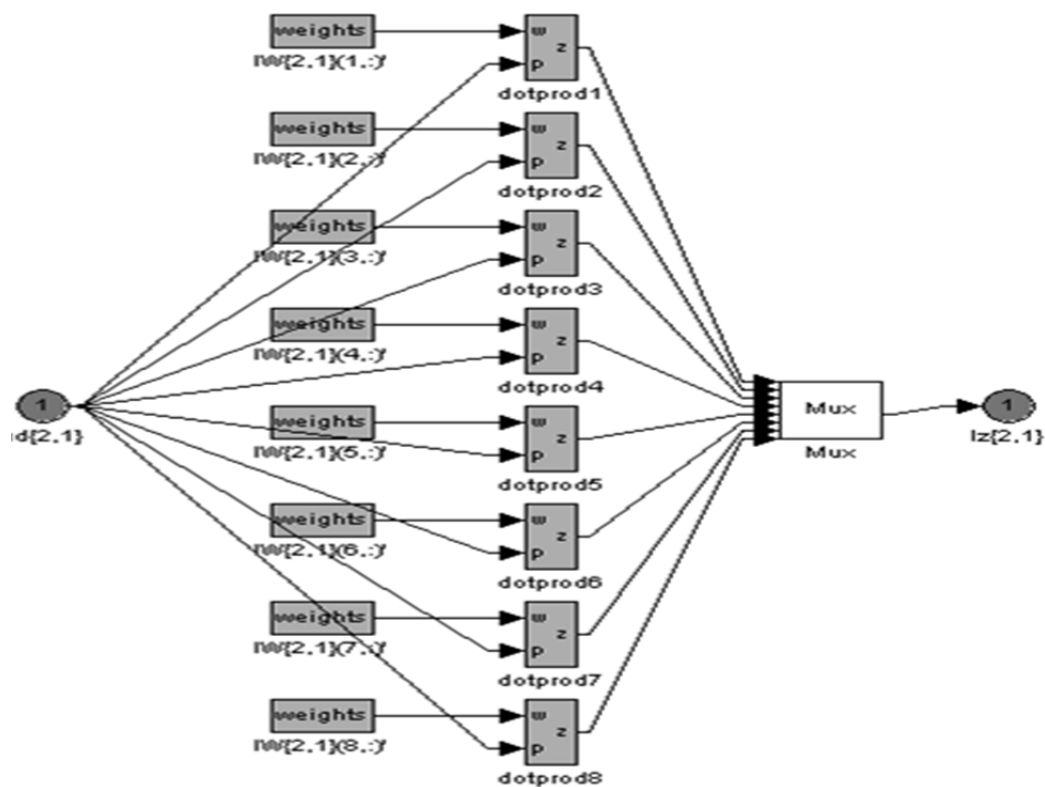


Рис. 5. 2-ой слой с коэффициентами

Веса связей нейронной сети подбираются таким образом, чтобы обеспечить минимальную ошибку $\delta = \frac{\Delta x}{X_n}$ (%), где X_n -нормирующее значение выходного сигнала и равно верхнему пределу измерения.

На рис. 6 представлена ошибка обучения нейронной сети при нейрокоррекции выходного сигнала. Максимальная ошибка обучения составляет 1 %.

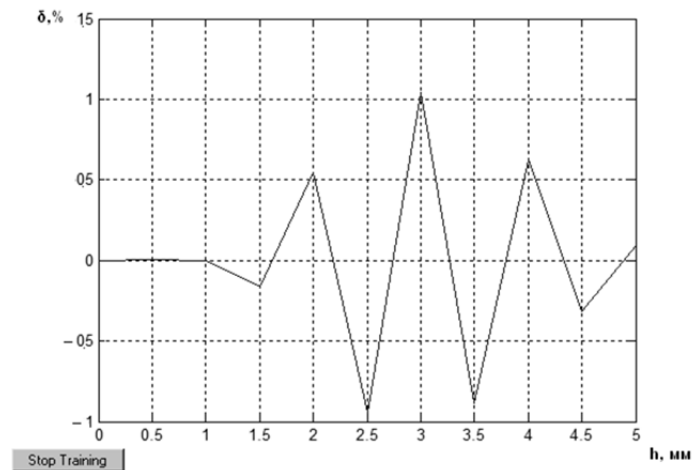


Рис. 6. Ошибка обучения

Вывод

Как видно из полученных результатов, используя теорию нейронного управления, удастся решить задачу коррекции нелинейности функции преобразования в виде $y = kx$ с погрешностью не более 1 % вместо имеющихся 2 %.

1. Соболев, В.С. Накладные и экранные датчики / В.С.Соболев, Ю. М.Шкарлетт.-Новосибирск: Наука, 1967.-144 с.
2. Осовский, С. Нейронные сети для обработки информации / С.Осовский; пер. с польского И.Д.Рудинского.-М.:Финансы и статистика,2002.-344 с.

УДК 608.3

ПОИСК, ОТБОР И ОБРАБОТКА ИСТОЧНИКОВ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ПАТЕНТНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ПО НИОКР

Е. Н. Палина, М. А. Рукина

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Обозначены преимущества патентных исследований перед другими методами поиска информации о конкурентоспособности продукции в рамках научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ. Представлен алгоритм поиска патентной информации по базам данных Европейского патентного ведомства и Федерального государственного бюджетного учреждения «Федерального института промышленной собственности» (ФГБУ ФИПС).

Ключевые слова: конкурентоспособность продукции, патентные исследования, патентная информация, поиск и анализ патентной информации.

Abstract. We denote advantages of patent research over other methods of product competitiveness information retrieval within the bounds of research and development activities. We offer an algorithm of patent information search in the European Patent Office and the Federal Institute of Industrial Property (FIPS) databases.

Key words: product competitiveness, patent research, patent information, patent information retrieval and analysis.

Введение

Основу любого бизнеса составляют конкурентоспособная продукция и (или) услуги. Конкурентоспособная продукция – это, прежде всего, продукция, удовлетворяющая требованиям технического уровня, тенденциям развития и качества, которые диктует рынок.

Технический уровень продукции определяется путем сравнения совокупности технико-экономических показателей (ТЭП) продукции с совокупностью соответствующих ТЭП базовых образцов продукции (объектов аналогичного назначения). Для обеспечения этих факторов требуется проведение двух видов патентных исследований: отбора наиболее эффективных изобретений, которые могут быть положены в основу создания данной продукции, и оценки технического уровня разрабатываемой продукции.

Конкурентоспособность во многом зависит от успешной работы патентной службы и службы маркетинга. Патентная служба проводит патентный поиск по предметной области, отбирает наиболее эффективные изобретения из мирового патентного фонда и предлагает разработчикам оценить возможность их использования в НИОКР, а также проводит анализ тенденций развития рынка продукции, выявляет потенциальных конкурентов и фирмы-лидеры в данном направлении и совместно с разработчиками определяет условия конкурентоспособности продукции.

Выявление потенциальных конкурентов и фирм-лидеров в данном направлении производится по информации, отраженной в разделах описания изобретения, полезной модели или промышленного образца «Библиография»: сведения о заявителе, патентообладателе и изобретателе (название фирмы, фамилии изобретателей, адреса и др.).

По количеству ежегодно патентуемых охранных документов выявляется динамика патентования, которая свидетельствует о росте изобретательской активности и заинтересованности патентующих фирм в развитии исследуемого направления.

По анализу разделов описания изобретения: «Цель» и «Технический результат» выявляются тенденции развития данного направления и по ним оцениваются наиболее перспективные направления развития данной продукции путем оценки коэффициентов весомости ТЭП.

Конечной целью анализа является определение условий конкурентоспособности разрабатываемой продукции путем сопоставления выявленных ТЭП ведущих фирм с задачей разработчика. Исследования достижений ведущих фирм помогают решать вопросы стратегии развития продукции в данном направлении, а также облегчают выбор наиболее перспективного направления разработки.

Вместе с тем следует отметить, что для полного представления ситуации в исследуемой области на мировом рынке параллельно с патентными исследованиями проводятся маркетинговые исследования.

В основе маркетинговых исследований по анализу тенденций развития рынка продукции конкретного вида лежат анализ динамики объема продаж, анализ динамики капиталовложений в те отрасли промышленности, где используется продукция, а также анализ направлений деятельности ведущих фирм.

Кроме представленной формы выявления тенденций развития рынка продукции маркетологи проводят анкетирование потенциальных потребителей с выявлением их требований к продукции.

Анкетирование может быть с конкретными вопросами и ответами или с вопросами и свободными ответами, а также с вопросами и ответами в виде оценок. Анализ анкет позволяет сделать вывод о конкурентоспособности продукции и о спросе товара на рынке.

Недостатком маркетинговых исследований является изучение требований потребителя при непосредственном контакте и только внутреннем рынке, а также тот факт, что потребитель руководствуется в основном сегодняшними потребностями и не может предвидеть, какие требования к данной продукции будут в будущем.

Возвращаясь к патентным исследованиям, следует отметить, что поиск патентной информации проводится не только по базам данных Российской Федерации, но и по базам данных Европейского патентного ведомства, США, Японии, Китая и других стран мира (см. «Алгоритм поиска патентной информации по базам данных Европейского патентного ведомства и ФГУ ФИПС»). Поэтому патентная информация дает возможность изучить потребности как внутреннего, так и внешнего рынка, позволяет определить перспективные направления развития техники. В качестве основных преимуществ патентной информации можно назвать наличие в ней следующих сведений:

- сведений о научно-технических достижениях исследователей и разработчиков: о заявителе, патентообладателе и изобретателе, в том числе класс изобретения, название фирмы, фамилии изобретателей и адреса. Международная патентная классификация (МПК), облегчает проведение поиска и формирование баз данных и компьютеризованных систем поиска, другие сведения позволяют выйти на контакт с патентообладателями;

- полных описаний изобретений и полезных моделей, что облегчает доступ к тем или иным сведениям об изобретениях, необходимым при проведении отдельных видов исследований. Рефераты изобретений (полезных моделей) публикуемые в изданиях информационных центров облегчают доступ к информации о научно-технических достижениях тех стран, язык которых труден для изучения (Япония, Китай и др.);

- описаний технического уровня, к которому относится изобретение или полезная модель, что облегчает систематизацию информации по объектам исследований;

- данных о патентовании наиболее важных изобретений одновременно в нескольких странах, где публикуются описания изобретений к патентам-аналогам на языке той страны, где этот патент выдается. Это облегчает доступ к информации о наиболее важных (эффективных) научно-технических достижениях путем обращения к описанию изобретения к патенту-аналогу той страны, язык которой доступен исследователю.

Результаты поиска патентной информации оформляются в виде отчета. Он должен содержать несколько обязательных таблиц, каждая из которых несет определенную информацию, позволяющую провести анализ патентной ситуации.

Заключение

Анализ патентной информации позволяет сделать выводы по динамике патентования, по взаимному патентованию между странами, выявить ведущие страны и фирмы по количеству национальных патентов и охранных документов, запатентованных в других странах, а также тенденции развития данного направления техники и коэффициенты весомости этих направлений. Динамика патентования позволяет выявить направления, представляющие наибольший интерес для создания новых образцов техники, отвечающих мировым стандартам и конкурентоспособных на мировом рынке.

В заключении можно сделать вывод, что патентные исследования – это неотъемлемое условие обеспечения конкурентоспособности продукции любого предприятия.

Алгоритм поиска патентной информации по базе данных Европейского патентного ведомства и Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам

1 Поиск патентной информации по базе данных Европейского патентного ведомства

1.1 Заходим на сайт <http://www1.fips.ru> → Информационный ресурс → ru.espacenet.com

1.2 Российский сервер esp@cenet

1.3 Приветствие → Расширенный поиск

1.4 На панели вкладок открываем новую вкладку «Переводчик Google»

1.5 Выбираем язык «русский» в одном окне, а в другом – «английский» и вводим ключевые слова

1.6 В «Переводчик Google» английский вариант слова может иметь несколько значений, поэтому выделяем одно из них → кликаем правой клавишей мыши «Копировать»

Возможен дальнейший поиск по двум вариантам: по «Ключевые слова в названии» или по «Ключевые слова в названии изобретения или реферате».

При реализации поиска «Ключевые слова в названии»:

1.6.1 Входим на вкладку «Расширенный поиск» и кликаем правой клавишей мыши в графе «Ключевые слова в названии» «Вставить» → «Поиск»

1.6.2 Открывается окно «Список результатов»

1.6.3 Открываем документ → копируем название

1.6.4 Открываем вкладку «Переводчик Google» → выбираем язык → кликаем правой клавишей мыши «Вставить»

1.6.5 Читаем перевод. Если документ нам интересен, то открываем вкладку документа → выделяем номер документа вместе с кратким названием страны → «Копировать» → кликаем правой клавишей мыши на странице документа «Сохранить как...» → в открывшемся окне выбираем папку для сохранения → в графе «Имя файла» кликаем правой клавишей мыши «Вставить» → появляется номер документа → кликаем «Сохранить».

1.6.5.1 Эту операцию можно выполнить следующим образом: открыв вкладку с документом, выделяем номер документа и на клавиатуре нажимаем одновременно клавиши «Ctrl» + «C», затем «Ctrl» + «S» → выбираем папку для сохранения → «Ctrl» + «V» → «Enter». Файл сохранен.

1.7 Поиск по «Ключевые слова в названии изобретения или реферате» выполняем следующим образом.

1.7.1 Открываем вкладку «Переводчик Google» → выбираем язык → вводим ключевые слова → выделяем и копируем перевод ключевых слов

1.7.2 Входим на вкладку «Расширенный поиск» и кликаем правой клавишей мыши в графе «Ключевые слова в названии изобретения или реферате» «Вставить» → «Поиск»

1.7.3 Открывается окно «Список результатов»

1.7.4 Открываем документ → копируем название

1.7.5 Открываем вкладку «Переводчик Google» → выбираем язык → кликаем правой клавишей мыши «Вставить»

1.7.6 Открываем вкладку документа и копируем реферат → также переводим

1.7.7 Читаем перевод. Если документ нам интересен, то открываем вкладку документа → выделяем номер документа вместе с кратким названием страны → «Копировать» → кликаем правой клавишей мыши на странице документа «Сохранить как...» → в открывшемся окне выбираем папку для сохранения → в графе «Имя файла» кликаем правой клавишей мыши «Вставить» → появляется номер документа → кликаем «Сохранить».

1.7.8 Если требуется сохранить перевод названия и реферата документа, то необходимо открыть папку, в которую сохраняем документ, создать в ней «Документ Microsoft Office Word» (кликнуть правой клавишей мыши → «Создать» → «Документ Microsoft Office Word») → открываем вкладку «Переводчик Google» → выделяем перевод и кликаем «Копировать» → открываем «Документ Microsoft Office Word» → «Вставить»

1.8 Открываем вкладку документа → кликаем на «След.», открывается следующий документ и т.д.

1.9 Когда будут просмотрены все документы в списке найденных, кликаем на «Поиск» → выбираем «Расширенный поиск»

1.10 Открываем вкладку «Переводчик Google» → выбираем язык → вводим ключевые слова и выбираем другое значение английского варианта слов → выделяем → «Копировать» → во вкладке «Расширенный поиск» в графе «Ключевые слова в названии» или в графе «Ключевые слова в названии изобретения или реферате» → кликаем «Вставить» → «Поиск»

1.11 См. п.п. 6 - 10.

При проведении поиска патентной информации по европейской базе данных наряду с зарубежными охраняемыми документами можно изучить и российские. Чаще всего в европейской базе данных у российских патентов просматривается только название изобретения. Поэтому можно совершить следующие операции для изучения полной публикации в базе данных Российской Федерации.

Копируем номер патента → заходим на сайт <http://www1.fips.ru> → Информационный ресурсы → Открытые реестры → вставляем номер патента → «Показать». Открывается описание или формула патента.

Если патент необходимо сохранить выполняем следующие операции: *выделяем номер патента и копируем его → на клавиатуре нажимаем одновременно клавиши «Ctrl» + «C», затем «Ctrl» + «S» → выбираем папку для сохранения → «Ctrl» + «V» → «Enter».*

2 Поиск по базам данных Российской Федерации проводится по следующему алгоритму.

2.1 Заходим на сайт <http://www1.fips.ru> → Информационный ресурсы → Информационно-поисковая система → выбираем базы данных → «Поиск» → вводим ключевые слова в графу «Название» или в графу «Основная область запроса» → «Поиск».

2.2 В списке найденных документов открываем интересующий документ и копируем его. Чтобы не возвращаться к списку найденных документов, можно кликать на выделенное слово «Следующий».

1. **Скорняков, Э.П.** Методические рекомендации по проведению патентных исследований / Э.П. Скорняков, Т.Б. Омарова, О.В. Челышева. – М.: ВНИИПИ, 1997. – С. 171.

2. **Скорняков, Э.П.** Проведение патентных исследований – необходимое условие обеспечения конкурентоспособности продукции: методическое пособие / Э.П. Скорняков, М.Э. Горбунова. – М.: ИНИЦ «ПАТЕНТ», 2012. – С. 168.

РЕАЛИЗАЦИЯ АВТОНОМНОЙ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ ТЕЛЕМЕТРИИ ДЛЯ ШИРОКОГО СПЕКТРА ПРИМЕНЕНИЯ

И. М. Плаксин, А. В. Фомичев, Д. Д. Вязьмитинов

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Рассмотрены этапы разработки автономной беспроводной системы телеметрии, позволяющей реализовать удаленный мониторинг высоко динамичных процессов в труднодоступных местах.

Abstract. The development steps of off-line wireless advanced telemetry system creation are presented. The system actualizes remote monitoring of high dynamic processes in hard-to-reach places.

Ключевые слова: беспроводные системы, удаленный мониторинг, мониторинг процессов, сбор и беспроводная передача данных, быстродействие, энергопотребление, функциональность.

Key words: wireless systems, remote monitoring, process monitoring, data collection and wireless data transfer, operating speed, energy consumption, functionality

Целью данной работы являлось создание автономной беспроводной перспективной системы телеметрии для широкого спектра применения (АБСТ), основная функция которой заключается в удаленном мониторинге динамичных процессов в труднодоступных местах, таких как подвижные части самолетов, орудий, машин. Также возможно ее применение на объектах с высокой степенью опасности для непосредственного измерения человеком (химические, термические и радиоактивные системы).

Первым этапом разработки явилось создание информационной модели системы. При разработке информационной модели были выделены основные требования к системе: модульность, мобильность платформы, высокая скорость сбора и передачи данных с предварительным сохранением во Flash памяти с резервированием, низкое энергопотребление и продолжительное время автономной работы измерительных модулей, ТСР/IP маршрутизация. Информационная модель системы содержит в себе:

- структуру системы, отражающую взаимосвязь автономных регистрирующих модулей (ИМ или АБ), шлюзов и ретранслятора;
- функциональность системы (количество измерительных каналов в каждом ИМ, скорость сбора, сохранения и передачи данных, самодиагностика элементов системы, резервирование данных, энергосбережение).

Вторым этапом разработки являлась реализация конкретной АБСТ на основе созданной информационной модели, модифицированной под конкретные требования заказчика, которая в свою очередь включала в себя следующие задачи:

- разработка конструкторской документации;
 - изготовление опытного образца системы;
 - написание программного обеспечения для ИМ и ретранслятора.
- Результатом выполненной работы является целевая АБСТ, осуществляющая поставленные задачи:
- управление системой в соответствии с протоколом информационно-логического обмена по беспроводному каналу связи;
 - измерение заданных параметров с сохранением данных во флеш памяти ИМ, реализованной на карте памяти microSD ;
 - передача данных от ИМ в систему сбора и обработки информации с резервированием данных в ретрансляторе;
 - сбор данных непосредственно из ИМ через USB;
 - автоматическое включение энергосберегающих режимов при простое или по управляющему запросу;
 - сбор, сохранение и передача данных о самодиагностике.

АБСТ состоит из автономных блоков, шлюзов и ретранслятора. Структура системы представлена на рисунке 1.

Автономный блок (АБ) предназначен для первичного преобразования физических величин в аналоговую форму сигнала с приведением их к норме в соответствие со шкалой аналого-цифрового преобразователя (АЦП), последующим аналого-цифровым преобразованием, сохранением в энергонезависимой памяти. АБ выдает пакеты «Статус состояния» и «Результаты измерений» в ответ на получаемые пакеты управления от соответствующего шлюза АБ. Информационный обмен АБ со шлюзом АБ происходит по беспроводному каналу связи IEEE 802.11b/g. Питание АБ осуществляется от встроенного литиево-ионного аккумулятора (ЛИА) .

АБ реализован на микроконтроллере STM32L. Достоинства выбранной платформы, соответствующие требованиям заказчика и отвечающие тенденциям на мировом рынке :

- широкая номенклатура интегрированных периферийных устройств;
- возможность управления и получения результатов измерений через модуль беспроводного канала связи;
- автономная работа от аккумуляторного питания;
- малые габариты, вес и низкое энергопотребление;
- научно-технический задел в части применения программно-аппаратной платформы;
- качественная техническая поддержка;
- сопровождение разработки проектов;
- низкая стоимость.

Шлюзы АБ предназначены для организации беспроводной сети с целью прохождения управляющих пакетов от ретранслятора в АБ и информационных пакетов от АБ в ретранслятор в соответствии с протоколом. Информационный обмен шлюзов с АБ и с ретранслятором происходит по беспроводному каналу связи IEEE 802.11b/g. Питание шлюзов осуществляется от автономной электрической сети напряжением $27\text{В} \pm 1\text{В}$ постоянного тока.

Ретранслятор предназначен для информационно-логического взаимодействия системы с внешними устройствами (персональный компьютер), в соответствии с протоколом. Ретранслятор позволяет управлять АБ в количестве до 256 штук, сохраняя при этом высокую производительность системы. При этом максимальная скорость сбора данных с 256 АБ может составлять 50 Мбит/сек. Ретранслятор сохраняет в собственной энергонезависимой памяти результаты последнего измерения каждого автономного блока, а также проводит проверку пакетов на соответствие логики алгоритма измерений.

Качественное и своевременное выполнение своих функций каждого элемента системы обеспечивает программное обеспечение (ПО), написанное для автономных блоков и ретранслятора.

Также был разработан универсальный энергосберегающий алгоритм функционирования системы. АБ до режима “начало измерений” находятся в режиме “глубокого сна” с наименьшим энергопотреблением (меньше 1 мА). Раз в час происходит пробуждение АБ из состояния сна и выполняется проверка буфера радиоканала. Если от шлюза пришла команда на подготовку к измерениям, то автономные блоки просыпаются и переходят в режим ожидания дальнейшей команды. В ином случае, АБ опять засыпают на час. В режиме ожидания АБ находятся в режиме пониженного энергопотребления и постоянного прослушивания радиоканала. Затем через шлюз в АБ передается одна из двух команд подготовки измерений. Если передается команда с номером один, то автономный блок в режиме “измерения” будет проводить преобразование физических величин в цифровую форму сигнала и сохранять результаты измерений в энергонезависимую память. Если передается команда с номером 2, то он будет выполнять тоже, что и при команде 1, только с передачей наиболее важной информации по радиоканалу. После команд подготовки измерений передается команда “начать измерения” и АБ входит в режим “измерения”. Как было сказано выше, в этом режиме осуществляется преобразование сигналов по 8 входам АЦП и результат сохраняется на microSD карте в шестнадцатеричный файл. Карта microSD форматирована под FAT16, что обеспечивает ее логическое взаимодействие с системой Windows. Оператор установки может считать данные через USB выход автономного блока и проводить анализ данных на ПЭВМ. Остановка измерений происходит при достижении заданного объема файла данных, при попытке извлечь данные через USB или по любой управляющей команде. После чего АБ переходит вновь в режим ожидания. По управляющей команде АБ передает данные в шлюз по беспроводному каналу связи IEEE 802.11b/g (Wi-Fi). Интеллектуальную маршрутизацию обеспечивает протокол TCP-IP. После выполнения управляющих команд АБ передает пакет “статус состояния”, содержащий информацию о состоянии автономного блока и заряде аккумулятора. Если повторных измерений не ожидается, то передается управляющий пакет “Режим сна”, и АБ переходит в режим низкого энергопотребления.

Программное обеспечение, отвечающее за преобразование физических величин в цифровую форму сигнала и сохранение результатов измерений в энергонезависимую память с возможностью передачи по беспроводному каналу данных в реальном времени обеспечивает существенное повышение быстродействия и точности измерений. Система не имеет аналогов за счет реализованного в ней уникального синхронного режима работы АЦП и записи данных на microSD карту. Скорость обработки одного канала АЦП составляет 10 микросекунд, а скорость записи на microSD карту блока размером 512 байт составляет всего 3,7 миллисекунды. Стоит отметить, что АЦП работает в режиме прерываний с наивысшим приоритетом, а так как были учтены разницы во времени обработки команд в обработчике прерываний, то обработка каждого канала происходит через равные промежутки времени, что весьма важно для мониторинга высоко динамичных процессов.

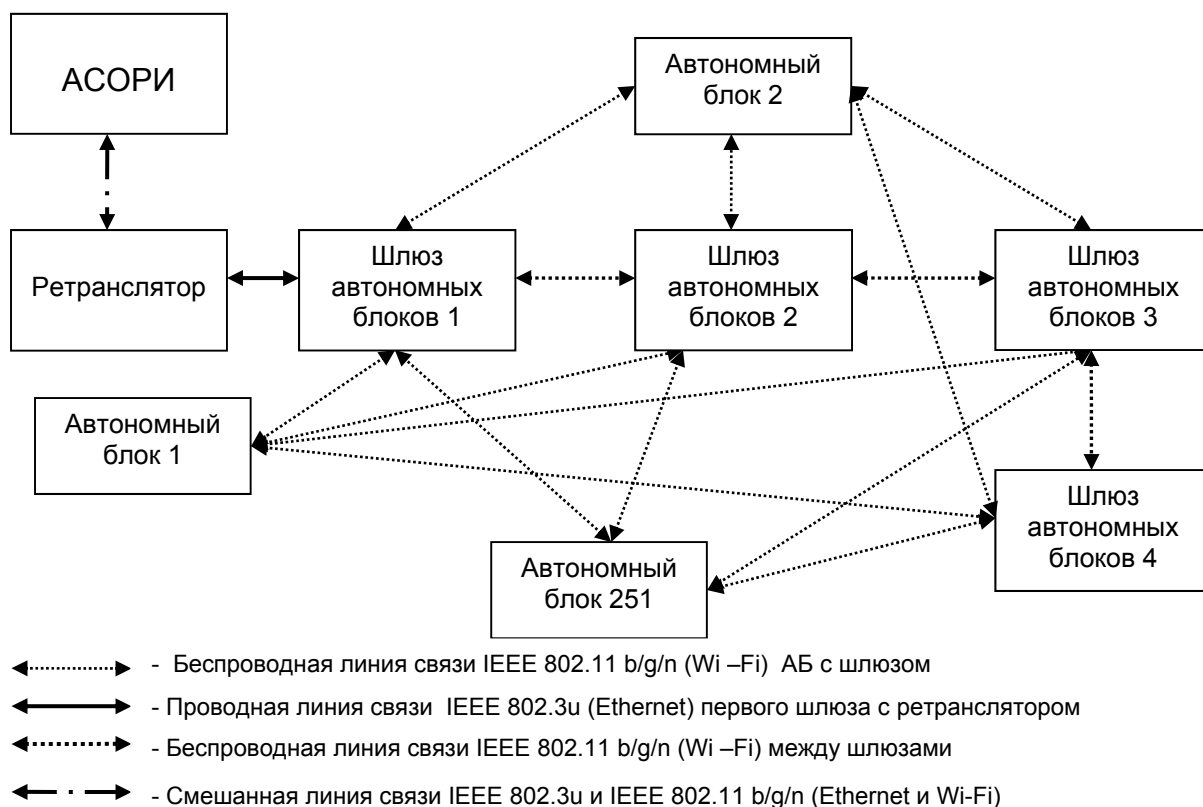


Рис. 1. Структура автономной беспроводной системы телеметрии

Разработанная АБСТ позволяет реализовать удаленный мониторинг высоко динамичных процессов в труднодоступных местах.

АБСТ обеспечивает сохранение в режиме реального времени результатов измерений в энергонезависимой памяти, выдачу результатов измерений по запросу по беспроводному каналу связи, либо при подключении к интерфейсу USB – ПЭВМ. Применение сертифицированных устройств обеспечивает высокую совместимость системы. Использование протокола TCP-IP позволяет организовывать интеллектуальную маршрутизацию между автономным блоком и шлюзом. Разработанная система отвечает всем современным требованиям для систем телеметрии.

1. Агаджанов П.А., Горшков Б.М., Смирнов Г.Д., Основы телеметрии. Под общей ред. проф. д-ра техн. наук Агаджанова П.А. М.: Воениздат, 1971.

2. Авдеев Б.Я., Антонюк Е.М., Долинов С.Н., Адаптивные телеизмерительные системы/ М.: Энергиздат. Ленингр. отд-ние., 1981.

УДК 004.94

ПОВЫШЕНИЕ ПРОЧНОСТНЫХ И ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ДАТЧИКА АБСОЛЮТНОГО ДАВЛЕНИЯ

Р. Ш. Мусаев, М. А. Фролов

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

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 всем жестким требованиям и заявленным метрологическим характеристикам.

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

Abstract. 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.

Key words: sensor, sensing element, pressure, solid stat modeling, finite element analysis.

Комплекс современных требований, предъявляемых к датчикам для изделий ракетно-космической техники и наземных космических инфраструктур, требует проведения множество сложных расчетов, направленных на повышение качества и надежности конструкции датчиков-преобразующей аппаратуры. В статье рассмотрен вопрос, посвященный твердотельному моделированию работы чувствительного элемента (ЧЭ) тензорезистивного датчика абсолютного давления (ТДАД), имеющего не стабильные эксплуатационные характеристики.

Целью твердотельного моделирования работы ТДАД является повышение прочностных и эксплуатационных характеристик данного изделия по средствам прочностного расчета и анализа результатов полученного экспериментального и теоретического выходного сигнала.

Твердотельное моделирование работы ТДАД заключается в воссоздании условий работы датчика, а именно в рабочую полость ЧЭ подается жидкий азот под давлением 25 МПа. Под действием давления происходит деформация мембраны воспринимающего элемента (ВЭ), на поверхности которого расположена тензорезистивная измерительная схема, и любая малейшая деформация приводит к изменению электрического сопротивления схемы ВЭ.

Для реализации поставленной цели была создана твердотельная модель ЧЭ ТДАД. Твердотельная модель построена в программной среде SolidWorks [1], а сам прочностной расчет осуществлялся методом конечных элементов с применением модуля Simulation [2]. Модель представляет собой сварную конструкцию штуцера и ВЭ, с расположенной на ней тензорезистивной схемой (рис. 1). Для расчета напряженно-деформированного состояния использовались следующие физико-механические свойства прецизионного немагнитного коррозионностойкого сплава на железохромоникелевой основе: плотность ρ , коэффициент линейного теплового расширения α , модуль упругости E , предел текучести σ_v , коэффициент Пуассона μ [3,4].

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

В результате твердотельного моделирования были получены эпюры напряженно-деформированного состояния ЧЭ (рисунок 3), а также средние значения радиальной относительной деформации (РОД) и тангенциальной относительной деформации (ТОД).

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

$$U_{\text{вых.}} = \frac{U_{\text{пит}}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \cdot \Delta R_1 + \frac{U_{\text{пит}}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \cdot \Delta R_2 + \frac{U_{\text{пит}}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \cdot \Delta R_3 + \frac{U_{\text{пит}}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \cdot \Delta R_4, \quad (1)$$

где $U_{\text{пит}}$ – напряжение питания измерительной цепи ($U_{\text{пит}}=6В$); 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.

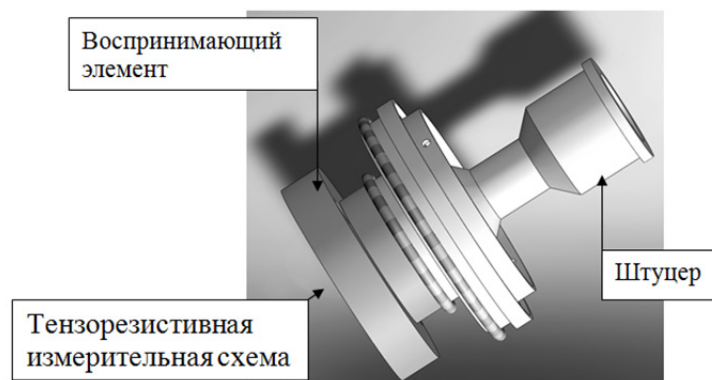


Рис. 1. Чувствительный элемент

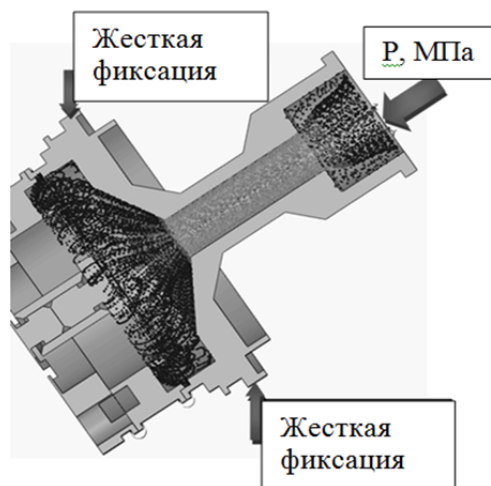


Рис. 2. Граничные условия прочностного расчета

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

$$\Delta R1 = \square_r \cdot S \cdot R1; \quad (2)$$

$$\Delta R2 = \square_r \cdot S \cdot R2; \quad (3)$$

$$\Delta R3 = \square_r \cdot S \cdot R3; \quad (4)$$

$$\Delta R4 = \square_r \cdot S \cdot R4, \quad (5)$$

где $\square_r$ – среднее значение РОД мембраны в зоне размещения тензорезистора; $\square_t$ – 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 порядка 9 %. Вследствие того, что погрешность результатов расчета и эксперимента не превышает 10 %, можно считать созданную модель адекватной. Подтвердив хорошую сходимость результатов, рассмотрим эпюру распределения напряжений (рисунок 3) ЧЭ при воздействии на него номинального давления.

Для обеспечения надежной и безотказной работы ТДАД необходимо и достаточно, чтобы выполнялось условие прочности [5]:

$$\sigma < \sigma_v, \quad (5)$$

где σ_v – предел текучести материала; σ – максимальное напряжение, создаваемое давлением в рабочей полости датчика.

Предел текучести материала составляет 850 МПа, а максимальное значение напряжения по данным эпюры составило 845 МПа, что сравнимо с пределом текучести для данного материала. Подставив известные и полученные значения в выражение (6), получим, что оно не соблюдается – это свидетельствует о том, что в конструкции ЧЭ существует критический элемент, влияющий на надежность и точность измерений. Поскольку предел текучести является критичной 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.

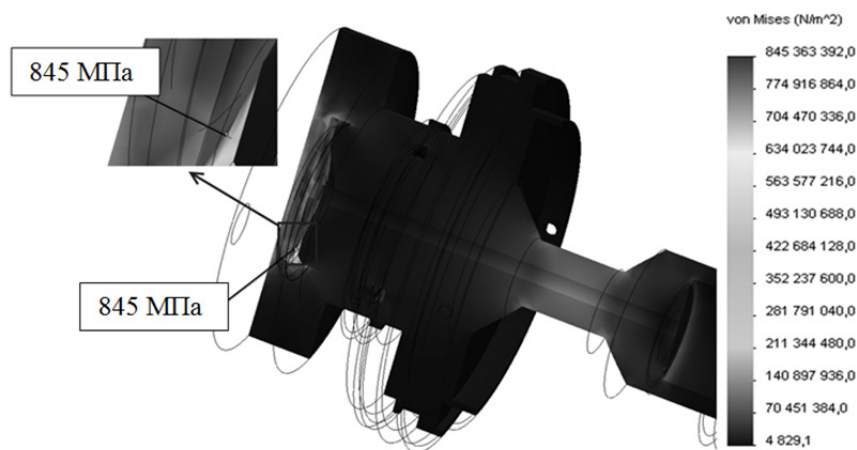


Рис. 3. Эпюра распределения напряжений ЧЭ исходной конструкции

Таким образом, по результатам прочностного расчета ЧЭ ТДАД был выявлен критичный элемент, а именно концентратор напряжения, которым является радиус скругления ($R=0,1$ мм) в рабочей полости ЧЭ. На рисунке 4 показана область расположения концентратора напряжения.

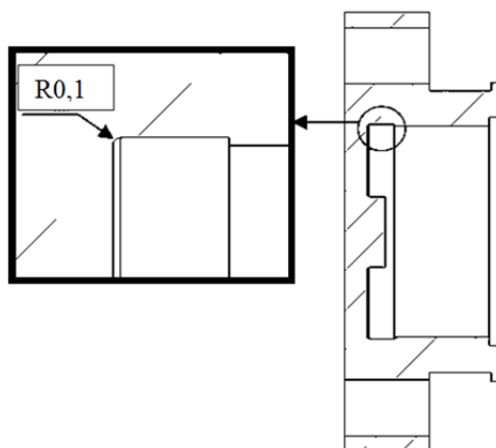


Рис. 4. Схема расположения концентратора напряжений

Исходя из условия (6), для повышения надежности конструкции датчика абсолютного давления была изменена конструкция ЧЭ в части изменения радиуса скругления с 0,1 мм на 0,3 мм (рис. 5).

За счет увеличения размера радиуса скругления удалось снизить максимальное значение напряжения с 850 МПа до 560 МПа, что удовлетворяет условию (6). На рис. 6 представлена эпюра распределения напряжений усовершенствованной конструкции ЧЭ.

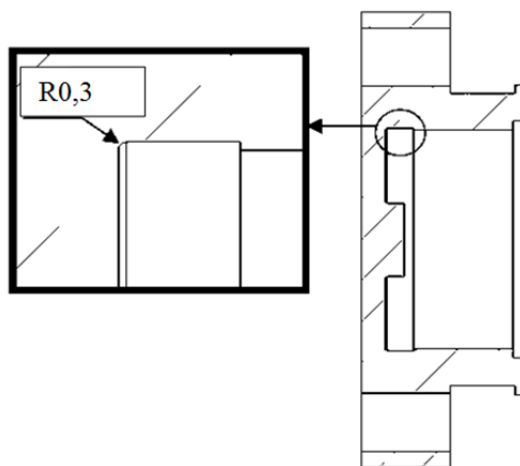


Рис. 5. Эскиз воспринимающего элемента с радиусом скругления 0,3 мм

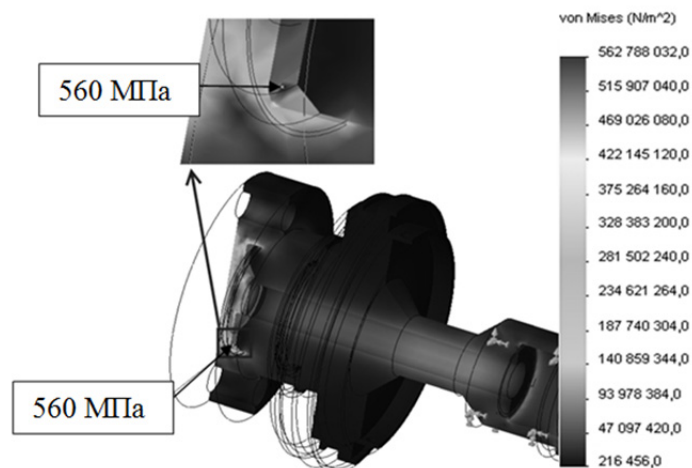


Рис. 6. Эпюра распределения напряжений ЧЭ с радиусом скругления 0,3 мм

Для анализа полученных результатов необходимо сравнить средние значения РОД существующей и измененной конструкции ЧЭ под действием давления. На рисунке 7 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 превышает 3%.

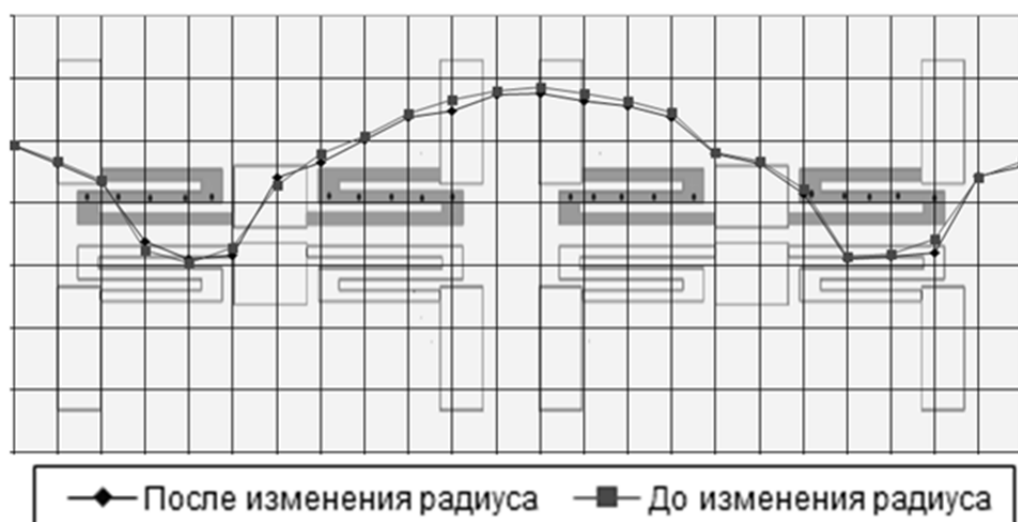


Рис. 7. Диаграмма значений РОД на ЧЭ до и после изменения радиуса скругления

Данный пример тесной интеграции современных автоматизированных средств проектирования наглядно демонстрирует эффективность при разработке новых датчиков для особо жестких условий эксплуатации. Проводя такие работы, конструктор может на ранней стадии проектирования избежать ошибок. В данном случае удалось разработать такую конструкцию ТДАД, которая отвечает всем жестким требованиям и заявленным метрологическим характеристикам.

1. **Алямовский А.А.** COSMOSWorks. Основы расчета конструкций на прочность в среде SolidWorks / А. А. Алямовский – М.: ДМК Пресс, 2011, - 784 с.
2. **Алямовский А.А.** Инженерные расчеты в SolidWorksSimulation / А.А. Алямовский– М.: ДМК Пресс, 2011. - 464 с.
3. **Борисова А.К.** Прецизионные сплавы с особыми свойствами теплового расширения и упругости /Борисова А.К., Грацианова С.С. – М., Издательство стандартов, 1972. - 156 с.
4. **Тихонов Л.В.** Механические свойства металлов и сплавов / Тихонов Л.В., Кононенко В.А – Киев: Наукова-Думка, 1986. - 300 с.
5. **Осадчий Е.П.** Разработка теории и методов расчета упругих элементов сложной конструкции / Осадчий Е.П., Тихонов А.И. и др. – Пенза, ППИ, 1978. - 871 с.

6. **Новицкий П.В.** Теория измерительных цепей параметрических преобразователей в виде неравновесных мостов. В кн. Электрические измерения неэлектрических величин. / Новицкий П.В., Осадчий Е.П., Тихонов А.И., Левшина А.С.– Л., Энергия, 1975. - 543 с.

УДК 531.383-531.746

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ИНКЛИНОМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ПОДЗЕМНОЙ НАВИГАЦИИ

Г. А. Иванова, А. И. Заико

ФГБОУ ВПО «Уфимский государственный авиационный технический университет»

Аннотация. Рассмотрены схемы реализации интегрированной инклинометрической системы, позволяющие проводить измерения в обсаженных и не обсаженных скважинах, повысить точность измерительной системы за счет совместного применения феррозондов и гироскопов, а также компенсации дрейфа последних с привлечением информации от спутниковых навигационных систем.

Ключевые слова: подземная навигация; измерительная инклинометрическая система

Annotation. This paper will suggest a possible implementation of integrated inclinometer system capable of being used both in cased and noncased wells. To increase precision of measuring system, the proposed design takes advantage of using both flux meters and gyroscopes and utilizes satellite navigation for drift compensation.

Key world: underground positioning, inclinometric measuring system.

Современная задача подземной навигации и ориентации решается при помощи инклинометрического измерительного комплекса, позволяющего определять пространственную траекторию скважины. Традиционно в состав инклинометрической системы (ИС) входит скважный модуль и наземное устройство, обмен информацией между которыми осуществляется по каналу связи. Классификация ИС представляет собой достаточно многоуровневую систему. По принципу возможности совмещения с процессом бурения ИС делятся на забойные и промерочные [1]. По наличию канала связи ИС делятся на автономные (без канала связи) и с каналом связи «устье-забой». Дальнейшая классификация ИС происходит по таким параметрам как: число регистрируемых параметров, тип используемого первичного датчика, число точек регистрации, способ регистрации и т.д.

В зависимости от используемого типа датчика азимута различают магнитометрические (МИ) и гироскопические инклинометры (ГИ). В МИ в качестве первичных датчиков используют феррозонды и акселерометры, измеряющие соответственно проекции магнитного поля Земли h_i и ускорения свободного падения g_i на оси, связанные с корпусом инклинометра. В ГИ вместо феррозондов используют гироскопические датчики, измеряющие проекций угловой скорости Земли ω_i . Область применения МИ ограничена невозможностью проведения измерений в обсаженных скважинах, в условиях магнитных аномалий, а также в условиях высоких широт, где горизонтальная составляющая магнитного поля мала. ГИ способны работать в перечисленных средах, но стоимость измерительных систем на базе гироскопов в 3-5 раз превышает стоимость систем на базе феррозондов.

В настоящее время намечаются тенденции к комплексному (интегрированному) использованию магнитометрических и гироскопических систем [2, 3]. В работе [2] предлагается ИС, в состав которой помимо блоков феррозондов и акселерометров включен блок гироскопических датчиков. Функции последнего сводятся к измерению азимута при спуске в обсаженную скважину, когда феррозондовые датчики не могут обеспечить требуемую точность. После прохождения обсаженного участка или отхода от устья скважины на достаточное расстояние блок гироскопических датчиков отключается, и все последующие измерения осуществляются на базе феррозондов и акселерометров.

Недостаток такой схемы заключается в следующем. В работах [4, 5] было показано, что диаметр и цена гироскопов, удовлетворяющих требованиям, предъявляемым ИС, составляют соответственно 40-60 мм и 60-100 тыс. рублей. Включение в состав измерительного модуля гироскопических датчиков приводит к увеличению габаритов и стоимости всей измерительной системы. Что в свою очередь ограничивает возможность применения ИС при бурении скважин малого диаметра. Использование же точных и дорогостоящих гироскопов только на начальном этапе измерений (при спуске в обсаженную скважину), крайне неэкономично с экономической точки зрения.

Анализируя все вышесказанное, сделан вывод о продуктивности использования блока гироскопических датчиков на всем этапе работы с целью расширения возможных областей применения ИС и реализации резервирования измерительной системы. В этом случае помимо основной задачи определения пространственной ориентации нефтяных и газовых скважин можно использовать ИС для решения геологиче-

ских задач. Например, осуществлять поиск полезных ископаемых, фиксируя наличие объектов повышенной магнитной восприимчивости.

В работе рассмотрены возможные схемы интегрированной измерительной инклинометрической системы. На рис. 1 представлена структурная схема ИС на базе трех ортогональных феррозондов, акселерометров и гироскопов. Измерения и расчет пространственных углов скважины осуществляются следующим образом. Проекция магнитного поля Земли, ускорения свободного падения и угловой скорости Земли, измеренные соответственно феррозондами, акселерометрами и гироскопами в виде аналоговых сигналов поступают на коммутатор (рис. 1). Далее происходит преобразование аналоговых сигналов в цифровой вид в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) и передача в наземное устройство. В наземном устройстве происходит вычисление углов ориентации по известным формулам (рис. 2):

$$\begin{aligned}\alpha_h &= \text{Arctg} \left[\frac{g_1 \cdot h_2 - g_2 \cdot h_1}{h_3 \cdot -g_3 \cdot (\vec{g} \cdot \vec{h})} \right] + d, & \alpha_\omega &= \text{Arctg} \left[\frac{g_1 \cdot \omega_2 - g_2 \cdot \omega_1}{\omega_3 \cdot -g_3 \cdot (\vec{g} \cdot \vec{\omega})} \right], \\ \theta &= \text{Arctg} \left[\frac{1}{g_3} \cdot \sqrt{g_1^2 + g_2^2} \right], & \phi &= \text{Arctg} \left(-\frac{g_2}{g_1} \right),\end{aligned}\quad (1)$$

где α_h , α_ω – азимут, рассчитанный соответственно по сигналам с феррозондов и гироскопов, θ – зенитный угол, ϕ – визирный угол, d – угол магнитного склонения, g_i , h_i , ω_i – проекции ускорения свободного падения, магнитного поля и угловой скорости Земли на оси, связанные с корпусом инклинометра.

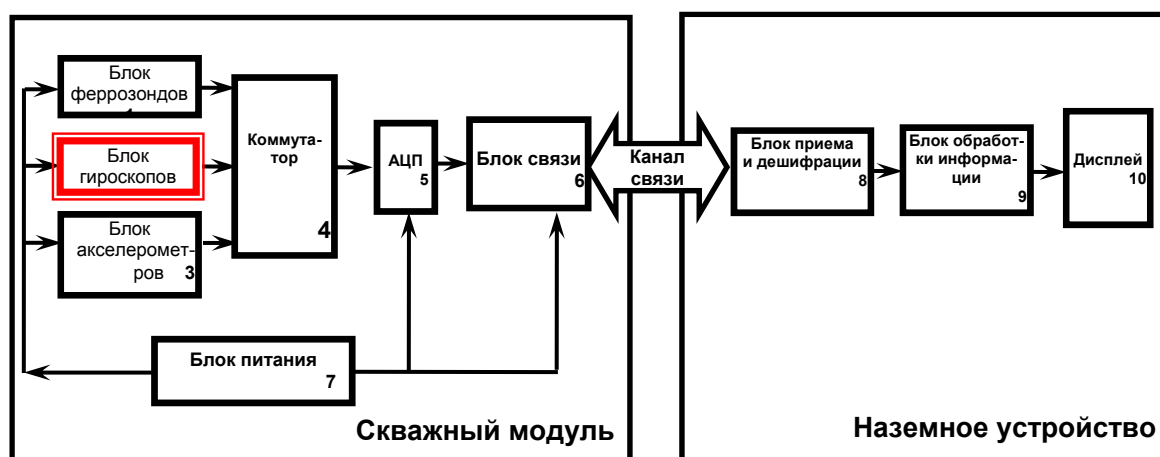


Рис. 1. Структурная схема интегрированной измерительной ИС

Рассчитанные значения азимутальных углов α_h , α_ω отличаются друг от друга. Согласно технической инструкции по проведению геофизических исследований допустимая основная погрешность измерения азимута не должна превышать $\pm 2^\circ$. Таким образом, при нормальных условиях работы величина расхождения измерений не будет превышать $\pm 4^\circ$ ($\alpha_h \approx \alpha_\omega$). При наличии обсадных колон и других факторов, влияющих на работу феррозондов, величина расхождения будет увеличиваться ($\alpha_h \neq \alpha_\omega$), что также свидетельствует о наличии магнитных аномалий, источниками которых могут быть породы, представляющие геологический интерес.

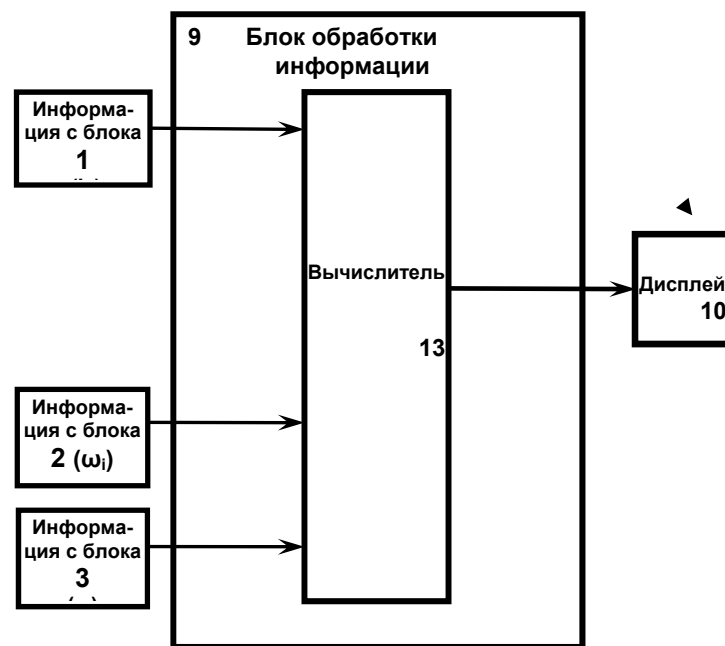


Рис. 2. Блок обработки информации

При выборе первичных датчиков для интегрированной ИС учитываются: массогабаритные характеристики, энергопотребление, вибро и ударостойкость, мультипликативные и аддитивные погрешности, а также стоимость. В работах [4, 5] приведен алгоритм выбора гироскопических датчиков для ИС по набору перечисленных показателей качества. Аналогичная процедура используется при выборе феррозондов и акселерометров для ИС.

Для случаев, когда заказчика интересует более «бюджетный» вариант ИС и процедура резервирования необходима только при спуске или подъеме из обсаженной скважины, можно предложить схему интегрированной ИС на базе трех ортогональных феррозондов, акселерометров и микромеханических гироскопов (ММГ).

Современное развитие микромеханических технологий, и в частности ММГ, позволяет на их основе создавать новые измерительные системы. В отличие от традиционных гироскопов, модели ММГ более устойчивы к высоким температурам, вибрациям и ударам, а стоимость большинства моделей не превышает 3 тыс. рублей [6].

Основная проблема, препятствующая активному внедрению последних в состав ГИ – это низкие метрологические характеристики: величина дрейфа ММГ составляет порядка 10 град/час. Тем не менее, возможно создание измерительных систем приемлемой точности (абсолютная погрешность измерения азимута $\pm 3^\circ$) на базе «грубых» ММГ [6].

Таким образом, можно предложить еще один вариант интегрированной ИС на базе феррозондов, акселерометров и микромеханических датчиков.

В этом случае блок ММГ выполняет резервную функцию и позволяет измерять азимут при временной неработоспособности блока феррозондов, т.е. при спуске в обсаженную скважину или в случае прохождения участка с магнитными аномалиями.

Для компенсации дрейфа предлагается осуществлять начальную выставку ММГ в устье скважины с использованием спутниковых навигационных систем (СНС), а также проводить компенсацию дрейфа с привлечением информации от блока феррозондов (рис. 3) [7].

В предлагаемой модели при условии отсутствия магнитных аномалий вычисление углов ориентации осуществляется на базе сигналов, поступающих с феррозондов и акселерометров. При работе в средах с аномальными магнитными свойствами или обсаженных стальными трубами вычисляют параметры ориентации скважины по сигналам с гироскопов и акселерометров.

При таком способе определения углов искривления скважины ключевой задачей является необходимость выявления магнитных аномалий или отказа блока феррозондов, и дальнейшее вычисление углов ориентации по соответствующему алгоритму.

Принцип работы предлагаемой ИС описан далее. При установке скважного прибора в устье скважины по измеренным проекциям магнитного поля Земли, ускорения свободного падения и угловой скорости Земли, происходит вычисление углов ориентации по формулам (1).

Начальные измерения позволяют оценить величину расхождения азимутального угла, рассчитанного по сигналам с феррозондов и гироскопов. Они также дают возможность рассчитать значение угла магнит-

ного наклона ϑ , которое в устье и в стволе скважины одинаково, при условии отсутствия магнитных аномалий:

$$\Delta\alpha = \alpha_h - \alpha_0, \quad \vartheta = \arctg(h_1 \cdot g_1 + h_2 \cdot g_2 + h_3 \cdot g_3). \quad (2)$$

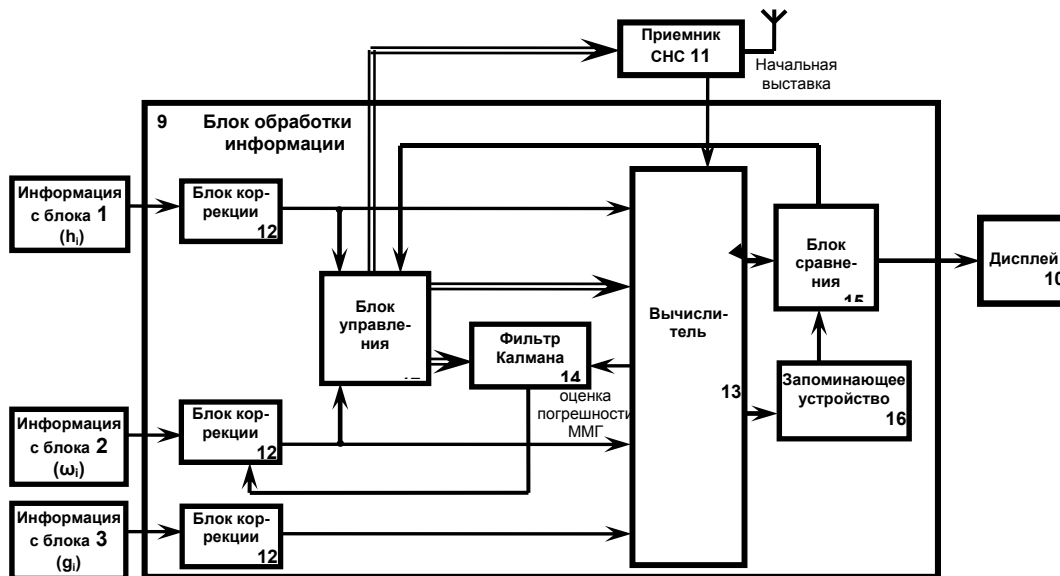


Рис. 3. Блок обработки информации для ИС на базе ММГ

Полученные опорные значения $\Delta\alpha$ и ϑ фиксируются в запоминающем устройстве блока обработки информации (рис.3). В дальнейшем, в процессе измерений в скважине показания с первичных датчиков после процедуры коррекции поступают в вычислитель (рис. 3).

Здесь происходит расчет углов ориентации и оценка величины расхождения сигналов по формулам (1)-(2). Далее полученные значения передаются в блок сравнения, где сопоставляются с опорными значениями, хранящимися в запоминающем устройстве.

Если в результате сравнения полученные величины $\Delta\alpha$ и ϑ совпадают с опорными, то на экран оператора выводится значение азимута, рассчитанное по результатам измерений феррозондов и акселерометров. Одновременно в фильтре Калмана оценивается погрешность ММГ с учетом информации от феррозондов и последующая коррекция сигналов гироскопов (рис. 3).

В обратном случае, когда в результате сравнения значения $\Delta\alpha$ и ϑ не совпадают с опорными, на экран оператора выводится азимутальный угол, рассчитанный по сигналам с гироскопов и акселерометров. Коррекция гироскопических датчиков проводится без привлечения информации от феррозондов.

Таким образом, разработанные схемы измерительной ИС расширяют область применения за счет возможности проведения измерений как в обсаженной так и в открытой скважине. Комплексное использование сокращает время измерений, как минимум, в 2 раза и следовательно снижает расходы на инклинометрию, а также обеспечивает работоспособность измерительного модуля при отказе одного из блоков первичных датчиков.

1. Исаченко В.Х. Инклинометрия скважин. – М.: Недра, 1987. – 216с
2. Патент 2166084 Российская Федерация, МПК7 E21B47/022. Устройство для определения углов искривления скважины / Ковшов Г.Н., Коловертнов Г.Ю., Коловертнов Ю.Д., Федоров С.Н.; заявитель и патентообладатель Уфимский государственный нефтяной технический университет; заявл. 14.07.2000; опубл. 27.04.2001.
3. Алимбеков Р.И., Рогатых Н.П., Терешин В.Г. Построение инклинометрических комплексов с использованием инерциальных технологий // Вестник УГАТУ. 2002. № 2. С. 145–149.
4. Терешин В.Г., Иванова Г.А. К вопросу выбора динамически настраиваемых и волоконно-оптических гироскопов для инклинометрической системы // Вестник УГАТУ. 2012 г. Том 16. №1 (46). с. 62–69.
5. Терешин В.Г., Иванова Г.А. Критерии выбора гироскопических датчиков для инклинометрической системы. Нефтегазовое дело. Научно-технический журнал. Том 10. № 1. 2012. с. 152-158
6. Шахнович И.В. МЭМС - гироскопы – единство выбора // Электроника: наука, технология, бизнес. 2007. №1. с. 76 – 85.

УДК 621.317

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА УРОВНЯ НАТЯЖЕНИЯ АРМАТУРНЫХ ПУЧКОВ В ЗАЩИТНОЙ ОБОЛОЧКЕ АЭС

А. С. Коряшкин, А. И. Матвеев

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. В статье рассмотрена система, предназначенная для мониторинга уровня натяжения арматурных пучков защитной оболочки реактора АЭС: ее аппаратная и программная часть.

Ключевые слова: система мониторинга, армопучок, преобразователь силы, модульность программного обеспечения, датчики.

Abstract. The article describes a system for monitoring the level of tension bundled bars of system of prestressed containment of NPP: hardware and software.

Key words: monitoring system, bundled bar, force transmitter, modularity of the software, sensors.

Система мониторинга за уровнем натяжения арматурных пучков защитной оболочки АМЦ 11830 (далее - система) представляет собой измерительную систему целевого применения. Система проектируется под определенный объект и возникает как законченное изделие непосредственно на объекте эксплуатации путем ее комплектования компонентами серийного или единичного отечественного (или импортного) изготовления после соответствующего монтажа и наладки, осуществляемых в соответствии с проектной документацией.

Система предназначена:

- для контроля величины потерь усилий натяжения армопучков системы преднапряжения защитной оболочки (далее СПЗО) на их тяжных концах при передаче усилий с гидродомкрата на анкерное устройство СПЗО в период их натяжения;
- для наблюдения за динамикой изменения усилий натяжения армопучков СПЗО на их анкерах в период эксплуатации.

Система является многоканальной и имеет до 32 измерительных каналов, объединенных в 2 направления.

Устройство и принцип работы системы рассматривается по структурной схеме (рис.1).

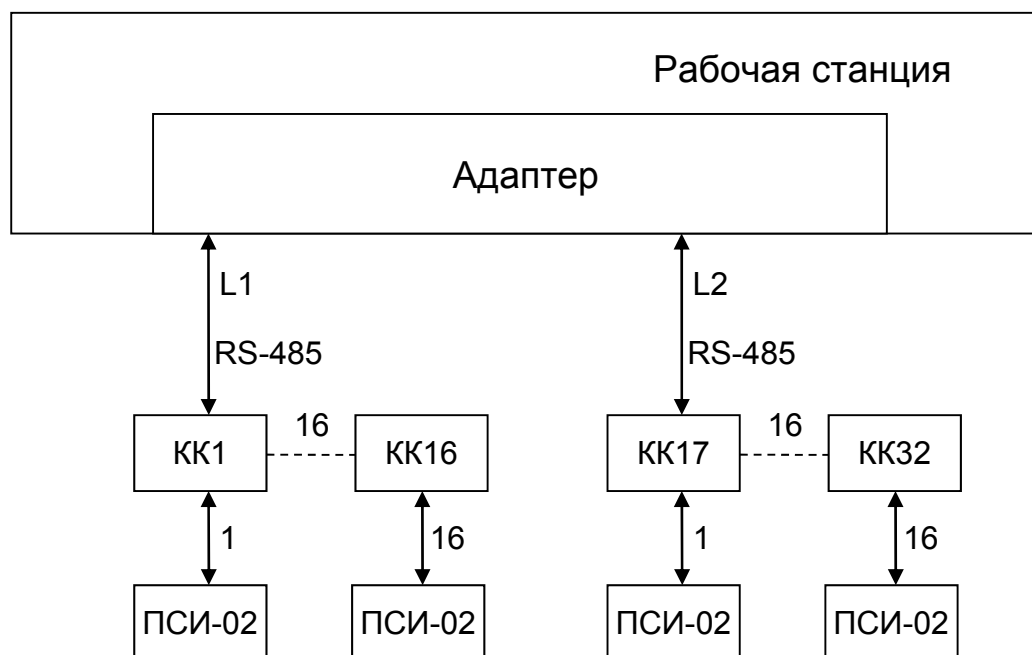


Рис. 1. Структурная схема системы

Система состоит из следующих основных функциональных частей:

- рабочей станции;
- преобразователей силы измерительных (далее - ПСИ-02);
- коммутационных коробок (далее - КК);
- комплекта кабелей;
- программного обеспечения (далее — ПО).

ПСИ-02 предназначен для измерений усилий натяжения арматурных пучков СПЗО. Внешний вид ПСИ-02 представлен на рис. 2.



Рис. 2. Внешний вид ПСИ-02

ПСИ-02 состоит из датчика силы ДС-03, преобразователя сигнала датчика ПСД-С-01 и двух кабелей. Количество измерительных каналов силы в ПСИ-02 - 12. Для каждого измерительного канала силы ПСИ-02 определены коэффициенты индивидуальной функции преобразования. Входным сигналом измерительного канала силы ПСИ-02 является сила, воздействующая на один измерительный модуль ДС-03 в диапазоне от 0 до 1,25 МН.

Входным сигналом ПСИ-02 является сила в диапазоне от 0 до 15,0 МН, воздействующая на 12 измерительных модулей ДС-03. Погрешность ПСИ-02 определяется по алгебраической сумме экспериментально определенных приведенных погрешностей 12-ти измерительных каналов силы (с учетом знака погрешности), разделенных на количество каналов (12) по формуле

$$\gamma_n = \frac{\gamma_{1\kappa \max} + \gamma_{2\kappa \max} + \dots + \gamma_{11\kappa \max} + \gamma_{12\kappa \max}}{12}, \quad (1)$$

где $\gamma_{1\max} - \gamma_{12\max}$ - максимальные значения погрешностей 1 - 12 измерительных каналов силы ПСИ-02.

Индивидуальная функция преобразования измерительного канала силы ПСИ-02 $F_{i\alpha x}$, кН, определяется по формуле

$$F_{i\alpha x} = A \cdot \Delta f_i^4 + B \cdot \Delta f_i^3 + C \cdot \Delta f_i^2 + D \cdot \Delta f_i + E, \quad (2)$$

где $A; B; C; D; E$ - коэффициенты индивидуальной функции преобразования, определяемые в соответствии с методикой определения коэффициентов индивидуальной функции преобразования и приведенной погрешности измерительного канала силы при нормальных климатических условиях (далее - НКУ) плюс $(20 \pm$

5) °С, $\frac{\kappa H}{\kappa Гц^4}$, $\frac{\kappa H}{\kappa Гц^3}$, $\frac{\kappa H}{\kappa Гц^2}$, $\frac{\kappa H}{\kappa Гц}$, κH соответственно; Δf_i - девиация частоты, $\kappa Гц$, определяется по формуле

$$\Delta f_i = \frac{1}{T_i + k(t_i - t_{нкы})} - \frac{1}{T_0}, \quad (3)$$

где T_i - период свободных колебаний при i -ой нагрузке, мкс; T_0 - период свободных колебаний без нагрузки при НКУ, мкс; t_i - температура во время измерений, °C; $t_{нкы}$ - температура при НКУ, °C; k - коэффициент функции влияния температуры на величину выходного сигнала модуля для интервалов температур от $t_{нкы}$ до плюс 60 °C и от минус 10 °C до $t_{нкы}$, $\frac{мкс}{°C}$, определяемый в соответствии с методикой определения коэффициентов индивидуальной функции преобразования и приведенной погрешности измерительного канала силы.

В системе реализована система защиты информации от несанкционированного доступа, предусматривающая различные степени доступа к ресурсам системы для различных категорий пользователей с распределением полномочий доступа, использование индивидуальных паролей.

ПО системы обладает наличием дружественного интерфейса, представляющего удобные средства взаимодействия с пользователем, и имеет защиту от несанкционированного доступа.

ПО системы обеспечивает:

- управление работой системы в рабочем режиме;
- диагностику каналов съема информации;
- ввод исходных данных и их редактирование;
- контроль конфигурации системы;
- съем информации с регистрацией времени измерения;
- обработку результатов измерений;
- сохранение результатов измерений в базе данных;
- формирование отчетов по результатам измерений;
- выдача всевозможных отчетов (справок) о работе системы за заданный оператором период работы

(выбранное измерение, день, месяц, квартал, год) по запросу оператора.

ПО системы обладает функциональной достаточностью, модульностью построения, совместимостью с аппаратными средствами системы, удобством эксплуатации и имеет защиту от несанкционированного доступа к программам.

Для запуска программы необходимо выбрать на рабочем столе рабочей станции ярлык “Контроль арматурных пучков”. При успешном запуске появится окно приглашения входа в систему (рис. 3), в котором предлагается ввести имя пользователя и пароль для идентификации. После ввода имени пользователя и пароля определенного администратором системы необходимо нажать кнопку “Принять”.

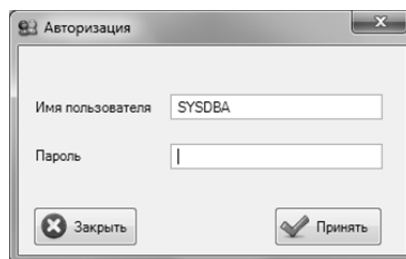


Рис. 3. Вход в систему

Во время входа в систему могут возникнуть исключительные ситуации, которые будут сопровождаться сообщениями от системы (рис. 4), например, неправильно введен пароль или имя пользователя.

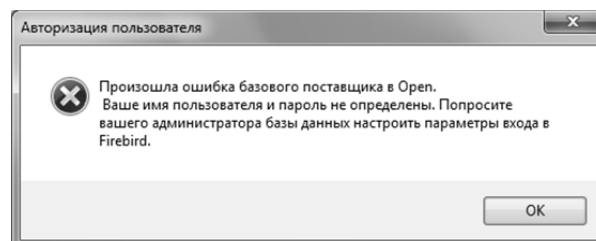


Рис. 4. Сообщение от системы при проверке соединения с базой данных

После успешной идентификации пользователя, откроется главное окно программы (рис. 5) которое состоит из следующих частей: главное меню, панель состояния, панель управления задачами и рабочая область задачи.

Главное меню программы содержит пункты: "Смена пользователя", "Настройки", "О программе" и "Выход". Пункт главного меню "Смена пользователя" предложит войти в систему под другим именем, при выборе пункта "Настройки" откроется окно, позволяющее выбрать СОМ-порт для связи ПО с адаптером и определить папку для отчетов. Пункт главного меню "О программе" откроет окно, содержащее информацию о программе, при выборе пункта "Выход" программа закончит свою работу.

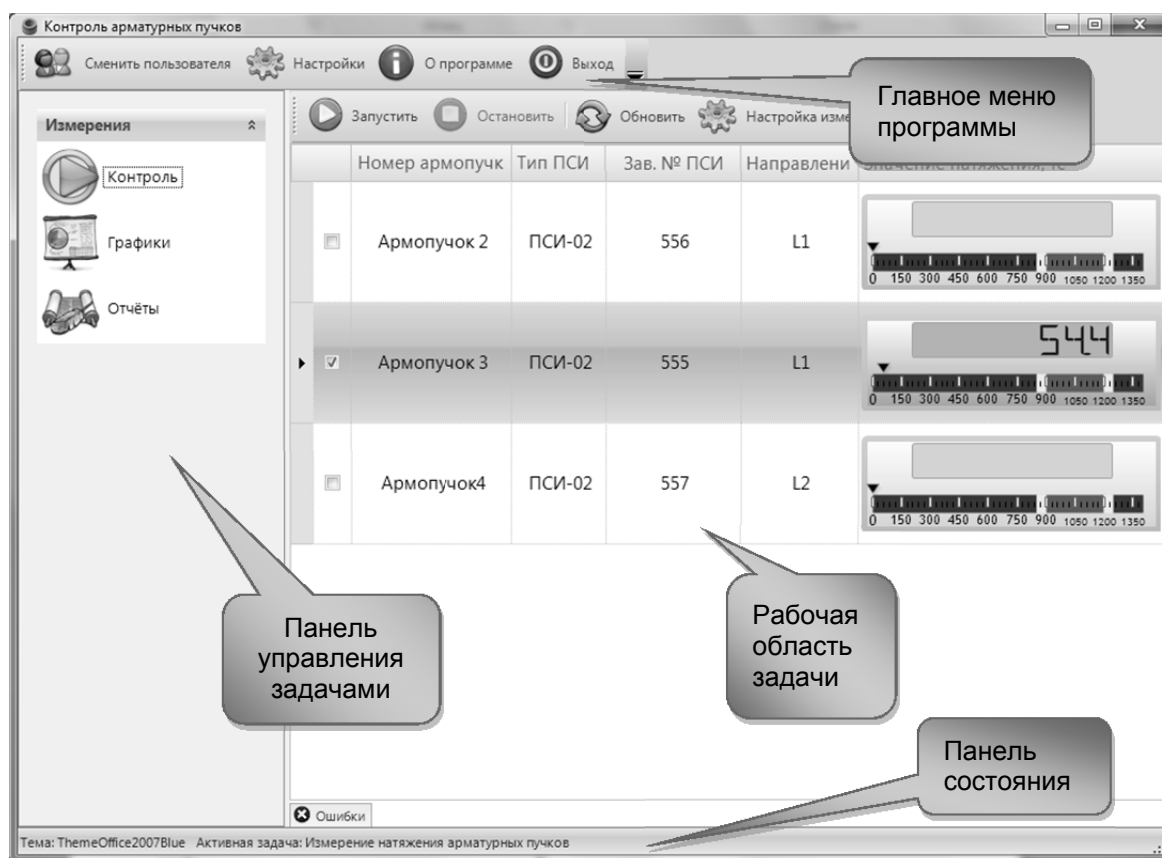


Рис. 5. Главное окно программы

Панель состояния – это информационное поле, предназначенное для отображения различной информации о ходе выполнения программы.

Панель управления задачами предназначена для объединения задач в функциональные группы и быстрого доступа к ним. Функциональные группы панели управления задачами выделены тематическими вкладками, в которые входят задачи. На вкладке "Измерения" расположены три задачи: "Контроль", "Графики", "Отчеты".

Рабочая область задачи – это панель, расположенная справа от панели управления задачами, и содержащая элементы управления для выбранной задачи.

Рабочая область задачи "Контроль" разделена на следующие части:

- панель управления задачей "Контроль", представляется в виде меню с кнопками ("Запустить", "Остановить", "Обновить" и "Настройка измерений");
- рабочая таблица армопучков предназначена для отображения параметров подключения, а также значений натяжения на данном армопучке. Состоит из строк, где каждой строке соответствует армопучок, к которому подключен датчик. Каждый столбец рабочей таблицы соответствует определенному параметру армопучка:

- 1) первый определяет участвует ли данный армопучок в измерении или нет;
 - 2) столбец "Номер армопучка" отражает обозначение и номер армопучка;
 - 3) столбец "Тип ПСИ" отражает наименование подключенного датчика;
 - 4) столбец "Зав. № ПСИ" отражает заводской номер ПСИ-02;
 - 5) столбец "Направление" показывает к какому направлению адаптера подключен ПСИ-02;
 - 6) столбец "Значение натяжения, тс" показывает значение натяжения армопучка в виде индикатора в тонна-силах. Индикатор натяжения армопучка в графическом виде содержит (рис. 6):
- значение натяжения в виде 14-ти сегментного индикатора с точностью один знак после запятой;
 - линейную шкалу с градиентной раскраской.



Рис. 6. Индикатор натяжения

Для указания армопучков, участвующих в измерении необходимо отметить в первом столбце рабочей таблицы те армопучки, которые участвуют в опросе, установив "птичку", или убрать "птичку" для не опрашиваемых. Также существует возможность установить или сбросить признак опроса сразу для всех армопучков. Для этого следует нажать правую кнопку мыши на рабочей таблице (рис. 7) и в появившемся контекстном меню выбрать соответствующее действие:

- "Выбрать все";
- "Снять выделение у всех";
- "Показать только выбранные".

При нажатии на пункт "Выбрать все" программа автоматически отметит все, имеющиеся в списке, армопучки. При нажатии на пункт "Снять выделение у всех" программа автоматически снимет выделение у всех, имеющихся в списке, армопучков. При нажатии на пункт "Показать только выбранные" в списке рабочей таблицы останутся только выделенные армопучки.

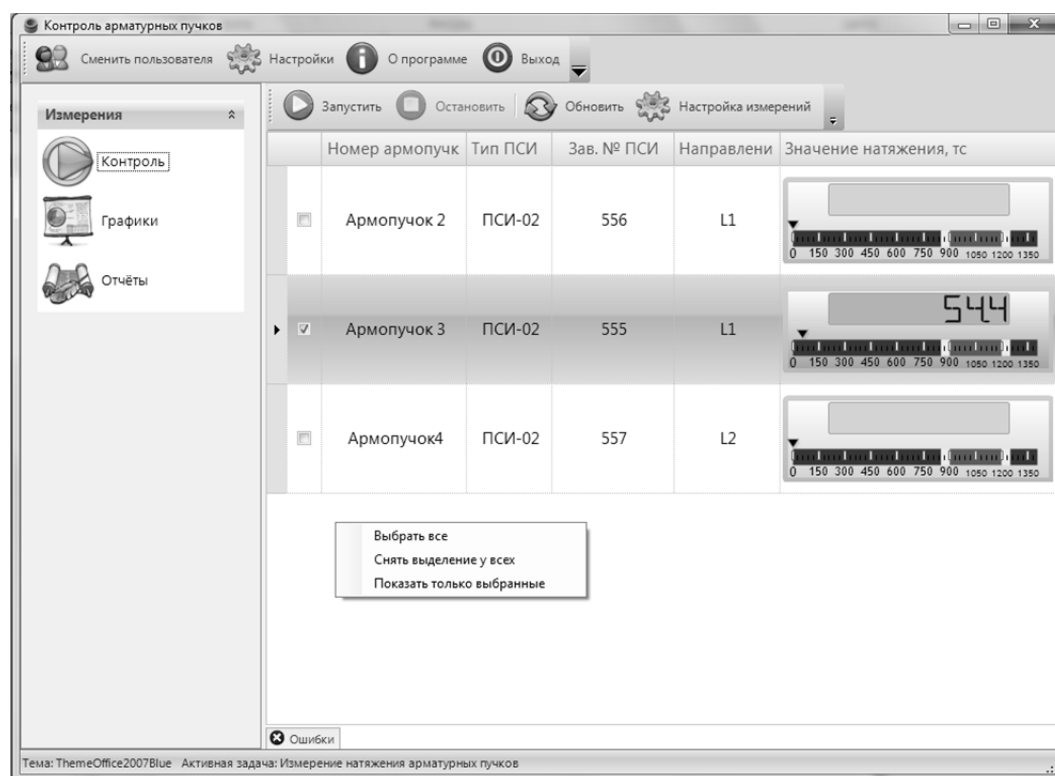


Рис. 7. Определение признака участия в измерении

ПО системы предназначено для работы операционной системы Windows XP, Windows Vista, Windows Seven.

1. Система мониторинга за уровнем натяжения арматурных пучков защитной оболочки АМЦ 11830 [Электронный ресурс]. URL: <http://www.niikp-penza.ru/armopuchki> (дата обращения: 20.03.2012).

2. Арматурные пучки [Электронный ресурс]. URL: http://www.baurum.ru/_library/?cat=armaturebase&id=170 (дата обращения: 20.03.2012).

3. Труды ИБРАЭ РАН / под общ.ред. чл.-кор. РАН Л.А. Большова; Ин-т проблем безопасности развития атомной энергетики РАН. – М.: Наука, 2007 – Вып. 6: Механика преднапряженных защитных оболочек АЭС / науч. ред. Р.В. Арутюнян. – 2008. –151 с.

4. Преобразователь силы измерительный ПСИ-02. Руководство по эксплуатации. - Пенза: НИИ «Контрольприбор»

ИССЛЕДОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ НАНО- И МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С ДВУМЯ МЕМБРАНАМИ

В. А. Васильев, Д. М. Хованов

Аннотация. Проведены исследование и оптимизация параметров нано- и микроэлектромеханической системы с двумя мембранами. Установлены зависимости распределения относительных радиальных деформаций от изменения радиуса жесткого центра второй мембраны, зависимость относительного радиуса расположения точек с нулевой деформацией (при смене знака деформаций) от радиуса жесткого центра и толщины второй мембраны.

Ключевые слова: нано- и микроэлектромеханическая система, оптимизация, деформации, мембрана.

Abstract. The investigation and optimization of the parameters of nano- and micro-electromechanical systems with two membranes are done. The dependences of the relative distribution of the radial deformation membrane, the dependence of the relative position of the points with a radius of zero deformation (strain when the sign) of the radius and thickness of the membrane hard center are define.

Key words: nano- and microelectromechanical systems, optimization, strain, membrane.

Нано- и микроэлектромеханические системы (НиМЭМС) современных тонкопленочных тензорезисторных датчиков давления содержат упругие элементы (УЭ) простой (мембрана, стержень, балка и т. п.) или сложной формы (две мембраны, соединенные между собой штоком; мембрана, соединенная со стержнем; балка с отверстиями и прорезями и др.). Особый интерес представляет НиМЭМС с УЭ в виде двух мембран соединенных между собой силовопередающим штоком. Такие НиМЭМС целесообразно применять в датчиках для измерения давления в условиях повышенных и нестационарных температур. Их достоинством является то, что мостовая измерительная цепь из тензорезисторов может быть размещена на второй мембране, непосредственно не контактирующей с измеряемой средой и не подвергаемой воздействию высоких температур; пространство между мембранами может быть заполнено охлаждающей жидкостью; температурное поле при термоударе на поверхности второй мембраны, более равномерное, чем на поверхности первой мембраны. При оптимальном размещении тензорезисторов (тензоэлементов) на поверхности второй мембраны можно получить достаточно высокие точностные характеристики датчиков давления в широком диапазоне температур.

Однако, для оптимального расположения элементов измерительной цепи, с целью получения высоких точностных характеристик, необходимо знать зависимости распределения относительных радиальных деформаций от изменения радиуса жесткого центра второй мембраны, зависимость относительного радиуса расположения точек с нулевой деформацией (при смене знака деформаций) от радиуса жесткого центра и толщины второй мембраны.

Расчет деформационных характеристик является довольно сложной задачей, вследствие того, что измеряемое давление, действующее на первую мембрану преобразуется в силу, которая воздействует на вторую мембрану через силовопередающий шток. Распределение механических напряжений, возникающих в результате прогиба второй мембраны, будет происходить иным образом, нежели в случае воздействия на вторую мембрану давления, а не силы. Существующие аналитические выражения для расчета упругих элементов такой сложной формы применимы лишь в ограниченной области. Получить данные о распределении деформационных характеристик в упругом элементе НиМЭМС позволяет численное моделирование с использованием метода конечных элементов.

Путем численного моделирования с использованием метода конечных элементов исследовались деформационные характеристики УЭ в виде двух мембран, соединенных между собой штоком (основные параметры модели показаны на рис. 1) с целью определения зон оптимального расположения тензоэлементов мостовой измерительной цепи на поверхности второй мембраны. Параметры исследуемой модели устанавливались следующие: радиус второй мембраны $R_{m2} = 5$ мм; радиус жесткого центра $R_g = 0,2R_{m2} \dots 0,9R_{m2}$; радиус штока $R_s = 0,2R_{m2} = 1$ мм; радиус мембраны с основанием $R_v = 7,5$ мм; толщина второй мембраны

$h_{m2} = 0,25 \dots 0,75$ мм; толщина первой мембраны $h_{m1} = \frac{h_{m2}}{2}$; высота жесткого центра $h_g = 4h_{m2}$; давление $P = 25 \dots 50$ МПа.

В результате проведения вычислительного эксперимента было получено семейство характеристик относительных радиальных деформаций ε_r от относительного текущего радиуса мембраны с основанием $\frac{r}{R_v}$, представленных на рис. 2. Видно, что увеличение диаметра жесткого центра R_g приводит к снижению

значений положительных и отрицательных экстремумов функции относительной радиальной деформации и смещению их в сторону основания мембраны (рис. 1). Так же происходит смещение точки нулевых дефор-

маций (точка смены знака). Зависимости (семейство характеристик) были установлены для различных толщин второй мембраны.

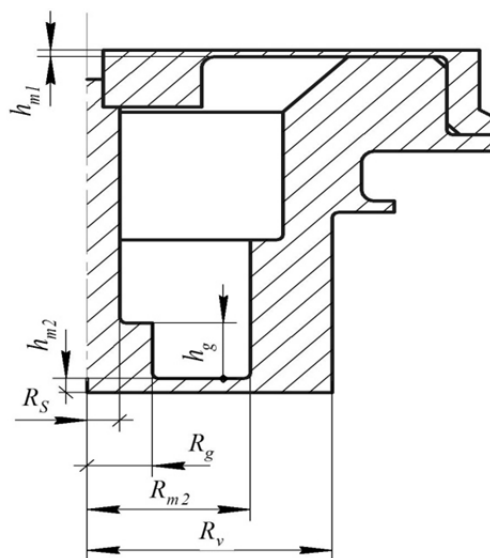


Рис. 1. Основные параметры модели УЭ

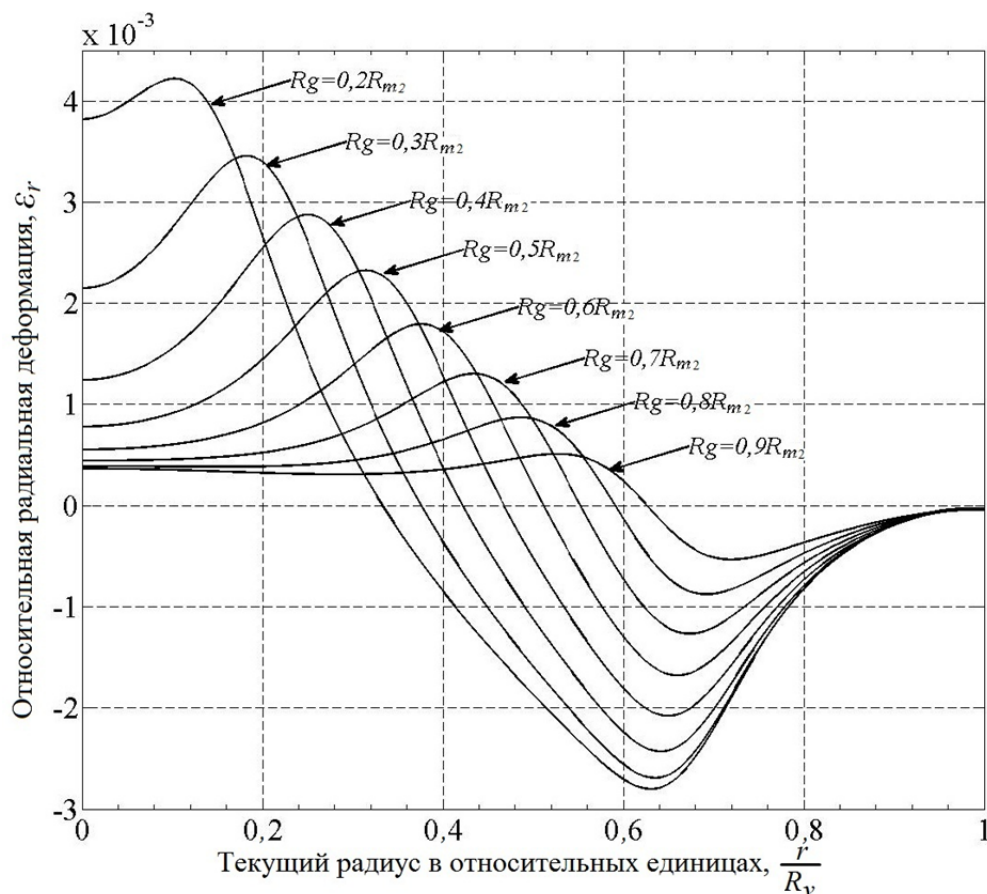


Рис. 2. Зависимости относительных радиальных деформаций ϵ_r от относительного текущего радиуса мембраны с основанием r/R_v для различных значений радиуса жесткого центра

Получив данные о распределении функции относительной радиальной деформации от изменения конструктивных параметров была установлена зависимость изменения положения точки смены знака относительной радиальной деформации от изменения радиуса жесткого центра и толщины второй мембраны, а также получена ее аппроксимация в виде полинома:

$$R = (-0.1427x^2 + 0.01783y^2 + 0.0454xy + 0.7627x - 0.03417y + 0.3621) \cdot R_{m2}, \quad (2)$$

где $x = \frac{R_{g2}}{R_{m2}}$ – отношение радиуса R_{g2} жесткого центра второй мембраны к радиусу R_{m2} второй мембраны;
 y – толщина второй мембраны h_{m2} .

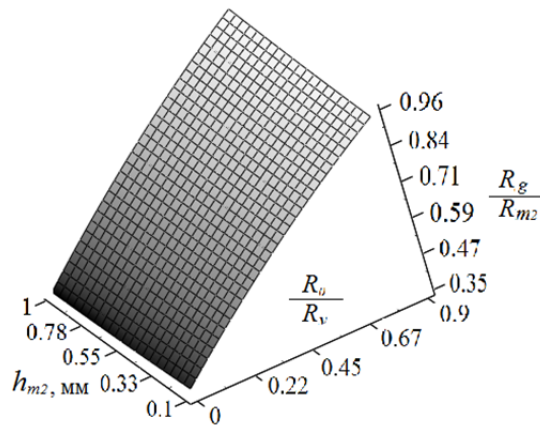


Рис. 3. Зависимость положения точки нулевых деформаций на поверхности второй мембраны от изменения относительного радиуса жесткого центра и толщины мембраны

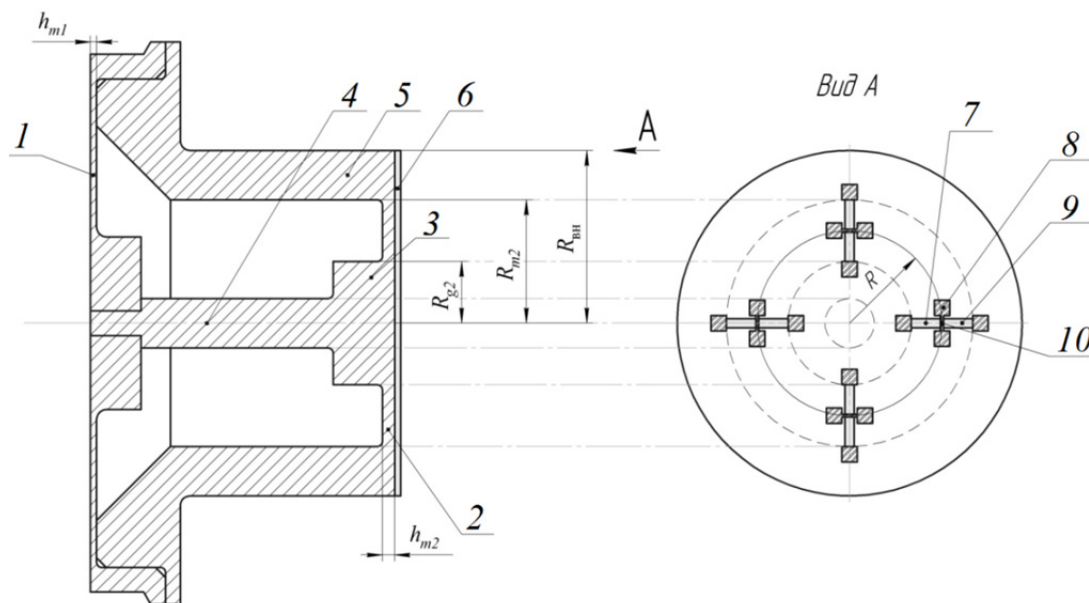


Рис. 4. НиМЭМС с двумя мембранами

На рисунке 4 показана НиМЭМС с двумя мембранами, параметры которой оптимизированы в результате проведенных исследований. Она состоит из упругого элемента в виде первой мембраны 1 и второй мембраны 2 с жестким центром 3, соединенных между собой силопередающим штоком 4, с опорным основанием 5 второй мембраны 2, образованной на второй мембране 2 гетерогенной структуры 6 из тонких пленок материалов. В гетерогенной структуре 6 сформированы контактные площадки 8, первые радиальные тензорезисторы 7, начало которых расположено на краю жесткого центра 3 мембраны 2 и вторые радиальные тензорезисторы 9, начало которых расположено на краю опорного основания 4 мембраны 2, соединенные тонкопленочными перемычками 10, включенные в измерительный мост. Концы первых радиальных тензорезисторов 7 размещены между жестким центром 3 и окружностью, радиус которой R определен по соотношению (2). Концы вторых радиальных тензорезисторов 9 размещены между опорным основанием 5 и окружностью, радиус которой R определен по соотношению (2). Тензорезисторы (тензоэлементы) 7 и 9 (на рисунке 4 их четыре пары) включаются в одну или две мостовые измерительные цепи.

В результате моделирования для НиМЭМС с двумя мембранами были установлены зависимости распределения относительных радиальных деформаций от изменения радиуса жесткого центра второй мем-

браны, зависимость относительного радиуса расположения точек с нулевой деформацией (при смене знака деформаций) от радиуса жесткого центра и толщины второй мембраны. Как показали исследования, применение компьютерного моделирования с использованием метода конечных элементов позволяет перейти на более качественный уровень проектирования и конструирования, оптимизировать параметры НиМЭМС.

УДК 531.768

РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ ПЕРВИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ МИНИАТЮРНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ВИБРОАКСЕЛЕРОМЕТРА, ПОСТРОЕННОГО НА СДВИГОВОМ ПЬЕЗОЭФФЕКТЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НОВОГО МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО ПЬЕЗОЭЛЕКТРИКА

М. А. Калинин, Е. А. Макаров

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Представлена конструкция чувствительного элемента миниатюрного широкополосного акселерометра, работа которого основана на сдвиговом пьезоэффекте. Отмечены особенности используемого встроенного усилителя напряжения.

Ключевые слова: широкополосный акселерометр, усилитель напряжения, двухпроводная линия, сдвиговой пьезоэффект.

Abstract. The design of broadband sensor miniature accelerometer, which is based on shear piezoelectric. The peculiarities of internal use voltage amplifier.

Key words: broadband accelerometer, the voltage amplifier, two-wire line, piezoelectric shear.

Введение

Эффективность использования бортового оборудования подвижных объектов (самолетов, космических аппаратов и др.) во многом зависит от решения комплекса проблем повышения его надежности, продления ресурса, прогнозирования и оперативного устранения отказов. С износом оборудования в системах и комплексах с длительными сроками активного функционирования существенно возрастает роль контроля динамических параметров силовых агрегатов и конструкций с целью предсказания допустимых сроков их эксплуатации, а в ряде случаев и для предупреждения катастроф. Наиболее информативными способами решения указанной задачи являются вибромониторинг и вибродиагностика на основе измерения [1].

Количество механической энергии, излучаемой работающим агрегатом в окружающее пространство, является наиболее информативным параметром, определяющим состояние электромеханического работающего механизма. Наиболее эффективно эта энергия определяется с помощью пьезоэлектрических вибрационных преобразователей [2]. Поэтому создание миниатюрного широкополосного акселерометра с высоким динамическим диапазоном – актуальная научно-техническая задача, а его внедрение позволит повысить достоверность диагностической информации, и, следовательно, увеличить вероятность безотказной работы диагностируемого оборудования благодаря более точной его балансировке, снизить вероятность возникновения техногенных катастроф и т.д.

Актуальность и своевременность изучения проблемы подтверждаются мировой тенденцией создания «вибропортретов» турбоагрегатов, авиационных двигателей, компрессорных установок, фундаментов и т.д. Цель создания «вибропортрета» состоит в максимальном обеспечении разработчиков, эксплуатационников и ремонтников достоверной информацией о вибрационном состоянии объекта, а тенденция отражает объективное всеобщее стремление к достоверной оценке техногенной опасности.

Чувствительный элемент миниатюрного широкополосного акселерометра, работа которого основана на сдвиговом пьезоэффекте, показан на рис. 1. В его конструкции используются три пьезоэлектрических элемента, установленных со смещением относительно центра вокруг опоры треугольного сечения. Каждый пьезоэлектрический элемент имеет свою инерционную массу.

Воздействующие на основание акселерометра механические колебания приводят к тому, что на каждый пьезоэлемент действует динамическая сила, равная произведению ускорения на соответствующую массу. Пьезоэлементы, в свою очередь, генерируют электрический заряд, пропорциональный действующей на них динамической силе. Поскольку амплитуда и фаза ускорения инерционных масс в широком частотном диапазоне идентичны амплитуде и фазе ускорения основания акселерометра, электрический заряд пропорционален ускорению механических колебаний поверхности объекта, на котором акселерометр закреплен.

Все поверхности центральной треугольной опоры обработаны с высокой степенью точности, позволяющей прочно закрепить пьезоэлектрические элементы и инерционные массы с помощью стяжного кольца. Такая конструкция позволяет:

- поддерживать стабильность характеристик в рабочем диапазоне температур;
- достичь высокую линейность функции преобразования;
- достичь высокого отношения чувствительности к массе;
- достичь высокого значения резонансной частоты.

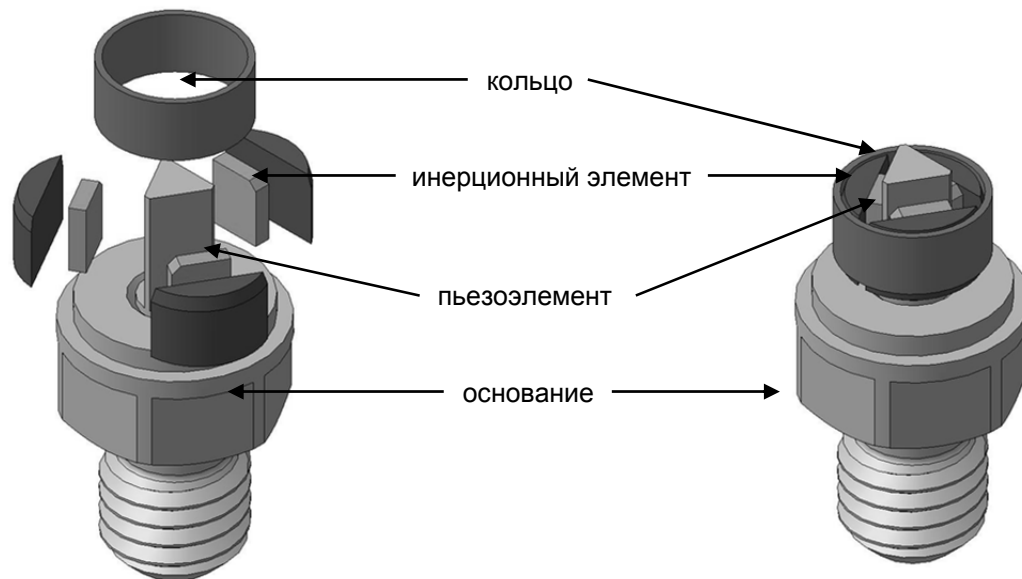


Рис. 1. ЧЭ, построенный на сдвиговом пьезоэффекте

С учетом требований, предъявляемых к миниатюрному широкополосному акселерометру, в качестве пьезоэлектрического материала выбран кристалл лантан галлиевого танталата $\text{La}_3\text{Ga}_{5,5}\text{Ta}_{0,5}\text{O}_{14}$ (лангатат). Монокристаллические элементы из лангатата применяются в качестве чувствительных пьезоэлементов датчиков давления, вибрации, температуры, работоспособных в широком диапазоне температур (до 1000 °С). По сравнению с традиционными материалами (пьезокерамикой и кварцем), применяемыми в датчиках физических величин, монокристаллы лангатата имеют ряд преимуществ: термостабильность пьезоэлектрических характеристик, отсутствие пьезоэлектрического эффекта и фазовых переходов до температуры плавления 1450 °С. Эффективность применения кристаллов лангатата связана также с высоким коэффициентом электромеханической связи, почти вдвое большим, чем у кварца, что позволяет создавать пьезоэлементы, работающие на прямом пьезоэффекте.

Акселерометр имеет встроенный микромощный предварительный усилитель, обеспечивающий питание от источника постоянного тока и съем информационного сигнала по двухпроводной линии. Датчик, построенный по такому принципу, имеет ряд преимуществ перед традиционными датчиками:

- минимальное влияние длины кабельной линии на чувствительность датчика;
- возможность непосредственного подключения к стандартным устройствам считывания, записи или приема данных;
- улучшенные массогабаритные и энергетические характеристики.

Выводы

Разработанные конструктивно-технологические решения позволят создать миниатюрный широкополосный виброакселерометр с высоким динамическим диапазоном и широким частотным диапазоном измерений (от 1 до 30000 Гц).

Применение в качестве материала корпуса виброакселерометра титана ВТ1-0 позволило увеличить собственную частоту до 90 кГц.

Использование высокоэффективного кристалла лангатата позволило обеспечить требуемую чувствительность, малую массу и небольшие габаритные размеры.

Применение различных материалов (вольфрам, сплав 12Х18Н10Т, титан, алюминий) для изготовления инерционных масс сделало возможным регулирование диапазона измерений и собственной частоты.

Применение микромощного предварительного усилителя, работающего в широком частотном и температурном диапазонах измерений, позволило исключить влияние длины кабельной линии на чувствительность датчика.

1. Мокров Е.А., Папко А.А. Статико-динамические акселерометры для ракетно-космической техники / Пенза: ПАИИ, 2004. 164 с.
2. Янчик В.В. Пьезоэлектрические виброизмерительные преобразователи (акселерометры) / Монография. Ростов н/Д: Изд-во ЮФУ, 2010. 304 с.
3. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики / М.: Техносфера, 2006. 632 с.

УДК 681.2.088

УЧЕТ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЕМКОСТНОГО КОМПЕНСАЦИОННОГО АКСЕЛЕРОМЕТРА

В. Ю. Трофимов, Л. Е. Шахмейстер

ФГУП «НИИ «Поиск», г. Пенза

Аннотация. Приведены параметры и температурные зависимости емкостного компенсационного акселерометра PSA-100 фирмы POONGSAN FNS. Показано, что в диапазоне температур $\pm 50^\circ\text{C}$ изменение коэффициента преобразования акселерометра лежит в пределах от -0,2 до 0,3 %. Температурная зависимость коэффициента преобразования акселерометра хорошо интерполируется полиномом 2-ого порядка с индивидуальными для каждого акселерометра значениями коэффициентов полинома. Объем данных о значениях коэффициентов полинома, необходимых при обработке информации, получаемой с акселерометра, составляет 5 бит.

Ключевые слова: акселерометр, емкостной, компенсационный, температура.

Abstract. Parameters and temperature dependence of capacitive compensated accelerometer PSA-100 made by POONGSAN FNS Corporation is given. It is shown that at the temperature ranging $\pm 50^\circ\text{C}$ conversion factor of accelerometer deviation is in the range from 0,2 to 0,3 %. Temperature dependence of conversion factor of accelerometer is rather interpolated by second-kind polynomial, at that each accelerometer has its own values of polynomial factors. Data about values of polynomial factors that are necessary to process the information gained by the accelerometer totals 5 bits.

Key words: accelerometer, capacitive, compensated, temperature.

Емкостные компенсационные акселерометры нашли широкое применение для измерения продольных ускорений движущихся объектов.

Обычно в состав этих акселерометров входят маятник с закрепленной на ней катушкой, постоянный магнит и электронный блок, осуществляющий преобразование изменения емкости между маятником и корпусом при отклонении маятника от исходного состояния под действием на него линейного ускорения в электрический сигнал, подаваемый на катушку. Возникающая при этом электромагнитная сила удерживает маятник в исходном состоянии. При использовании микромеханических технологий маятник выполняется из кремниевой или кварцевой пластинки [1, 2].

В табл.1 приведены основные характеристики южно-корейского емкостного компенсационного акселерометра PSA-100 фирмы POONGSAN FNS [3]. Из данных этой таблицы следует, что акселерометры PSA-100 обладают высокой точностью и малой нелинейностью.

Недостатком этих акселерометров является большая температурная зависимость коэффициента преобразования, достигающая в рабочем диапазоне температур $\pm 50^\circ\text{C}$ нескольких десятых долей процента.

Таблица 1

Параметры акселерометра PSA-100

Параметр	Единица измерения	Значение
Диапазон измеряемых ускорений	g	от -10 до +60
Коэффициент преобразования	мА/g	$0,8 \pm 0,04$
Отклонение от нуля	мг	<10
Нелинейность коэффициента преобразования	%	< 0,05
Отклонение оси чувствительности	мрад	< 5
Диапазон рабочих температур	$^\circ\text{C}$	± 50
Виброустойчивость, перегрузка (частота)	g (Гц)	7.5 (20 – 2000)
Ударные нагрузки, перегрузка (длительность)	g (мс)	120 (3 – 6)
Вращение (при эксцентриситете)	рад/с (мм)	200 (10)
Напряжение питания /ток потребления	В/ мА	+15 / 100, -15 / 30
Габаритные размеры: диаметр / высота	мм	30,6 / 23,6

На рис.1 приведена температурная зависимость изменения коэффициента преобразования δTK_{np} образца акселерометра PSA-100. Экспериментально полученные данные отмечены "*".

Из данных этого рисунка следует что изменение коэффициентов преобразования акселерометра в диапазоне температур $\pm 50^\circ\text{C}$ лежит в пределах от -0,15 до +0,28 %. Введение линейной температурной компенсации позволит снизить температурную зависимость до примерно $\pm 0,1$ %.

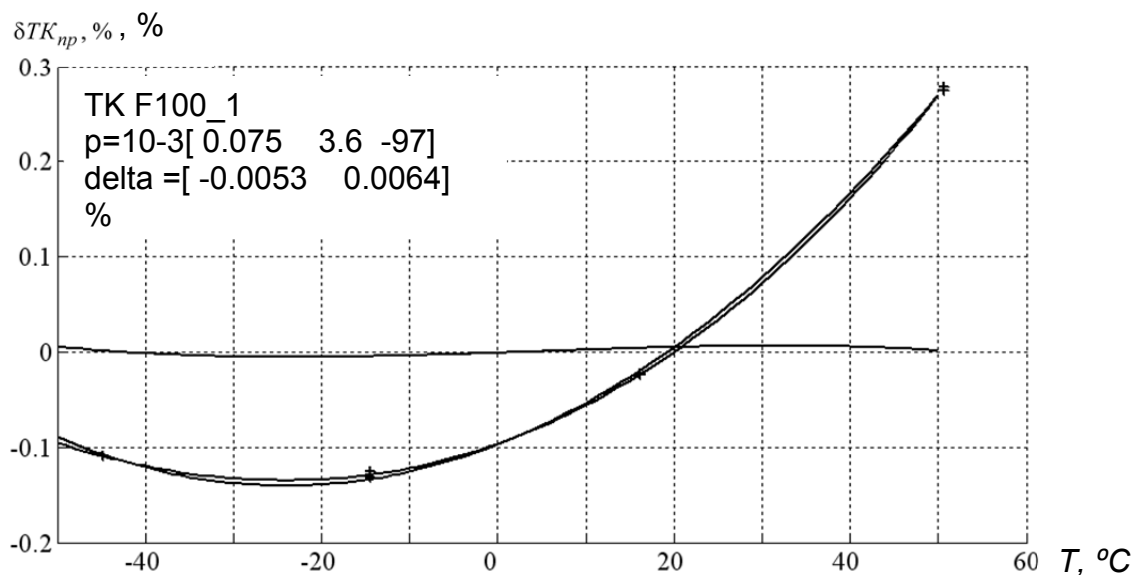


Рис. 1. Типовая температурная зависимость коэффициента преобразования

Дальнейшее ее уменьшение может быть достигнуто использованием интерполяции температурной зависимости полиномом 2-ого порядка.

$$\delta TK_{np} = p_1 T^2 + p_2 T + p_3,$$

где T – температура акселерометра, $^\circ\text{C}$, p_1, p_2, p_3 – коэффициенты полинома.

На рис.1 также показана температурная зависимость, использующая интерполяционный полином 2-ого порядка, коэффициенты которого получены методом наименьших квадратов. Там же приведены значения коэффициентов полинома и предельные значения delta погрешности интерполяции, которая не превышает $\pm 0,01$ %.

Для определения возможности использования единых коэффициентов интерполяционного полинома для всех акселерометров PSA-100, были определены температурные зависимости 10 образцов акселерометров. Измерение температурных зависимостей осуществлялось 2 раза. Полученные результаты приведены на рис. 2.

Из данных этого рисунка следует что изменение коэффициентов преобразования всех 10 образцов акселерометров при двух измерениях в диапазоне температур $\pm 50^\circ\text{C}$ лежит в пределах от -0,2 до +0,3 %.

В табл.2 приведены коэффициенты полинома, полученные обработкой результатов измерений 10 образцов акселерометров PSA-100.

Таблица 2

Коэффициенты полинома 10 образцов акселерометров PSA-100

Образец	$p_1, 10^{-8}/^\circ\text{C}^2$	$p_2, 10^{-5}/^\circ\text{C}$	$p_3, 10^{-5}$
1	75	3.6	-97
2	86	2.3	-71
3	81	2.8	-85
4	82	3.0	-86
5	84	1.8	-61
6	79	4.8	-124
7	83	3.7	-101
8	87	2.5	-75
9	87	3.3	-95
10	77	3.8	-102

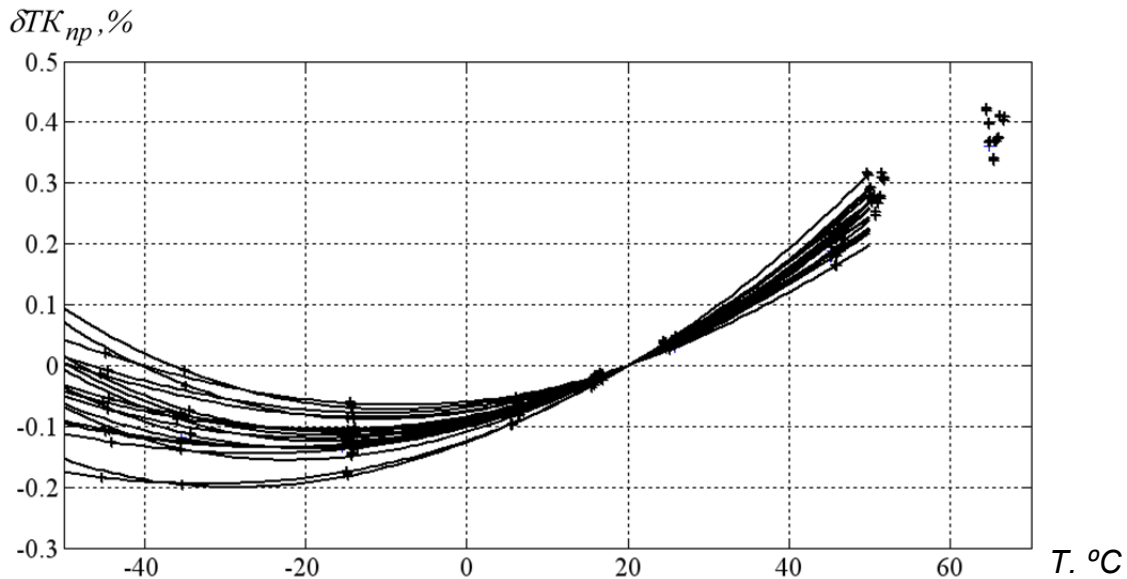


Рис. 2. Температурные зависимости изменения коэффициента преобразования 10 акселерометров PSA-100

С учетом достаточно большого разброса коэффициентов полинома, что следует из данных табл.2, их значения для каждого акселерометра необходимо подбирать индивидуально. При этом, как показали расчеты, отклонение температурной зависимости коэффициента преобразования, полученной экспериментально, от интерполяционного полинома 2-ого порядка не превосходит 0,015 %.

Выясним допустимую погрешность, с которой необходимо определять значения коэффициентов полинома. Можно показать, что

$$\Delta \delta TK_{np} = \Delta p_1 \cdot T^2 + \Delta p_2 \cdot T + \Delta p_3,$$

где $\Delta \delta TK_{np}$ - абсолютная погрешность значения δTK_{np} , вызванная погрешностью определения коэффициентов полинома, $\Delta p_1, \Delta p_2, \Delta p_3$ - абсолютные погрешности определения коэффициентов полинома p_1, p_2, p_3 соответственно.

Для крайних температур

$$\Delta p = \pm (2500 \Delta p_1 + 50 \Delta p_2 + \Delta p_3).$$

Если принять допустимую погрешность учета температурного коэффициента $5 \cdot 10^{-4}$ (0,05 %), то, учитывая независимость составляющих, можно с некоторым запасом взять допустимые значения каждой из составляющих последнего выражения $\pm 2 \cdot 10^{-4}$ (0,02 %).

Тогда

$$\Delta p_1 = \pm \frac{2 \cdot 10^{-4}}{2500} = 8 \cdot 10^{-8},$$

$$\Delta p_2 = \pm \frac{2 \cdot 10^{-4}}{50} = 0,4 \cdot 10^{-5},$$

$$\Delta p_3 = \pm 20 \cdot 10^{-5}.$$

Определим необходимый объем информации, которую требуется ввести для учета температурных отклонений.

Из данных табл.2 математические ожидания mp_1, mp_2, mp_3 соответственно коэффициентов p_1, p_2, p_3 полинома равны

$$mp_1 = 82,1 \cdot 10^{-8}, mp_2 = 3,16 \cdot 10^{-5}, mp_3 = -89,7 \cdot 10^{-5}.$$

Относительно математического ожидания отклонения коэффициентов полинома лежат в пределах

$$\Delta p_{1\text{пред}} = [-7,1, 4,9] \cdot 10^{-8},$$

$$\Delta p_{2\text{пред}} = [-1,36, 1,64] \cdot 10^{-5},$$

$$\Delta p_{3\text{пред}} = [-34,3, 28,7] \cdot 10^{-5},$$

где $\Delta p_{1\text{пред}}, \Delta p_{2\text{пред}}, \Delta p_{3\text{пред}}$ – предельные значения $\Delta p_1, \Delta p_2, \Delta p_3$ соответственно.

Если значения математических ожиданий коэффициентов полинома записать в постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) программы микроконтроллера, а в энергонезависимую память вводить только значения их отклонений от математических ожиданий в виде целых чисел, единица каждого из которых будет соответствовать удвоенному значению, указанных ранее величин $\Delta p_1, \Delta p_2, \Delta p_3$, то необходимый диапазон вводимых в энергонезависимую память микроконтроллера чисел будет равен

$$N \Delta p_1 = \text{round}\left(\frac{\Delta p_{1\text{пред}}}{2 \Delta p_1}\right) = 0,$$

$$N \Delta p_2 = \text{round}\left(\frac{\Delta p_{2\text{пред}}}{2 \Delta p_2}\right) = [-2, 2],$$

$$N \Delta p_3 = \text{round}\left(\frac{\Delta p_{3\text{пред}}}{2 \Delta p_3}\right) = [-1, 1],$$

где $N \Delta p_1, N \Delta p_2, N \Delta p_3$ – диапазон значений, необходимых для ввода поправки коэффициентов полинома.

Таким образом, для ввода значений коэффициентов полинома:
необходимость ввода поправки на коэффициент p_1 полинома отсутствует,

ввод поправки коэффициента p_2 полинома требует 3 бита,

ввод поправки коэффициента p_3 полинома требует 2 бита.

Суммарно объем данных о значениях коэффициентов полинома, необходимых при обработке информации, получаемой с акселерометра, составляет 5 бит.

Малое изменение значения коэффициента p_1 полинома свидетельствует о том, что температурная зависимость коэффициента преобразования представляет собой единую параболу, повернутую и смещенную на значения, индивидуальные для каждого образца акселерометра.

Определение коэффициентов полинома может осуществляться измерением значения коэффициента преобразования при 4-х температурах (-50, -25, 0, 25, 50) °C.

Вводимые в ПЗУ микроконтроллера номинальные значения коэффициентов полинома могут уточняться по мере накопления статистических данных.

Выводы

1. Изменение коэффициента преобразования акселерометра PSA-100 в диапазоне температур ± 50 °C лежит в пределах от минус 0,2 до +0,3 %.

2. Температурные зависимости изменения коэффициента преобразования акселерометра с погрешностью не более 0,015% могут быть описаны полиномом 2-ого порядка.

3. Номинальные значения коэффициентов полинома могут быть записаны в ПЗУ программы микроконтроллера, осуществляющего обработку информации, получаемой с акселерометра.

При допустимой погрешности учета температурной зависимости коэффициента преобразования акселерометра $\pm 0,05$ %, в энергонезависимую память микроконтроллера могут записываться отклонения коэффициентов полинома от их номинальных значений. Для записи этих отклонений требуется 5 бит. Отклонение коэффициента полинома от номинального значения, соответствующего квадрату температуры, может не учитываться.

1. Пат. 2155964 С1 (РФ), МКИ7 G 01 P 15/13. Компенсационный маятниковый акселерометр / В. М. Прокофьев, С. Ф. Коновалов, Дже-Бом Сео и др.; Коновалов Сергей Феодосьевич. - №99113694/28; Заяв. 23.06.1999. // Открыт. Изобретения... – 2000. - №25.

2. Опыт разработки маломощного акселерометра / С. Ф. Коновалов, А. В. Полынков, Дж. Б. Сео и др. // Гироскопия и навигация. – 2000. – №3(30). – С. 68-77. ISSN 0869-7035.

3. Accelerometer PSA-100. Qualification Testing. POONGSAN FNS. September 14 – 18, 2009.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМА ТОКОПЕРЕНОСА НА КРЕМНИЕВЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ

В. Е. Пауткин, С. В. Шенталиня

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Рассмотрены механизмы токопереноса на кремниевых гетероструктурах чувствительных элементов. Установлены механизмы возникновения паразитных емкостей чувствительных элементов микромеханических акселерометров. Определены технологические методы улучшения метрологических характеристик микромеханических акселерометров.

Ключевые слова: микромеханический акселерометр, гетероструктура, поверхностные состояния, МДП-структура.

Abstract. The mechanisms of charge transport on silicon heterostructure sensors. Mechanisms as appearance-stray capacitance micromechanical sensors accelerometers. Defined process improvement methods of metrological-ray characteristics of micromechanical accelerometers.

Key words: micromechanical accelerometer, heterostructures, surface condition, the MIS structure.

Развитие технологий объемной микрообработки кремния позволило создать широкую номенклатуру приборов, среди которых можно выделить микромеханические акселерометры. Этот класс приборов отличается малыми габаритами, низким энергопотреблением, большой надежностью. Чувствительный элемент (ЧЭ) микромеханических акселерометров содержит кремниевый кристалл, выполненный методами МЭМС-технологии. В основе МЭМС-технологии лежат традиционные технологии микроэлектроники (осаждение и травление слоев, диффузия примеси, окисление, металлизация поверхности и т.д.) и технологии объемной (анизотропное травление кремния, плазмохимическое травление кремния и т.д.) и поверхностной (травление и осаждение жертвенных слоев) микрообработки кремния.

Независимо от уровня используемых технологий общим недостатком известных отечественных и зарубежных микромеханических акселерометров, ограничивающим возможности совершенствования их метрологических характеристик, является неудовлетворительная временная стабильность выходного сигнала.

Значительный научно-технический опыт в виде разработок унифицированных рядов микромеханических акселерометров ОАО «НИИФИ» и их эксплуатации на изделиях РКТ позволили установить следующие причины неудовлетворительной стабильности:

- неприемлемость исходных положений микромеханики о достаточности электрической проводимости кремния для того, чтобы при определенных условиях, например, высокой концентрации легирующих примесей, приравнять его электрические параметры к аналогичным характеристикам металлов, и возможности отнесения его оксидов к классу качественных изоляторов;

- неадекватность электрофизических свойств объема и поверхности полупроводника, принципиальная неустойчивость статической конфигурации электрических зарядов, вследствие чего заряженные системы находятся в состоянии постоянной релаксации, длительность которой может характеризоваться временами от десятков минут до нескольких лет.

В связи с этим все большее значение приобретают прикладные исследования материалов, входящих в структуру ЧЭ, в большинстве случаев это монокристаллический кремний и щелочное стекло с напыленными на его поверхности металлизированными контактами. Материалы ЧЭ отличаются от идеальных полупроводников и диэлектриков различными по характеру и масштабу пространственно-энергетическими неоднородностями – поверхностные и встроенные заряды различного происхождения, поверхностные и внутренние дефекты и тп. Это приводит к нарушению профилей распределения легирующей примеси кремниевых кристаллов и появлению локализованных состояний на гетерограницах " $Si-SiO_2$ ", " SiO_2-Me ", " $Si-Me$ ".

При изготовлении кремниевых микромеханических емкостных акселерометров используется дифференциальное включение конденсаторных структур. Это удобно реализуемо при использовании технологии микромеханики, но необходима оценка влияния режима функционирования акселерометра от распределения потенциала в структуре, механизм токопереноса в ЧЭ. Следовательно, исследование механизма токопереноса на кремниевых гетероструктурах и построение оптимальных схем передачи сигнала является важной задачей создания микромеханических акселерометров с улучшенными метрологическими характеристиками.

В ОАО «НИИФИ» исследования, посвященные выявлению причин временной нестабильности микромеханических акселерометров (ММА), ведутся уже несколько лет. К настоящему времени ясно, что наибольший вклад в нестабильность выходного сигнала ММА вносят процессы, протекающие в кремниевом кристалле ЧЭ, а в особенности на его поверхности.

Множественные эксперименты, описанные в литературе, показывают, что существуют два типа поверхностных состояний кремния: «быстрые» и «медленные» [1].

«Быстрые» состояния соответствуют быстрой рекомбинации дырок и электронов, и вследствие малой постоянной времени процессов можно полагать, что эти состояния находятся на слое окисла (который всегда есть) со стороны кремния. «Медленные» состояния приводят к возникновению полевого эффекта, а их энергия и плотность сильно зависят от окружающего газа. Эти состояния приводят к зависимости уровня шума от способа обработки поверхности кристалла и от окружающей его среды, но шум практически не зависит от типа проводимости объема кремния или от наличия внешних и внутренних полей. Поверхностные состояния кремния наглядно представлены на рис. 1.



Рис. 1. Медленные и быстрые поверхностные состояния

Времена релаксации медленных состояний могут иметь довольно большие значения, причем обычно наблюдается широкое распределение постоянных времени. Столь большие постоянные времена позволяют предположить, что медленные состояния либо распределены по слою окисла кремниевой пластины, либо расположены на поверхности этого слоя. В связи с этим очевидна необходимость введения в технологический процесс изготовления кремниевых кристаллов ЧЭ операций, направленных на стабилизацию структурно - примесных и электрофизических свойств системы $Si-SiO_2$ [2].

Следует отметить, что в настоящее время природа различных электрофизических процессов, происходящих на границе раздела структуры " $Si-SiO_2$ ", не имеет достаточного объяснения. Это связано не только со сложностью протекающих в нем процессов, но и с трудностями получения экспериментальных данных известными методами, на достоверность которых существенное влияние оказывает одновременное действие множества физических процессов.

Одним из способов исследования гетероструктур " $Si-SiO_2$ " является метод высокочастотной вольт-фарадной характеристики, позволяющий определить емкость гетероструктуры " $Si-SiO_2$ " в зависимости от приложенного напряжения [3].

Токоперенос в микромеханическом чувствительном элементе происходит через последовательность слоев металл-диэлектрик (тончайший слой диоксида кремния) -кремний, что фактически является структурой МДП.

МДП- структура представляет собой плоский конденсатор, одна из обкладок которого выполнена из полупроводника. Наличие полупроводника приводит к тому, что в структуре появляются дополнительные слои, как хорошо проводящие электрический ток, так и плохо. Эти слои имеют достаточно большие размеры по сравнению с металлом, поскольку радиус экранирования Дебая в полупроводниках в 100-1000 раз больше, чем в металле. В результате емкость МДП-структуры представляется двумя последовательно соединенными емкостями: емкостью диэлектрика C_d и емкостью полупроводника C_s . На рис. 2 представлены конструкция (а) и энергетическая диаграмма структуры в равновесном состоянии (б). В равновесном состоянии ($U=0$) в полупроводнике присутствует искривление энергетических зон. Это связано в первую очередь с контактной разностью потенциалов $Me-p/p$. Более того, для типичного сочетания $Al-Si$ эта разность потенциалов одного знака как для n -типа, так и для p -типа полупроводника [4].

Отличие характеристик реальных МОП-структур от соответствующих зависимостей идеальных МДП-конденсаторов обусловлено существованием сложного распределения зарядов в окисле и возникновением поверхностного заряда в кремнии, обусловленного поверхностными ловушками (рис. 4).

Основная причина возникновения поверхностных состояний в запрещенной зоне полупроводника заключается в том, что сама граница раздела является нарушением пространственной периодичности кристаллической решетки. При изменениях приложенного к МДП-структуре напряжения положение энергетических уровней поверхностных ловушек изменяется, следуя за смещением краев разрешенных зон полупроводника на границе раздела. В результате происходит изменение зарядного состояния этих ловушек.

Исходя из вышеизложенного следует, что эквивалентная схема МДП-структуры оказывается довольно сложной (рис. 5). На этом рисунке C_d – емкость диэлектрика; R_s – сопротивление полупроводника; $C_{об}$,

Роб – емкость и сопротивление обедненного слоя полупроводника соответственно; Синв, Ринв – емкость и сопротивление инверсного слоя полупроводника; Спс, Рпс – емкость и сопротивление, обусловленные поверхностными ловушками в полупроводнике. Такая полная схема будет реализована только при низкочастотных измерениях в режиме сильной инверсии.

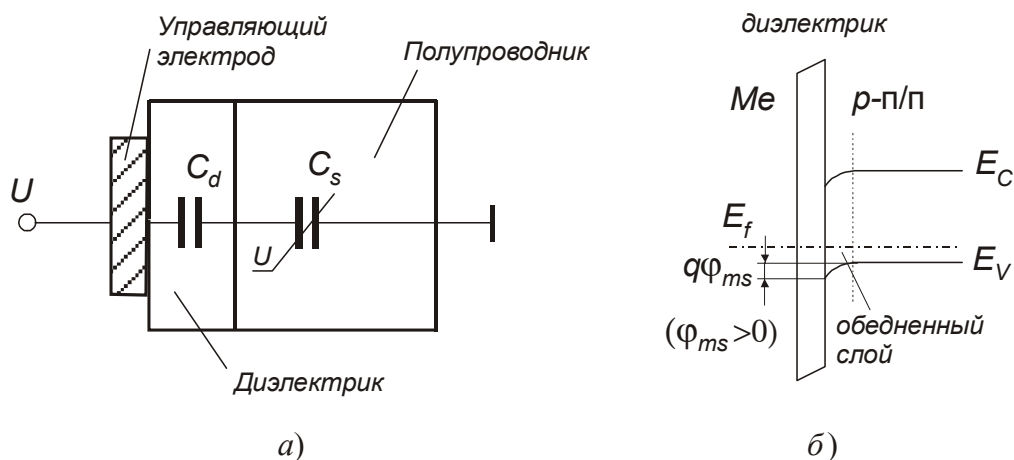


Рис. 2. МДП-структура: а – конструкция; б – энергетическая диаграмма

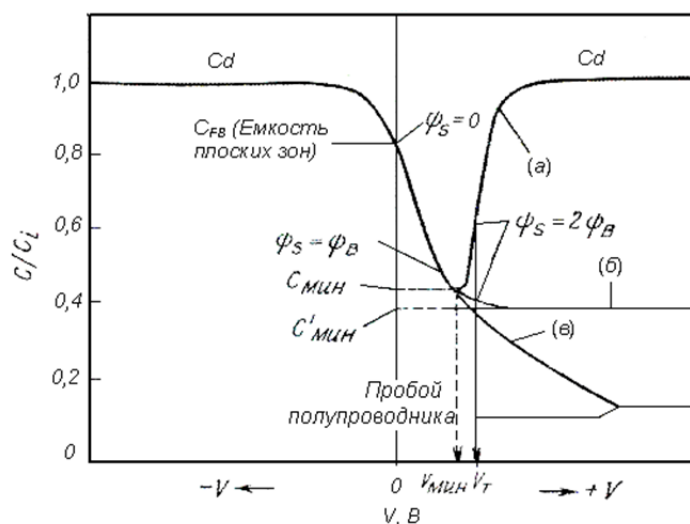


Рис. 3. Вольт-фарадные кривые идеальной МДП-структуры в: а – области низких частот; б – области высоких частот; в – режиме глубокого обеднения

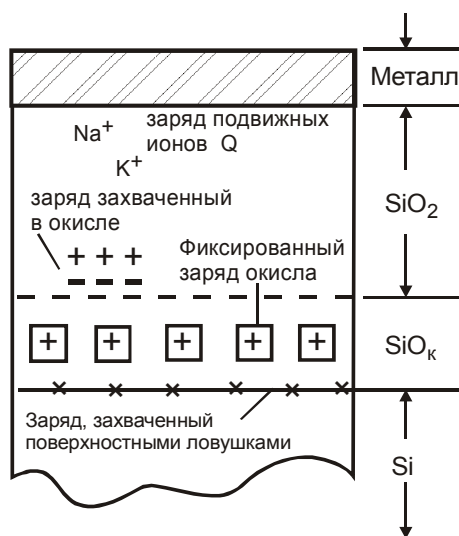


Рис. 4. Заряды в окисле

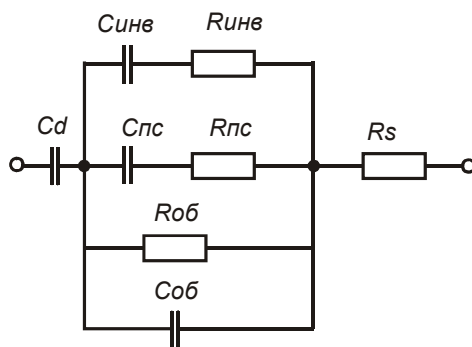


Рис. 5. Полная эквивалентная схема МДП-структуры

При других режимах работы МДП-структуры схема будет изменяться (рис. 6).

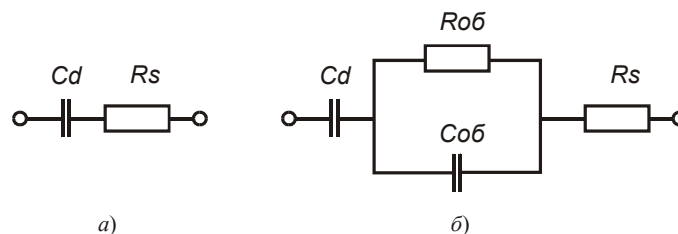


Рис. 6. Эквивалентные схемы МДП-структуры при разных режимах: а – обогащение; б – обеднение и инверсия при ВЧ измерениях (без учета поверхностных состояний)

В частности, в режиме обогащения никаких емкостей в полупроводнике не существует, и эквивалентная схема будет состоять из двух элементов: C_d – емкость диэлектрика и R_s – сопротивление полупроводника. В режиме обеднения (без учета поверхностных состояний) эта схема дополняется $C_{об}$ и $R_{об}$ – емкостью и сопротивлением обедненного слоя полупроводника. Аналогичная схема получается и в инверсном режиме при высокочастотных измерениях, поскольку заряд подвижных носителей не успевает изменяться при изменении напряжения измерительного сигнала.

Решение, которое позволит улучшить характеристики формируемых приборов – оптимизация технологических решений изготовления чувствительного элемента микромеханического акселерометра для повышения долговременной стабильности выходного сигнала, для чего был предусмотрен комплекс мероприятий:

- изготовление тестовых гетероструктур $SiO_2-Si-Al$ с различными толщинами слоев, образующих гетероструктуру для формирования массива экспериментальных образцов;
- исследование долговременных и динамических изменений в тестовых гетероструктурах $SiO_2-Si-Al$, возникающих в результате внешних воздействий;
- исследование методами ВЧ ВФХ быстрых поверхностных состояний на границе раздела SiO_2-Si [4].

Тестовые структуры кристаллов микромеханических акселерометров выполнены из монокристаллического кремния ЭКЭС-0,01 ориентации (100), толщиной 0,4 мм. Термически выращенный оксид на поверхности кремния служил в качестве маски при анизотропном травлении кремния. Металлизация поверхности – алюминий, полученный методом термического испарения в вакууме.

Методом ВЧ ВФХ исследовались изготовленные образцы двух типов. Первый тип ЧЭ предусматривал стандартную очистку кристаллов перед напылением в растворах аммиачно-перекисной кислоты и плавиковой кислоты [5,6]. Второй тип ЧЭ предусматривал двойную очистку в растворе аммиачно-перекисной кислоты с последующей промывкой в деионизованной воде, очистку в растворе плавиковой кислоты и вторичную промывку в растворе деионизованной воды.

В результате проведения эксперимента получены зависимости $C(U)$, представленные на рис. 7.

Методами атомно-силовой микроскопии исследовалась поверхность ЧЭ непосредственно перед напылением металлизации (рис. 8).

Из рис. 8 видно, что шероховатость поверхности ЧЭ второго типа значительно меньше, чем шероховатость поверхности ЧЭ первого типа. Это связано с улучшением поверхности кремния, в том числе с лучшим удалением атомов металлов и загрязнений, образовавшихся на поверхности кремниевых пластин на предыдущих операциях, а также с уменьшением тонкого окисла, служащего туннельным барьером в структуре МДП.

Также из рис. 7 следует, что данное технологическое решение подготовки поверхности кремниевых пластин может значительно снизить емкость МДП-структуры, позволит улучшить токоперенос на гетеро-

структурах т.е. снизить паразитную емкость в ЧЭ, что в итоге приведет к улучшению долговременной стабильности выходного сигнала.

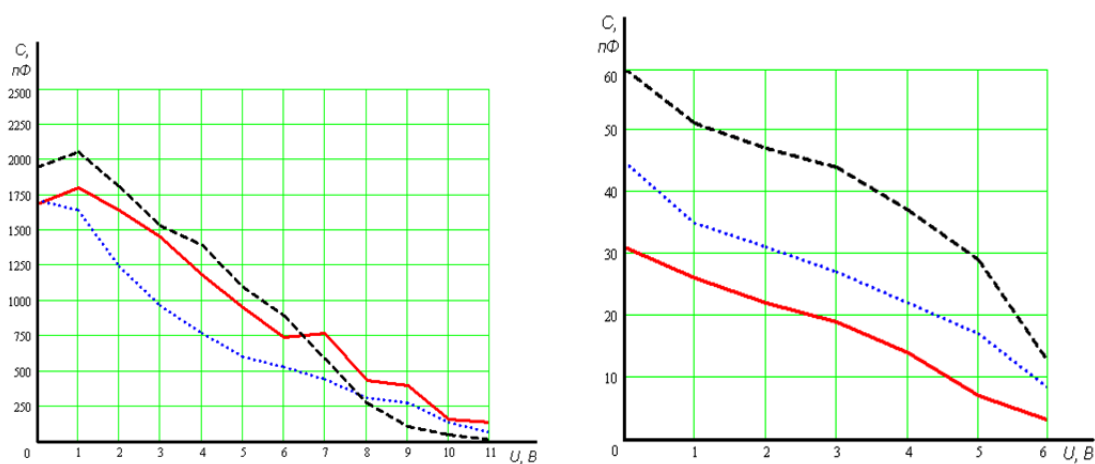


Рис. 7. ВФХ экспериментальных ЧЭ: а – первый тип ЧЭ; б – второй тип ЧЭ

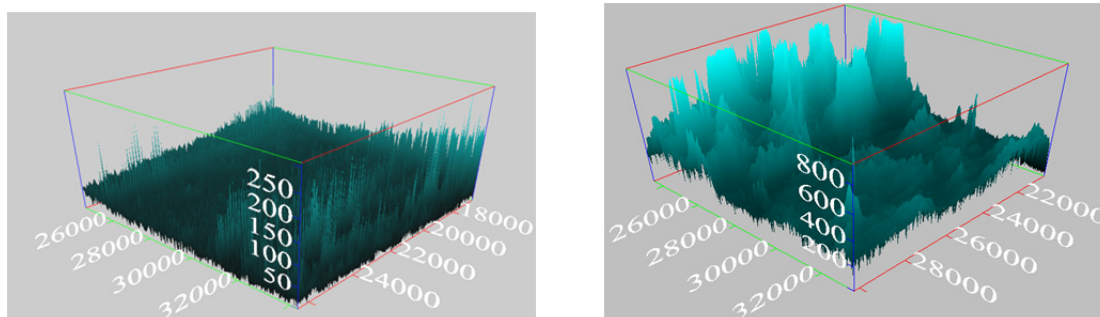


Рис. 8. Трехмерное изображение рельефа поверхности: а – очищенная поверхность; б – неочищенная поверхность

Выводы

В результате выполнения работ исследованы основные направления совершенствования технологии изготовления емкостных сенсоров с использованием гетероструктур $SiO_2-Si-Al$, определены оптимальные режимы формирования гетероструктур $SiO_2-Si-Al$, имеющие минимальные плотности поверхностных состояний.

Совершенствование технологических методов формирования чувствительных элементов микромеханических акселерометров позволяет улучшить метрологические характеристики датчиков. Операции подготовки поверхности кремниевых пластин перед термическим окислением и металлизации поверхности играют определяющую роль в формировании гетероструктур чувствительных элементов микромеханических акселерометров. Понятие механизма токопереноса на кремниевых гетероструктурах позволяет управлять характеристиками изготавливаемых чувствительных элементов акселерометров, что необходимо при создании приборов с улучшенными метрологическими характеристиками.

Оптимизация конструктивно-технологических решений формирования кремниевых чувствительных элементов позволила ОАО «НИИФИ» создать класс микромеханических акселерометров с улучшенными метрологическими и эксплуатационными характеристиками [7].

1. Ван-дер-Зил А. Флуктуационные явления в полупроводниках. – М.: Изд-во Иностранной литературы, 1961. – 232с.
2. Готра З.Ю. Технология микрoeлектронных устройств – М.: Радио и связь, 1991. – 528 с.
3. Воробьев Ю.В., Добровольский В.Н., Стриха В.И. Методы исследования полупроводников. – К.: Высшая школа, 1988. – 232 с.
4. Зи С.И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Мир, 1984. – 456 с
5. Курносое А.И., Юдин В.В. Технология производства полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. – М.: Высшая школа, 1986. – 368 с.
6. Пичугин И.Г., Таиров Ю.М. Технология полупроводниковых приборов. – М.: Высшая школа, 1984. – 288 с.
7. www.niifi.ru

МОДЕЛЬ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА НАПЫЛЕНИЯ ТОНКИХ ПЛЕНОК ВАКУУМНЫМ ИСПАРЕНИЕМ

Д. В. Попченков, Е. В. Кучумов

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. В данной работе предпринята попытка очертить круг явлений и законов, позволяющих в дальнейшем построить математическую модель процесса напыления тонких пленок вакуумным испарением.

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

Abstract: This article defines few basic principles needed for development of elementary mathematical model of thin film deposition by vacuum evaporation.

Key words: mathematical modeling, thin film deposition, vacuum evaporation.

Введение

Датчики с чувствительным элементом на основе тензорезистивного эффекта имеют давнюю историю в измерительной технике и широко применяются в номенклатуре датчиков-преобразующей аппаратуры ОАО «НИИФИ». Прогресс конструктивно-технологических и метрологических характеристик тензорезистивных элементов шел следующим образом: тензорезистивная проволока → тензорезистивная фольга (толстая пленка) → тензорезистивное напыление (тонкая пленка).

Несмотря на высокую эффективность и компактность чувствительных элементов на основе тензорезистивной тонкой пленки, процесс вакуумного напыления до сих пор остается трудноуправляемым, что выражается в существенном технологическом отходе при их производстве.

В связи с этим имеется необходимость в построении, с одной стороны, простой для интерпретации инженером-технологом, и, с другой стороны, достаточно адекватной математической модели технологического процесса напыления тензорезистивных тонких пленок.

Предварительные замечания

Условно процесс напыления в вакууме можно разбить на три этапа: испарение, перенос вещества и его осаждение (конденсация). Сразу стоит отметить, что необходимо различать механизмы испарения с поверхности жидкости и поверхности твердого тела. Сам процесс испарения феноменологически можно охарактеризовать скоростью испарения с элемента площади S возгоняемого вещества. Перенос вещества определяется распределением испаряемых молекул по направлениям. Теория процесса конденсации отталкивается как от закона распределения молекул паров вещества, так и от структуры подложки, определяющей вид сорбции вещества и тип растущей пленки. Таким образом, модель вакуумного испарения должна включать в себя элементы кинетики реакций, статистической физики, термодинамики и теории твердого тела.

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

При распределении молекул сублимируемого вещества по направлениям для предварительной модели используется косинусоидальный закон распределения в приближении источника малой площади

$$\frac{d^2N}{dtdS} = \frac{\rho v_0}{m\pi r^2} \cos \theta \cos \varphi = \alpha_v \frac{p^*}{\pi r^2 \sqrt{2\pi m k T}} \cos \theta \cos \varphi, \quad (1)$$

где α_v – коэффициент испарения, который определяется как отношение наблюдаемой скорости испарения в вакууме к теоретически возможной величине; N – количество атомов или молекул испаряемого вещества; S – площадь поверхности; p^* – равновесное давление паров вещества на той же поверхности, определяемое с помощью уравнения Клаузиуса-Клапейрона; T – температура поверхности, с которой происходит испарение; m – масса атома или молекулы испаряющегося вещества; k – постоянная Больцмана; r – расстояние от испарителя до произвольной точки подложки; φ – угол между нормалью к поверхности испаряемого вещества и молекулярным потоком; θ – угол падения молекулярного потока на поверхность подложки; ρ – плотность испаряемого вещества; v_0 – скорость испарения точечного испарителя.

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

- температура подложки T_{Π} во время формирования пленок;
- скорость осаждения пленки v_{Π} ;

- толщина пленки d_{II} ;
- время осаждения пленки t_H .

Таким образом, требуется построить зависимость

$$R = R(T_{II}, v_{II}, d_{II}, t_H), \quad (2)$$

опираясь при этом на теорию испарения в вакууме.

Температура подложки T_{II} влияет на качество и структуру напыляемой пленки посредством воздействия на процессы десорбции атомов конденсата и их поверхностной диффузии, а так же на процесс зарождения и роста зародышей [2]. В частности, при учете мономолекулярной десорбции с поверхности подложки необходимо знать его характерное время τ_r , которое определяется следующим соотношением:

$$\tau_r = v^{-1} \exp\left(\frac{E_a}{kT_{II}}\right), \quad (3)$$

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

Скорость осаждения v_{II} непосредственно зависит от скорости испарения v_0 и ориентации лучей относительно подложки, косвенно – от температуры подложки T_{II} и, с другой стороны, определяет толщину пленки как интегральную величину

$$d_{II} = \int_0^{t_H} v_{II}(\tau) d\tau. \quad (4)$$

Стоит отметить, что, вообще говоря, 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.

Из сказанного следует, что соотношение (1) теории вакуумного испарения имеет явную связь только с параметром скорости осаждения v_{II} пленки. К тому же, скоростью испарения v_0 , определяющая скорость осаждения v_{II} , можно управлять с помощью температуры испаряемого вещества, определяемой, в свою очередь, током I_H , проходящим через конструкцию испарителя.

Учитывая сказанное, выражение (2) надо представить следующим образом:

$$R = R(T_{II}, I_H, d_{II}, t_H). \quad (5)$$

Теоретическая часть

Этап сорбции и влияние структуры поверхности на качество пленки в данной работе не рассматривается в силу ограниченной представительности экспериментальных данных. Считается, что пленка растет полностью в соответствии с распределением испаряемого вещества по направлениям и скорость осаждения v_{II} описывается законом, аналогичным формуле (1) [2]. Влияние температуры подложки T_{II} учитывается с помощью мономолекулярного механизма десорбции осаждаемой пленки из однокомпонентного пара.

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

Как указывалось во введении – необходимо различать два случая: 1) испарение частиц из твердой фазы и 2) испарения из жидкой фазы.

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 $\dot{Q}_H = R_H I_H^2 / 2$, где R_H – сопротивление нагревательного элемента испарителя, а часть мощности, передаваемая испаряемому веществу, характеризуется параметром $0 \leq \beta < 1$.

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

$$\dot{Q} = \beta \dot{Q}_H - \frac{1}{4} \alpha_{v\theta} \bar{v} \underbrace{\rho_{II} S \Delta C_{\theta} T_{II}}_{-2\lambda \text{grad} Q}, \quad (6)$$

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

В обоих случаях режима испарения выражение (6) сохранит свой вид, но со своими коэффициентами испарения α_v и теплообмена с испарителем β . Формальный переход от случая 1 к случаю 2 будет происходить при температуре плавления испаряемого вещества T_{II} .

В условиях равновесия, т.е. при $\dot{Q} = 0$, разрешим уравнение (6) относительно T_{II}

$$T_{II}(I_{II}) = \left(\frac{\beta_\vartheta R_{II} \sqrt{\pi m}}{\alpha_{v\vartheta} \sqrt{2k\rho_{II} \Delta C_{p\vartheta} S}} \right)^{2/3} I_{II}^{4/3} = \chi_\vartheta I_{II}^{4/3}, \quad (7)$$

где $\vartheta = 1$ при $T_{II} < T_{II}$ ($I < I_{kp}$) и $\vartheta = 2$ при $T_{II} \geq T_{II}$ ($I \geq I_{kp}$).

Несмотря на простоту уравнения (7), позволяющего представить зависимость равновесной температуры испарителя от тока его нагревательного элемента с помощью соотношения $T(I_{II}) = \chi_\vartheta I_{II}^{4/3}$, теоретическая оценка для коэффициентов α_v и β 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 (1) примет следующий вид [1]

$$\frac{d^2 N}{dt dS}(x, I_{II}) = \alpha_v \frac{\exp \left[-\frac{\Delta H_{298}}{RT(I_{II})} + \frac{\Delta S_{298}}{R} + \frac{\Delta C_{p\vartheta}}{R} \left\{ \ln \left(\frac{T(I_{II})}{298} \right) + \frac{298}{T(I_{II})} - 1 \right\} \right]}{\pi \sqrt{2\pi m k T(I_{II})} l^2 \left(1 + (x/l)^2 \right)^2}, \quad (8)$$

где l – длина нормали от центральной части испарителя до подложки, x – расстояние от точки пересечения нормали до произвольной точки на подложке. Из (8) можно увидеть, что скорость испарения благодаря экспоненциальной зависимости очень чувствительна к температуре поверхности нагреваемого вещества и, следовательно, чувствительна к току испарителя I_{II} , что регулярно наблюдается на опыте.

Для того чтобы перейти к скорости осаждения v_{II} , нужно умножить выражение (8) на m/ρ и проинтегрировать по области напыления. Однако данная область может иметь сложную форму, поэтому проще поступить следующим образом. Сначала проинтегрировать выражение (8) 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 получившееся выражение на площадь кольца между радиусами $x_{\min}$ и $x_{\max}$, получив таким образом среднее значение скорости осаждения напыления, и умножить на площадь тензорезистивных элементов S_{tr} , располагающихся в данном кольце.

В результате средняя скорость осаждения тензорезистивных элементов будет иметь вид:

$$v_{II}(I_{II}) = S_{tr} \frac{\alpha_v m}{\rho} \frac{\exp \left[-\frac{\Delta H_{298}}{RT(I_{II})} + \frac{\Delta S_{298}}{R} + \frac{\Delta C_{p\vartheta}}{R} \left\{ \ln \left(\frac{T(I_{II})}{298} \right) + \frac{298}{T(I_{II})} - 1 \right\} \right]}{2\pi^2 l \sqrt{2\pi m k T(I_{II})} (x_{\max}^2 - x_{\min}^2)} \times \\ \times \left\{ \arctg \left(\frac{x_{\max}}{l} \right) + \frac{x_{\max}}{l \left(1 + \left(\frac{x_{\max}}{l} \right)^2 \right)} - \arctg \left(\frac{x_{\min}}{l} \right) - \frac{x_{\min}}{l \left(1 + \left(\frac{x_{\min}}{l} \right)^2 \right)} \right\}. \quad (9)$$

Если считать скорость осаждения постоянной во время всего процесса напыления, то выражение (4) позволяет связать толщину напыленной пленки со временем напыления t_H линейным образом

$$d_{II}(I_{II}, t_H) = v_{II}(I_{II}) \cdot t_H. \quad (10)$$

Если в выражении для скорости осаждения (9) учесть процесс мономолекулярной десорбции, то зависимость толщины пленки от времени напыления представится следующим образом [2]:

$$d_{II}(T_{II}, I_{II}, t_H) = v_{II}(I_{II}) \tau_r(T_{II}) \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t_H}{\tau_r(T_{II})}\right) \right\}, \quad (11)$$

где зависимость $\tau_r(T_{II})$ определяется соотношением (3).

Окончательно для получения явного вида соотношения (5) нужно удельное сопротивление материала пленки ρ_R разделить на толщину пленки d_{II}

$$R(T_{II}, v_{II}, d_{II}, t_H) = \rho_R / d_{II}(T_{II}, I_{II}, t_H). \quad (12)$$

Экспериментальная часть

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

Как указывалось выше, эксперимент проводился по следующим направлениям исследований:

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

Как видно из соотношения (9), формально в построенной модели скорость осаждения зависит только от тока испарителя. Такая ситуация, в принципе, недалеко от реальности, так как у инженера-технолога имеется возможность измерения скорости осаждения не учитывая температуру подложки и время осаждения пленки.

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

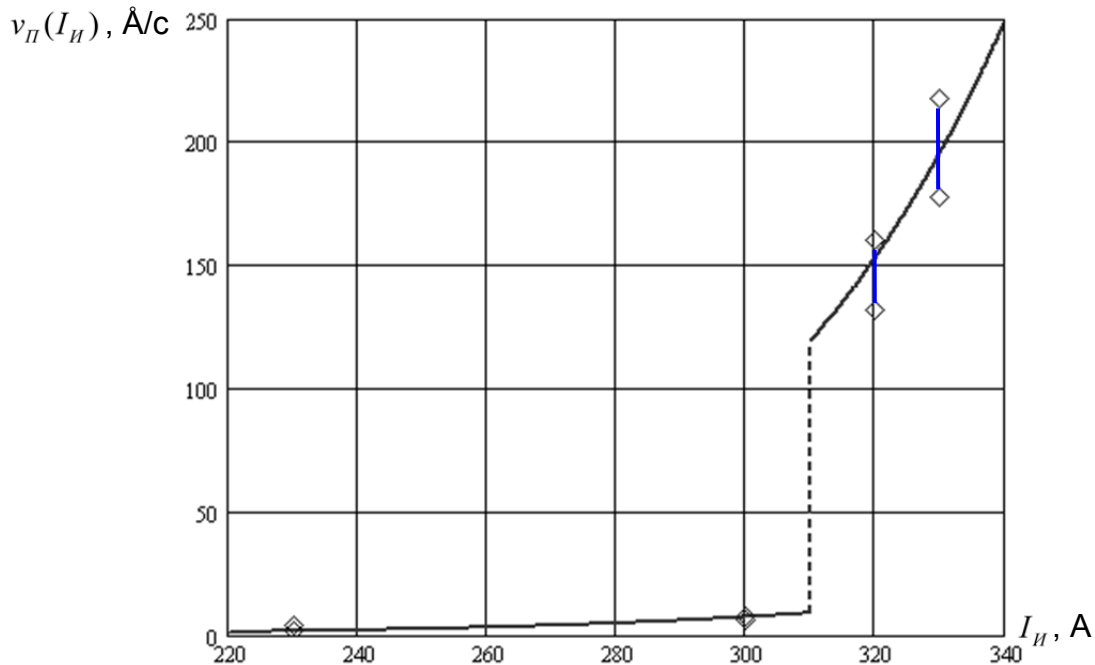


Рис. 1. Теоретические данные (9) – сплошная линия, экспериментальные данные – интервалы погрешности. Пунктиром показан фазовый переход испаряемого вещества

Соотношения (10) и (11) можно проверить, используя опытные данные зависимостей толщин пленок от времени напыления для постоянной скорости напыления, т.е. тока испарителя, и температуры подложки (см. рисунок 2). Из представленной теоретической зависимости видно, что в заданном временном интервале мономолекулярный механизм десорбции приводит к практически линейной зависимости от времени оса-

ждения, что особенно хорошо видно в сравнении с прямой (10). Расходимость с линейной зависимостью растет при больших временах осаждения.

Отклонения экспериментальных точек от теоретических зависимостей (10)-(11) для большинства временных периодов напыления можно объяснить влиянием неучтенных механизмов процесса роста резистивной пленки, а так же особенностями подложки и просто погрешностями измерения.

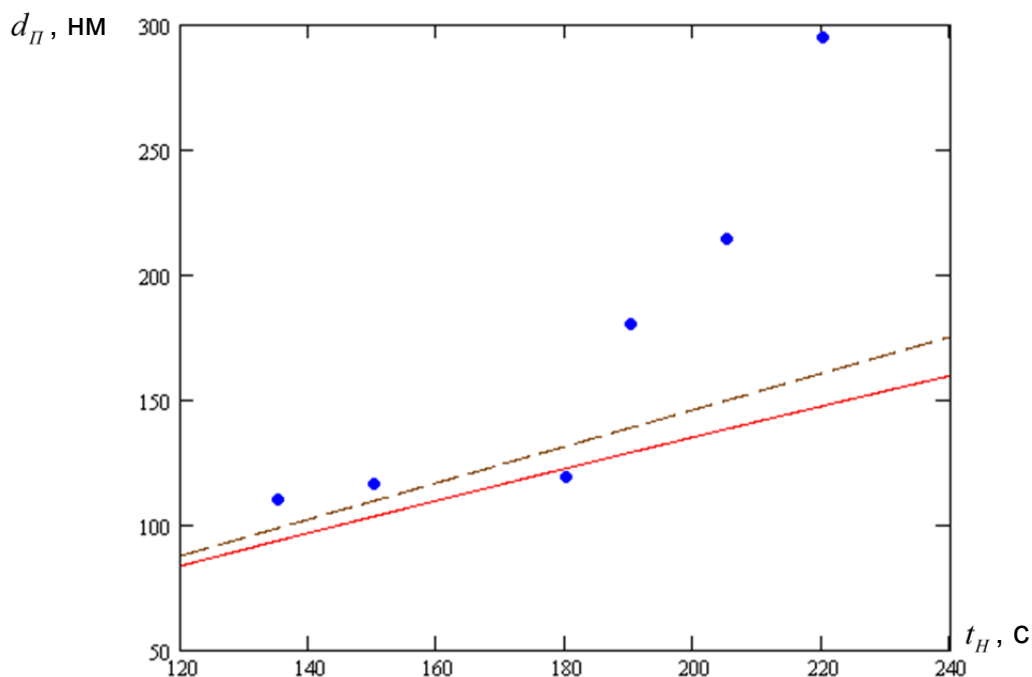


Рис. 2. Пунктирная линия – теоретическая кривая (10), сплошная линия – теоретическая кривая (11), точки – экспериментальные данные для толщин пленок, полученные осаждением при токе испарителя 300 А и температуре подложки 230 °С

На рис. 3 представлено изменение толщины пленки в зависимости от температуры подложки для соотношений (10)-(11).

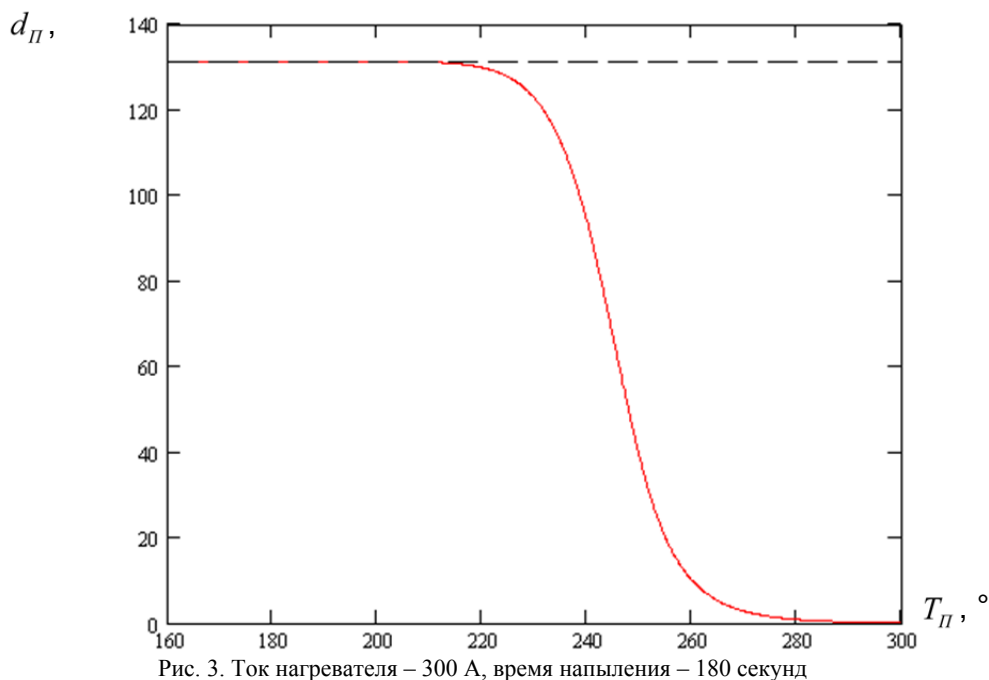


Рис. 3. Ток нагревателя – 300 А, время напыления – 180 секунд

К сожалению, характер экспериментальных данных не позволяет провести сравнение с теоретической кривой рис. 3. Однако в целом тренд представлен корректно.

На рис. 4 представлена зависимость полного сопротивления от тока испарителя и времени напыления для температуры подложки 230 °С, рассчитанная на основе выражения (12).

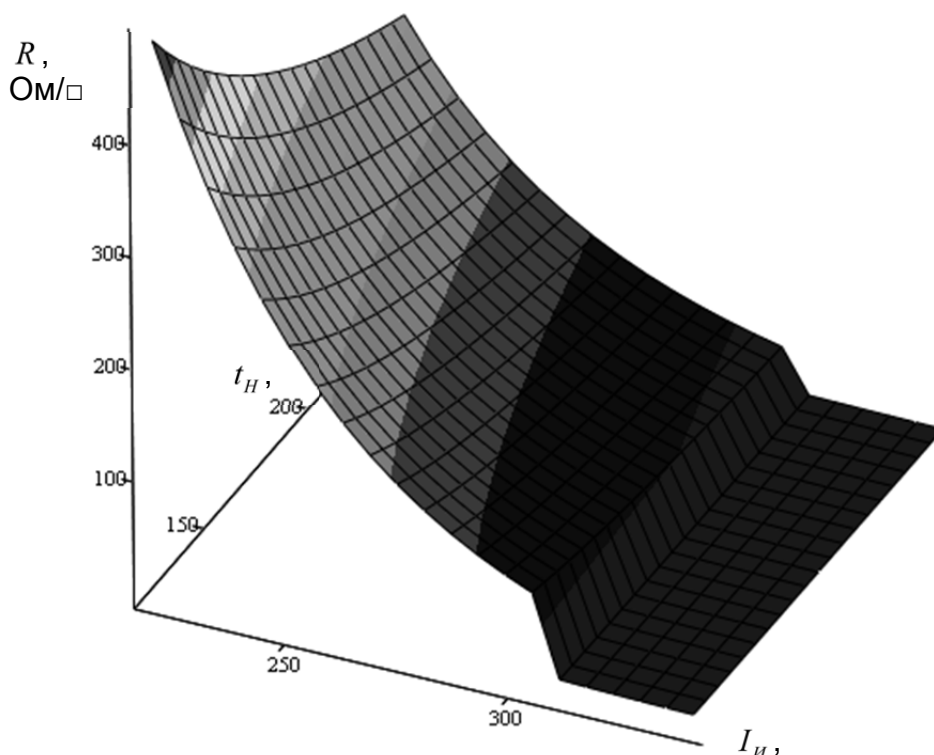


Рис. 4. Зависимость полного сопротивления R в Ом/□ для температуры подложки 230 °С

Заключение

Несмотря на удовлетворительное качественное совпадение экспериментальных данных и теоретических зависимостей, форма кривой на рисунке 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 $\alpha_{v\theta}$ и β_θ привел к данному значению χ_θ . Уточнить вклад указанных параметров позволит дальнейший теоретический и экспериментальный анализ.

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

Так же не учтены 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, из рисунка 2 можно сделать вывод, что учет мономолекулярной десорбции в рассматриваемом интервале времен напыления не приводит к более сложной зависимости от времени осаждения, по сравнению с линейной зависимостью. Поэтому при построении более корректной модели учет влияния температуры подложки акцент должен быть смещен в сторону механизмов образования зародышей и кристаллизации.

Заметим, что при расчете по формуле (12) было полностью проигнорировано влияние размерных эффектов на проводимость тензорезистивной пленки.

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

1. Технология тонких пленок (справочник). Под ред. Л. Майссела, Р. Глэнга. / Т.1 – М.: «Сов. радио», 1977. – 664 с.
2. 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 // Сборник докладов 15-го Международного симпозиума «Тонкие пленки в оптике и электронике» – 2003. – №15. – С.167-183.

4. Технология тонких пленок (справочник). Под ред. Л. Майссела, Р. Глэнга. / Т.2 – М.: «Сов. радио», 1977. – 768 с.

УДК 531.768

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МНОГОТАКТНЫХ СХЕМ УРАВНОВЕШИВАНИЯ ЗАРЯДОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ

А. В. Поспелов, Д. И. Нефедьев

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация: Рассмотрены причины временной нестабильности акселерометров. Приведены результаты экспериментальных исследований акселерометров с различными типами измерительных цепей (ИЦ) и предложена измерительная цепь на переключаемых конденсаторах с высокими метрологическими характеристиками.

Ключевые слова: акселерометр, переключаемый конденсатор, измерительная цепь, импульсное уравновешивание.

Abstract: The reasons of time instability accelerometers are considered. Results of experimental researches accelerometers with various types of circuits are resulted and the circuit on switched capacitors with high metrological characteristics is offered.

Key words: accelerometer, switched-capacitor, measuring circuit, pulsing balancing.

Одними из важнейших элементов бортового комплекса управления летательным аппаратом являются акселерометры, разработкой которых занимается достаточно много предприятий. По достигнутым характеристикам эти датчики делятся на два класса – прецизионной и средней точности. Областью применения прецизионных акселерометров являются системы контроля и управления движением летательных аппаратов. Основные недостатки этих приборов – высокая стоимость, неудовлетворительные массогабаритные и энергетические характеристики [1].

Материаловедческий базис микросистемной техники (МСТ) составляет монокристаллический кремний, известный отличными упругими и анизотропными свойствами, необходимыми для формирования конструкций чувствительных элементов, и способностью к легкому окислению поверхностей, обеспечивающему формирование защитных и изолирующих слоев.

Кроме технологий МСТ общим классификационным признаком МЭМС-акселерометров являются схемные решения, реализующие преобразования «емкость – напряжение», «емкость – код» и «напряжение – электростатическая сила».

Независимо от уровня конструктивных и технологических решений общим недостатком известных отечественных и зарубежных МЭМС-датчиков, ограничивающим возможности совершенствования их метрологических характеристик, является неудовлетворительная временная стабильность выходного сигнала [1].

Основу предположения, объясняющего наличие нестабильности, долгое время составляла значимость влияния температурно-деформационного дрейфа характеристик упругих подвесов. Попытки ее уменьшения известными в классических промышленных технологиях путями – снятием остаточных напряжений, уменьшением контактных деформаций и т.д. – не давали ощутимых положительных результатов.

В простейшем случае, представленном на рисунке 1, чувствительный элемент микромеханического акселерометра представляет собой один или несколько дифференциальных конденсаторов, подвижная пластина 6 которых выполняется анизотропным травлением легированного монокристаллического кремния. Неподвижные пластины 2 в зависимости от способа изоляции всех пластин могут выполняться из стекла, кремния и любых других материалов, совместимых с кремнием конструктивно и технологически.

Электрические емкости, образованные между проводящей поверхностью

подвижной кремниевой пластиной и обкладками 3, напыленными на пластинах 1, одновременно участвуют в выполнении функций датчика перемещения и обратного преобразователя. Для подключения подвижной пластины к цепям датчика перемещения и обратного преобразователя на выступе 7 кремниевой опорного элемента выполняется металлизированная площадка, образующая с ним контакт "металл – полупроводник". При этом предполагается, что потенциалы на металлизированной площадке и поверхности кремниевой подвижной пластины одинаковы.

В зависимости от схемы включения дифференциального конденсатора с операционным усилителем можно получить различные коэффициенты преобразования участка цепи «емкость – напряжение».

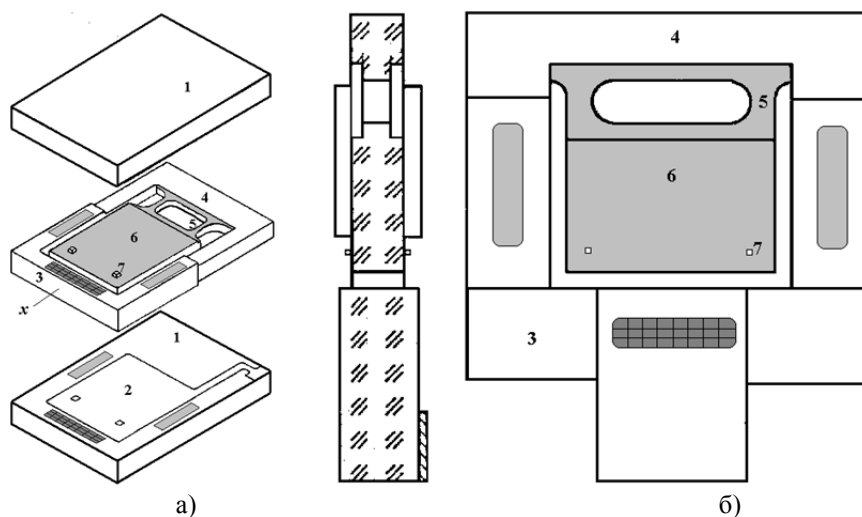


Рис. 1. Чувствительный элемент акселерометра (а) и кремниевый кристалл чувствительного элемента (б):
1 – стеклянные пластины; 2 – проводящая обкладка неподвижной пластины; 3 – опорный элемент из кремния;
4 – незаземленная часть опорного элемента; 5 – упругая перемычка; 6 – подвижная кремниевая пластина;
7 – выступ для металлизации

ется по
указан

ний явля-
отлучения

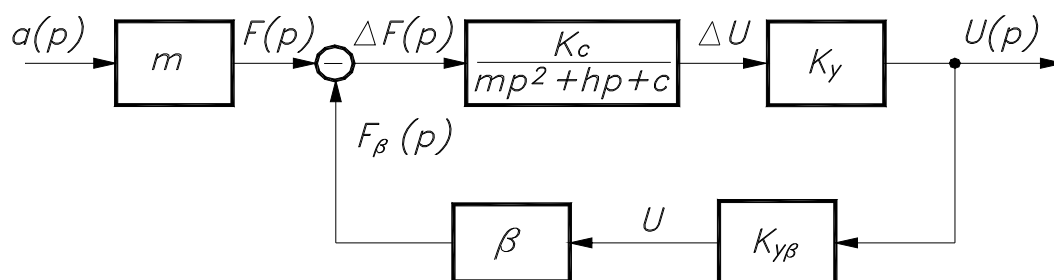


Рис. 2. структурная схема микромеханического акселерометра где $U(p)$, $a(p)$ – изображения выходного и входного сигналов; m – масса инерционного элемента; h – абсолютный коэффициент демпфирования; c – механическая жесткость упругого подвеса; K_0 – статический коэффициент преобразования; $\tau_{\text{ин}}$ – постоянная времени интегрирующего звена; K_c , K_y – коэффициенты преобразования датчика перемещения и оконечного усилителя; β – коэффициент преобразования цепи обратной связи; p – оператор Лапласа.

Передаточная функция (ПФ) микромеханического акселерометра, соответствующая структурной схеме по рисунку 2, равна

$$W(p) = \frac{U(p)}{a(p)} = \frac{m}{\beta K_{y\beta}} \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_{0\text{эл}}^2} + 2D \frac{p}{\omega_{0\text{эл}}} + \frac{c}{K_c K_y \beta K_{y\beta}} + 1}, \quad (1)$$

где D – относительный коэффициент демпфирования, ω_0 – собственная частота;

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_c K_y \beta \cdot K_{y\beta}}{m}}.$$

Анализируя ПФ (2), можно сделать вывод о том, что она не содержит ни одного члена, параметры которого были бы зависимы от времени непрерывной работы.

При серийном производстве микромеханических акселерометров с электростатическим уравновешиванием была установлена зависимость времени вхождения в режим от величины и полярности напряжения

U, прикладываемого к кремниевой пластине и пропорционального измеряемому ускорению. Это явление косвенным образом указывало на наличие полупроводниковых переходов в цепи преобразования информационных сигналов. Исследования привели к заключению о том, что такие переходы могут возникать при реализации электрического подключения кремниевой пластины к ИЦ [5].

При выполнении металлизации на поверхности кремния возможно возникновение [6]:

- 1) барьера Шоттки между слоем металла и полупроводника;
- 2) перехода "металл-диэлектрик-полупроводник" (МДП) между теми же слоями.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что наличие барьера Шоттки в сочетании со свойством длительной релаксации зарядов поверхностных состояний может приводить к возникновению зависимых от времени включения потерь информационного сигнала на участке от места его электрического подключения до поверхности подвижной кремниевой пластины. Величина потерь зависит от многих факторов, в том числе от величины и полярности управляющего напряжения. Уменьшать высоту барьера Шоттки при контакте заданных материалов можно путем создания омического контакта, сопротивление которого пренебрежимо мало по сравнению с объемным сопротивлением полупроводника. Для получения малых сопротивлений контакта требуется либо высокая степень легирования, либо малая высота барьера, либо то и другое вместе. При конструировании ЧЭ реализация этих мер является необходимой.

Структура "металл-диэлектрик-полупроводник" (МДП) возникает в кремниевом ЧЭ тогда, когда время межоперационного хранения кристалла на открытом воздухе перед металлизацией контактной площадки превышает (1,5–2) часа. В этом случае на всей поверхности кристалла образуется естественная пленка диоксида (двуокиси) кремния, диэлектрические свойства которой зависят от химической неоднородности травленной поверхности кремния. Пленка естественного окисла на поверхности кремния обычно составляет величину $\approx (1,5\text{--}2)$ нм, а электрическая емкость полученной структуры может достигать $10\text{ мкФ}\cdot\text{см}^2$. Указанная емкость, как и в предыдущем случае, является паразитной по отношению к кремниевому ЧЭ.

Механизмы возникновения нестабильности объясняет ряд признаков:

1) наличие барьера Шоттки и МДП-структур в приповерхностных областях кремниевой пластины приводит к потерям информационного сигнала на участке от места его электрического подключения до поверхности пластины;

2) уровень потерь зависит от величины и полярности управляющего напряжения и зависимости от него свойств диэлектрика.

3) стабильность характеристик МЭМС-акселерометра является функцией точности передачи управляющего напряжения U на поверхность подвижной кремниевой пластины ЧЭ.

Необходимость анализа схем на переключаемых конденсаторах связана с тем, что применение измерительных цепей с двухтактным уравниванием зарядов не позволило улучшить стабильность метрологических характеристик микромеханических приборов до установленного уровня.

Исследование причин неудовлетворительного поведения применяемых ИЦ привело к необходимости их более глубокого исследования с учетом особенностей построения аналогичных схем на переключаемых конденсаторах.

Цепями с переключаемыми конденсаторами называются аналоговые цепи с периодической дискретизацией сигналов. Дискретизация сигналов оказалась необходимой при изготовлении пассивных элементов интегральных микросхем с целью минимизации их объемов. Например, наилучшим вариантом получения высокоомного резистора является конденсатор, переключаемый по заданному алгоритму.

На основе схем с переключаемыми конденсаторами эффективна реализация таких микроэлектронных узлов, как фильтры, АЦП, компараторы, модуляторы и перемножители, программируемые цепи и т.д.

Особенности построения схем с переключаемыми конденсаторами заключаются в следующем [2]:

1) основными компонентами схем на переключаемых конденсаторах являются ключи, конденсаторы, операционные усилители, зависимые или независимые источники напряжения;

2) функционирование цепей на переключаемых конденсаторах осуществляется на основе закона сохранения зарядов. На каждой фазе переключения анализируется сохранение вытекших, сохраненных и внешних зарядов, которые перераспределяются в каждом узле цепи мгновенно;

3) цепи, образуемые на четных и нечетных фазах, считаются топологически несвязанными, причем предыдущее состояние цепи определяет начальное состояние этой цепи в следующую фазу переключения;

4) нулевой вход или виртуальная земля операционного усилителя обеспечивается заземлением одного из входов по переменному току. При подключении заряженного конденсатора к инвертирующему входу, он разряжается мгновенно, а заряд на нем мгновенно и полностью переносится в конденсатор цепи обратной связи;

5) при практическом использовании операционных усилителей в режиме переключения на нулевой частоте у них отсутствует отрицательная обратная связь. В этой связи важно исключить из алгоритма управления цепи интервалы времени, на которых операционный усилитель не охвачен обратной связью;

6) последовательности управляющих импульсов, используемых при реализации определенных алгоритмов, не должны перекрываться во времени;

7) при формировании последовательности импульсов необходимо учитывать конечное сопротивление ключей, препятствующее мгновенному заряду конденсатора, а также то, что ключи должны замыкаться в течение времени, необходимого для переноса зарядов. Алгоритмы управления схемами на ПК строятся таким образом, чтобы ключи замыкались только на время, необходимое для переноса зарядов.

Анализ работы двухтактных цепей с импульсным уравниванием показывает, что в них принципиально нарушаются требования пунктов 5-7. Реализация схемы, учитывающая выполнение указанных пунктов, требует, чтобы каждый из двух тактов – формирования измеряемого заряда и формирования опорного заряда – был разделен на подтакты обнуления зарядов и подготовки к перезаряду емкостей.

Схема на переключаемых конденсаторах, в которой требования пунктов 5-7 выполняются с целью обеспечения временной стабильности и надежности, показаны на рис. 3. В ней вместо трех ключей с нормально разомкнутыми контактами используется четыре многоканальных ключа SW1 - SW4. На рис. 3 показан алгоритм управления работой указанных ключей, включая такт включения питающего напряжения.

На рис. 5 приведены эквивалентные схемы ПК-реализации для различных фаз тактов переключения.

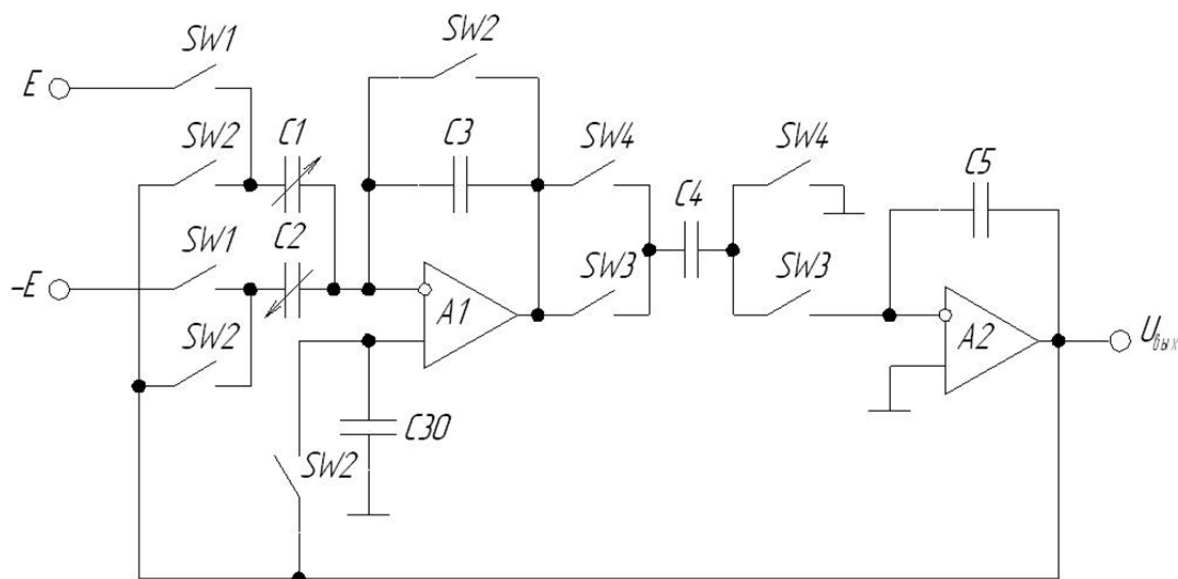


Рис. 3. Схема на переключаемых конденсаторах с семитактным управлением

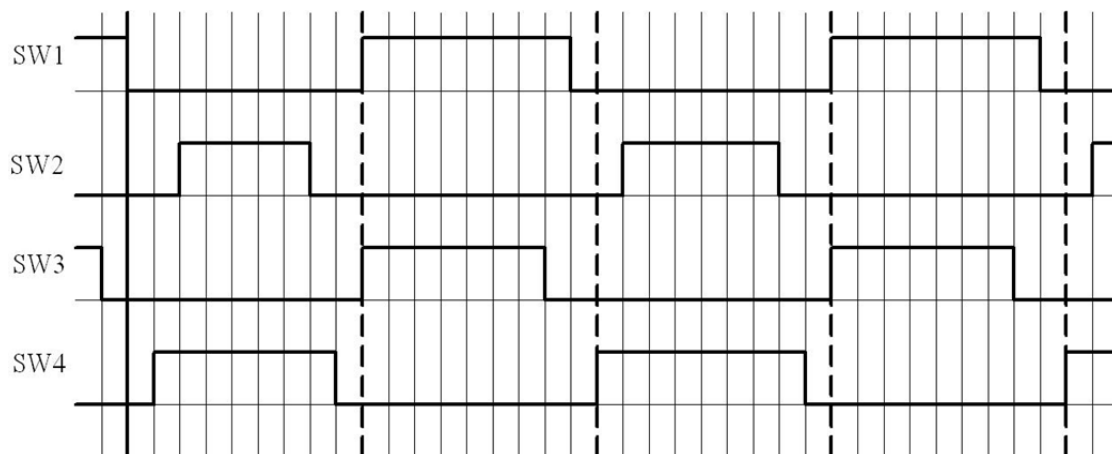


Рис. 4. Графический алгоритм семитактного управления работой ключей схемы на переключаемых конденсаторах

В первой фазе первого такта все ключи разомкнуты. Заряды на конденсаторах C1 – C5 нулевые за счет наличия виртуальных земель усилители заряда по переменному току и интегратора по постоянному току. Во второй фазе обнуляется заряд на переключаемом конденсаторе C4, представляющем собой последовательный ПК-эквивалент. Реализуется требование по исключению перекрываемых фронтов импульсов, управляющих работой ключей C_{K2}, C_{K4}, способных вывести из строя усилитель заряда A1. В третьей фазе происходит формирование измерительных зарядов $U_{\text{вых}}(C1+C2)$ и $U_{\text{вых}}C4$ за счет формирования конфигурации буферного каскада на усилителе A1. В четвертой фазе заряд с конденсаторов C1, C2 переносится на ПК C3, при этом заряды на ПК C1, C2 обнуляются. В первой фазе второго такта формируется цикл измере-

ния опорных зарядов $E(C1-C2)$, которые распределяются на ПК $C3, C4, C5$. Во второй фазе заряды сохраняются на ПК, а также реализуются требования по исключению требования к перекрытию фронтов импульсов, управляющих работой ключей. В третьей фазе все ключи размыкаются, происходит подготовка к новому циклу измерений.

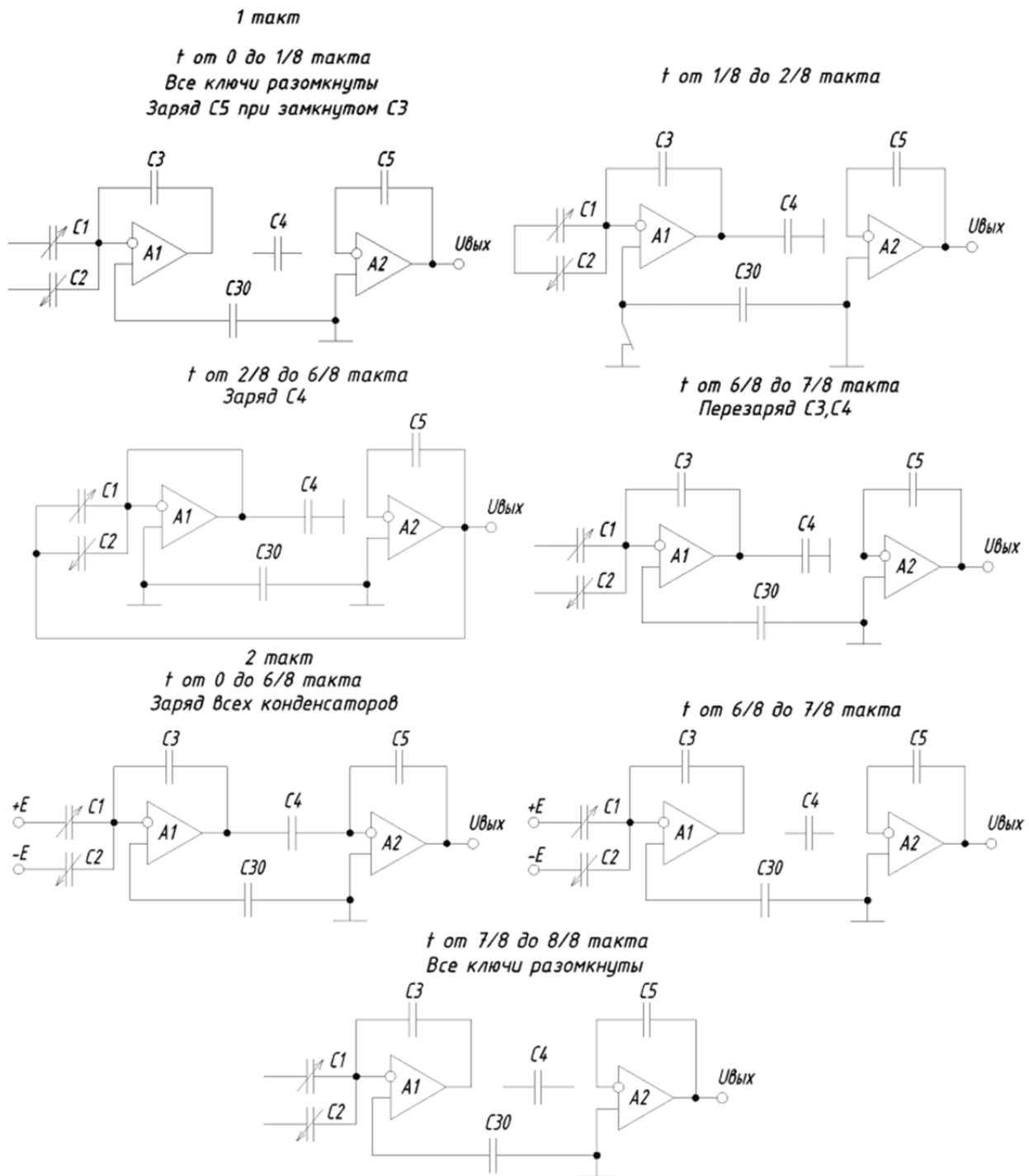


Рис. 5. Эквивалентные схемы ПК-реализации для различных фаз тактов переключения

Объем экспериментальных исследований включает в себя результаты определения стабильности выходного сигнала за 10 минут непрерывной работы акселерометров:

- с электростатическим уравниванием;
- с импульсным уравниванием зарядов и двухтактным управлением работой ключей;
- с импульсным уравниванием зарядов и семитактным управлением работой ключей.

Результаты представлены на рис. 6.

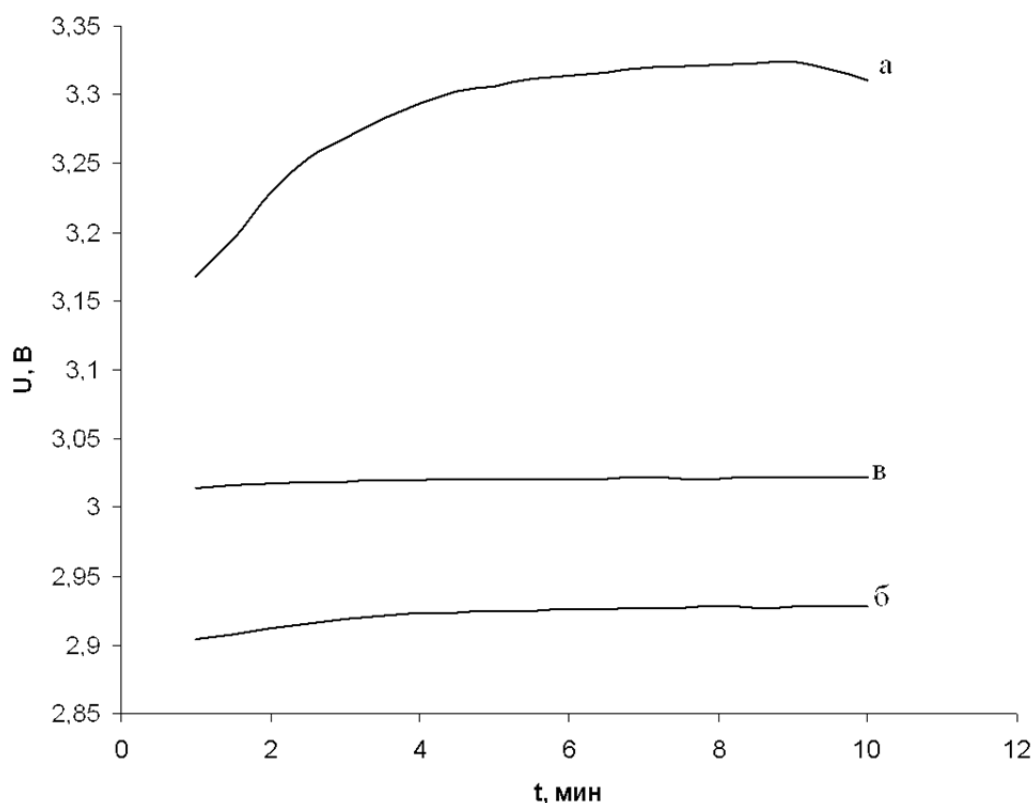


Рис. 6. Результаты экспериментальных исследований ИЦ акселерометров: а – с электростатическим уравниванием; б – с импульсным уравниванием зарядов и двухтактным управлением работой ключей; в – с импульсным уравниванием зарядов и семитактным управлением работой ключей

Выводы

1. Более жесткие требования современного производства к массогабаритным характеристикам и энергопотреблению информационно-измерительных систем навигации, управления движения и определения пространственного положения объекта привели к расширению производства акселерометров с электростатическим уравниванием по напряжению или заряду.
2. Более экономичное и малозатратное производство ПК в интегральном исполнении по сравнению с МОП-резисторами определяет преимущество применения ИЦ акселерометров на основе ПК.
3. Обладая более широкими диапазонами измерений, акселерометров с ИЦ на основе ПК имеют более низкую нестабильность начального уровня по сравнению с магнитоэлектрическими акселерометрами.
4. Значительное уменьшение временной нестабильности акселерометров с ИЦ на основе ПК достигается за счет правильного выбора параметров элементов измерительного канала и частоты управляющих переключением конденсаторов импульсов.
5. Описанный способ улучшения временных характеристик акселерометров с ИЦ на основе ПК за счет введения дополнительных ключей, позволяющих уменьшить постоянную времени заряда ПК, показал эффективность при экспериментальных исследованиях.

1. Мокров Е. А., Папко А.А. Статико-динамические акселерометры для ракетно-космической техники / Пенза, ПАИИ, 2004, 164 с.
2. Аллен Ф.Е., Санчес-Синенсио Э. Электронные схемы с переключаемыми конденсаторами / Москва, Радио и связь, 1989, 575 с.
3. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / Ленинград, Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1988, 304 с.
4. Левшина Е. С., Новицкий П. В. Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи / Ленинград, Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1983. 320 с.
5. Папко А.А., Калинин М.А. О механизмах возникновения дрейфа метрологических характеристик микромеханических акселерометров / Научные проекты и высокие технологии – производству 21 века: Сб. докл. конф. / Под ред. Акад. АПК РФ Блинова А. В. / Пенза: ФНПЦ ФГУП НИИФИ, 2005.
6. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Кн. 1 / Москва: Мир, 1984, 456 с.

ДАТЧИК ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ДЛП 1 ДЛЯ ВЫСОКОРЕСУРСНЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Д. А. Рязанцев

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Представлен разработанный в ОАО «НИИФИ» датчик линейных перемещений ДЛП 1, построенный по принципу линейного дифференциального трансформатора, предназначенный для работы в системе телеметрии высокоресурсных космических аппаратов (КА). Изложены основные принципы работы и технические характеристики разработанного датчика.

Ключевые слова: высокоресурсный датчик линейных перемещений, линейно регулируемый дифференциальный трансформатор, дифференциальное включение.

Abstract. The sensor of the linear position constructed by a principle of the linear differential transformer developed in Joint Stock Company "NIIFI", intended for operation in telemetry system with high resource on space vehicles is presented. Main principles of operation and technical characteristics of the developed data unit are stated.

Key words: The sensor of linear positions of differential transformer type with high resource, linearly variable differential transformer, differential insert.

Введение

В космической отрасли решающее значение имеет автоматизация систем контроля и управления различными процессами сбора и получения информации. Одной из составляющих таких систем являются датчики положений объектов, а в частности, датчики линейных перемещений. Датчик линейных перемещений для высокоресурсных КА должен обладать следующими характеристиками:

- высокой степенью защиты от воздействия таких факторов космического пространства как ионизирующее излучение естественного радиационного пояса земли (ЕРПЗ) (электронов и протонов ЕРПЗ, протонов солнечных космических лучей), воздействие протонов и тяжелых заряженных частиц (ТЗЧ);
- стойкостью к внешним воздействующим факторам (ВВФ), возникающим при запуске и эксплуатации на КА (вибрационным нагрузкам, акустическим шумам, механическим ударам, пониженному атмосферному давлению, повышенной и пониженной температуре, линейному ускорению);
- высоким ресурсом работы датчика, зависящим от срока активного существования КА;
- минимальной массой и размерами по причине дороговизны вывода на орбиту каждого килограмма вещества.

Важнейшей задачей для создания датчика линейных перемещений, соответствующего требованиям, изложенным выше, является выбор принципа, на котором будет основываться работа датчика линейных перемещений. Проведя анализ принципов работы датчиков линейных перемещений, был выбран метод линейного регулируемого дифференциального трансформатора (ЛРДТ), подходящий для заданных условий, обладающий требуемыми прочностными характеристиками, высоким ресурсом работы и требуемой точностью измерения [1].

Трансформаторный метод измерения линейных перемещений достаточно хорошо изучен и широко применяется в измерении перемещений благодаря своей высокой надежности и прочности конструкции. Отличительной особенностью датчика положения на основе ЛРДТ является то, что движущаяся жила не входит в контакт с другими электрическими компонентами устройства, как это сделано, например, в резистивных типах, и поэтому датчик имеет высокую надежность и большой срок службы.

Датчики перемещения на основе ЛРДТ хорошо зарекомендовали себя в течение нескольких десятилетий благодаря точному измерению перемещения и управлению перемещением объектов в замкнутых контурах, также они подходят для применения в жестких промышленных средах и в долгосрочных циклах.

Принцип работы дифференциального датчика линейных перемещений трансформаторного типа

Линейно-регулируемый дифференциальный трансформатор (ЛРДТ) – это трансформатор с механически управляемым сердечником. На его первичную обмотку (рисунок 1) подается синусоидальное напряжение постоянной амплитуды [2]. Применение синусоидального сигнала позволяет избавиться от паразитных гармоник. На вторичных обмотках индуцируется переменное напряжение. В цилиндрическое отверстие между катушками вставляется сердечник из ферромагнитного материала. При этом сердечник не касается обмоток. Две вторичные обмотки включены в противофазе. Когда сердечник расположен в центре трансформатора, выходные сигналы вторичных катушек взаимно уничтожают друг друга, поэтому на выходе трансформатора нет напряжения. Перемещение сердечника в сторону от центрального положения приводит к изменению магнитных потоков во вторичных обмотках. В результате возникшего разбаланса появляется выходное напряжение. Изменение магнитных потоков происходит за счет изменения магнитных сопротивлений пространства между катушками.

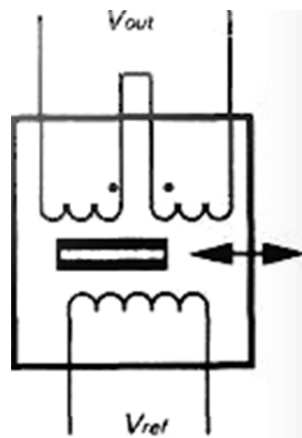
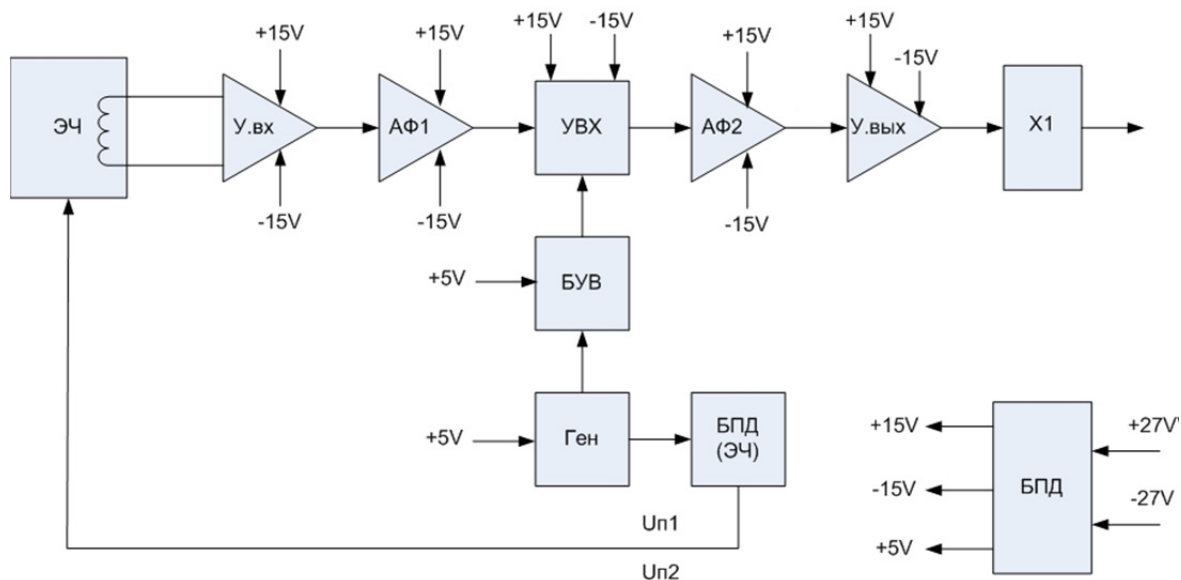


Рис. 1. Принципиальная схема ЛРДТ

Из всего вышесказанного следует, что величина потокосцепления определяется осевым положением сердечника. В линейной рабочей области в стационарном режиме амплитуда индуцированного сигнала пропорциональна смещению сердечника. Поэтому выходное напряжение может служить мерой перемещения. Выходной сигнал ЛРДТ не только определяет величину перемещения, но и его направление. Направление перемещения определяется фазовым углом между опорным и выходным напряжением.

На основе метода ЛРДТ разработан датчик линейных перемещений ДЛП 1 (рис. 2).



ЭЧ – элемент чувствительный; У.вх – входной усилитель; АФ1, АФ2 – активные фильтры; УВХ – устройство выборки-хранения; БУВ – блок управления выборкой; Ген – генератор; БПД (ЭЧ) – блок питания элемента чувствительного; БПД – блок питания датчика; У.вых – выходной усилитель; X1 – вилка.

Рис. 2. Структурная схема функционирования датчика

Блок питания датчика формирует напряжения $\pm 5V$; $\pm 15V$, требуемые для питания электрорадиоизделий (ЭРИ), входящих в состав функциональных блоков датчика.

Генератор генерирует прямоугольные импульсы с амплитудой $5V$ и частотой 5 кГц . Он задает переменное напряжение на первичной обмотке индуктивности элемента чувствительного ЭЧ через транзисторный каскад блока питания ЭЧ. Вторичная обмотка индуктивности ЭЧ (дифференцирующая) принимает сигнал от первичной обмотки в зависимости от положения штока. Сигнал в зависимости от положения штока может быть положительным, отрицательным и нулевым.

Сигнал с вторичной обмотки ЭЧ поступает на входной усилитель, который усиливает сигнал с коэффициентом усиления. Далее активный фильтр (АФ1) пропускает частотный спектр сигнала ниже некоторой частоты (частоты среза), уменьшает частоты сигнала выше этой частоты и реализует неинвертирующий (положительный) коэффициент усиления.

Сигнал с АФ1 поступает на устройство выборки и хранения, которое осуществляет выборку и передачу сигнала с чувствительного элемента с частотой, задаваемой блоком управления выборкой, который

синхронизирует фазу сигнала с генератора и фазу сигнала, полученного с чувствительного элемента, для исключения возможности приема сигнала в противофазе.

Для подавления нежелательных частот на выходе УВХ стоит АФ2. Выходной сигнал с АФ2 требуется усилить до нужного уровня, что осуществляет выходной усилитель.

Конструкция датчика линейных перемещений ДЛП 1

Конструктивно датчик линейных перемещений ДЛП 1, представленный на рисунке 3, состоит из чувствительного элемента 1, кожуха 2, электронных схем 3, штока 4, корпуса 5, розетки 6.

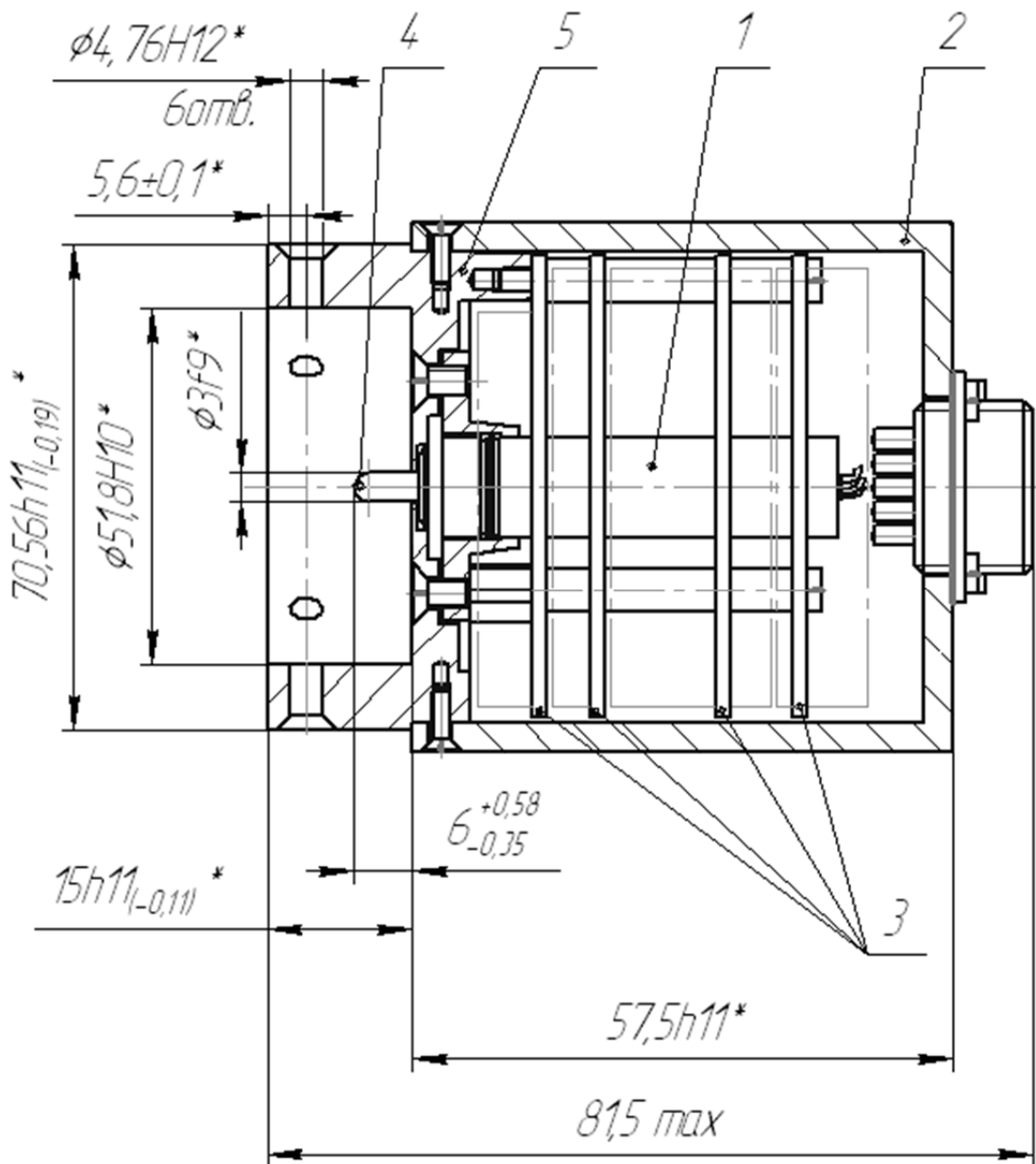


Рис. 3. Конструкция датчика ДЛП 1

Чувствительный элемент датчика включает в себя: корпус; подвижный сердечник (шток); обмотки питающую и измерительную. Измерительная обмотка выполнена из двух секций одинаковой длины, встречно включенных и намотанных на полиамидный каркас.

Шток ЧЭ состоит из двух частей: одна часть выполнена из магнитомягкого, другая – из немагнитного материала. Так как перемещение сердечника в ЧЭ сопровождается обязательным трением его поверхностей, для условий вакуума и с целью минимизации трения и, следовательно, увеличения срока службы ЧЭ подобран материал втулок - композиция полиамида марки ПА610-Л-СВ 30ТУ 6-06-134-90.

Для обеспечения наилучших прочностных, габаритно-массовых характеристик и защиты от факторов космического пространства корпус и кожух датчика выполнены из титанового сплава ВТ6 кр.60 ОСТ 1

90173-75. Толщина корпуса выбрана таким образом, чтобы защитить электронные компоненты датчика от радиационного излучения и снизить его габаритно-массовые параметры. Конструкция датчика была промоделирована в компьютерной среде Solid Works на предмет устойчивости к воздействию механических факторов.

Датчик выполнен в едином модульном исполнении. Для обеспечения требований по массе и габаритам в схеме отсутствует резервирование. ЭРИ, входящие в блок электроники датчика, должны иметь высокий ресурс и максимальную надежность, что достигается использованием ЭРИ с повышенного качества изготовления.

Дифференциальное включение обмоток позволяет исключить большинство погрешностей, вызванных внешними факторами (температура, давление), так как на выходе ЧЭ есть разность сигналов первичной и вторичной обмоток.

Выводы

Датчик ДЛП 1 прошел предварительные испытания, в ходе испытаний опытных образцов были подтверждены ожидаемые технические характеристики датчика, представленные в табл. 1. Таким образом, разработанный ОАО «НИИФИ» датчик линейных перемещений ДЛП 1 соответствует требованиям, предъявляемым к датчикам, работающим в условиях открытого космоса. Датчик ДЛП 1 будет широко применяться для измерения линейных перемещений в системах контроля и управления пятого поколения образцов ракетно космической техники.

Таблица 1

Основные технические характеристики ДЛП 1

№	Наименование характеристики и единицы измерения	Значения характеристик
		ДЛП 1
1	Диапазон измерений, мм	от 0 до 5
2	Выходной сигнал	аналоговый
3	Наличие электроники	есть
4	Диапазон рабочих температур, °С	от минус 50 до +50
5	Вибрация: величина виброускорений, g Диапазон частот, Гц	30 от 5 до 2000
6	Единичный механический удар, g длительностью, мс	300 1-3
7	Нелинейность, %	1,5
8	Масса ЧЭ, кг, не более	0,3
9	Срок службы, лет	21

1. **Середенин, В.И.** Измерительные устройства с высокотемпературными трансформаторными датчиками перемещения / В.И. Середенин. - Л.: Энергия, 1968. – 81 с.

2. **Фрайден, Дж.** Современные датчики. Справочник / Дж. Фрайден. - М.: Техносфера, 2006. – 588 с.

УДК 681.586.325

О РЕЗУЛЬТАТАХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОВТОРЯЕМОСТИ И ВОСПРОИЗВОДИМОСТИ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕЦИЗИОННЫХ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ

И. В. Кирянина, И. В. Комбарова

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Представлены результаты оценки повторяемости метрологических характеристик прецизионных акселерометров в условиях производства ОАО «НИИФИ» и их воспроизводимости в условиях измерений предприятия-потребителя. Определены технические решения, обеспечивающие соответствие установленным требованиям по повторяемости и воспроизводимости.

Ключевые слов: повторяемость, воспроизводимость, прецизионный акселерометр, измерения.

Abstract. Results of an assessment of repeatability of metrological characteristics of precision accelerometers in the conditions of production of JSC NIIFI and their reproducibility in the conditions of enterprise consumer measurements are presented. The technical solutions providing compliance to established requirements for repeatability and reproducibility are defined.

Key words: repeatability, reproducibility, precision accelerometer, measurements.

Обеспечение повторяемости метрологических характеристик является одной из наиболее важных проблем разработки и производства прецизионных акселерометров, используемых в качестве инерциальных компонентов систем управления движением различных объектов.

Согласно [1] **повторяемость** или сходимость является одним из двух условий обеспечения прецизионности средств измерений, или степени близости друг к другу независимых результатов измерений, полученных одним и тем же методом, на одном и том же рабочем месте, одним и тем же оператором с использованием одного и того же оборудования.

При этом **условия воспроизводимости** – условия, при которых результаты измерений получают одним и тем же методом на тех же объектах измерений в разных лабораториях разными операторами с использованием различного оборудования. Понятием воспроизводимости оперируют при возникновении спорных ситуаций между поставщиком и покупателем при контроле качества продукции.

Необходимость предложенного исследования обусловлена тем, что измерения, выполняемые на идентичных образцах при предположительно идентичных обстоятельствах, не дают, как правило, одинаковых результатов. Это объясняется неизбежными случайными и систематическими погрешностями, присутствующими каждой измерительной процедуре, когда факторы, оказывающие влияние на результат измерений, не поддаются полному контролю.

Кроме того, различия между результатами испытаний, выполняемых разными операторами или с использованием различного оборудования, как правило, будут больше, чем между результатами измерений, выполняемых одним оператором на одном и том же оборудовании.

На изменчивость результатов измерений, выполняемых по одному и тому же методу, могут влиять:

- 1) индивидуальное восприятие оператора;
- 2) характеристики используемого оборудования;
- 3) параметры окружающей среды;
- 4) интервал времени между измерениями.

Исследуемый метод измерений обеспечивает определение метрологических характеристик акселерометра при повороте его измерительной оси в гравитационном поле Земли на заданные углы α . При этом акселерометром измеряется проекция вектора гравитационного ускорения на измерительную ось, равная $g \cdot \sin \alpha$, где g – значение модуля гравитационного ускорения, определенное для рабочих мест по результатам гравиметрической экспертизы с точностью до 5 знаков после запятой.

Объект исследований представляет собой емкостный акселерометр АЛЕ 055 с магнитоэлектрическим уравниванием. Кроме цепи уравнивания в его состав входят схема термокомпенсации коэффициента преобразования и преобразователь «напряжение – частота». К числу метрологических характеристик, определяемых при испытаниях, относятся коэффициент преобразования и температурная погрешность. Номинальное значение коэффициента преобразования составляет 5 с/м, а предельное значение температурной погрешности – 0,1 % в интервале изменения температуры от минус 50 до + 50 °С.

При значительных объемах серийного производства прецизионных акселерометров изменчивыми являются все перечисленные факторы, т.к. вместо одного одноместного рабочего места в этом случае используется множество многоместных. Например, для акселерометра АЛЕ 055 в состав рабочего места входят:

- 1) оптическая делительная головка ОДГЭ-5;
- 2) термокамера МС-71;
- 3) многоместное приспособление для установки в термокамеру шести акселерометров, жестко соединенное с поворотным устройством ОДГЭ-5;
- 3) коммутирующее устройство (пульт), подключающее к каждому из акселерометров питающее напряжение, нагрузку выходного каскада и измеритель периода.

Для оценки значимости влияния перечисленных факторов на повторяемость метрологических характеристик осуществлен следующий эксперимент: одним и тем же оператором в одно и то же время суток на четырех рабочих местах были проведены температурные испытания комплекта, состоящего из шести акселерометров АЛЕ 055. С целью уменьшения случайной составляющей на каждом рабочем месте оценка параметров проводилась по 30 измерениям. С учетом 4-х рабочих мест получена выборка, содержащая 120 точек измерений для каждого акселерометра и 720 точек для всего комплекта.

По полученной выборке определена повторяемость значений коэффициентов преобразования акселерометров при трех значениях температуры окружающей среды: минус 50, +20, +50 °С, а также температурная погрешность в двух интервалах: от минус 50 до +20 °С и от 20 до 50 °С (всего 5 параметров).

По результатам испытаний определяются:

– коэффициенты преобразования K_{ji} при трех значениях температуры в термокамере: минус 50, +20 и +50 °С ($j = 1, 2, 3, i = 1, \dots, 4$);

- значения температурных погрешностей γ_{1i} и γ_{3i} в двух интервалах температуры: от минус 50 до +20 °C и от 20 до 50 °C;
- средние значения коэффициентов преобразования K_{jcp} и γ_{jcp} по 4 рабочим местам;
- отклонения текущих значений параметров Δ_{ji} от средних на каждом рабочем месте.

В качестве оценки нарушений условий повторяемости для каждого рабочего места принято количество отклонений Δ_{ji} от средних значений параметров по каждому акселерометру, превышающее 0,02 %.

Результаты оценки нарушений условий повторяемости показаны на рисунке.

Анализ представленной на рисунке информации показывает, что наихудшие результаты оценки параметров получены на рабочем месте № 2, а наилучшие – на рабочем месте № 3. В худшем случае из 30 средних значений параметров за пределы критерия повторяемости вышли 14 измерений, а в лучшем – 4. Поиск причин неудовлетворительной повторяемости позволил сделать следующий вывод: наибольшее влияние на повторяемость метрологических характеристик акселерометров АЛЕ 055 оказывают коммутирующие устройства, отличающиеся электрическими сопротивлениями цепей питания и паразитными емкостями информационных цепей, представляющими собой емкостную нагрузку для выходного каскада. По результатам проведенного исследования обоснованы требования к приемлемым значениям электрических сопротивлений (не более 0,1 Ом) и паразитных емкостей (не выше 200 пФ) указанных выше цепей. Реализация этих требований позволила обеспечить соответствие установленному критерию воспроизводимости метрологических характеристик акселерометров АЛЕ 055 при серийном производстве.

Для оценки воспроизводимости коэффициента преобразования использованы результаты определения его значений при проведении входного контроля у потребителя. Анализ результатов входного контроля позволяет сделать следующие выводы:

- при оценке абсолютных значений коэффициентов преобразования невоспроизводимость характеризуется систематической погрешностью, достигающей 0,07 %;
- температурные погрешности акселерометров как характеристики приращений коэффициентов преобразования в установленных интервалах температур соответствуют требованиям КД.

Анализ условий невоспроизводимости показал, что ее причинами являются:

- различие оборудования. При входном контроле вместо оптической делительной головки ОДГЭ-5 (точность задания угла $\pm 5''$) использовано устройство с механическим отсчетом и минимальной ценой деления 1°;
- отличие значений коммутируемого выходного тока акселерометра при оценке повторяемости и воспроизводимости. Для выходной микросхемы типа 564ЛА10 изменение значения коммутируемого тока различным образом влияет на длительность переднего и заднего фронтов выходных импульсов, приводя к увеличению невоспроизводимости;
- отсутствие информации о точном значении модуля гравитационного ускорения на рабочих местах потребителя, в связи с чем для расчета коэффициентов преобразования используется значение ускорения свободного падения для широты места расположения предприятия-потребителя.

Заключение

1 Для повышения повторяемости метрологических характеристик прецизионных акселерометров АЛЕ 055 в процессе серийного производства необходимо обеспечить высокую степень идентичности параметров множества рабочих мест. При соответствии эталонного оборудования для воспроизведения измеряемого параметра и измерения выходного сигнала требованиям КД наибольшее влияние на воспроизводимость оказывает неидентичность коммутирующих устройств и различие токов нагрузки выходного каскада акселерометра. Экспериментально подтверждено, что идентичность коммутирующих устройств можно считать удовлетворительной при электрических сопротивлениях цепей питания не более 0,1 Ом и паразитных емкостях информационных цепей не более 200 пФ.

2 Для обеспечения воспроизводимости при проведении входного контроля прецизионных акселерометров необходимо обеспечивать соответствие рабочих мест условиям по п.1 настоящего заключения. Кроме этого обязательной является необходимость проведения гравиметрической экспертизы рабочих мест предприятия-потребителя.

3 Для обеспечения идентификации условий контроля выходного сигнала между предприятиями-поставщиками и предприятиями-потребителями должны приниматься компромиссные решения, учитывающие особенности задания требований к ним в техническом задании и особенности условий эксплуатации на изделиях.

1. ГОСТ Р ИСО 5725-1-2002 Точность (правильность и прецизионность) методов и результатов испытаний. Часть 1. Основные положения и определения. – М.: Госстандарт, 2002. – 53 с.

ОЦЕНКА НАСТРАИВАЕМОСТИ ТЕНЗОСХЕМ ПО ТЕРМОКОМПЕНСАЦИИ И СПОСОБ ИХ ЮСТИРОВКИ

А. В. Хошев, И. Н. Чебурахин, А. И. Ворожбитов

ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений», Пенза

Аннотация. Представлены результаты исследования возможности прогнозирования настраиваемости тензосхем по их параметрам после формирования. Показано, что при комплексном воздействии токовых и температурных нагрузок можно управлять коэффициентами функции влияния температуры на выходной сигнал.

Ключевые слова: чувствительный элемент, тензосхема, термо- и тензорезисторы, температурный коэффициент сопротивления.

Abstract. Research results on forecasting possibility for tenzocircuits adjustability according to their parameters after formation have been given. It is shown that under combined fasting of current and temperature loadings it is possible to control functional coefficients of temperature influence on signal output.

Key words: sensing element, tenzocircuits, thermoresistors and strain gauges, temperature resistance factor coefficient.

Введение

Данная работа посвящена проблеме оценки на ранних стадиях изготовления настраиваемости чувствительных элементов (ЧЭ) датчиков давления по температурной компенсации начального выходного сигнала и возможности юстировки (корректировки) тензосхем по температурным характеристикам. Рассмотрены такие параметры, как величина и характер ухода резисторов после термообработок, разбросы между ними на ЧЭ, их взаимосвязь с разбросом температурного коэффициента сопротивления (ТКС), приводящего к ненастраиваемости по температуре, а также способ выравнивания ТКС между резисторами с использованием комбинированных электрических и температурных нагрузок. Экспериментальные работы и анализ отказавших ЧЭ показали положительные результаты по данному вопросу.

Для измерения давлений (деформаций) в датчиках используются силовые чувствительные элементы (ЧЭ) с сформированными по тонкопленочной технологии тензорезисторами в форме моста Уитстона со структурой металл-диэлектрик-металл (резисторы, проводящие слои). После формирования мостовой схемы ЧЭ разваривается в технологическое приспособление для настройки, где методом электроэрозионной (лазерной) подгонки с точностью до $0,1 - 0,3$ Ома выравнивают значения резисторов обеспечивая условие $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ до получения минимального значения начального выходного сигнала. В нормальных условиях при отсутствии давления должно соответствовать формуле (1), где $U_0 \approx 0B$.

$$U_0 = U_{num} \frac{R_2 R_4 - R_1 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}. \quad (1)$$

Возможен вариант функциональной подгонки, обеспечивающий равенство произведений резисторов сжатия и растяжения $R_1 R_3 = R_2 R_4$.

Учитывая, что датчик эксплуатируется в минусовом и плюсовом интервале температур, ЧЭ подвергается настройке по температурной компенсации нуля при данных температурах, чтобы обеспечить минимальные приведенные значения коэффициентов функции влияния температуры измеряемой среды (θ_{1t}) на систематическую составляющую погрешности датчика. Способ известен: в одно из плеч, например R_1 и R_4 , включается последовательно терморезистор с высоким значением температурного коэффициента сопротивления (ТКС), в нашем случае из золота, что позволяет иметь сбалансированную схему при воздействии температур ($R_1 R_3 \approx R_2 R_4$) с постоянной, учитываемой дополнительной погрешностью (рис. 1) [1,2].

В качестве терморезисторов используются коммутационные дорожки (R_B), сформированные на рабочей поверхности ЧЭ методом тонкопленочной технологии, которые более реально отражают возникающие температурные погрешности, чем, например, использование дискретных терморезисторов, размещаемых в кабельных перемычках.

С целью обеспечения контроля воспроизводимости технологического процесса изготовления ЧЭ, качества сформированной схемы и уменьшения температурного влияния допустимые значения терморезисторов, используемых для термокомпенсации, ограничены их верхними пределами 2, 3, 5 Ом.

Учитывая влияние сборочно – сварочных операций, значений сопротивлений колодок, гермокорпусов, паянных соединений, а также технологических тренировок на конечное значение коэффициента θ_{1t} в датчике, требования к настройке ЧЭ на ранней стадии ужесточены почти на порядок, чтобы не допустить отбраковку готовых измерительных модулей, датчиков. Однако, это приводит к частичной отбраковке ЧЭ

при настройке с уже смонтированными золотыми проводниками, что увеличивает непроизводительные затраты, в том числе по новому запуску, потери производственных темпов и т.д. Возникают проблемы с планированием годного задела сформированных ЧЭ, идущих на функционально законченную сборку измерительного модуля, так как результаты настраиваемости по θ_{1t} проявятся на поздних этапах изготовления (специфика технологии). Замеры же ТКС на элементах-свидетелях из сформированной партии не гарантируют распространения полученных данных на все остальные ЧЭ, так как при проведении стабилизирующих длительных термообработок с использованием повышенных температур (в вакууме, на воздухе) эффекты получаются разные: на одних ЧЭ терморезисторы не требуются (самокомпенсация), большая часть настраивается, некоторые отбраковываются (не хватает имеющегося номинала терморезистора, большой разброс по ТКС).

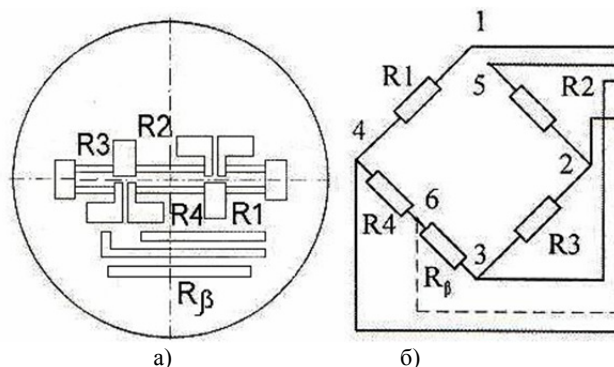


Рис. 1. Топологическая (а) и электрическая (б) схема тензомоста экспериментального ЧЭ

Очевидно, что при обеспечении в мостовой схеме разброса ТКС между резисторами менее 1 – 2 % любые факторы могут быть критичными:

- степень вакуума и состав остаточных газов;
- локальная разница в шероховатости, плотности и пористости тонкопленочных структур;
- разное значение переходных сопротивлений из-за наличия окисла на резисторах под контактными площадками;
- неравновесные диффузионные процессы между проводящей группой и резисторами, резистором и диэлектриком, в т. ч. с образованием химических соединений (окислы, силициды и т. д.);
- перепад температур в центре рабочей мембраны (тонкая часть) и по корпусу ЧЭ (массивная часть), вызванный высокой мгновенной температурой осажденных испаряемых материалов;
- наличие термодинамически неустойчивых структур и др.

Кроме того, имеется зависимость от конструктивно – технологических решений, используемых в ЧЭ:

- а) площади рабочей схемы и габаритов ЧЭ;
- б) топологии схемы;
- в) применяемых материалов.

На рис. 1 представлены возможные варианты топологий резисторов.

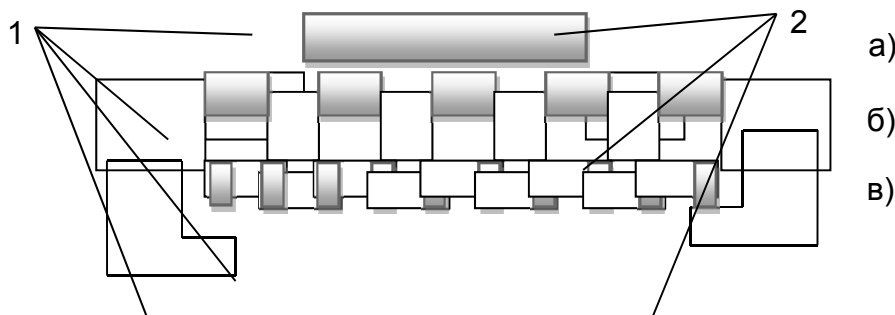


Рис. 2. Конфигурации резисторов: а – простой резистор; б – многозвенный резистор; в – многозвенный резистор (меандр). 1 – контактные площадки; 2 – резисторы.

Для мостовых схем с упрощенной (симметричной) конфигурацией резисторов (две контактные площадки – прямой резистор) указанные факторы не критичны, практически обеспечивается одинаковость изменений и проблем с настройкой по θ_{1t} не возникает в отличие от прецизионных тензосхем, резисторы которых состоят из последовательно сформированных отдельных элементов (многозвенные).

В табл. 1 приведены данные по экспериментальным образцам (отработке режимов стабилизации) с разбросом ΔR и характером ухода резисторов после термообработки (конфигурация – меандр).

Уход резисторов после термообработки рассчитывался по формуле

$$\Delta R_T = R_T - R_H, \quad (2)$$

где R_H – значение R после напыления; R_T – значение R после термообработки.

Разброс ΔR на ЧЭ: $\Delta R = R_i - R_{\min}$, где $i = 1, 2, 3$ (порядковые номера любых резисторов, номиналы которых больше $R_{\min}$).

Таблица 1

№ образца	Уход резисторов ΔR_T				Разброс ΔR по ЧЭ							
	ΔR_1	ΔR_2	ΔR_3	ΔR_4	до Т/обработки				после Т/обработки			
					ΔR_1	ΔR_2	ΔR_3	ΔR_4	ΔR_1	ΔR_2	ΔR_3	ΔR_4
1	-16	-9	-16	-10	0	2	2	10	0	8	2	16
2	+12	+23	+13	+27	0	7	6	10	0	19	7	25
3	-8	+3	-13	+8	0	10	11	12	0	21	6	29
4	+12	+23	+13	+27	0	7	6	10	0	19	7	25
5	+33	+41	+36	+44	0	7	2	7	0	15	5	18
6	-14	-14	-20	-6	0	5	9	15	0	5	3	23

Из таблицы видно, что режимы термостабилизации оказались критичными для данной топологии: имеется попарный уход резисторов сжатия ($R_{1,3}$) и растяжения ($R_{2,4}$), разброс значений сопротивлений на ЧЭ увеличился, что говорит о наличии неуправляемости происходящего процесса в пленках. Это сказалось и на увеличении разброса по ТКС между резисторами: ЧЭ по температуре не настроились, а ТКС на одном ЧЭ имеет плюсовые и минусовые значения, или поменялся знак на противоположный.

Такая гибкая взаимосвязь характера и величин изменяющихся параметров позволила остановиться на анализе весомости следующих оценочных показателей прогнозирования настраиваемости ЧЭ по $\theta_1 t$, а именно:

а) величина и характер (увеличение или уменьшение номинала) изменения резисторов после термообработки;

б) их взаимосвязь со значениями ТКС;

в) разброс между резисторами по значениям их ухода после термообработки.

По предложенной схеме проанализированы партии с хорошо настраиваемыми ЧЭ по $\theta_1 t$ и отошедшие в отход.

Выборка некоторых данных представлена в табл. 2.

Ненастраиваемые образцы (№ 5, 9, 10) отличаются от остальных по всем приведенным параметрам. Это и попарное неравновесное изменение резисторов после термообработки (ΔR_T), и разброс ухода на ЧЭ ($\Delta R'_T$) на порядки больше (десятки Ом), и значительное изменение разброса ΔR в сравнении со значениями после напыления.

Уровень ограничительных пределов по указанным параметрам устанавливается на основе экспериментальных и статистических данных, в нашем случае от 1 до 8 Ом.

Таким образом, по величине и знаку изменения резисторов после их термообработки можно оценивать значения ТКС резисторов, по характеру разброса ΔR (увеличивается, уменьшается или не изменяется), а также одинаковости изменения оценивается возможность и ожидаемая точность настройки.

Естественно, чем выше воспроизводимость технологических режимов, тем точнее прогнозирование. Рассматриваемые результаты относятся к ЧЭ, где в качестве диэлектрических пленок используется моноксид и оксид кремния, резистивных – нихром. Но очевидно, такую же оценку можно использовать по другим структурам.

В нашем случае наилучшие результаты по настраиваемости получены на образцах с минимальной разницей уходов резисторов (см. таблица 2, № 3, 4, 6, 7.)

Для повышения управляемости процессом необходимо иметь данные по оценке критичности влияния величины уходов резисторов после термообработок (вакуум, воздух) на значения и знаки ТКС. Эта информация используется при выборе и отработке режимов юстировки мостовой схемы (устранение разбаланса, вызванного рабочими температурами). Примеры таких данных приведены в табл. 3.

Режимы термообработки выбраны с условием их влияния на изменение ТКС резисторов, полученных после напыления (п.1 таблица 3) в сторону уменьшения и обеспечения высокой стабильности начального

выходного сигнала мостовой схемы (резисторов), т.е. структуропреобразующие и пассивирующие. Это обеспечивает возможность нивелирования ТКС резисторов за счет изменения их значений в небольших пределах.

Таблица 2

№ обр	Уход после Т/обработки $\Delta R_T / TKC$				Разброс по уходу $\Delta R'_T$				Разброс ΔR		Примечание
									До Т/обр	После Т/обр	
	R_1	R_2	R_3	R_4	R_1	R_2	R_3	R_4	$R_{\max} - R_{\min}$	$R_{\max} - R_{\min}$	
1	-5	-2	-3	-1	4	1	2	0	6	10	настройка повторная
	0,48	0,34	-0,48	0,40							
2	-16	-13	-13	-12	4	1	1	0	9	10	настроился с 1 раза
	0,54	0,54	0,68	0,53							
3	-45	-47	-48	-46	0	2	3	1	10	10	настроился с 1 раза
	0,68	0,67	0,75	0,54							
4	-22	-21	-21	-22	1	0	0	1	14	14	настроился с 1 раза
	1,24	1,15	1,15	1,09							
5	-58	-28	-58	-37	30	0	30	9	29	14	не настроился
	-3,62	-1,71	-3,9	-1,58							
6	+22	+21	+21	+20	2	1	1	0	6	7	настроился с 1 раза
	4,99	4,89	4,78	4,78							
7	+10	+9	+10	+9	1	0	1	0	5	5	настроился с 1 раза
	3,0	2,89	2,9	2,9							
8	+30	+32	+31	+30	0	2	1	0	6	8	настроился с 1 раза
	4,16	4,19	4,12	4,23							
9	+23	+47	+29	+34	0	84	6	11	7	31	не настроился
	4,37	3,27	3,42	3,27							
10	-1	+2	0	+3	1	2	0	3	6	9	не настроился
	0,48	1,10	1,18	1,64							
11	+39	+39	+38	+43	1	1	0	5	10	15	настроился с 1 раза
	1,38	1,24	1,25	1,29							

Таблица 3

№ п/п	№ образца	1				2				3			
		R_1	R_2	R_3	R_4	R_1	R_2	R_3	R_4	R_1	R_2	R_3	R_4
1	ТКС резисторов после ф/схем $\left(1 \cdot 10^{-5} \frac{1}{C^\circ}\right)$	3,63	3,48	3,58	3,47	3,70	3,49	3,63	3,55	3,56	3,47	3,59	3,48
2	Уход резисторов после Т/обработки в вакууме (Ом)	+10,1	+8,3	+10,0	+10,6	-15,8	-16,8	-15,3	-16,4	-7,3	-6,2	-6,0	-6,1
3	ТКС резисторов после Т/обработки в вакууме	+0,26	0,26	0,25	+0,25	-0,52	-0,77	-0,01	-0,83	-0,13	-0,38	-0,19	-0,13
4	Уход резисторов после Т/обработки на воздухе	+2,55	+3,05	+2,55	+2,8	+5,2	+8,3	+3,5	+7,05	+4,4	+5,65	+4,45	+4,55
5	Окончательное значение ТКС резисторов на ЧЭ	1,65	1,21	1,68	1,68	0,50	-0,55	0,15	-0,16	1,19	0,67	1,15	1,15

Принцип юстировки (подгонки) заключается в минимизации значений ТКС резисторов, большой разброс которых приводит к разбалансу и ненастраиваемости по температурной компенсации. Это достигается за счет подачи электрических нагрузок на резисторы (схему), вызывающих их необратимые изменения из-за мощности значительно превышающей допустимую мощность рассеивания.

В нашем случае, при использовании резисторов со значением 600 – 700 Ом и подаче рабочего питания на схему равным 6 В, электрические нагрузки опробованы из ряда 10, 15, 20, 25, 30, 35, 40, 45, 50 В как в целом на схему, так и отдельно на каждый резистор. Для исключения электроэрозии и выгорания верхние пределы постоянного напряжения ограничены, а эффект достигается комбинированными нагрузками с одновременным нагревом (50, 80, 100 С°) и заданным временем обработки.

За счет ускорения диффузионных процессов и теплового воздействия разброс между резисторами уменьшается, устраняются локальные несовершенства тонкопленочных структур, выравниваются переходные сопротивления.

Гибкость и возможность юстировки можно оценить по следующим данным, приведенным в табл. 4.

Таблица 4

№ п/п	Воздействующий фактор	Номер резистора	Уход ΔR от НУ до $-T, C$	Уход ΔR от НУ до $+T, C$	Изменение ΔR от нагрева	ТКС, $\left(1 \cdot 10^{-5} \frac{1}{C^{\circ}}\right)$
1	ЧЭ после формирования схемы	R_1	-0,7	+0,1	-	0,48
2	$R_1(35B, 1ч., 50C^{\circ})$		-0,05	+10	-0,8	0,59
3	$R_1(40B, 1ч., 80C^{\circ})$		0	-0,4	6,0	-0,22
1	ЧЭ после формирования схемы	R_2	-1,6	+0,2	-	1,1
2	$R_2(35B, 1ч., 50C^{\circ})$		-0,9	+1,1	-1,0	1,08
3	$R_2(40B, 1ч., 80C^{\circ})$		-0,9	-0,3	+1,0	0,33
1	ЧЭ после формирования схемы	R_3	-1,7	+0,2	-	1,18
2	$R_3(35B, 1ч., 50C^{\circ})$		-0,8	+1,2	-1,0	1,09
3	$R_3(40B, 1ч., 80C^{\circ})$		-0,9	-0,3	+1,0	0,29
1	ЧЭ после формирования схемы	R_4	-2,4	+0,3	-	1,64
2	$R_4(35B, 1ч., 50C^{\circ})$		-1,5	+1,2	-1,0	1,43
3	$R_4(40B, 1ч., 80C^{\circ})$		-1,5	-0,4	+1,0	0,60

Как видно из таблицы, тонкопленочные структуры очень чувствительны к воздействующим факторам. При подаче нагрузки на R_1 (35 В, 1 ч., 50 С°) изменяется величина уходов резисторов и значение ТКС также на резисторах R_2, R_3, R_4 .

Усиление нагрузки на R_1 (до 40 В, 1 ч., 80 С°) привело к изменению резистора на +6 Ом и значения ТКС с $(+0,59) \cdot 10^{-5}$ на $(-0,22) \cdot 10^{-5} \frac{1}{C^{\circ}}$. Одновременно за счет воздействующей температуры и саморазогрева ЧЭ от электрической нагрузки равновесно изменились резисторы R_2, R_3, R_4 и их ТКС. При этом, как показали наработки, стабильность начального выходного сигнала не ухудшается.

Выводы

Исследование по обеспечению настраиваемости ЧЭ по температурным коэффициентам с использованием рассмотренного метода юстировки мостовой схемы дали положительные результаты.

Анализ таких параметров как равномерный одинаковый уход всех резисторов после температурной обработки, уменьшение или сохранение разброса между ними, величина изменения и характер (уменьшение или увеличение номиналов) позволяет оценивать на ранних стадиях возможность настройки ЧЭ по температуре.

1. Зеленцов Ю.А., Старостин В.Н. Исследование возможности минимизации температурной нестабильности начального разбаланса мостовой схемы // «Радиотехника», №10, 1995г.

2. Педоренко Н.П., Белозубов Е.М., Ворожбитов А.И., Соснин Н.Р., Назаров В.И. Конструктивные особенности тензорезисторных металлопленочных датчиков давления с единой градуировочной характеристикой // «Радиотехника», №10, 1995г

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОЦЕССОМ ВАКУУМНОГО НАПЫЛЕНИЯ

С. Ю. Rogozhkin

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. Разрабатываемая система контроля технологического процесса нанесения тонкопленочных покрытий в вакууме, позволит автоматизировать процесс управления технологическим процессом напыления, увеличит точность регулировки процесса, повысит качество выпускаемой продукции, снизит материальные затраты и исключит субъективное влияние человеческого фактора.

Ключевые слова: вакуумное напыление, магнетрон, микроконтроллер, автоматизированная система, источник.

Abstract. The developed monitoring system of technological process of plotting of thin-film coverings in vacuum, will allow automated administrative process by technological process of evaporation, will increase control accuracy of process, will increase quality of let-out production, will lower the material inputs and will exclude subjective influence of a human factor.

Key words: vacuum evaporation, magnetron, mikrokontrolleer, automated system, source.

Для нанесения тонких пленок и покрытий применяют различные методы, большинство из которых основано на использовании жидких сред и термических процессов. Особое место в технологии пленок и покрытий принадлежит методам физического осаждения в вакууме. Методы вакуумного напыления выгодно отличаются от других по управляемости и воспроизводимости результатов, низкому уровню привносимых загрязнений, возможности нанесения материалов сложного состава с практически любой структурой. Эта технология обеспечивает повышенную адгезию наносимых слоев к подложке, стойкость к механическим воздействиям и коррозии. Немаловажно и то, что технология является экологически чистой, она не приводит к проблеме утилизации токсичных отходов.

До середины 70-х годов прошлого столетия тонкие слои наносились на подложки в вакууме в основном методом термического испарения исходного материала. Ионное (катодное) распыление, осуществляемое с помощью газоразрядных диодных и триодных систем, играло меньшую роль из-за низкой производительности. Кроме того, пленки, получаемые катодным распылением в аномальном тлеющем разряде при относительно большом давлении, имели высокий уровень газовых примесей, и этот метод применяли главным образом для нанесения слоев тугоплавких материалов. Однако после создания промышленных магнетронных распылительных систем (МРС) ситуация в технологии тонких пленок изменилась. Благодаря использованию в этих системах скрещенных электрического и магнитного полей повысилась эффективность ионизации газа, а плотность плазмы стала на порядок больше, чем в безмагнитных устройствах катодного распыления. В результате значительно возросли плотность ионного тока на катод и скорость ионного распыления, удалось снизить давление рабочего газа и улучшить многие характеристики наносимых слоев. МРС заняли лидирующее положение в технологии тонкослойных покрытий.

МРС позволяют распылять практически все виды материалов, включая металлы и сплавы, простые и сложные диэлектрики, полупроводники и керамику. Осаждаемые материалы могут сочетаться в различных комбинациях и в виде многослойных покрытий. Толщина покрытий может составлять от десятков нанометров до десятков микрометров.

Прямым следствием кризиса в экономическом пространстве Советского Союза в последнее десятилетие его существования явилось существенное сокращение объемов производства или практически полное прекращение выпуска вакуумной техники предприятиями, находящимися на территории России. Эти обстоятельства явились причиной отсутствия на настоящий момент в России современной материально-технической базы для многих отраслей промышленности и базовых технологических исследований. Сегодня в России основу парка оборудования для напыления составляет морально устаревшее оборудование, произведенное в 70-80-х годах прошлого века. Промышленные предприятия (даже крупные), научно-исследовательские институты, предприятия малого бизнеса испытывают серьезные затруднения с покупкой современного оборудования, произведенного западными компаниями, из-за его высокой стоимости.

Оборудование, произведенное в 70-80 годах и составляющее ныне основу российского парка вакуумной техники, с одной стороны, имеет целый ряд существенных недостатков, к которым, прежде всего, относятся:

- крайняя ненадежность электронных систем управления, отсутствие реальной возможности осуществления автоматизации технологических процессов, что негативно влияет на воспроизводимость результатов;
- отсталость конструкции систем, в том числе систем подачи рабочего газа в вакуумную камеру, систем испарения (отметим, что подавляющее количество установок оснащено только резистивными испарителями);

- ненадежность ряда периферийных механизмов и узлов, к которым относятся, например, пилотные и исполнительные клапана пневматических систем, клапана систем охлаждения.

С другой стороны, установки, которые выпускались серийно (в отличие от мелкосерийного производства, характерного для российских производителей в настоящее время), отличаются хорошей конструкторской проработкой вакуумных камер и оснастки. В ряде случаев существуют также достаточно полные аналоги вакуумных установок зарубежного производства в части конструкции вакуумных камер и оснастки.

При разработке и изготовлении таких установок соображения экономии материалов и снижения себестоимости (тогда еще в Советском Союзе) не имели решающего значения. В этом одна из причин достаточно высокого уровня вакуумных камер советского производства. Вакуумная камера и оснастка являются одной из наиболее материалоемких частей установки, их стоимость может достигать 50 % от стоимости установки в целом.

Таким образом, затраты могут оказаться существенно ниже стоимости нового оборудования даже при глубокой модернизации (в том числе и при изменении функционального назначения оборудования), так как “в зачет” стоимости могут войти самые затратные части установки. Вне всякого сомнения, огромное значение имеют (еще раз повторим) профессиональный подход, высокий технический уровень, качество и полнота выполнения работ по модернизации. Использование при модернизации различных функционально законченных модулей, в наибольшей степени отвечающих требованиям реализуемых технологических процессов, позволяет проводить модернизацию оборудования на высоком профессиональном уровне и в короткие сроки.

При проведении модернизации технологического оборудования обычно ставятся задачи по улучшению работы имеющегося оборудования при сохранении или изменении основного функционального назначения и принципа работы узлов и механизмов. Среди этих задач можно выделить:

- адаптацию универсального оборудования под специфические требования производства специализированной продукции;
- повышение производительности оборудования;
- повышение точности оборудования;
- автоматизацию системы управления;
- повышение надежности оборудования;
- экономическую или иную целесообразность проведения работ.

При решении первой задачи проверяется соответствие основных функций оборудования предъявляемым требованиям. Проверяется, все ли функциональные узлы имеются в составе оборудования, уточняются особенности и режимы проведения отдельных этапов операций. Одновременно с этим определяются скорость проведения операций, возможность совмещения отдельных этапов операций, оптимальное количество одновременно обрабатываемых деталей, возможности увеличения этого количества.

На втором этапе определяются возможности оборудования по точности поддержания режимов обработки, их соответствие заданным режимам, возможности расширения диапазона воздействий. Уточняется необходимая степень автоматизации всего оборудования или отдельных функциональных узлов, обеспечивающих основные этапы операций. При этом намечаются основные пути и способы необходимого повышения точности, в том числе замена некоторых узлов с применением средств вычислительной техники - компьютеров или микроконтроллерных узлов управления и диагностики.

Поскольку модернизации подвергается оборудование, как правило, проработавшее некоторое время, необходим этап оценки надежности функционирования оборудования в целом и его отдельных функциональных узлов, степени их износа и целесообразности замены отдельных, сильно изношенных узлов и/или режимов их работы.

На заключительном этапе определяется объем работ по разработке конструкторской документации, созданию программного обеспечения, изготовлению узлов и деталей, стоимости материалов и готовых функциональных узлов, сроки окупаемости затрат и принимается решение о целесообразности проведения работ.[4]

На наш взгляд автоматизация контрольно-измерительных операций - огромный шаг вперед в получении тонкопленочных покрытий.

При реализации процесса магнетронного распыления важными являются его энергетические характеристики. Зависимость количества распыленного вещества, и, соответственно, осажденного на подложку, от подведенной энергии определяется большим количеством факторов: энергия и масса бомбардирующих ионов, атомная масса распыляемого материала мишени, состав и давление рабочего газа, напряженность магнитного поля в зоне разряда, температура подложки, напряжение и ток разряда и др.

В реальных процессах распыления контролировать все факторы и управлять ими практически невозможно. Поэтому в реальных технологических процессах варьировать технологические режимы стараются, управляя наиболее важным параметром, обеспечивая контролируемое качество используемых материалов и поддерживая на постоянном, оптимальном для данного процесса уровне прочие технологические параметры[1].

При магнетронном распылении параметрами, поддерживаемыми на определенном уровне, являются давление рабочего газа, температура подложки, расстояние от мишени до подложки. Входным контролем и технологическими режимами обеспечиваются постоянство состава рабочего газа, состав мишени, режим охлаждения мишени. Наиболее оптимально регулировать режим распыления позволяет управление подаваемым на магнетронный распылитель напряжением, которое определяет энергию магнетронного разряда.

Большое влияние на работу магнетронных распылительных систем оказывают источники питания. За время, прошедшее с появления первых магнетронных систем, произошло значительное улучшение характеристик источников питания. В последние годы в соответствии с общетехнической тенденцией расширения использования импульсных систем обработки материалов появились импульсные магнетронные распылительные системы. По сравнению с системами распыления на постоянном токе они обладают определенными преимуществами:

- отсутствует или минимизировано искрение и дугообразование на мишени;
- высокая скорость осаждения покрытий;
- высокая плотность плазмы у поверхности мишени.

Импульсный режим работы магнетронной распылительной системы обеспечивает источник питания. Рассматривая особенности переноса испаряемого вещества при импульсном распылении, можно отметить, что для большинства материалов осаждение заканчивается через 2 мс после гашения магнетронного разряда. Таким образом, для реализации чисто импульсного режима осаждения необходимо обеспечить паузу между импульсами напряжения не менее 2 мс, за время которой все процессы, вызванные импульсом, завершатся.

Такой режим питания магнетронного распылителя обеспечивает минимизацию дуговых разрядов, оптимальные условия зажигания магнетронного разряда при каждом поступающем импульсе напряжения и завершение всех процессов во время паузы между питающими импульсами. Наличие достаточно большой паузы между импульсами позволяет осуществлять контроль процесса осаждения тонких пленок электрическими или оптическими методами[4].

Микроконтроллеры уверенно и, по-видимому, навсегда завоевали место в нашей жизни. Найти хоть одно электронное изделие, не имеющее микроконтроллеров, невозможно. Разнообразные элементы схем в видеомэгнитофонах, видеоплеерах, телевизорах и микроволновых печах, автоматических дверях, системах управления лифтами, промышленных системах управления, измерительных устройствах, устройствах регулирования и, естественно, в транспорте стали чем-то само собой разумеющимся[2].

Как бы там ни было, неоспоримым остается тот факт, что повсеместное распространение микроконтроллеров произвело революцию во всей электронике в целом и технике измерения и управления в частности. Измерительные приборы, которые пару лет назад можно было в шутку назвать "могильщиками" микросхем, сегодня состоят из одного микроконтроллера и нескольких дополнительных конструктивных элементов. Появление и стремительное распространение микроконтроллеров семейства AVR имеет наиболее высокие темпы роста производства.[3]

Система управления технологического процесса позволит повысить качество выпускаемой продукции, снизить процент появления брака, тем самым уменьшить материальные затраты и время получения продукта.

1. Кузьмичев, А.И. Магнетронные распылительные системы. Кн. 1. Введение в физику и технику магнетронного распыления. К.: Аверс 2008. - 244
2. Трамперт, В. Измерение управление и регулирование с помощью AVR. Изд.: МК-ПРЕСС, 2006. - 208
3. Евстифеев, А.В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. М.: Издательский дом «Додэка21», 2007. - 415
4. Тимаков, С.В. Экспериментальное исследование характеристик магнетронного распылителя. Сб. ИИТ Пенза, изд. ПГУ, 2008г.

УДК 620.1.08

ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ДЕФОРМАЦИИ ДЛЯ СТРОИТЕЛЬНОГО МОНИТОРИНГА

Т. Ю. Бростилова, Т. И. Мурашкина, С. А. Бростилов

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. Предложена конструкция волоконно-оптического датчика деформации для проведения строительного мониторинга, рассмотрены структурная схема и конструктивное исполнение датчика. Определены условия наиболее эффективного ввода оптического излучения в оптический канал.

Ключевые слова: волоконно-оптический датчик, измерительный канал, деформация, мониторинг.

Abstract. The design of the fiber-optical sensor of deformation for carrying out construction monitoring is offered, the block diagram and a sensor design are considered. Conditions of the most effective input of optical radiation to the optical canal are defined.

Key word: fiber-optical sensor, measuring channel, deformation, monitoring.

Современное состояние строительной науки и практики в области градостроительства настоятельно требует разработки эффективных методик непрерывного исследования состояния строительных конструкций и воздействующих нагрузок.

Система мониторинга конструкций предполагает установку различных датчиков на элементах конструкций зданий и сооружений с целью определения влияния физического (влажность, температура) и силового (статическая и динамические нагрузки) воздействия на их прочность и деформацию. Первые системы были созданы для наблюдения за конструкциями при землетрясении.

В настоящее время актуален мониторинг конструкций многофункциональных высотных зданий с целью предупреждения их обрушения под влиянием природно-техногенных воздействий, особенно таких, как ветровые нагрузки, промышленная динамика, изменения грунтовых условий под объектом. Высотные здания относятся к категории объектов города, аварийное состояние которых может вызвать непредсказуемые катастрофические последствия. Поэтому на каждом таком здании должна быть реализована комплексная система безопасности.

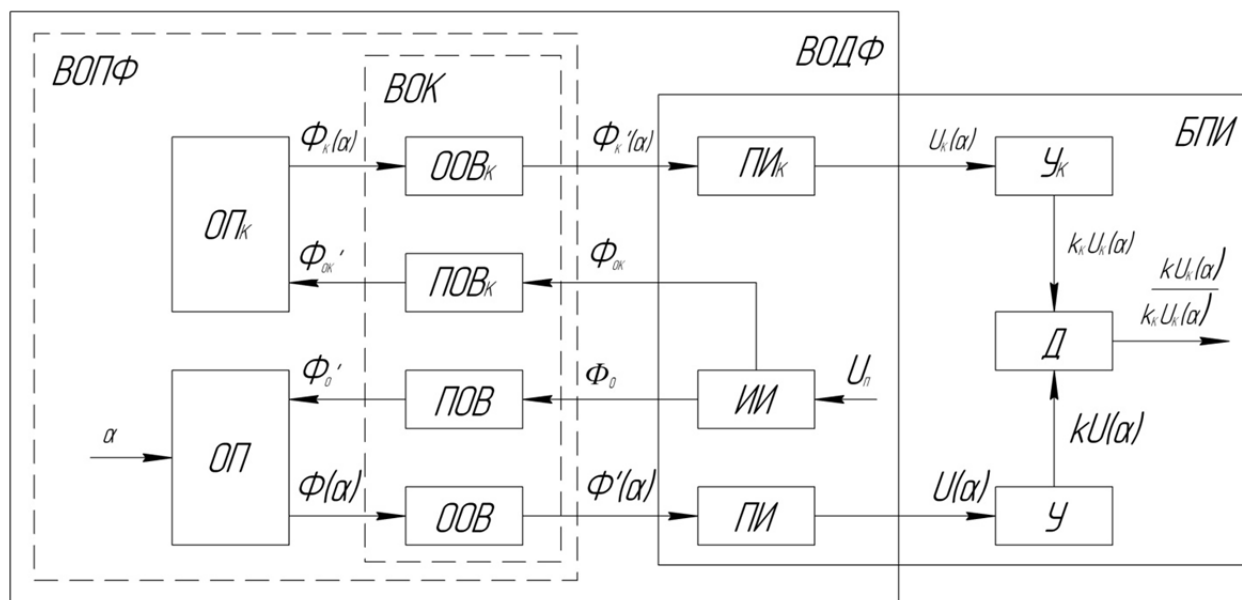
Простота и легкость организации системы мониторинга деформаций и перемещений элементов фасада сочетается с точностью фиксации начала аварийного события. Учитывая тот факт, что оптический световод обладает высокими прочностными качествами и повышенной чувствительностью к изменению своих геометрических размеров и форм (в случае растяжения или сжатия, появления микроизгибов, микротрещин и разрывов), предложенный авторами волоконно-оптический датчик деформации (ВОДФ) на базе оптического тестера дает недорогой и качественный инструмент мониторинга.

В случае необходимости система контроля может быть модифицирована на любые другие фасады. При этом оптическое волокно может быть приклеено по всей поверхности фасада с максимальным охватом зоны контроля.

Существующие разработки отечественного приборостроения в классе волоконно-оптических датчиков отвечают мировым стандартам, при этом имеется достаточно развитая производственная база, а стоимость имеющихся приборов значительно ниже зарубежных аналогов.

В работе предложена структурная схема ВОДФ, которая приведена на рис. 1.

Датчик включает в себя: упругий элемент, закрепленный на объекте мониторинга, выполненный в виде металлической пластины определенной формы; волоконно-оптический преобразователь деформации (ВОПФ); блок преобразования информации (БПИ).



ИИ – источник излучения; ПОВ, ПОВк – подводящее оптическое волокно измерительного и компенсационного канала; ОП, ОПк – отражающие поверхности; ООВ, ООВк – отводящие оптические волокна; ПИ, ПИк – приемники излучения; У, Ук – усилители сигнала; Д – делитель напряжения; БПИ – блок преобразования информации; ВОК – волоконно-оптический кабель; ВОПФ – волоконно-оптический преобразователь деформации; ВОДФ – волоконно-оптический датчик деформации

Рис. 1. Структурная схема ВОДФ

Деформация железобетонной конструкции вызывает прогиб металлической пластины, один конец которой загнут под прямым углом, а его наружная поверхность отполирована, и, соответственно, изменение положения загнутой части пластины, то есть, изменение угла наклона отражающей поверхности преобразуется в изменение интенсивности светового потока в зоне измерений.

Измерение параметров деформации основано на регистрации изменения интенсивности светового потока, отраженного от полированной поверхности металлической пластины, закрепленной на объекте измерения. Таким образом, для модуляции интенсивности оптического сигнала используется зависимость величины угла отражения падающего на отражатель луча от расстояния, на которое прогнется металлическая пластина при ее деформации.

ВОДФ работает следующим образом. Световой поток Φ_0 от источника излучения ИИ по подводящему оптическому волокну измерительного канала ПОВ подается в зону измерения. Под действием деформации происходит отклонение отражающей поверхности от оси Z. Изменение положения отражающей поверхности вызывает изменение интенсивности светового потока. Световой поток $\Phi(\alpha)$, отраженный от отражающей поверхности ОП, которая меняет угол наклона под действием деформации, по отводящему оптическому волокну измерительного канала ООВ поступает на приемник излучения измерительного канала ПИ.

Приемник излучения ПИ преобразует оптический сигнал $\Phi(\alpha)$ в электрический $U(\alpha)$. Данный сигнал поступает на вход блока преобразования информации БПИ, где происходит его усиление.

В разработанной структурной схеме помимо измерительного предусмотрен также компенсационный канал. Это позволит компенсировать изменение мощности излучения светодиода, чувствительности фотодиода при изменении температуры окружающей среды и неинформативные потери светового потока при изгибах волоконно-оптического кабеля.

Световой поток Φ_{0K} от источника излучения ИИ по подводящему оптическому волокну компенсационного канала ПОВ_К поступает на жестко закрепленную отражательную поверхность ОП_К, положение которой относительно ПОВ_К и ООВ_К остается неизменным в процессе измерения. Отраженный световой поток $\Phi_K(\alpha)$ по отводящему оптическому волокну компенсационного канала ООВ_К поступает на приемник излучения ПИ_К, где происходит преобразование оптического сигнала $\Phi_K'(\alpha)$ в электрический $U_K(\alpha)$. Данный сигнал поступает на вход блока преобразования информации БПИ, где происходит его усиление.

Усиленные электрические сигналы $U(\alpha)$ и $U_K(\alpha)$, с выходов измерительного и компенсационного каналов соответственно, подвергаются операции деления. На выходе наблюдается сигнал, пропорциональный отношению потоков излучения. По полученному отношению можно судить о наличии деформации конструкции и ее величине.

На рис. 2 представлен общий вид ВОДФ.

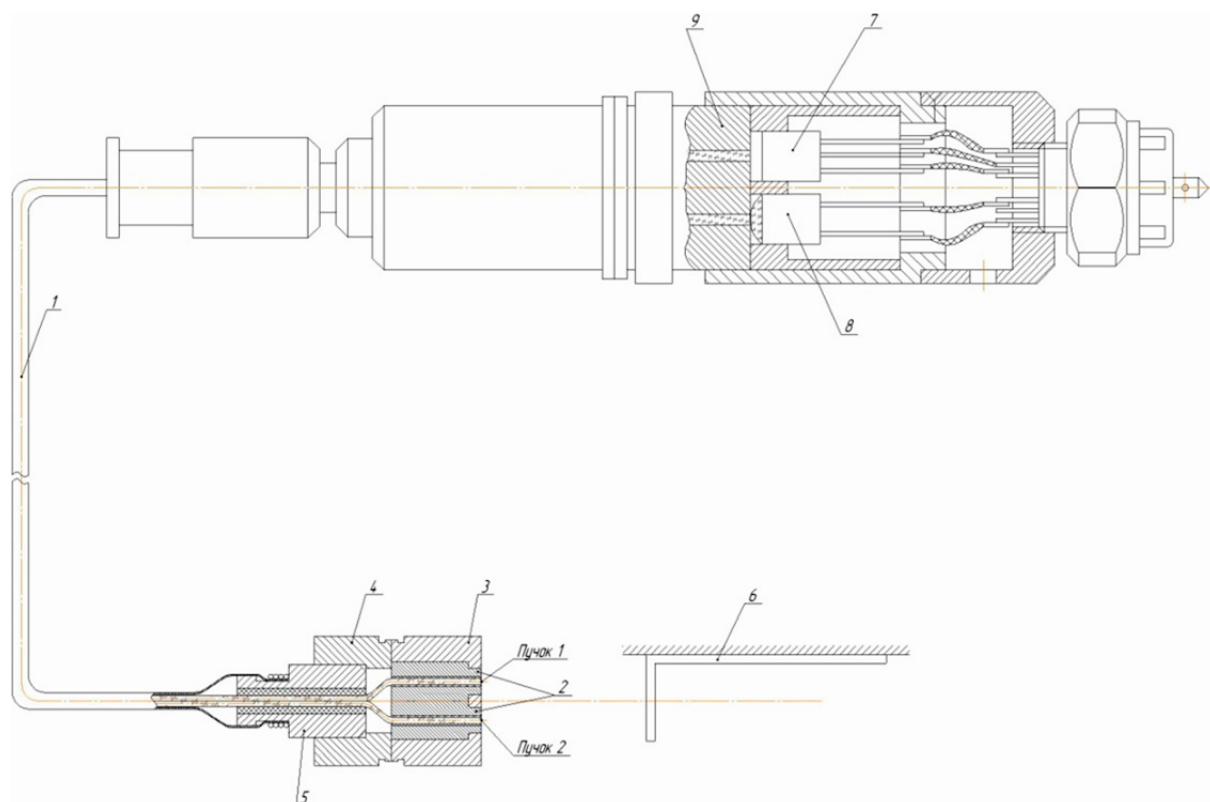


Рис. 2. Конструктивное исполнение волоконно-оптического датчика деформации

Расстояния x_0 от ПОВ и ООВ до зеркальной поверхности упругого элемента были выбраны из условия наиболее эффективного ввода оптического излучения: $x_0=6,5$ мм. Также, для выполнения условия эффективного ввода излучения в ООВ были выбраны следующие оптические и конструктивные параметры:

- геометрические параметры упругого элемента: ширина $b=4$ мм; длина $l=21$ мм; толщина $h=0,25$ мм;
- диаметр сердцевины оптических волокон $d_c=0,2$ мм;
- материал волокон: кварц с показателем преломления $n=1,47$.

Крепление упругого элемента производится жестко на поверхности наблюдаемого объекта.

В качестве упругого элемента используется плоская пружина, имеющая загиб с одного края на угол равный 90° , обладающая более высокой чувствительностью к нагрузкам по сравнению с упругими подвесами других типов.

Так как ВОДФ работает при переменных напряжениях, в широком температурном диапазоне с циклическим изменением температуры окружающей среды, то отражатель выполнен из стали 36НХТЮ, наиболее полно удовлетворяющей этим и ряду других условий.

Корпус 3 и крышка 4 имеет цилиндрическую форму. Упругий элемент 6 жестко крепится на поверхности наблюдаемой конструкции. Для того чтобы ООВ не сломались, в месте максимального изгиба они помещены в две фторопластовые трубки 2, вклеенные во втулку 5.

Фотоблок представляет собой держатель 9, в который вклеены светодиод 7, рабочий и компенсационный фотодиоды 8. Фотоблок присоединяется к БПИ с помощью розетки типа МР1-10-5-В. К контактам розетки подпаиваются выводы светодиода и фотодиодов.

Трехмерный вид ВОДФ представлен на рис. 3.

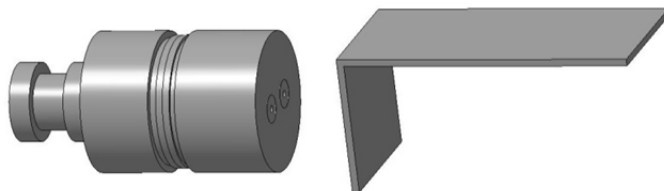


Рис. 3

К достоинствам ВОДФ следует отнести высокую чувствительность преобразования, так как потери светового потока в зоне измерения здесь незначительные. В то же время, неточная юстировка ПОВ и ООВ относительно чувствительного элемента, изменение геометрических размеров чувствительного элемента при изменении температуры окружающей среды могут привести к погрешности измерения. Большинство погрешностей ВОДФ данного типа могут быть уменьшены, если в датчике предусмотрен компенсационный канал. Это позволит компенсировать изменение мощности излучения светодиода, чувствительности фотодиода при изменении температуры окружающей среды и неинформативные потери светового потока при изгибах волоконно-оптического кабеля.

1 Бусурин В.И., Носов Ю.Р. Волоконно-оптические датчики: Физические основы, вопросы расчета и применения. — М.: Энергоатомиздат, 1990.

2 Мурашкина Т.И. Теория, расчет и проектирование волоконно-оптических измерительных приборов и систем: Учебное пособие. — Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 1999.

3 Мурашкина Т.И., Бадеева Е.А., Гориш А.В., Котов А.Н., Пивкин А.Г. Теоретические основы проектирования амплитудных ВОД давления с открытым оптическим каналом: Монография. — М.: МГУЛ, 2004. — 246 с.

4 Крупкина (Бростилова) Т.Ю., Мурашкина Т.И., Пивкин А.Г. Распределение мощности светового потока в пространстве волоконно-оптического преобразователя // Датчики и системы. — 2005 — №8. с.5-7

УДК 538.5

ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СЕЙСМИЧЕСКИХ ВОЛН В ЗОНЕ ЛИСТВЕННОГО ЛЕСА

Н. В. Прокина

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. Рассматривается применение метода автономных блоков при моделировании процессов распространения сейсмических волн в земной поверхности лиственного леса. Метод учитывает неоднородность среды распространения волнового поля. Математическая модель позволяет оценить затухание и изменение фазы распространения.

ния сейсмических волн различных частот во всех направлениях распространения. Исследование будет полезно в создании адаптивных алгоритмов обнаружения для сейсмических средств охраны.

Ключевые слова: математическое моделирование, метод автономных блоков, сейсмические волны

Abstract. The application of autonomous blocks method in the simulation of seismic wave propagation in the Earth's surface of deciduous forest is considered. The method takes into account the environment propagation heterogeneity of the wave field. Mathematical model will evaluate the attenuation and phase shift of different frequencies seismic waves in all propagation directions. The study will be useful in adaptive algorithms creation for seismic detection.

Key words: mathematical modeling, autonomous blocks method, seismic wave.

Введение

Большую угрозу различным объектам и жизни людей в настоящее время все чаще представляют террористические акты. Поэтому, решая проблемы по противодействию им, необходимы достижения и технологии в области обеспечения безопасности, в том числе и технических средств, контролирующих перемещения террористических групп. Анализ современных отечественных и зарубежных охранных систем показал, что в них в качестве базового используется сейсмический принцип обнаружения. Однако сейсмические средства обнаружения в настоящее время в лесной зоне не применяются вследствие отсутствия соответствующих алгоритмов работы таких систем в таких местностях. Это связано со слабоизученными процессами формирования и распространения волнового поля в местностях сложной структуры. Предлагается применение математического моделирования методом автономных блоков для исследования распространения сейсмических волн в лесной зоне [1].

Эксперимент

Для построения математической модели и оценки ее достоверности был проведен эксперимент, а затем было выполнено моделирование для грунта и параметров среды, аналогичных тем, что были при этом эксперименте. Расположение сейсмоприемников (СП) при проведении эксперимента по изучению распространения сейсмических волн в лесной поверхности показано на рис. 1.

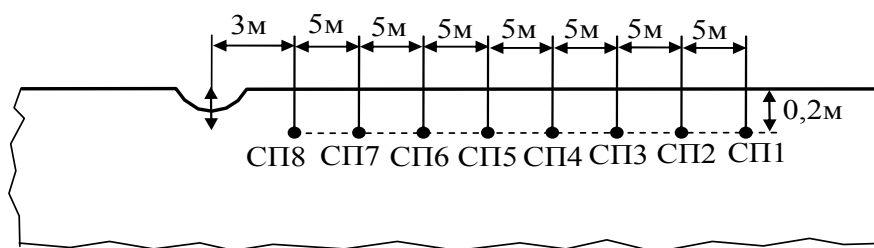


Рис. 1. Расположение сейсмоприемников (СП) при проведении эксперимента на лесной поверхности

Условия проведения эксперимента. Лиственный лес, ветер 1,5м/с, температура воздуха +22⁰С. Восемь сейсмических приемников установлены в линию на глубине 20см на расстоянии 5м друг от друга. Средний диаметр ствола дерева у основания 0,28м. Среднее расстояние между деревьями 3,5м. Плотность посадки в среднем одно дерево на 12м². Между большими деревьями мелкие заросли кустарного типа – малого диаметра и частой посадки. От ствола в грунт сразу расходится корневая система в разные стороны, заглубления самого ствола в грунт практически нет.

На расстоянии трех метров от восьмого датчика были выполнены тестовые удары лопатой по грунту. Для записи сигналов использовалась аппаратура: переносной компьютер Panasonic CF-19 с встроенной аккумуляторной батареей, 16-ти разрядное АЦП марки National Instruments USB-6259, девять сейсмических приемников марки GMT12.5 с усилителем по току с частотой среза 1000 Гц.

Все сигналы зарегистрированы с частотой дискретизации 5000 Гц.

Моделирование распространения сейсмических волн в лесной зоне

Математическое моделирование проводилось методом автономных блоков с виртуальными каналами Флоке[1-3]. Все данные для модели взяты из эксперимента для заданного лиственного леса. На рисунке 2 показана расчетная схема участка лесной поверхности для математического моделирования методом автономных блоков распространения сейсмических волн в земной поверхности.

Параметры математической модели: геометрические размеры моделируемого участка лесной поверхности – квадрат со стороной 100м; высота моделируемого воздушного слоя – $h_1 = 0,5\text{м}$; глубина почвенно-растительного слоя – $h_2 = 1,0\text{м}$; суглинок – $h_3 = 4,0\text{м}$; твердая глина – $h_4 = 10,0\text{м}$; размеры поверхности динамического нагружения $a_1 = b_1 = 0,5\text{м}$; плотность посадки деревьев – $u_1 = u_2 = 3,5\text{м}$; диаметр деревьев – $d_1 = 0,28\text{м}$; диаметр корневой системы $d_2 = 0,8\text{м}$.

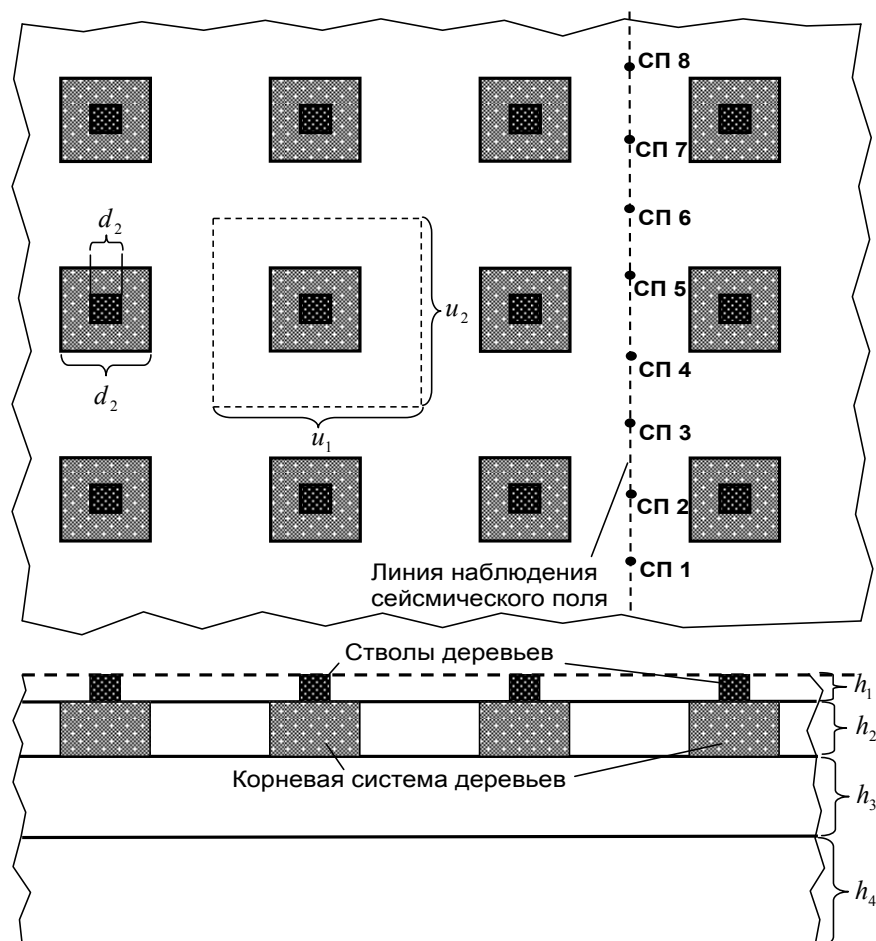


Рис. 2. Расчетная схема лесной поверхности: h_1 – воздух, h_2 – почвенно-растительный слой, h_3 – суглинок, h_4 – твердая глина

Значения плотности для материалов, модуля Юнга и модуля сдвига приведены в табл. 1. Коэффициенты поглощения продольных и сдвиговых упругих волн: $\alpha_l = 0,12^{-1}$, $\alpha_t = 0,06^{-1}$. Спектральная плотность сейсмического сигнала динамического нагружения показана на рис. 3. Доминирующей в спектре является частота $f = 20$ Гц.

Таблица 1

Материал	Плотность, ρ , кг/м ³	Модуль Юнга, E , МПа	Модуль сдвига, G , МПа
Почвенно-растительный слой	1550	16	8
Суглинок	1700	28	14
Твердая глина	1800	45	22,5
Древесина	660	2000	1000
Корневая система дерева	1000	500	250

На рис. 3 показаны некоторые экспериментальные и теоретические сейсмические сигналы для точек установки сейсмоприемников с номерами 1, 2, 4, 6, 8 (как показано на рис. 1, 2).

Теоретические сейсмические сигналы в точках наблюдения (рис. 1, 2) показаны на рис. 3, а, экспериментальные – на рис. 3, б. На теоретических графиках по оси ox – время в секундах, по оси oy – нормальная составляющая к поверхности земли скорость перемещение частиц. На экспериментальных графиках по оси oy – время в секундах, по оси oy – показания датчика. Расчетные значения перемещения частиц нормированы к показаниям датчика в точке СП 8 – это позволяет сравнивать теоретические результаты с экспериментальными результатами. Нужно отметить, что в целом наблюдается совпадение уровней амплитуд соответствующих теоретических и экспериментальных сигналов. Это подтверждает достоверность построенной математической модели и дает возможность ее использования в дальнейших исследованиях.

Важными параметрами для разработки сейсмической системы и построения алгоритмов обнаружения является затухание волнового поля и фазовые изменения.

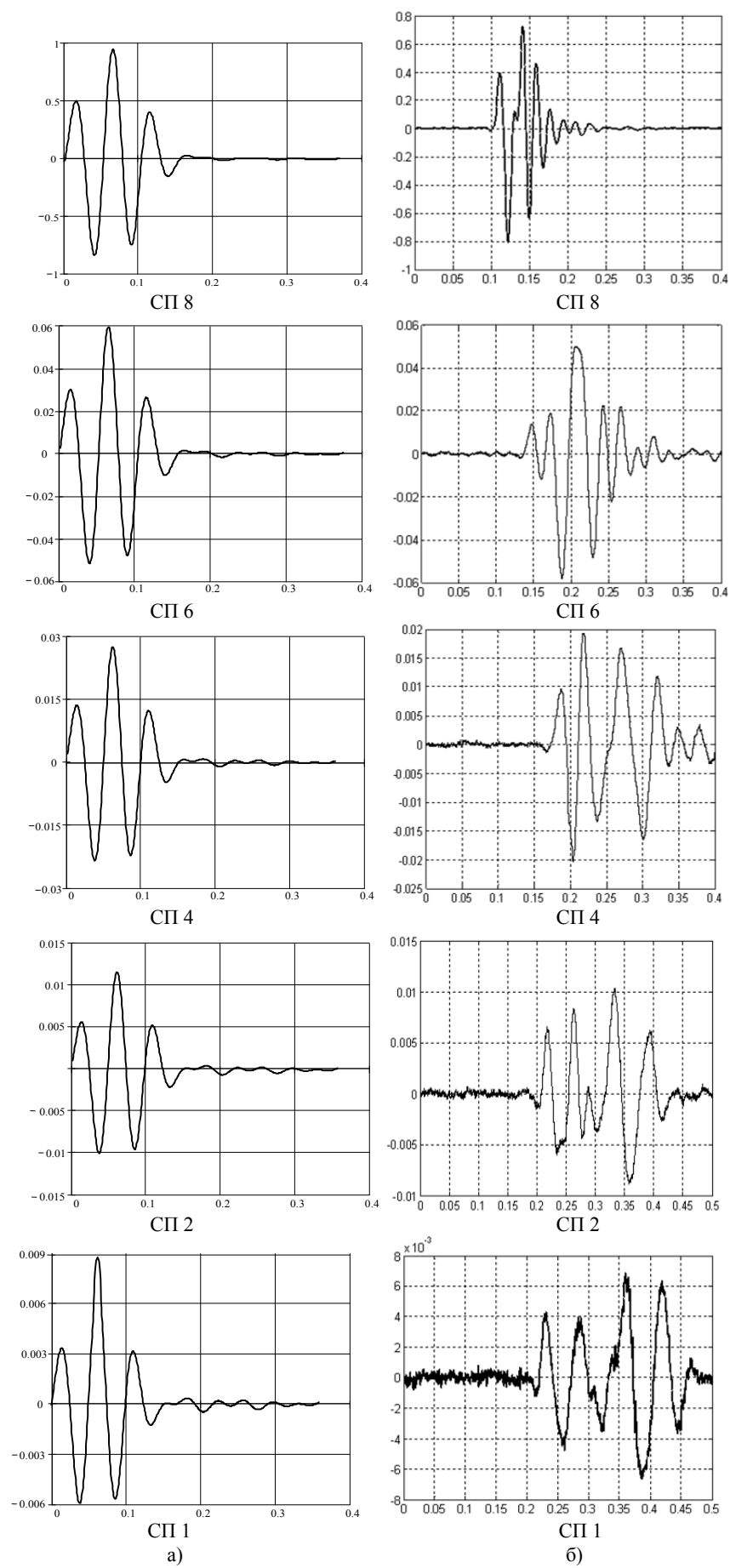


Рис. 3. Теоретические (а) и экспериментальные (б) сейсмические сигналы

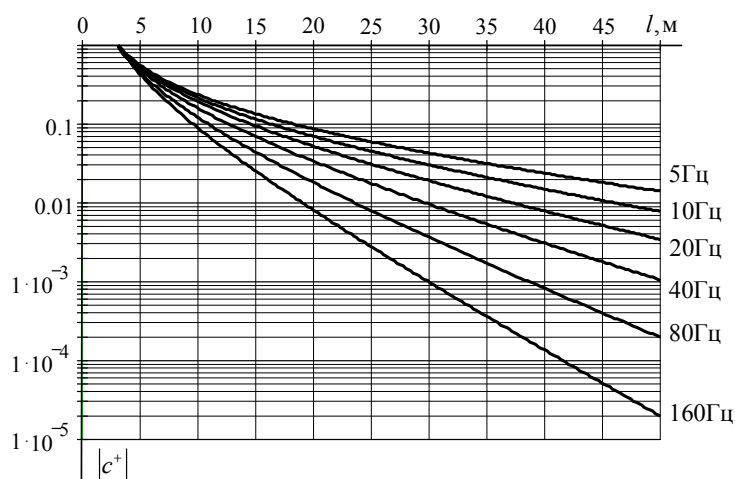


Рис. 4. Затухание сейсмических волн для различных частот на лесной поверхности в логарифмическом масштабе

В результате моделирования получены графики затухания сейсмических волн для различных частот в логарифмическом масштабе (рис.4). На рис. 4 видно, что вблизи источника распространения волны на всех частотах затухают быстрее. Кроме того, грунт выступает как природный фильтр нижних частот.

Для источников полезных сейсмических сигналов (человек, техника) доминирующей частотой является 20 Гц. Потому для дальнейших исследований эта частота берется за основу.

По графикам (рис. 5) фазовых характеристик волн различных частот нужно отметить, что для низких частот характерны меньшие фазовые изменения.

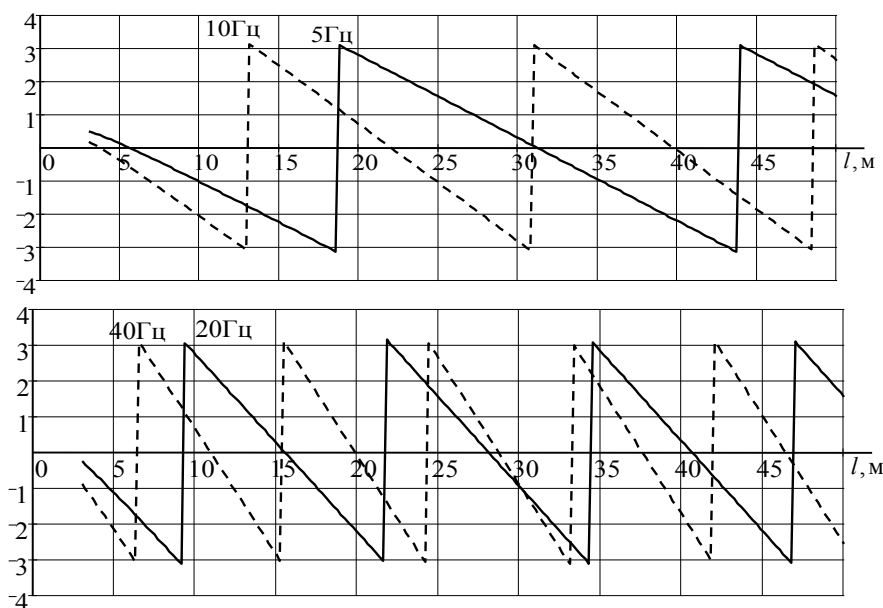


Рис. 5. Изменение фазы сейсмических волн для различных частот на лесной поверхности

В целом периодическая модель лесной поверхности адекватна записям реальных сигналов. Но нужно отметить, что в реальных условиях лес не структурирован, а имеет чаще всего хаотическую природу расположения деревьев. Предлагается проанализировать вероятностную модель лесной поверхности.

Вероятностная модель лесной поверхности

Вероятностная модель лесной поверхности строится следующим образом. Пусть координаты дерева (x, y) в периодической структуре (рис.6) являются величинами случайными и случайные координаты дерева (x, y) в лесу распределены по нормальному закону [4]:

$$f_{x_i}(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-x_i)^2}{2\sigma_x^2}\right), \quad f_{y_i}(y) = \frac{1}{\sigma_y \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(y-y_i)^2}{2\sigma_y^2}\right),$$

где $f_{x_i}(x)$, $f_{y_i}(y)$, – плотности вероятностей соответственно по координатным осям x и y ; x_i , y_i – математические ожидания случайных величин x и y (совпадают с координатами деревьев в периодической детерминированной модели леса), σ_x , σ_y – среднеквадратические отклонения случайных величин.

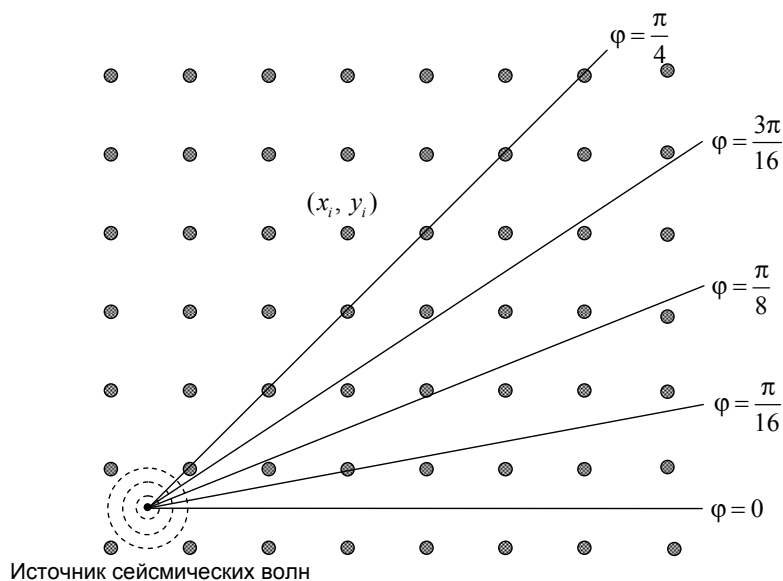


Рис. 6. Направления наблюдения сейсмического поля на лесной поверхности

Вероятностная модель является имитационной. Используется генератор случайных чисел, распределенных по нормальному закону, для имитации случайных величин x и y (координаты деревьев в вероятностной модели). На первом этапе, с помощью детерминированной модели, определяется скорость частиц волнового процесса как функции от расстояния распространения волны. На втором этапе вероятностного моделирования определяется реализация случайных функций падающих волн $|c^+(x, y)|$. Здесь учитывается нормальное распределение случайных величин x и y , полученное из имитации. Затем по реализациям случайных функций $|c^+(x, y)|$ определяются математические ожидания случайной величины падающей волны $|c_m^+|$.

Зависимости математического ожидания $|c_m^+|$ затухания сейсмических волн от расстояния до источника волн при различных направлениях распространения и значениях среднеквадратических отклонений координат деревьев σ_x , σ_y показано на рис. 7. Исследования влияния направления распространения проводились для доминирующей частоты спектра сигнала динамического нагружения 20Гц.

Из анализа графиков (рис.7) важно, что в периодической структуре расположения деревьев в узлах квадрата наибольшим затуханием обладает направление $\pi/4$, поскольку на пути распространения волны встречаются преграды в виде деревьев. А распространение волны вдоль просеки является наилучшим направлением для приема сигнала сейсмической системой обнаружения. Здесь просека выступает как своеобразный волновод. Можно сделать вывод, что если предполагается вести обнаружение в просеке неструктурированного леса или в структурированном искусственно созданном лесу, следует выбирать для установки системы направление распространения волны вдоль просеки и использовать именно его в алгоритмах.

Таким образом, при увеличении значений среднеквадратического отклонения координат деревьев от положений в периодической структуре зависимость затухания сейсмических волн от направления распространения разрушается. При среднеквадратических отклонениях $\sigma_x = \sigma_y = 2,0$ м лес уже на расстоянии 38м можно рассматривать как изотропную сейсмическую среду.

Выводы

Моделирование распространения сейсмических волн в лесной местности проводилось в соответствии с проведенным экспериментом для оценки адекватности разработанной методики моделирования в исследованиях гетерогенных структур. Сравнение математических расчетов с экспериментальными сигналами подтверждают достоверность математического моделирования. Оценено влияние направления рас-

пространения сейсмической волны в лесной местности. В периодической структуре расположения деревьев наибольшим затуханием обладает направление $\pi/4$.

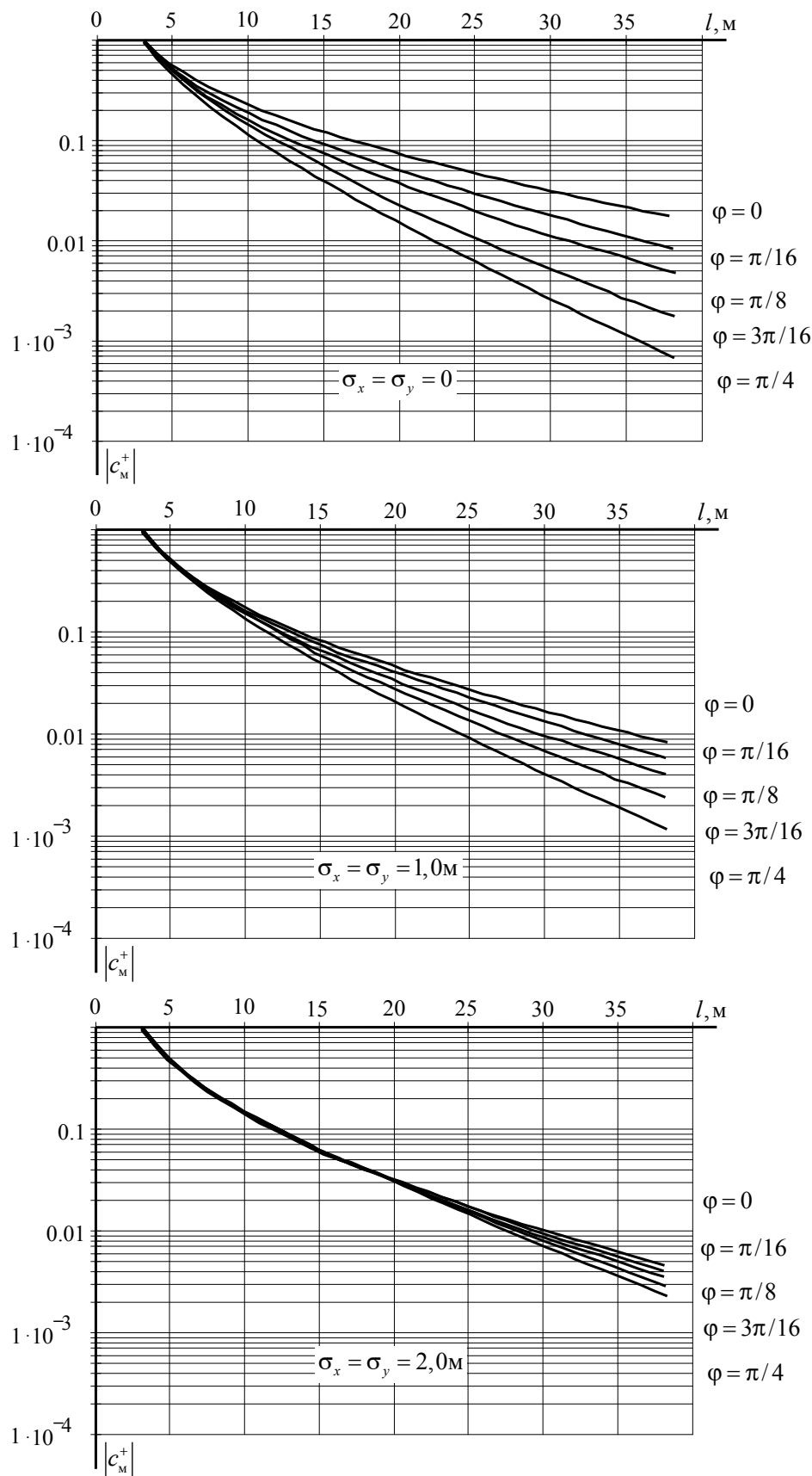


Рис. 7. Зависимость затухания сейсмических волн от направления распространения и среднеквадратического отклонения координат деревьев: $f = 20 \text{ Гц}$

Выполнено моделирование лестной местности при непериодическом расположении деревьев моделируемой лесной местности. Случайные координаты каждого дерева распределялись по нормальному закону в разных задаваемых областях значений. Анализ показал, что при увеличении значений среднеквадратического отклонения координат деревьев от положений в периодической структуре зависимость затухания сейсмических волн от направления распространения сейсмических волн уменьшается, и лес по характеристикам приближается к изотропной сейсмической среде.

Информация будет полезна разработчикам сейсмических систем в построении алгоритмов обнаружения и выборе места установки сейсмических датчиков при работе системы в лесной местности.

1. Голованов, О.А. Математическое моделирование волновых процессов в акустических устройствах на основе декомпозиционного алгоритма. / О.А. Голованов, В.В. Смогунов, А.И. Грачев // Вестник Пермского университета. Математика, механика, информатика. - 2008. - Выпуск 4(20). - С.92-101.

2. Кичкидов, А.А. Математическое моделирование распространения и затухания волновых процессов в двухфазовых гетерогенных структурах методом автономных блоков. / А.А. Кичкидов, О.А. Голованов, А.А. Туманов, А.М. Мазур // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. - 2009. - №4. - С. 17-21.

3. 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.

4. Вентцель, Е.С. Теория вероятностей / Е.С. Вентцель. - М.: Физ.-мат., 1962. - 637 с.

УДК 621. 32

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗНАЧЕНИЙ ВХОДНЫХ И ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ АМПЛИТУДНЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ, ОБЪЕДИНЯЕМЫХ В ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СЕТИ СБОРА ДАННЫХ

Т. Ю. Бростилова, Т. И. Мурашкина

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. Рассмотрен вопрос энергетических потерь информационно-измерительных систем. Определены суммарные потери в оптических каналах. Приведены примеры возможных пар источник-приемник излучения, обеспечивающих энергетический баланс оптической мощности на входе и выходе участка сети сбора данных

Ключевые слова: волоконно-оптические сети сбора данных, оптический канал, световод, мощность.

Abstract. The question of power losses of information and measuring systems is considered. Total losses in optical channels are defined. Examples of possible pairs source receiver of the radiation, providing power balance of optical capacity on an entrance and an exit of a site of a network of data collection are given

Key word: fiber-optical networks of data collection, optical channel, light guide, capacity.

Основной вклад в энергетические потери системы вносят: узлы ввода оптического излучения (из источника излучения ИИ в оптическое волокно ОВ и из ОВ в приемник излучения ПИ); неоднородности в точках деления-объединения (сварки, склейки) оптической мощности в разветвителях и переключателях; затухание излучения в световодах в оптическом кабеле; потери на стыках “разъем-разъем” в оптических разъемах; информативные и неинформативные потери оптической мощности в измерительных преобразователях.

Очевидно, что для определения входных и выходных параметров измерительного преобразователя необходимо знать минимально необходимую вводимую в систему мощность, которая определяется мощностью ИИ, порогом чувствительности ПИ, потерями в узлах соединения ИИ и ПИ с ОВ, потерями в самом волокне, соединителях и разветвителях (переключателях) и других элементах оптической схемы (если таковые имеются). При этом на первый план выдвигаются проблемные вопросы выбора элементной базы отдельных структурных единиц волоконно-оптической сети сбора данных (ВОССД).

Очевидно, что максимальные потери мощности излучения происходят в ВОССД с датчиками отражательного типа ввиду значительных информативных и неинформативных потерь в зоне измерения. Поэтому в качестве примера рассмотрим участок ВОССД с временным мультиплексированием и датчиками отражательного типа, расчетная схема которой представлена на рис. 1.

Сигнал от ИИ до ИП проходит оптический разъем ОР1, представляющий собой стык “розетка-вилка” (первый узел юстировки), причем в розетке закреплен излучающий торец ИИ, вилкой оконцовано оптическое волокно ОВ1. Разъем ОР1 вносит потери η_1 , оптическое волокно ОВ1 - η_2 .

По оптическому волокну ОВ1 оптический сигнал поступает в разветвитель Р, где световой поток с выхода ОВ1 распределяется на N оптических волокон в равных долях. В системе используется N измерительных преобразователей, соответственно количество разветвлений равно $(N-1)$. При этом каждое разветв-

ление вносит потери. Далее оптический сигнал по соответствующему ОВ волоконно-оптического кабеля ВОК1, вносящему потери η_4/N , через оптический разъем ОР2, вносящему потери η_5 , поступает в зону измерения ИП, где вносятся информативные и неинформативные потери η_6 . Из зоны измерений сигнал проходит обратный путь через оптический разъем ОР3, вносящий потери η_7 , оптическое волокно кабеля ВОК2 с потерями η_8/N , переключатель (соединитель) ОП, каждый узел сварки которого вносит потери.

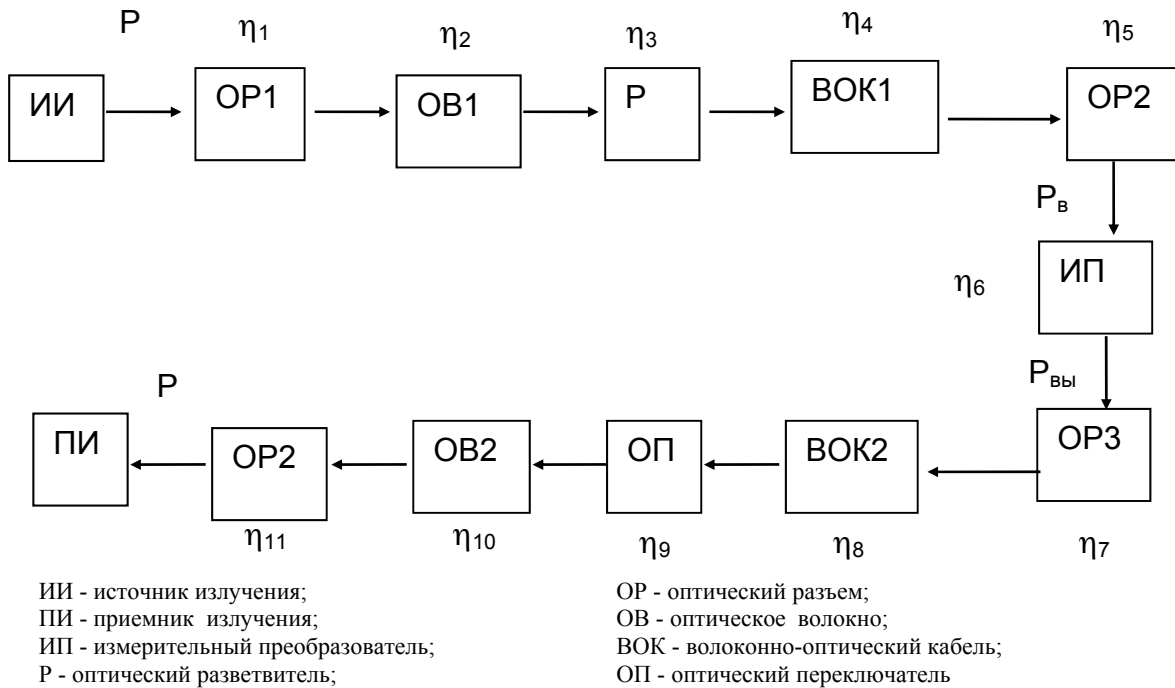


Рис. 1. Расчетная схема участка ВОССД с амплитудным волоконно-оптическим преобразователем.

Затем по оптическому волокну ОВ2, вносящему потери η_{10} , сигнал через оптический разъем ОР4 поступает на ПИ. Разъем ОР представляет собой стык “вилка-розетка” (второй узел юстировки), причем вилкой оконцовано оптическое волокно ОВ2, а в розетке закреплен приемный торец ПИ.

Суммарные потери определяются

$$\eta_{\Sigma} = \eta_1 + \eta_2 + \eta_3 + \eta_4 N + \eta_5 N + \eta_6 N + \eta_7 N + \eta_8 N + \eta_9 + \eta_{10} + \eta_{11},$$

где $(\eta_2 + \eta_{10} + \eta_4 N + \eta_8 N)$ - потери на всем участке ВОССД в ОВ.

Длина оптических волокон ОВ1 и ОВ2 ничтожно мала (не более 1м), поэтому можно допустить, что $\eta_2 \approx \eta_{10} \approx 0$, тогда потери в ОВ составят $(\eta_4 + \eta_8)N = (0,02...0,04)N$ дБ.

Значительны потери в ОР1, так как здесь осуществляется ввод пучков света ИИ, апертурный угол которых намного превосходит апертурный угол ОВ. Здесь потери по литературным источникам оцениваются в 10...11 дБ, то есть $\eta_1 = 10...11$ дБ [22]. Потери в оптических разъемах ОР2 и ОР4 значительно меньше $\eta_5 \approx \eta_{11} \approx \eta_7 \approx 1...2$ дБ. Тогда $\eta_5 + \eta_{11} + \eta_7 \approx 3...6$ дБ.

По экспертным оценкам в точках сварки оптических соединителей и разветвителей потери составляют 0,5...0,7 и 2 дБ соответственно. Ввиду того, что количество точек разветвления (объединения) равно $(N-1)$, соответственно суммарные потери в них составят $\eta_3 = 2(N-1)$ дБ,

$$\eta_9 = (0,5-0,7)(N-1) \text{ дБ.}$$

Имеем

$$10 + 0,02N + 3 + 2(N-1) + 0,5(N-1) + 7N = (10,5 + 9,52N) \text{ дБ} \approx 10(N+1) \text{ дБ,}$$

$$11 + 0,04N + 6 + 2(N-1) + 0,7(N-1) + 10N = (14,3 + 12,74N) \text{ дБ} \approx 13(N+1) \text{ дБ.}$$

Суммарные потери в оптических трактах в зависимости от количества разветвлений N приведены в табл. 1.

Таблица 1

N , шт.	1	2	3	4
η_{Σ} , дБ	20-26	30-39	40-52	50-65

Чувствительность отечественных ПИ лежит в пределах от минус 38 до минус 56дБ. Для надежной работы линии необходимо обеспечить энергетический баланс оптической мощности тракта “ИИ - ПИ”. Расчеты необходимой мощности излучения ИИ в зависимости от потерь в тракте для нескольких вариантов чувствительности приемников приведены в табл. 2.

Таблица 2

Чувствительность	Потери в тракте, дБ	РВВЕД, мВт	РИИ, мВт
минус 42	+37,0	0,35	44
	+40,0	0,63	7,92
минус 45	+37,0	0,178	2,24
	+40,0	0,316	3,97
	+37,0	0,112	1,4
минус 47	+40,0	0,19	2,39
	+42,5	0,35	44
	+45,0	0,63	7,92

При использовании ПИ с чувствительностью около 45 дБ (минимально обнаружимая мощность 50 мВт) вводимая в волокно для надежной работы ВОССД оптическая мощность должна составлять минус 5 дБ. С учетом потерь в линии минимальная оптическая мощность ИИ должна составить 0,63 мВт:

$$-38 + 20 = -18 \text{ дБ,}$$

$$-56 + 40 = -16 \text{ дБ,}$$

$$-10\lg = -18 \text{ дБ,}$$

$$\text{РИИ} = 0,63 \text{ мВт.}$$

Учитывая, что при вводе излучения в ОВ от ИИ потери η_1 достигают 10...11 дБ, необходимо обеспечить уровни минимально вводимой в волокно мощности 0,05...0,1мВт.

В качестве примера в табл. 3 приведены возможные пары ИИ-ПИ, обеспечивающие энергетический баланс оптической мощности на входе и выходе участка ВОССД.

Таблица 3

Передающая часть			Приемная часть	
Тип излучателя	Мощность излучения, дБм (мВт)	Тип волокна	Тип приемника	Чувствительность приемника, дБ
ИЛПН-206-1	минус 10 (0,1)	многомодовое $\lambda = 1,3 \text{ мкм}$ (0,85мкм)	ПРОМ-364	минус 56
ПОМ-363	минус 15 (0,03)			
	минус 3 (0,5)	многомодовое $\lambda = 1,3 \text{ мкм}$ (0,85мкм)	ПРОМ-364	минус 56
ИЛПН-206-1	минус 3 (0,5)	многомодовое $\lambda = 1,3 \text{ мкм}$ (0,85мкм)	ФД-119	минус 38
ПОМ-14	минус 3 (0,5)	многомодовое $\lambda = 1,3 \text{ мкм}$ (0,85мкм)	ФД119	минус 38

Наиболее оптимальным можно считать сочетание следующих свето- и фотодиодов: 3Л107Б - ФД256, 3Л107Б - КФДМ, 3Л107Б - ФД-20-32К, 3Л119 - ФД19КК и т.п.

По аналогии с электрическим интерфейсом традиционных датчиков оптический интерфейс обеспечивается стандартизацией параметров оптического сигнала.

В табл. 4 приведены стандартизируемые параметры оптических сигналов на входе и выходе ИП ВОД.

Таблица 4

Элемент	Потери (затухание на 1 элемент), дБ	Количество элементов в тракте, шт.	Суммарные потери (затухание), дБ
Оптический разъем ОР1 (ввод излучения от ИИ в ОВ)	10-11	1	$\eta_1=10-11$
Волоконно-оптический кабель ВОК, в том числе ОВ1, ВОК1, ВОК2, ОВ2 (длина одиночного оптического волокна 100 м)	0,1-0,4 дБ/км	0,1х2N (км)	$\eta_2+\eta_{10}+\eta_4N+\eta_8N=$ $= (0,02-0,04)N$ при условии, что $\eta_2 \approx \eta_{10} \approx 0$ $\eta_5 + \eta_7 + \eta_{11} = 3-6$
Оптические разъемы ОР2, ОР3, ОР4 (ввод излучения от ВОК1 в ИП и от ОВ2 в ПИ)	1-2	3	$\eta_3 = 2(N-1)$
Разветвитель Р (потери на разветвление)	2	N-1	$\eta_9 = (0,5-0,7) \times (N-1)$
Соединитель С (потери в точках соединения)	0,5-0,7	N-1	$\eta_6N = (5-7)N$ (непрерывного типа)
Измерительный преобразователь ИП (с учетом потерь на ввод излучения из зоны измерения в ОР2)	5-7 (непрерывного типа) 7-10 (релейного типа)	N	(7-10)N (релейного типа)

1 ГОСТ Р В 50899-96. Сети сбора данных волоконно-оптические на основе волоконно-оптических датчиков. Общие требования. - М.: Изд-во стандартов, 1997. - ДСП. -117 с.

2 Иванов В.И., Аксенов А.И., Юшин А.М., Полупроводниковые оптоэлектронные приборы: Справочник. 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Энергоатомиздат, 1997. - 227 с.

3 Основы волоконно-оптической связи: Пер. с англ. / Под ред. Е.М. Дианова. - М.: Сов. радио, 1980. - 232 с.

УДК 615.47-114:616-07-08

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В КОМПЬЮТЕРНОЙ ДИАГНОСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ «КАРДИОВИД»

А. Г. Иванчуков, Д. С. Логинов, А. Е. Моисеев, А. С. Сергеев

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. В статье проведен анализ и описана подсистема информационной безопасности в компьютерной диагностической системе (КДС) «Кардиовид». Обозначены основные задачи защиты персональных данных пациентов. Приведена и описана схема защиты персональных данных пациентов в КДС «Кардиовид», а также схема установления защищенного соединения между клиентским местом и сервером приложений.

Ключевые слова: информационная безопасность, конфиденциальность, шифрование, контроль доступа, аутентификация, целостность, неотрекаемость, цифровой сертификат, электронная подпись.

Abstract. The article analyzes and describes the security subsystem in a computer diagnostic system (CDS) "Kardiovid." Outlined the main tasks of protection of personal data of patients. Lists and describes a protection of personal data of patients in the CDS "Kardiovid" and the scheme of establishing a secure connection between a client site and the application server.

Key words: information security, privacy, encryption, access control, authentication, integrity, non-repudiation, digital certificates, electronic signature.

Целью настоящей статьи является описание подсистемы информационной безопасности в КДС «Кардиовид».

С точки зрения обеспечения информационной безопасности и противостояния угрозам кибертерроризма наиболее актуальными задачами представляются:

1. Задача контроля и разграничения доступа к автоматизированному рабочему месту (АРМ) медицинского учреждения, поскольку сотрудники в зависимости от должности должны иметь доступ только к определенным клиентским модулям КДС и соответствующим им типам персональных медицинских сведений.

2. Задача защиты информации при обмене данными между АРМ медицинского учреждения и серверной частью, поскольку каналы передачи информации могут проходить через неконтролируемую территорию (медицинское учреждение территориально может располагаться в нескольких зданиях).

3. Задача защиты информации при обмене данными с информационными системами других медицинских учреждений.

4. Задача обеспечения юридической значимости электронных медицинских документов, обрабатываемых в КДС, с целью полного перехода от бумажного документооборота к безбумажному.

В соответствии с Федеральным законом №152 «О персональных данных» /1/ персональные данные пациента должны быть конфиденциальными и защищенными от незаконного прочтения или разглашения.

На рис. 1 представлена защита персональных данных пациентов в КДС «Кардиовид».



Рис. 1. Защита персональных данных пациентов в КДС «Кардиовид».

В соответствии с Федеральным законом «Об информации, информационных технологиях и о защите информации» /2/ передаваемая информация ограниченного доступа должна быть защищена. В данном случае, должны быть защищены персональные данные пациентов.

Данные в системе передаются по защищенному каналу связи (по протоколу SSL).

В электронном журнале на серверной части обеспечивается регистрация запросов пользователей системы к базе данных (БД) с электронной подписью (ЭП) запросившего.

Для обеспечения юридической значимости электронных медицинских документов, обрабатываемых в КДС, предполагается использование сервисов «доверенной третьей стороны» (ДТС) – технологии оказания доверенных электронных услуг различного назначения.

Предлагается использование следующих сервисов ДТС:

1. Центр сертификации – для выдачи сертификатов открытых ключей ЭЦП.
2. Служба «Электронного нотариата» – для проверки валидности сертификата открытого ключа.
3. Сервер точного времени – для предотвращения коллизий, связанных с несовпадением времени.

Для выполнения условий информационной безопасности необходимо обеспечивать:

1. Конфиденциальность;
2. Контроль доступа;
3. Аутентификацию;
4. Целостность;
5. Неотрекаемость.

Рассмотрим подробнее обеспечение информационной безопасности в КДС «Кардиовид».

1. Конфиденциальность.

Конфиденциальность обеспечивает защиту информации от несанкционированного прочтения как при хранении, так и при передаче.

Концепция КДС «Кардиовид» предполагает наличие удаленных рабочих мест в медицинских учреждениях и централизованного сервера приложений в областной больнице. Связь между сервером приложений и удаленными рабочими местами осуществляется через сеть Internet. Сервер приложений представляет собой высокопроизводительную ЭВМ со специализированным программным обеспечением, осуществляющим прием информации от удаленных рабочих мест, ее обработку и передачу результатов обратно, а также ведение базы данных с информацией, присылаемой со всех зарегистрированных рабочих мест. Взаимодействие между сервером приложений и удаленным рабочим местом осуществляется при помощи протокола https с использованием SSL-сертификата, что дает гарантию сохранения целостности и конфиденциальности информации на пути от удаленного рабочего места к серверу приложений.

К преимуществам данной системы можно отнести отсутствие необходимости оборудования каждого удаленного рабочего места мощным персональным компьютером и установки на него дорогостоящего спе-

специализированного программного обеспечения, защищенность передаваемой через Internet информации, а также накопление, хранение, анализ и обработка информации в режиме реального времени на сервере приложений.

Для осуществления SSL соединения необходимо, чтобы сервер приложений имел установленный цифровой SSL-сертификат. SSL-сертификат это файл, который уникальным образом идентифицирует пользователей и серверы /3/. При помощи SSL-сертификата производится аутентификация сервера приложений до того, как устанавливается сеанс SSL соединения. Обычно цифровой сертификат независимо подписывается и заверяется третьей стороной, что гарантирует его достоверность.

В соответствии федеральным законом о защите передаваемой информации /4/ передаваемая информация нуждается в шифровании.

Протокол SSL обеспечивает защищенный обмен данными за счет сочетания двух следующих элементов:

- Аутентификация. Цифровой сертификат привязан к конкретному домену сети Интернет, а центр сертификации проводит проверки, подтверждающие подлинность организации, а затем уже создает и подписывает цифровой сертификат для этой организации. Такой сертификат может быть установлен только на тот домен веб-сервера, для которого он прошел аутентификацию, что и дает пользователям сети Интернет необходимые гарантии.

- Шифрование. Шифрование – это процесс преобразования информации в нечитаемый для всех вид кроме конкретного получателя. Оно основывается на необходимых для электронной коммерции гарантиях конфиденциальности передачи информации и невозможности ее фальсификации.

SSL-сертификат Web-сервера содержит следующую информацию:

- домен сети Интернет, для которого выпущен этот сертификат;
- владелец сертификата;
- город, в котором зарегистрирована компания-владелец сертификата;
- срок действия сертификата.

При установлении сетевого соединения с сервером приложений, сервер производит запрос с Web-браузера на ПК удаленного пользователя, что осуществляется с помощью цифрового сертификата, после чего устанавливается защищенное соединение.

На рис. 2 показан порядок установления защищенного соединения между клиентским местом и сервером приложений.



Рис. 2. Порядок установления защищенного соединения между клиентским местом и сервером приложений

При установлении защищенной сессии по протоколу SSL Web-браузер проверяет следующие условия:

- соответствие доменного имени в расширенном имени сертификата тому домену, от которого идет запрос на защищенное соединение;
- ограничение времени действия сертификата;
- центр сертификации, подписавший сертификат домена, должен входить в число доверенных вашего Web-браузера.

Этапы этой процедуры проходят без пауз, прозрачно для удаленного пользователя. SSL-сертификат служит электронным документом, независимым образом заверяемым компанией-сертификатором. Компания-сертификатор гарантирует, что домен принадлежит именно этой реально существующей компании. Действующий SSL-сертификат дает удаленному пользователю гарантию конфиденциальности при передаче прошедшему аутентификацию узлу Интернет. Передача информации осуществляется защищенным образом.

При создании SSL-сертификата генерируется пара ключей – открытый и секретный. Секретный ключ устанавливается на сервере. На основе секретного ключа создается цифровая подпись, которая однозначно идентифицирует компанию – владельца SSL-сертификата. Парный открытый ключ устанавливается на Web-сервер и является частью SSL-сертификата. Открытый и секретный ключи связаны математической закономерностью, но не идентичны. При установлении соединения ПК удаленного пользователя с сервером приложений происходит запрос к открытому ключу SSL-сертификата сервера приложений и с помощью этого ключа шифруется посылаемая на сервер приложений информация. Этот процесс происходит мгновенно и незаметно для пользователя. Расшифровать эту информацию можно только с помощью секретного ключа сервера приложений. Это гарантирует конфиденциальность данных, передаваемых удаленным пользователем на сервер приложений.

Таким образом, в Internet-приложении системы осуществляется защита передаваемой информации и обеспечивается конфиденциальность при оказании медицинских услуг.

Сервер поддерживает одновременное подключение большого количества клиентов по протоколу TCP/IP. Количество подключений ограничено ресурсами компьютера, операционной системы, а также настройками политики администрирования.

2. Контроль доступа.

Контроль доступа обеспечивает разграничение прав доступа по группам пользователей. Средствами системы управления базой данных создается база администрирования, в которой хранятся имена и пароли пользователей, имеющих возможность доступа к данным пациентов медицинского учреждения. Имеется 3 вида пользователей: врачи, регистратура и пациенты. Первые обладают всеми правами; вторые – правами доступа к общему списку пациентов, лечащему врачу, а также имеют возможность добавления новых пациентов с доступными им полями; третьи – правами доступа только к своим методам лечения. При входе в систему представления данных запрашивается имя и пароль пользователя. Далее они сравниваются с имеющимися в базе администрирования, и при полном совпадении определяется тип пользователя и предоставляется определенный уровень доступа.

3. Аутентификация.

Аутентификация позволяет однозначно идентифицировать отправителя. Аутентификация может обеспечиваться электронной цифровой подписью (ЭЦП) и сертификатом /5/.

Свойства ЭЦП:

1. Подписать документ может только «законный» владелец подписи.
2. Автор подписи не может от нее отказаться.
3. В случае возникновения спора, возможно, участие третьих лиц (например, суда) для установления подлинности подписи.

К ЭЦП предъявляются два основных требования: высокая сложность фальсификации и легкость проверки. Также возможна проверка ЭЦП и контроль наличия не взломанной ЭЦП.

Для реализации ЭЦП могут быть использованы как классические криптографические алгоритмы, так и асимметричные, причем именно последние обладают всеми свойствами, необходимыми для ЭЦП.

4. Целостность.

Целостность обеспечивает защиту информации от несанкционированной модификации как при хранении, так и при передаче.

Целостность обеспечивается ЭЦП и имитозащитой. Имитозащита реализуется с помощью добавления к сообщению дополнительного кода, имитовставки, MAC, зависящей от содержания сообщения и секретного элемента, известного только отправителю и получателю (ключа). Закладка избыточности позволяет обнаружить внесенные в сообщение несанкционированные изменения.

$$T'' = (T, Y), \text{ где } Y = f(T, K).$$

Получатель проверяет выполнение условия:

$$Y = f(T, K),$$

где K - криптографический ключ, известный только отправителю и получателю. Сообщение подлинно, если условие справедливо, в противном случае сообщение отвергается. Пример имитовставки - контрольная сумма блоков сообщения по модулю некоторого числа (ключа).

5. Неотрекаемость.

Неотказуемость – неотрекаемость от авторства информации, а также факта ее отправки или получения. Неотказуемость можно гарантировать электронно-цифровой подписью и другими криптографическими средствами и протоколами.

Таким образом, в статье рассмотрена подсистема информационной безопасности КДС «Кардиовид», предложены основные алгоритмы защиты персональных данных пациентов. Данные алгоритмы позволяют обеспечить информационную безопасность конфиденциальных сведений пациентов.

1. Федеральный закон Российской Федерации от 27 июля 2006 г. N 152-ФЗ «О персональных данных».
2. Федеральный закон от 27 июля 2006 г. N 149-ФЗ "Об информации, информационных технологиях и о защите информации" (с изменениями от 27 июля 2010 г., 6 апреля, 21 июля 2011 г.).
3. Описание SSL сертификатов. <http://www.inssl.com/ssl-certificates-cat.html>
4. Федеральный закон от 14 февраля 2010 г. N 10-ФЗ "О внесении изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации по вопросам связи".
5. Ричард Э. Смит Аутентификация: от паролей до открытых ключей = Authentication: From Passwords to Public Keys First Edition. — М.: «Вильямс», 2002. — С. 432. — ISBN 0-201-61599-1

УДК 519.873

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ МЕТОДА РАЗЛОЖЕНИЯ НА СОБСТВЕННЫЕ ЧИСЛА

В. В. Козлов, Е. А. Ломтев, С. Б. Шахов

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. В статье рассматривается влияние различных факторов на определение параметров гармонического сигнала на основе метода разложения на собственные числа. Приведены зависимости результата моделирования метода. Оценены погрешности измерения амплитуды и частоты сигнала и сформулированы некоторые рекомендации по их уменьшению.

Abstract. It is considered influence of various factors on determination of parameters of a harmonious signal on the basis of decomposition on own numbers method. Dependences modeling results of a method. Estimated errors of measurement of amplitude and frequency of a signal and formulated some recommendations about their reduction.

Ключевые слова: метод разложения на собственные числа, виртуальный измерительный прибор, параметрические методы обработки информации, аппроксимация сигналов, авторегрессионная модель со скользящим средним.

Key words: Decomposition on own numbers method, virtual measuring device, parametric methods of measurement information processing, signals approximation, autoregressive moving - average model.

Одной из тенденций развития информационно-измерительной техники является переход от прямых методов измерения к косвенным и совокупным. При этом основная тяжесть в решении проблем переносится с аналоговых методов обработки измерительной информации на цифровые. Такой переход позволяет исключить из состава автоматизированных систем сложные и дорогостоящие аналоговые измерительные преобразователи.

Применение цифровых методов делает также возможным использование персонального компьютера, оснащенного стандартным АЦП, в качестве универсальной измерительной станции, способной совместить процессы получения и обработки измерительной информации. Такая станция может заменить целый ряд универсальных измерительных приборов. Часто ее называют виртуальным прибором.

Процесс измерения представляет собой оцифровку электрического напряжения и обработку по определенным алгоритмам полученных значений.

Во многих областях науки и техники перед исследователем возникает задача, как на основе данных, полученных на конечном интервале времени сформировать максимально достоверное представление об основных характеристиках исходного сигнала. Развитие цифровой вычислительной техники значительно расширило сферы применения численных методов к оценке параметров сигнала.

Наиболее распространенные и простые в реализации методы спектрального оценивания, такие как БПФ и подход Блэкмана–Тьюки, не дают необходимой точности. Исследования метода быстрого преобразования Фурье показывают, что погрешность определения амплитуды и частоты гармонического сигнала составляет 1.5-2%. Подход, часто называемый оценкой СПМ Блэкмана–Тьюки, имеет плохое разрешение

даже для слабозашумленных сигналов. Поэтому для определения параметров сигнала с высокой точностью необходимо использовать методы, которые лишены, или хотя бы менее подвержены этим недостаткам.

К одним из таких методов оценивания параметров сигнала принадлежит метод разложения на собственные числа, который основан на анализе собственных значений автокорреляционной матрицы или одной из матриц данных. Этот метод обеспечивает лучшие характеристики разрешения и оценивания параметров, чем другие параметрические методы, особенно при низких отношениях сигнал/шум, когда эти методы не в состоянии различить близкие по частоте синусоиды или другие узкополосные спектральные компоненты.

Алгоритм метода разложения на собственные числа, в своем оригинальном виде, требует сложных математических вычислений. В частности, самой трудоемкой задачей является определение минимального собственного числа автокорреляционной матрицы сигнала и соответствующего ему собственного вектора. Однако при современном развитии вычислительной техники представляется возможность реализовать данный алгоритм в некоторых программных средах. Моделирование проводилось в системе Matlab 7.0.

При моделировании входные параметры амплитуды варьировались в диапазоне от 0,1 до 1, а число периодов за время измерения - от 1 до 250. В связи с ограничением данного метода значение фазы сигнала определить не предоставляется возможным, несмотря на это в обучающей выборке значение фазы изменялось от 0 до π . Для оценки точности выбора параметров модели будем использовать значения относительной погрешности таких параметров сигнала как амплитуда и частота. Необходимо учесть условие, что все расчеты должны быть выполнены в относительных единицах.

Для оценки точности определения параметров гармонического сигнала были смоделированы различные влияющие факторы. Т.к. моделирование всех зависимостей проводилось параллельно, то значение остальных влияющих факторов кроме исследуемого устанавливалось либо по результатам других экспериментов, либо такими образом, чтобы исключить влияние этого параметра.

Квантование сигнала приводит к появлению равномерного шума, а так как на входе алгоритма обработки моделируется выходной сигнал двоичного АЦП, то число уровней квантования оказывает заметное влияние на точность определения параметров сигнала. Отсюда возникает задача определить число разрядов АЦП, при котором достигаются минимальные погрешности и не изменяются в дальнейшем.

Зависимость погрешности от числа разрядов приведена на рисунке 1а, из которого видно, что 8 - 12 разрядов АЦП является вполне достаточным, чтобы минимизировать погрешности при заданном уровне случайных помех. Использование более точного АЦП при приеме исследуемого сигнала является необоснованным, в данном случае, т.к. увеличивает стоимость АЦП, но не приводит к повышению точности вычисляемых характеристик сигнала. При этом погрешность остается стабильной на уровне 0,02% и 0,01% для амплитуды и частоты соответственно.

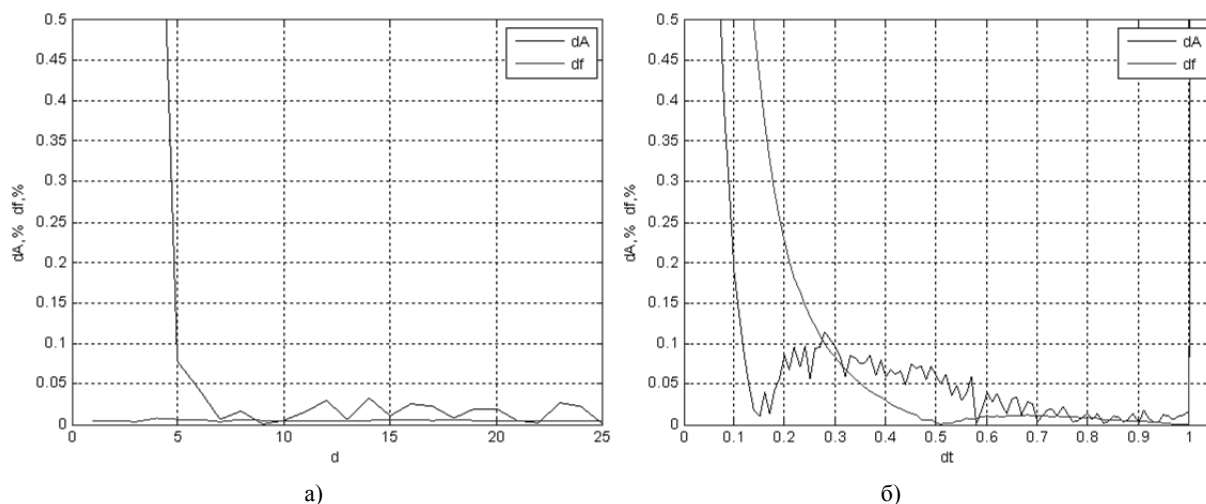


Рис. 1. Влияние числа разрядов АЦП на погрешность измерения амплитуды и частоты (а) и влияние шага дискретизации на погрешность измерения амплитуды и фазы (б)

В следующем эксперименте при фиксированном числе отсчетов ($N=1000$) изменялось значение шага дискретизации в диапазоне $0 < \Delta t \leq \frac{1}{2 \cdot f}$. При этом максимальный шаг принят за единицу и на графике (рисунок 1б) шкала Δt представлена в долях от максимального шага. Здесь опять видны ограничения частотного диапазона «снизу» и «сверху».

При исследовании влияния количества периодов за время измерения, показанного на рисунке 2а, было выявлено, что для стабильного определения параметров сигнала необходимо, чтобы количество перио-

дов сигнала было больше пятидесяти, при таком условии погрешности определения параметров находятся на уровне 0,05% и 0,01% для амплитуды и частоты соответственно.

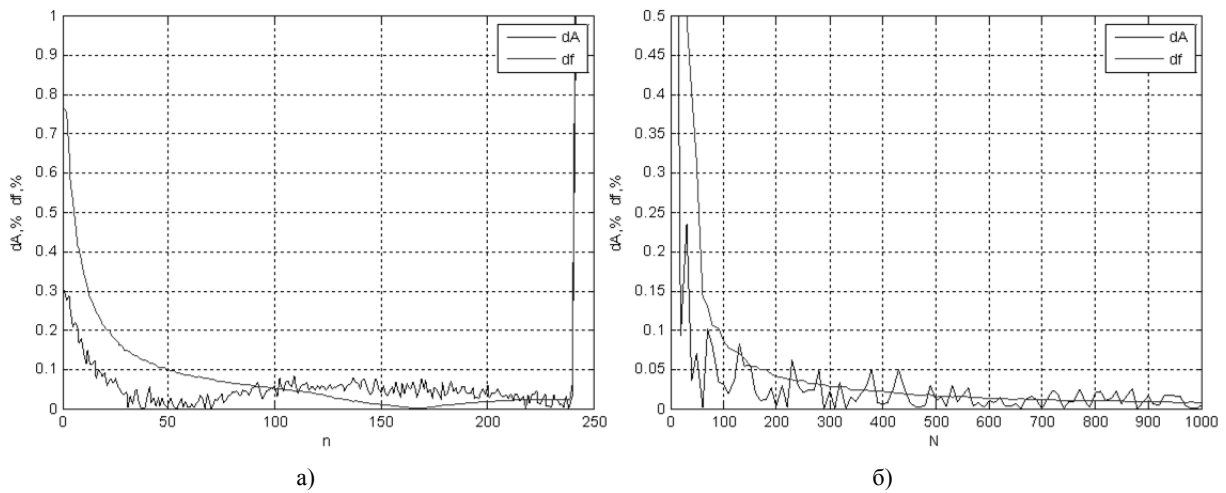


Рис. 2. Влияние числа периодов на погрешность измерения амплитуды и частоты (а) и влияние числа отсчетов сигнала на погрешность измерения амплитуды и частоты (б)

Число точек на период можно исследовать другим способом, зафиксировав число периодов измеряемого сигнала и меняя число отсчетов. Зависимость погрешностей измерения амплитуды и частоты синусоидального сигнала от количества отсчетов приведена на рисунке 2б. По характеру изменения графика можно сделать вывод, что при большом числе отсчетов погрешности начинают уменьшаться. Если принять верхнюю границу равной 1000 отсчетов, то получаем 50 точек на период, а количество отсчетов, которое необходимо для обеспечения стабильно низкой погрешности составляет 60-80. Это соответствует 3-4 точкам на период.

Значения погрешности от изменения амплитуды сигнала при обработке гармонического колебания в присутствии равномерного шума имеет вид, приведенный на рисунке 3а, при этом погрешность определения амплитуды 0,05% а частоты – 0,01%.

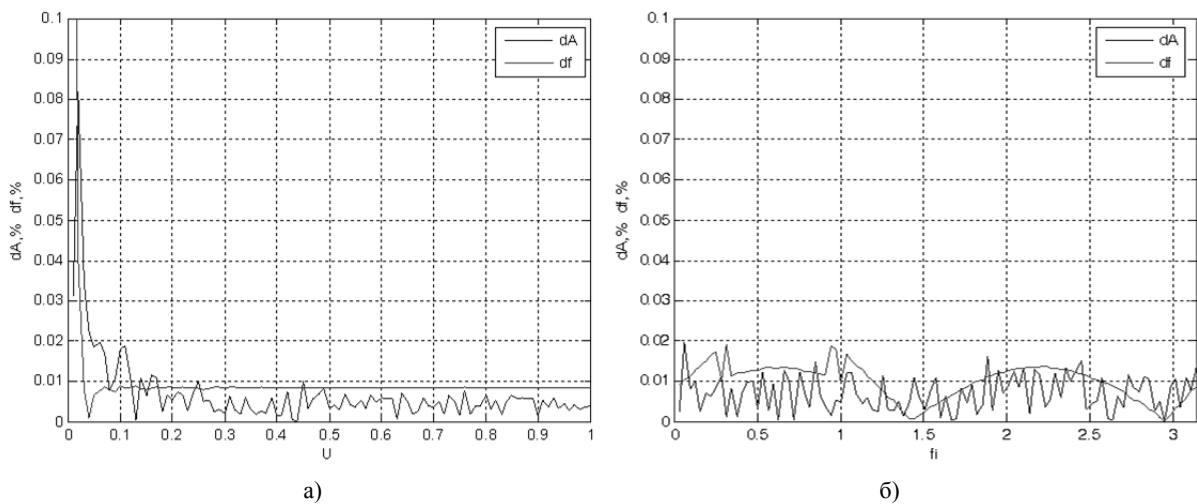


Рис. 3. Влияние амплитуды сигнала на погрешность измерения амплитуды и частоты (а) и влияние начальной фазы сигнала на погрешность измерения амплитуды и частоты (б)

На практике процесс измерения не синхронизирован с принимаемым сигналом, поэтому при моделировании гармоническое колебание будет с ненулевой начальной фазой. Отсюда возникает необходимость исследовать влияние начальной фазы на точность контрольных параметров сигнала.

Из рисунка 3б видно, что момент измерения мало влияет на точность обработки полученного с АЦП временного дискретного ряда. Неравномерность кривой обусловлена, скорее всего, влиянием шума.

Сигнал принимается совместно с помехой, которая может быть представлена не только нормальным шумом, но и смесью стационарной помехи и нормального шума. Рассмотрим влияние частот неинформа-

тивных гармонических сигналов на точность определения. Стационарная помеха моделируется двумя гармоническими колебаниями. В общем случае их частота может быть и больше, и меньше частоты измеряемого сигнала. Частоту неинформативной составляющей будем задавать в диапазоне от $0,5f$ до $1,5f$. (f – частота измеряемого сигнала).

В случае совпадения частот измеряемого сигнала и помехи их мгновенные значения сложатся и в результате обработки такого сигнала определяются параметры этой суммы. Из зависимости представленной на рис. 4 видно, что применение данного алгоритма обработки данных имеет смысл при разнице частот не менее чем 0,4 от измеряемой частоты. В этом случае происходит уверенная фильтрация стационарных помех.

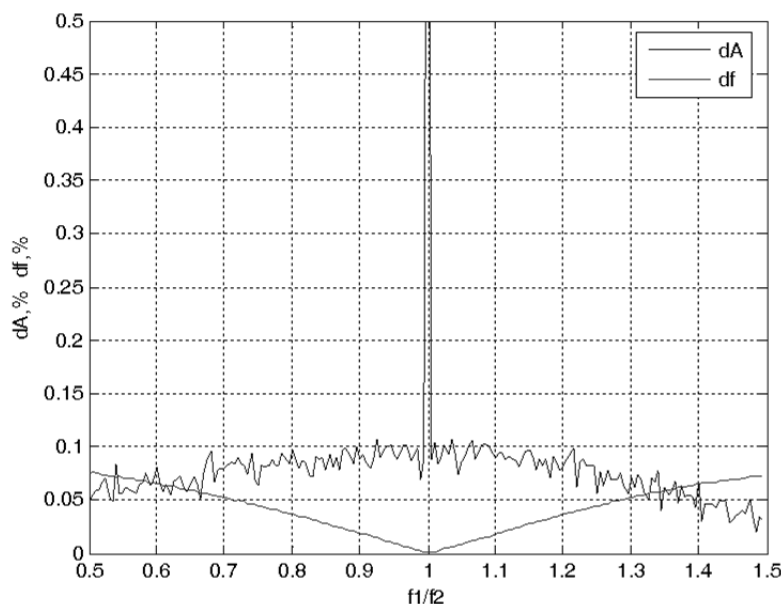


Рис. 4. Влияние соотношения измеряемой частоты и частоты гармонической помехи на погрешность измерения

Так же одной из поставленных задач является исследование помехоустойчивости обработки данных по методу разложения на собственные числа. При исследовании помехоустойчивости будем рассматривать величину, которая называется коэффициент подавления шума. Он представляет собой отношение сигнал/шум на выходе алгоритма обработки представленных данных к тому же отношению на входе. Будем исследовать зависимость коэффициента подавления от отношения сигнал/шум. Так же немаловажным параметром, от которого зависит коэффициент подавления шума, является число двоичных разрядов АЦП.

Из графиков, приведенных на рисунке 5, можно сделать вывод, что использовать этот метод цифрового оценивания имеет смысл уже при отношении сигнал/шум выше 30.

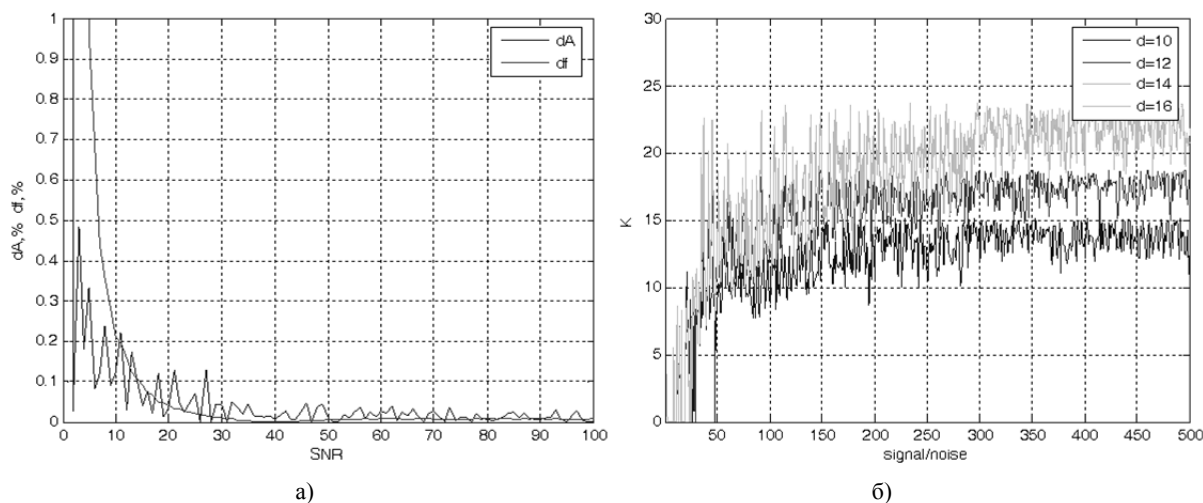


Рис. 5. График зависимости от отношения сигнал/шум (а) и зависимости коэффициента подавления шума (б)

При достаточном количестве разрядов АЦП обработка по методу разложения на собственные числа может успешно использоваться для подавления сильных помех, а при работе со слабозашумленным сигналом, т.е. при больших значениях сигнал/шум, малого количества разрядов АЦП оказывается недостаточным, чтобы обеспечить стабильный коэффициент подавления шума. 14 разрядов АЦП является достаточным, чтобы коэффициент подавления оставался стабильным и при высоких значениях сигнал/шум.

В результате проведенной работы были выявлены факторы, обуславливающие погрешность определения параметров гармонического сигнала методом разложения на собственные числа. К этим факторам относятся параметры регистрации (длина реализации, число периодов), оцифровки (разрядность АЦП, шаг дискретизации), условия воспроизведения сигнала (амплитуда и фаза сигнала, уровень шума, частота гармонической помехи).

При правильной организации процесса измерения влияние систематической помехи и случайного шума сводится к минимуму, коэффициент подавления шума устанавливается на уровне 15, что свидетельствует о хорошей помехоустойчивости метода даже при низких значениях отношения сигнал/шум.

Полученные результаты исследований подтверждают актуальность использования метода разложения на собственные числа в виртуальных измерительных приборах, и открывает перспективу применения данного метода в микропроцессорах цифровой обработки сигналов.

1. Козлов В.В. Возможность преобразования Фурье для измерения параметров сигнала. Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации. Материалы международной НТК, Пенза, ПГУ, 2006
2. Козлов В.В. Цыпин Б.В., Мясникова М.Г., Ионов С.В. Применение методов цифрового спектрального оценивания в задаче измерения параметров сигнала // Измерительная техника №10, 2010
3. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584с.

УДК 616.12-073.7:519.6

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАЧАЛА СЕГМЕНТА ST ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛА

Д. С. Логинов, С. Балахонова

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. В работе представлен новый способ определения начала ST-сегмента электрокардиосигнала. Способ включает надежное выделение R-зубца посредством сглаживания сигнала и обнаружение точки J. Результатом является точное и надежное выделение начала сегмента ST, что чрезвычайно важно для диагностики ишемической болезни сердца и инфаркта миокарда. Исследование предложенного способа в компьютерной диагностической системе «Кардиовид» подтвердило надежное определение точки J в каждом кардиоцикле.

Ключевые слова: ST-сегмент, точка J, сглаживание.

Abstract. A novel method for detection of beginning of ST-segment is presented. It includes reliable defining of R-wave by signal smoothing and detection of J-point. The proposed algorithm can be used to define the beginning of the ST-segment correctly and reliably, and the result is greatly useful for diagnosis of coronary heart disease and myocardial infarction. Study of the proposed method in the computer diagnostic system «Кардиовид» indicates a reliable determination of the J-point in each heartbeat.

Key words: ST-segment, J-point, Smoothing.

Среди биомедицинских сигналов особое место занимает электрокардиосигнал (ЭКС). За вековую историю аппаратура регистрации ЭКС и способы его анализа подвергались непрерывному процессу модернизации, что определило популярность электрокардиографии, как наиболее известного, признанного и используемого метода оценки состояния сердечно-сосудистой системы человека.

Анализ ЭКС заключается в измерении частоты и ритмичности сердечных сокращений, измерении амплитуды и длительности зубцов, продолжительности сегментов и интервалов, оценке изменений морфологии элементов сигнала. На основании результатов измерений делается заключение о состоянии здоровья сердца.

Развитие информационных технологий создало условия для осуществления анализа ЭКС программными средствами. В процессе автоматического анализа наиболее важной становится проблема достоверного выделения характерных элементов ЭКС. Отклонение временных параметров ЭКС от их нормальных значений свидетельствует о наличии признаков тех или иных заболеваний и патологий сердца. Неточное выделение характерных точек ЭКС приведет к искажению результата и постановке неверного диагноза.

В кардиологии принято различать следующие функциональные элементы ЭКС [1]: зубцы *P*, *Q*, *R*, *S*, *T*; комплекс *QRS*; интервалы *RR*, *PR*, *QT*, *TP*; сегмент *ST*. Так, прохождение электрического импульса по проводящим путям желудочков отображается на ЭКГ записью желудочкового комплекса *QRS*.

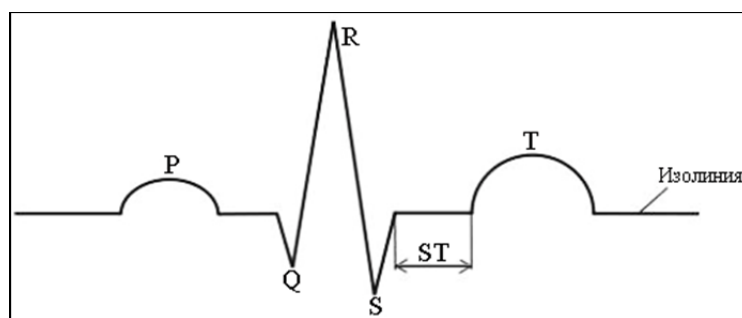


Рис. 1. Структура электрокардиосигнала

Оценка параметров QRS комплекса – один из важнейших этапов анализа ЭКС. Так, среди ЭКГ-признаков инфаркта миокарда выделяют отсутствие зубца R и появление патологического зубца Q в отведениях, расположенных над областью инфаркта. Другим важнейшим диагностическим элементом ЭКС является сегмент ST . Подъем ST -сегмента выше изолинии в отведениях, расположенных над областью инфаркта, и смещение ST -сегмента ниже изолинии в отведениях, противоположных области инфаркта, являются общепринятыми ЭКГ-признаками инфаркта миокарда.

Отдельно рассматривают начало сегмента ST , известное также как точка J . Отклонение точки J от изолинии, смещение, подъем и депрессия ST -сегмента диагностируют ишемию миокарда. Даже незначительные отклонения точки J от изолинии на 1-2мм, которые обычно рассматриваются как вариант нормы, в совокупности с анамнезом могут быть классифицированы как признаки ишемии. Выделение точки J на практике затруднено из-за особенностей морфологии QRS -комплекса и ST -сегмента. Не всегда возможно четко зафиксировать переход зубца S в сегмент ST . В случае патологических изменений, например, подъема ST -сегмента при инфаркте миокарда, визуально граница перехода не определяется. Вместе с тем, диагностическая важность точки J требует возможности автоматического определения даже небольших отклонений ее местоположения.

Существуют различные способы выделения точки J .

Известен способ [2], в котором на каждом очередном шаге дискретизации ЭКС из пары следующих друг за другом отсчетов формируют отсчеты модулей разностей первого порядка и запоминают N отсчетов модулей разностей, следующих после опорной точки, в качестве которой выбирается точка на сегменте TP . Суммируют запомненные значения модулей, и далее на каждом очередном шаге дискретизации по времени исключают из числа запомненных отсчетов модулей разностей первого порядка первый ближайший к началу кардиоцикла отсчет и добавляют очередной вновь сформированный, формируют сумму новой совокупности. При этом на каждом шаге сравнивают полученное текущее значение суммы модулей разностей с предыдущим и запоминают большее из них. По максимальному из запомненных значению суммы формируют пороговый уровень. Сравнивают текущие значения суммы модулей разностей первого порядка с пороговым уровнем и момент времени, в который значение суммы становится равным или больше порогового уровня, принимают за начало ST -сегмента, а момент времени, в который значение суммы, до этого превышавшее пороговый уровень, становится равно или меньше порогового уровня, принимают за окончание ST -сегмента. Недостатком данного способа является невозможность выделения ST -сегмента при значительных изменениях кардиоцикла и присутствии резких шумовых всплесков - артефактов.

Другой известный способ [3], определяющий точку J , основан на выделении границ QRS -комплекса. В способе выделяют $R-R$ интервал, в выделенном кардиоцикле вычисляют значения производной отсчетов электрокардиосигнала, выделяют интервал значений производной электрокардиосигнала, принадлежащих QRS -комплексу электрокардиосигнала, начало и окончание выделенного интервала значений производной электрокардиосигнала являются началом и окончанием QRS -комплекса электрокардиосигнала. При этом строится аттрактор электрокардиосигнала, координатами которого являются амплитуды отсчетов и соответствующие им производные, вычисляется расстояние между значениями отсчетов аттрактора электрокардиосигнала и началом координат и расстояние между значениями соседних отсчетов аттрактора, на основании этих данных вычисляется вектор характеристик отсчетов, расположенных слева и справа от опорной точки, за которую принимается координата R -зубца ЭКС, и определяются границы QRS комплекса как минимальные значения вектора характеристик. Недостатками данного способа являются ненадежное определение R -зубца, как следствие, невыделение QRS -комплекса и невозможность определения границ QRS -комплекса в случае отсутствия зубца S .

Авторами предлагается новый способ выделения начала сегмента ST , в котором устранены недостатки известных способов. Суть предлагаемого способа заключается в определении интервала на ЭКС правее зубца R , где абсолютная разница амплитуд его отсчетов ниже порогового уровня. Этот интервал является частью сегмента ST и его левая граница соответствует началу сегмента ST , или точке J (рис. 2).

Необходимым этапом нахождения точки J является определение координаты R -зубца, в связи с чем первостепенное значение имеет надежное выделение R -зубцов.

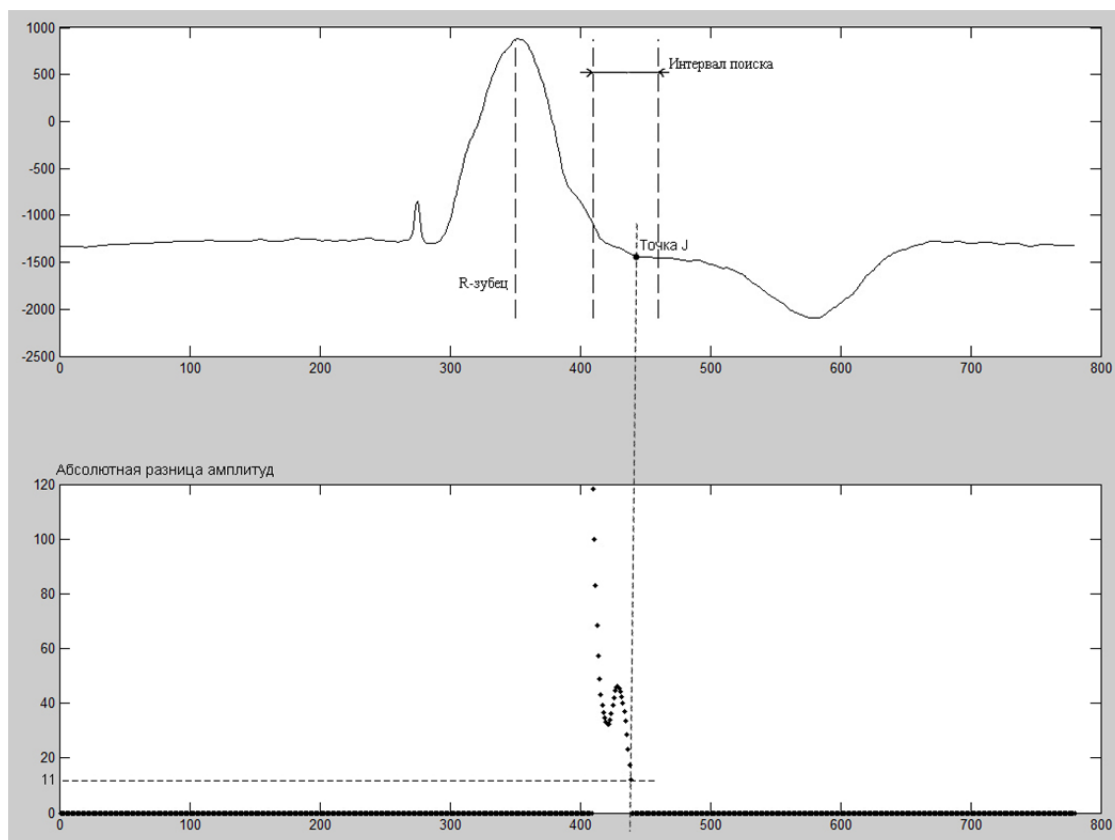


Рис. 2. Определение начала сегмента ST

В основу поиска *R*-зубцов положен известный способ выделения начала кардиоцикла [4]. Способ позволяет достаточно надежно выделить начало каждого кардиоцикла и *R*-зубцы независимо от возможных отклонений параметров (формы, амплитуды, длительности) зубцов ЭКГ. Например, не приводит к ошибкам изменение *QRS*-комплекса и дрейф изолинии, обусловленные воздействием аддитивных низкочастотных помех. Однако, как показывают исследования, если сигнал содержит артефакты, которые не устраняются фильтрацией ЭКС, надежное выделение *R*-зубцов данным способом невозможно.

В предлагаемом авторами способе выделения начала сегмента *ST* проблема анализа ЭКС при наличии артефактов решается путем введения операции сглаживания сигнала, позволяющего устранить влияние артефактных всплесков.

Сглаживание является частным случаем фильтрации и направлено на устранение высокочастотной составляющей сигнала. Существуют различные методы сглаживания: метод скользящей средней, медианное сглаживание и другие. Суть метода скользящей средней состоит в замене фактических данных средними арифметическими значениями из нескольких смежных отсчетов. Похожий алгоритм медианного сглаживания основан на вычислении не среднего, а медианного значения соседних данных. Данный способ хорошо подходит для устранения локальных выбросов. Однако кроме положительного эффекта данные способы сглаживания сильно снижают информативность полезного сигнала.

Для определения начала сегмента *ST* авторами предлагается алгоритм сглаживания, заключающийся в замене текущего значения отсчета ЭКС суммой среднеарифметического текущего и следующего отсчетов и величины смещения, рассчитываемой как $\frac{1}{4}$ разницы амплитуд этих отсчетов. Данный метод сглаживания позволяет устранить влияние артефактов при нахождении *R*-зубцов известным способом выделения начала кардиоцикла без значительной потери информативной составляющей сигнала.

Исследования предложенного способа в рамках компьютерной диагностической системы «Кардио-вид» свидетельствуют о надежном определении начала сегмента *ST* в каждом кардиоцикле.

1. Орлов В.Н. Руководство по электрокардиографии. – М.: Медицина, 1984, 528с.
2. Патент РФ 2261653, А61В5/0452. Способ выделения *ST*-сегмента электрокардиосигнала в реальном времени устройство для его осуществления / Мельник О.В., Михеев А.А.// 02.02.2004
3. Патент РФ 2410023, А61В5/02. Способ выделения *QRS*-комплекса электрокардиосигнала / Бодин О.Н., Зайцева О.А., Кривоногов Л.Ю., Логинов Д.С., Рахматуллов Ф.К.// 29.04.2009.
4. Пат. 2366358 Российская Федерация. Способ выделения начала кардиоцикла / О.Н. Бодин, Д.С. Логинов. – № 2008109719/14; заявл. 17.03.2008; опубл. 10.09.2009, Бюл. № 25.

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

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

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. В статье рассматривается 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.

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

Abstract. 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.

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 (QD-алгоритм), описанный Г. Рутисхаузером в [1]. В частности, этот алгоритм используется для решения задачи интерполяции функции $x(t)$ экспоненциальными суммами:

$$x_n(t) = \sum_{k=1}^n c_k e^{\alpha_k t}, \quad (1)$$

где параметры c_k и α_k , в общем случае, являются комплексными числами, а показатели α_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 $N \geq 2n$, $t_{N-1} \leq T$. При этом n фактически является порядком аппроксимирующей модели, от которого зависит сложность решения задачи и согласованность между экспоненциальной суммой (1) и реальным сигналом $x(t)$.

В нашем случае будем рассматривать равноотстоящие узлы, при чем выполняется равенство $N = 2n$ и 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

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

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

Систему (2) несложно привести к следующему виду:

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

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

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

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

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

Правила ромба применяются при $i = 0, 1, \dots, N-1$, $j = 1, 2, \dots$ 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

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

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

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

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

$$d_k = \frac{U_{n-1}(z_k)}{V'_n(z_k)}, \quad k = 1, \dots, n. \quad (8)$$

Нетрудно догадаться, что вычисляемые при реализации такой процедуры параметры c_k и α_k будут нести информацию о физических параметрах сигнала. Так, параметры α_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 данной 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 Δt . 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:

$$u_i = \sum_{m=1}^P U_m \cdot \cos(2\pi \cdot i \cdot \Delta t \cdot f_m + \phi_m) + \xi_i \cdot \frac{1}{q}, \quad i = 1 \dots N \quad (9)$$

где U_m , f_m , ϕ_m – амплитуда, частота и фаза m -той гармоники сигнала, соответственно; i – номера отсчетов сигнала (дискретное время), ξ_i – значения аддитивного белого шума с нулевым матожиданием и дисперсией $\sigma_{\xi} = 0.1$ в моменты отсчетов, q – отношение сигнал/шум, N – количество зарегистрированных дискретных отсчетов, Δt – шаг дискретизации.

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:

$$\Delta t = n / (N \cdot f_{изм}), \quad (10)$$

где $f_{изм}$ – измеряемая частота, а n – параметр, который условно назовем «число периодов сигнала за время измерения». «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, соответствующему 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:

$$\tilde{u}_i = \frac{\text{round}\{2^d [u_i]\}}{2^d},$$

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

Измеряемыми параметрами в данном эксперименте были амплитуды и частоты составляющих модельного сигнала. При этом частоты определялись через параметры α_k , оцененные методом частных и

разностей по модели (1) $f_k = \arctg \left[\frac{\text{Im} \alpha_k}{\text{Re} \alpha_k} \cdot \frac{1}{2\pi \Delta t} \right]$, а амплитуды – через параметры c_k той же модели:

$$U_k = |c_k|.$$

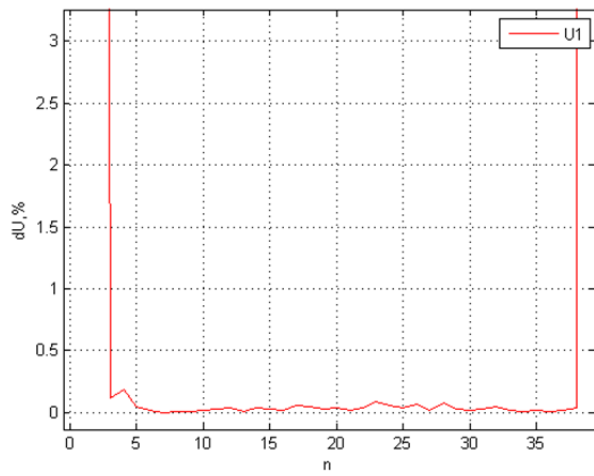
При моделировании измерения одного колебания в отсутствие периодических помех зависимость погрешностей от числа периодов сигнала имеет вид, приведенный на рис. 1.

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.

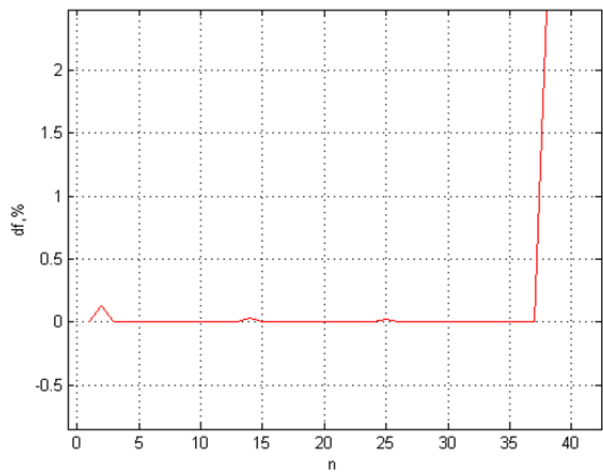
Когда рассматривается случай приема сигнала с периодическими помехами, это соответствует полигармоническому сигналу, т.е. в модели (9) присутствует несколько слагаемых, соответствующих разным частотам, причем только одна из них считается информативной. Графики погрешностей для такого эксперимента приведены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

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 уже, 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.

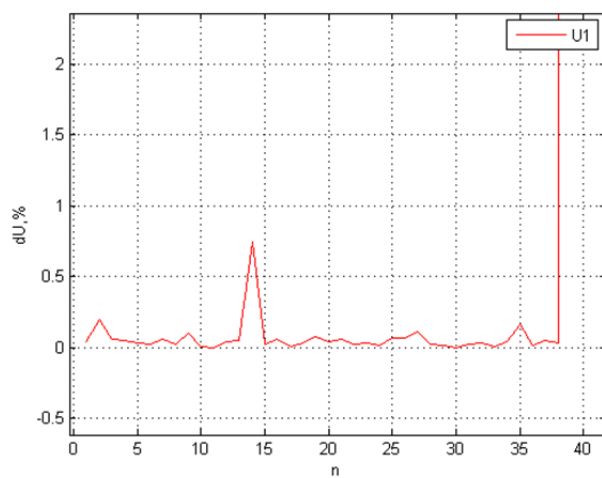


а)

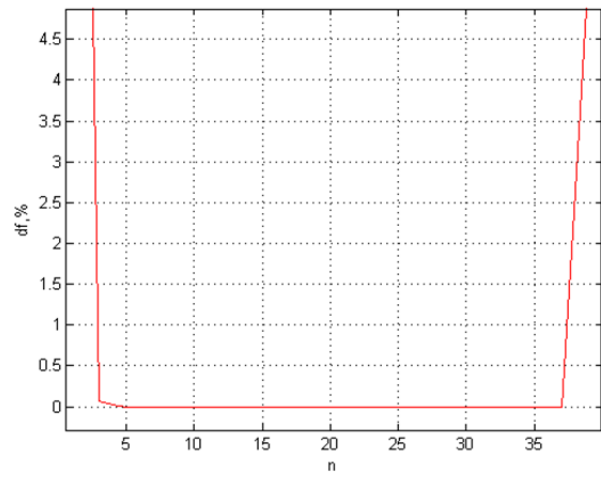


б)

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



а)



б)

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

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 Δt следует выбирать:

- для сигнала со случайной помехой $1/(5 \dots 30 * f_{изм})$;
- для сигнала со смесью периодической и случайной помехи $1/(6 \dots 10 * f_{изм})$.

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 $N \leq \frac{n}{\Delta t \cdot f} = \frac{n}{f/2f} = 2n$. Именно этим и объясняется характер зависимостей, приведенных

на рисунках 1 и 2 – скачкообразное увеличение погрешности при крайних значениях параметра n говорит о нарушении теоремы Котельникова. Таким образом, выбирая параметра 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 приведенных 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.

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

УДК 621.317

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КОЛИЧЕСТВА ОТСЧЕТОВ СИГНАЛА НА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДА ЧАСТНЫХ И РАЗНОСТЕЙ

О. Н. Никишин

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. В статье проведено исследование влияния количества отсчетов сигнала на погрешности измерения параметров сигнала при использовании метода частных и разностей.

Ключевые слова: метод частных и разностей, число отсчетов, период, погрешность, длительность измерения

Abstract. The article deals with investigation of influence of the number of samples of a signal on the measurement error of signal parameters when using the quotients-differences method.

Key words: quotients-differences method, number of samples, period, accuracy, sampling time

В измерительной технике основным моментом является применение методов сжатия информации, одним из таких методов является метод частных и разностей [1]. В данном методе производится преобразование в непрерывные дроби с последующим разложением на простейшие.

Рассмотрим влияние числа отсчетов N на погрешность определения амплитуды. Исследование проводилось по алгоритму, приведенному на рис. 1.

В этом эксперименте исследовалось, как изменится характер поведения погрешностей на более длинном или коротком интервале измерения. Минимальное число регистрируемых отсчетов должно быть равно $2p$, где p – порядок модели, используемой в алгоритме обработки. То есть теоретически достаточно четырех отсчетов в случае, когда сигнала принимается со случайной помехой), и шести отсчетов в случае приема сигнала со смесью периодической и случайной помехи. Практически же число регистрируемых отсчетов зависит не от истинного p , а от выбранного для обработки.

Число точек на период можно исследовать другим способом, зафиксировав число периодов измеряемого сигнала и меняя число отсчетов. Зависимость погрешностей измерения амплитуды и начальной фазы синусоидального сигнала от количества отсчетов приведена на рисунке 2. Параметры, при которых производилось моделирование, следующие: отношение сигнал/шум $q=100$, максимальное число отсчетов $N_{\max}=90$, разрядность АЦП $d=20$, число периодов за время измерения $n=15$.

Число периодов сигнала за время измерения было выбрано минимально возможным с целью уменьшить время, которое затрачивается на вычисление, но при этом проследить характер исследуемой зависимости.

По графику можно сказать, что минимальное количество отсчетов, которое необходимо для обеспечения стабильно низкой погрешности составляет 40-45. Это соответствует 2,5-3 точкам на период.

По характеру изменения графика можно сделать вывод, что при большом числе отсчетов погрешности начинают возрастать. При исследовании измерения параметров сигнала с периодической помехой параметры задаются такие же, как и в предыдущем случае: $q=100$, $N_{\max}=90$, $d=20$, $n=25$. Графики погрешностей приведены на рис. 3.

График зависимости погрешностей от числа отсчетов, полученных в результате эксперимента, довольно сильно зависит от конкретной реализации шума, поэтому усреднение проводилось для 50 реализаций.

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 формулой $\Delta t = n / (N \cdot f_{\text{изм}})$ зависел от измеряемой частоты, что приводило к нарушению требований тео-

ремы Котельникова при $N \leq \frac{n}{\Delta t \cdot f} = \frac{n}{f / 2f} = 2n$.



Рис. 1. Алгоритм исследования влияния числа отсчетов на погрешность измерения параметров сигнала

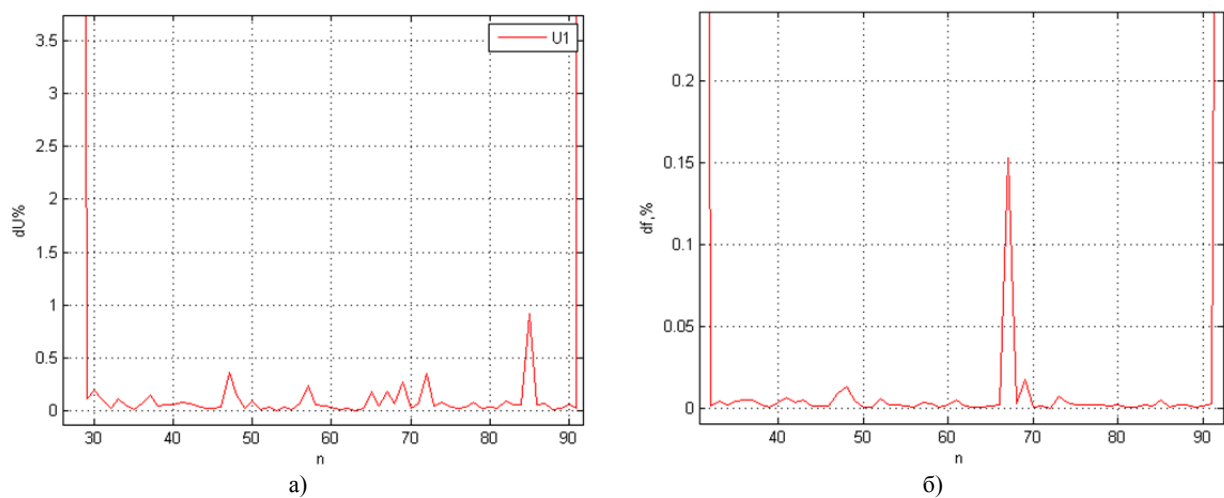


Рис. 2. Влияние числа отсчетов сигнала на погрешность измерения: а – амплитуды б – частоты

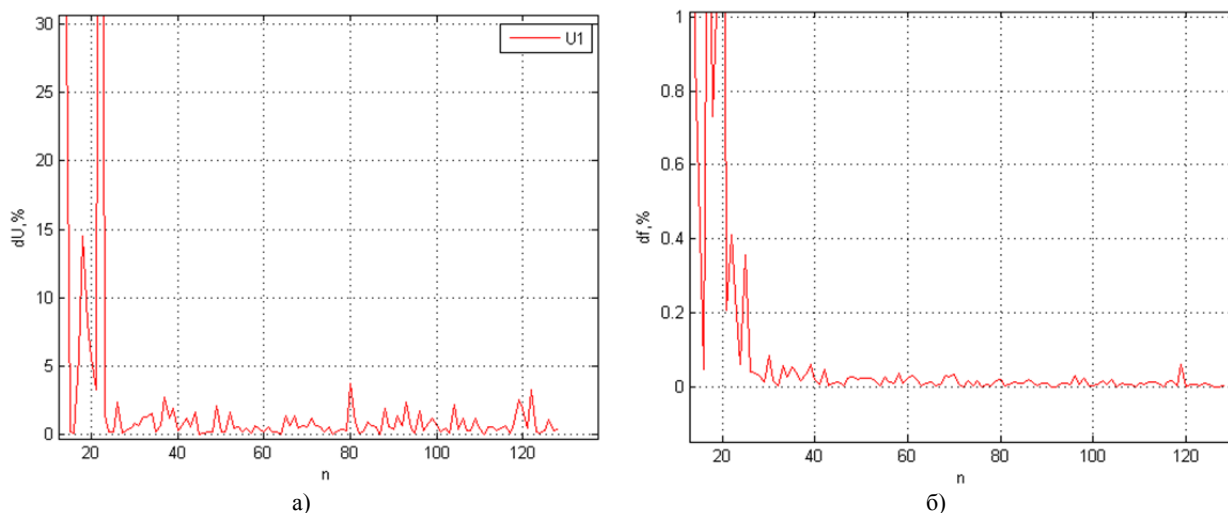


Рис. 3. Влияние числа отсчетов сигнала на погрешность измерения: а – амплитуды; б – частоты

Соответственно, при заданных условиях эксперимента ($n = 25$) четко проявилась левая граница «стакана» графиков (см. рисунок 3). Такое задание шага дискретизации $\Delta t = n / (N \cdot f_{изм})$ оправдано желанием проводить исследования в относительных единицах, не привязываясь к конкретным значениям частот, и, соответственно, шага дискретизации.

1. Блейхут, Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989.
2. Рутисхаузер, Г. Алгоритм частных и разностей / Г. Рутисхаузер. – М.: Изд-во иностр. литер., 1960. – 94 с.
3. Джоунс, У. Непрерывные дроби. Аналитическая теория и приложения / У. Джоунс, В. Трон. – М.: Мир, 1985. – 414 с.

УДК 004.94

ТВЕРДОТЕЛЬНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ТЕНЗОРЕЗИСТИВНОГО ДАТЧИКА АБСОЛЮТНОГО ДАВЛЕНИЯ

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

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 всем жестким требованиям и заявленным метрологическим характеристикам.

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

Abstract. 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.

Key words: sensor, sensing element, pressure, solid stat modeling, finite element analysis.

Комплекс современных требований, предъявляемых к датчикам для изделий ракетно-космической техники и наземных космических инфраструктур, требует проведения множество сложных расчетов, направленных на повышение качества и надежности конструкции датчиков-преобразующей аппаратуры. В статье рассмотрен вопрос, посвященный твердотельному моделированию работы чувствительного элемента (ЧЭ) тензорезистивного датчика абсолютного давления (ТДАД), имеющего не стабильные эксплуатационные характеристики.

Целью твердотельного моделирования работы ТДАД является повышение прочностных и эксплуатационных характеристик данного изделия по средствам прочностного расчета и анализа результатов полу-ченногэкспериментального и теоретического выходного сигнала.

Твердотельное моделирование работы ТДАД заключается в воссоздании условий работы датчика, а именно в рабочую полость ЧЭ подается жидкий азот под давлением 25 МПа. Под действием давления про-

исходит деформация мембраны воспринимающего элемента (ВЭ), на поверхности которого расположена тензорезистивная измерительная схема, и любая малейшая деформация приводит к изменению электрического сопротивления схемы ВЭ.

Для реализации поставленной цели была создана твердотельная модель ЧЭ ТДАД. Твердотельная модель построена в программной среде SolidWorks [1], а сам прочностной расчет осуществлялся методом конечных элементов с применением модуля Simulation [2]. Модель представляет собой сварную конструкцию штуцера и ВЭ, с расположенной на ней тензорезистивной схемой (рисунок 1). Для расчета напряженно-деформированного состояния использовались следующие физико-механические свойства прецизионного немагнитного коррозионностойкого сплава на железоникелевой основе: плотность ρ , коэффициент линейного теплового расширения α , модуль упругости E , предел текучести σ_b , коэффициент Пуассона μ [3, 4].

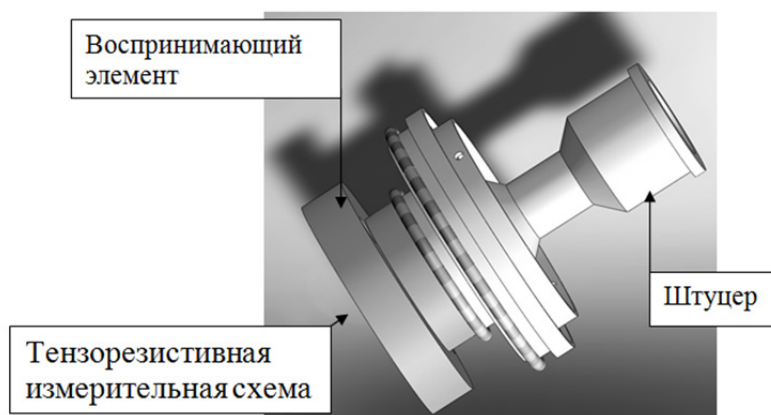


Рис. 1. Чувствительный элемент

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

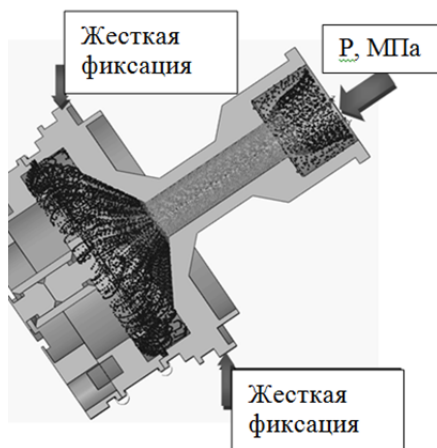


Рис. 2. Граничные условия прочностного расчета

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

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

$$\text{---}, \quad (1)$$

где $U_{пит}$ – напряжение питания измерительной цепи ($U_{пит}=6В$); 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.

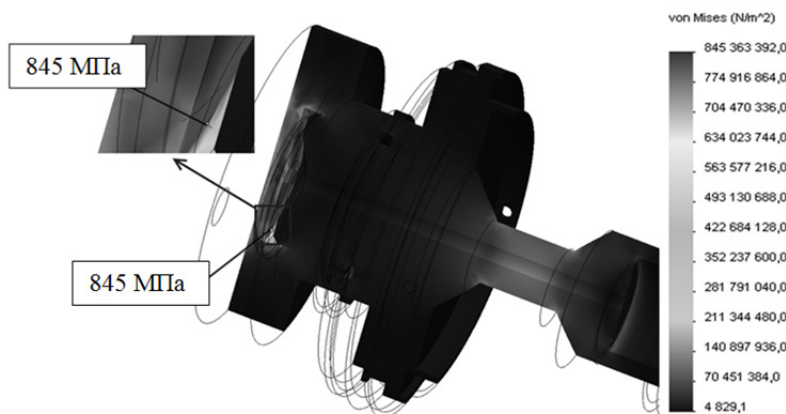


Рис. 3. Эпюра распределения напряжений ЧЭ исходной конструкции

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

$$\Delta R_1 = \square_r \cdot S \cdot R_1; \quad (2)$$

$$\Delta R_2 = \square_r \cdot S \cdot R_2; \quad (3)$$

$$\Delta R_3 = \square_r \cdot S \cdot R_3; \quad (4)$$

$$\Delta R_4 = \square_r \cdot S \cdot R_4, \quad (5)$$

где $\square_r$ – среднее значение РОД мембраны в зоне размещения тензорезистора; $\square_t$ – 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 порядка 9 %. Вследствие того, что погрешность результатов расчета и эксперимента не превышает 10 %, можно считать созданную модель адекватной. Подтвердив хорошую сходимость результатов, рассмотрим эпюру распределения напряжений (рис. 3) ЧЭ при воздействии на него номинального давления.

Для обеспечения надежной и безотказной работы ТДАД необходимо и достаточно, чтобы выполнялось условие прочности [5]:

$$\sigma \leq \sigma_v, \quad (6)$$

где σ_v – предел текучести материала; σ – максимальное напряжение, создаваемое давлением в рабочей полости датчика.

Предел текучести материала составляет 850 МПа, а максимальное значение напряжения по данным эпюры составило 845 МПа, что сравнимо с пределом текучести для данного материала. Подставив известные и полученные значения в выражение (6), получим, что оно не соблюдается – это свидетельствует о том, что в конструкции ЧЭ существует критический элемент, влияющий на надежность и точность измерений. Поскольку предел текучести является критичной 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.

Таким образом, по результатам прочностного расчета ЧЭ ТДАД был выявлен критичный элемент, а именно концентратор напряжения, которым является радиус скругления ($R=0,1$ мм) в рабочей полости ЧЭ. На рис. 4 показана область расположения концентратора напряжения.

Исходя из условия (6), для повышения надежности конструкции датчика абсолютного давления была изменена конструкция ЧЭ в части изменения радиуса скругления с 0,1 мм на 0,3 мм (рис. 5).

За счет увеличения размера радиуса скругления удалось снизить максимальное значение напряжения с 850 МПа до 560 МПа, что удовлетворяет условию (6). На рис. 6 представлена эпюра распределения напряжений усовершенствованной конструкции ЧЭ.

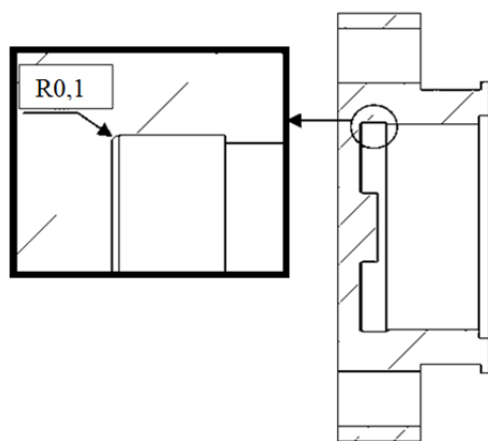


Рис. 4. Схема расположения концентратора напряжений

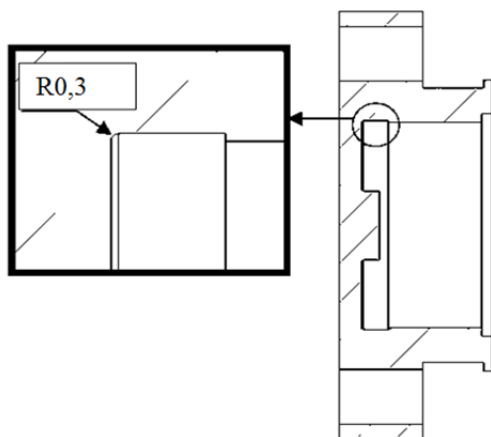


Рис. 5. Эскиз воспринимающего элемента с радиусом скругления 0,3 мм

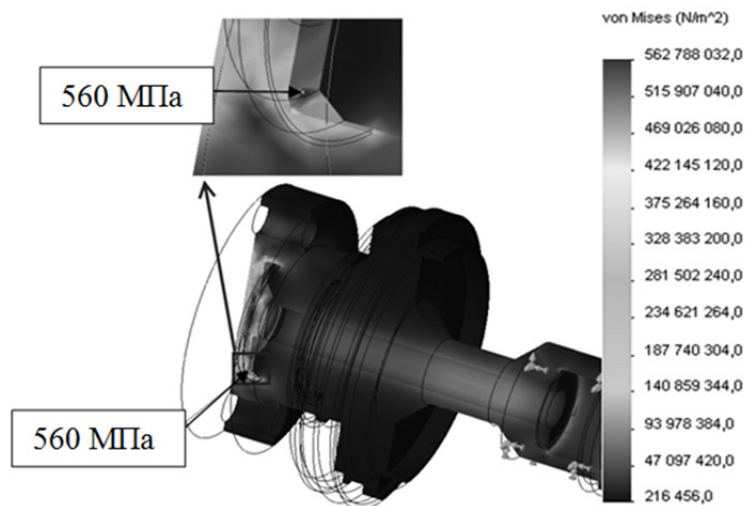


Рис. 6. Эпюра распределения напряжений ЧЭ с радиусом скругления 0,3 мм

Для анализа полученных результатов необходимо сравнить средние значения РОД существующей и измененной конструкции ЧЭ под действием давления. На рис. 7 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 превышает 3%.

Данный пример тесной интеграции современных автоматизированных средств проектирования наглядно демонстрирует эффективность при разработке новых датчиков для особо жестких условий экс-

плутации. Проводя такие работы, конструктор может на ранней стадии проектирования избежать ошибок. В данном случае удалось разработать такую конструкцию ТДАД, которая отвечает всем жестким требованиям и заявленным метрологическим характеристикам.

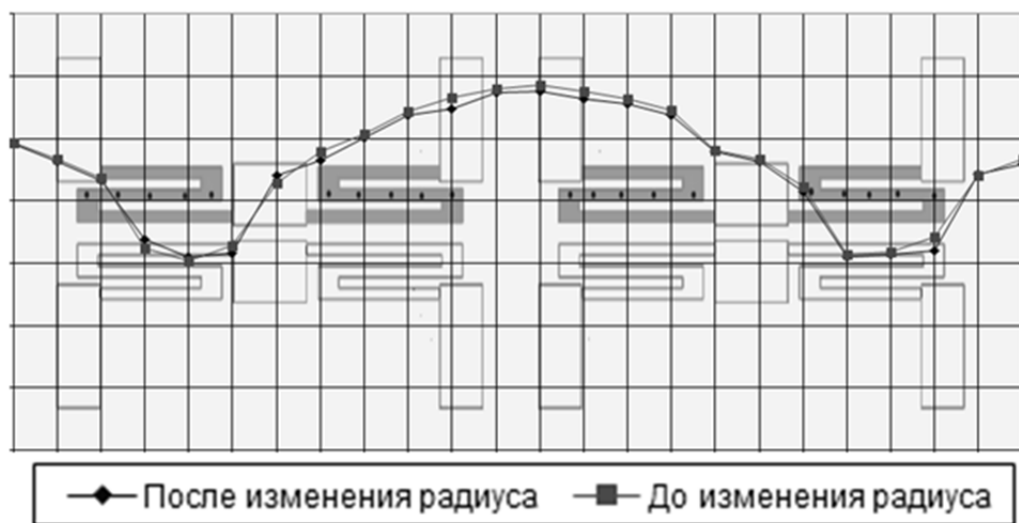


Рис. 7. Диаграмма значений РОД на ЧЭ до и после изменения радиуса скругления

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

УДК 681.586

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

А. В. Светлов, В. В. Комаров, М. Ю. Паршуков, Е. В. Сапунов

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация: спроектированы аппаратная часть аппаратно-программного комплекса с применением технологии виртуальных приборов фирмы National Instruments и Схема генератора синусоидальных сигналов на основе синтезатора AD9851. Написаны формулы расчета частоты единичного усиления, частоты, на которой производится запуск генератора.

Ключевые слова: структурная схема аппаратно-программного комплекса для измерения параметров операционных усилителей, схема электрическая принципиальная генератора синусоидальных сигналов.

Abstract: developed the hardware is hardware-software system using virtual instrumentation technology company National Instruments and oscillator circuit sine wave synthesizer based on AD9851. Written formulas for unity gain frequency, the frequency at which you are running the generator.

Key words: block diagram of hardware and software for the measurement of operational amplifiers, Circuit diagram generator of sinusoidal signals.

Имеющиеся в настоящее время промышленные тестеры аналоговых интегральных схем предназначены для контроля только лишь статических параметров операционных усилителей (ОУ) и не позволяют

контролировать такие важные динамические параметры ОУ, как частота единичного усиления и запас по фазе на этой частоте, максимальная скорость нарастания выходного напряжения. Поэтому задача разработки средств автоматизированного измерения и контроля динамических параметров ОУ представляется актуальной.

Практическая реализация установленных в ГОСТ 23089.10-83, 23089.13-86, 23089.16-90 методов измерения динамических параметров ОУ с использованием комплекта отдельных измерительных приборов требует больших затрат времени на коммутацию, настройку приборов и считывание их показаний. Такая технология применима только для выборочного исследования отдельных экземпляров микросхем и не может быть использована для массового входного контроля и отбора микросхем с заданными значениями параметров для наиболее критичных применений. Автоматизация измерения параметров ОУ может достигаться путем создания аппаратно-программного комплекса с применением технологии виртуальных приборов фирмы National Instruments. За счет программного управления аппаратной частью такого комплекса обеспечивается его многофункциональность и гибкость. Программное обеспечение комплекса, кроме автоматизации процессов подготовки и проведения измерительного эксперимента, предназначено также для математической обработки и представления его результатов [1].

Аппаратная часть комплекса (рис. 1) может быть реализована с применением многофункциональной платы сбора данных, например NI PCI-6251, имеющей в своем составе ЦАП и АЦП, а также микроконтроллер, способный формировать и обрабатывать цифровые сигналы. Функциональные возможности платы расширены за счет применения внешних высокоскоростных и высокочастотных модулей обработки сигналов [2 – 4]. В составе комплекса созданы три измерительных канала:

- канал прямых измерений (сигналы выводятся с платы сбора данных и вводятся в нее с возможностью масштабирования);
- канал высокочастотных измерений, содержащий генератор гармонических сигналов, управляемый кодом и амплитудный детектор;
- канал высокоскоростных измерений, содержащий генератор импульсных сигналов и измеритель интервалов времени.

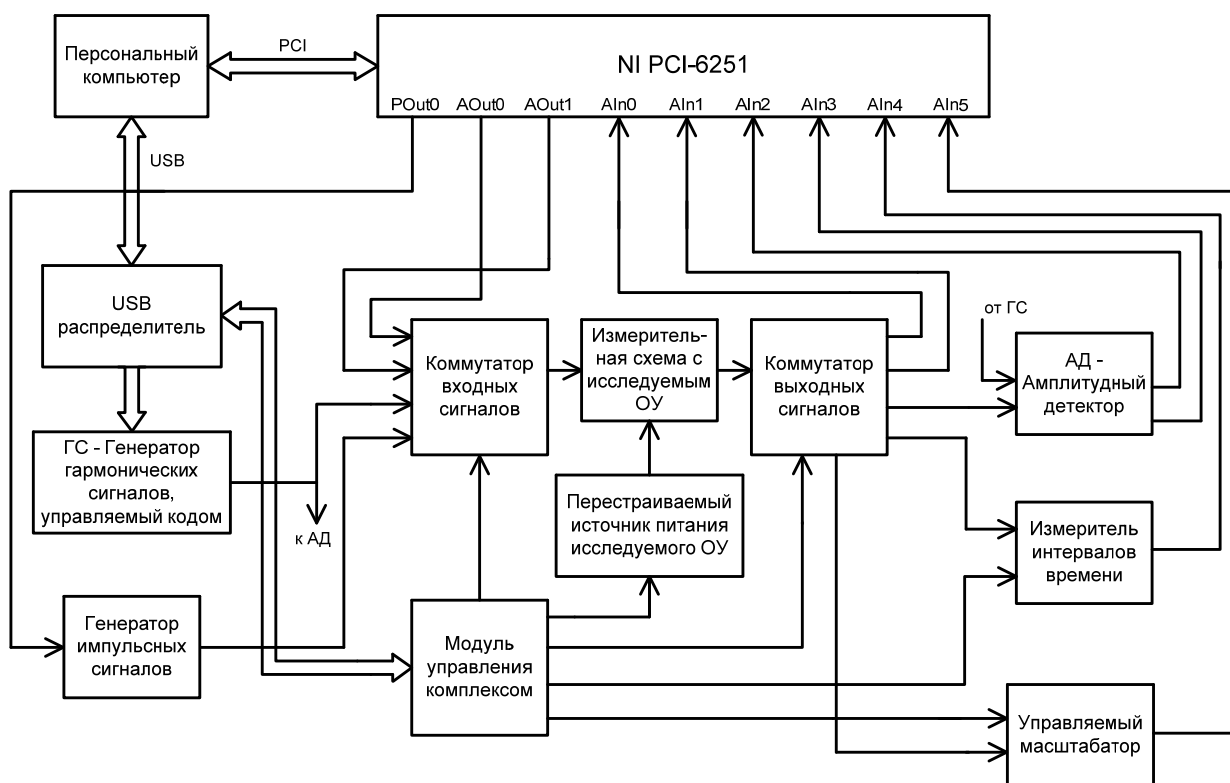


Рис. 1. Структурная схема аппаратно-программного комплекса для измерения параметров операционных усилителей

Генератор гармонических сигналов, реализован на основе синтезатора прямого синтеза (Direct Drive Synthesizer), что позволяет проводить более быструю перестройку по частоте по сравнению генераторами, управляемыми напряжением. При допустимом уровне искажений выходного сигнала данный генератор обеспечивает высокую точность установки и поддержания частоты выходного сигнала. Использован генератор, построенный на основе интегральной микросхемы AD9851. Диапазон частот от 0,1 Гц до 75 МГц. Стабилизация частоты генерируемых сигналов обеспечивается применением программируемого высокочастот-

ного кварцевого осциллятора фирмы Epson SG-8002CA с рабочей частотой 27 МГц и нестабильностью частоты 0,0001 %. Погрешность установки частоты генератора по управляющему коду определяется шагом сетки частот. Точное значение частоты сигнала генератора можно получить при обратной декодировке управляющей команды. Для управления генератором использована универсальная шина передачи данных USB, что позволяет сократить количество используемых цифровых портов платы сбора данных, тем самым высвободив ресурсы для процесса измерения.

Схема генератора синусоидальных сигналов на основе синтезатора AD9851 приведена на рис. 2.

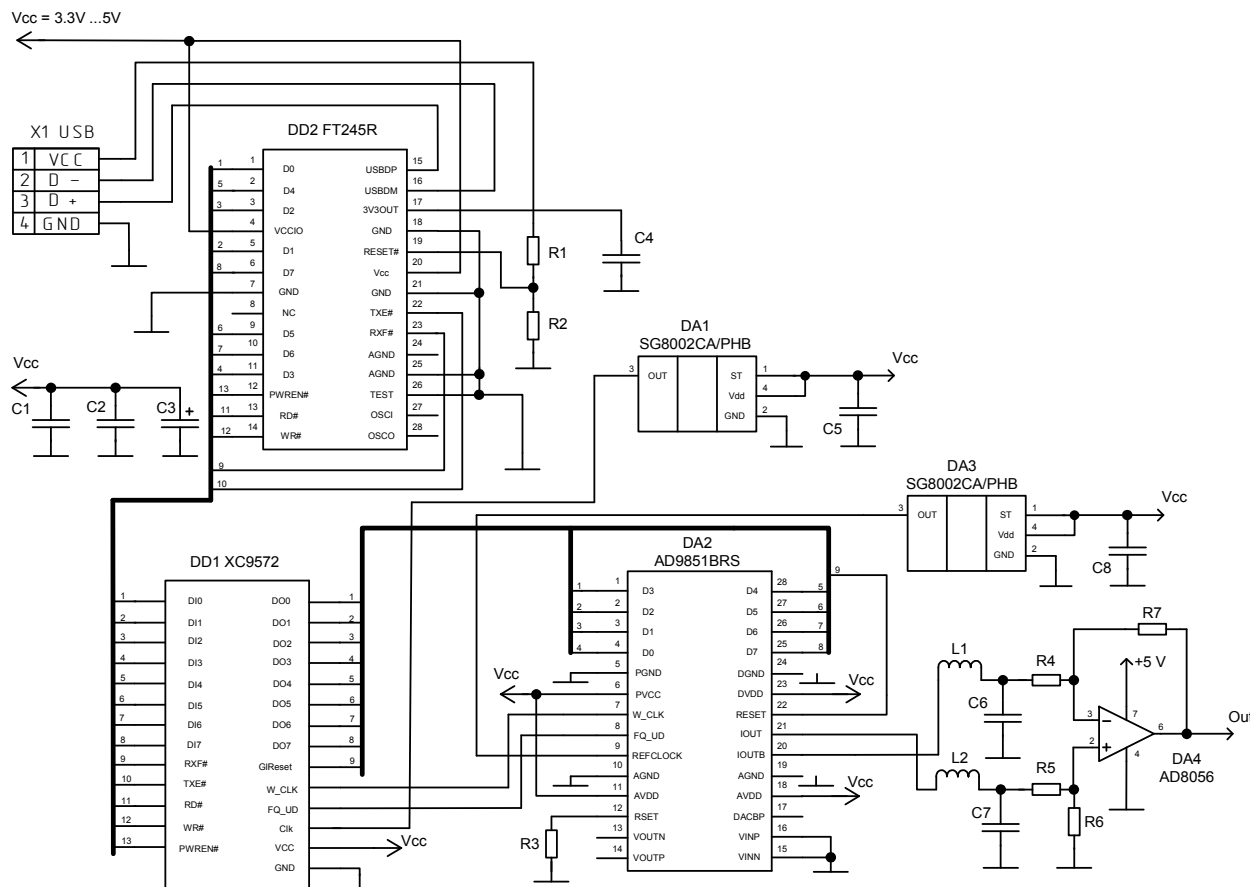


Рис. 2. Схема электрическая принципиальная генератора синусоидальных сигналов

Проблема неравномерности амплитудно-частотной характеристики генератора решается за счет применения амплитудного детектора с дифференциальным входом. Для обеспечения идентичности каналов детектора использована сборка диодов Шоттки на одной подложке HSMS-286K-BLKG.

При измерении частоты единичного усиления на вход исследуемого ОУ, включенного по схеме инвертирующего усилителя с единичным коэффициентом усиления, подается синусоидальный сигнал с генератора сигналов (ГС), управляемого кодом. С выхода ОУ сигнал поступает на двухканальный блок амплитудных детекторов (АД), на второй вход которого поступает сигнал с генератора. Выходные напряжения АД поступают на дифференциальный усилитель с компаратором напряжения (КН) на выходе. При уменьшении амплитуды выходного напряжения ОУ за счет спада его АЧХ меняется знак выходного напряжения КН. Управление измерительным процессом осуществляется управляющей программой с персонального компьютера (ПК) в соответствии со следующей методикой.

На первом этапе осуществляется поиск диапазона частот, в котором находится предполагаемая частота единичного усиления f_0 . Для организации поиска управляющей программой подается команда для запуска ГС на начальной частоте f_1 , значение которой выбирается ниже минимально возможного значения частоты единичного усиления, указанного в паспорте ОУ. Если на этой частоте КН не изменяет знака выходного напряжения, то генератор запускается на следующей частоте f_2 , равной удвоенной частоте f_1 , и также производится контроль знака выходного напряжения. Затем частота еще раз удваивается и т. д. Процесс продолжается до тех пор, пока КН не изменит знак выходного напряжения. Допустим, это произошло на частоте f_N . Предыдущее значение частоты f_M также фиксируется в памяти ПК. Таким образом, обнаружен диапазон частот, в котором находится частота единичного усиления ОУ.

На втором этапе осуществляется поиск более точного значения f_0 методом последовательного приближения. С генератора подается сигнал с частотой f_{K1} , большей f_M на половину интервала до частоты f_N , т. е.

$$f_{K1} = f_M + \frac{f_N - f_M}{2}. \quad (1)$$

Если на частоте f_{K1} знак выходного напряжения КН изменяется, то искомая частота находится в диапазоне от f_M до f_{K1} , выбирается частота f_{K2} , большая f_M на половину интервала до частоты f_{K1} , т.е.

$$f_{K2} = f_M + \frac{f_{K1} - f_M}{2}. \quad (2)$$

Если на частоте f_{K1} знак выходного напряжения КН не изменяется, то искомая частота находится в диапазоне от f_{K1} до f_N , выбирается частота f_{K3} , большая f_{K1} на половину интервала до частоты f_N , т.е.

$$f_{K3} = f_{K1} + \frac{f_N - f_{K1}}{2}. \quad (3)$$

Этот процесс повторяется до тех пор, пока диапазон частот не сузится до значения ширины, установленной пользователем. За искомое значение частоты единичного усиления f_0 принимается среднее значение частоты из полученного диапазона частот. Минимальная ширина диапазона частот определяется разрешающей способностью сетки частот генератора, поэтому составляющая погрешности измерения частоты единичного усиления ОУ, обусловленная этим фактором, невелика. Значительно больший вклад (единицы процентов) в погрешность вносят нестабильности порога срабатывания компаратора и коэффициентов передаточных характеристик детекторов.

Алгоритм управления процессом измерения f_0 реализован в среде LabVIEW.

В качестве примера на рис. 3 приведена диаграмма, иллюстрирующая поиск частоты единичного усиления ОУ от начального значения f_1 до диапазона частот $f_8 - f_9$.

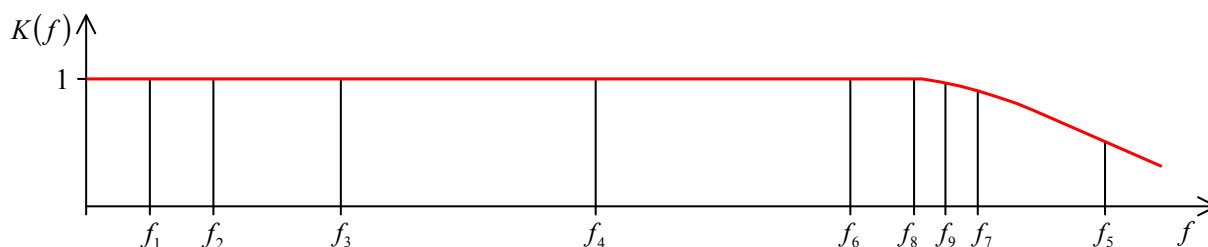


Рис. 3. К методике поиска частоты единичного усиления ОУ

Измеритель интервалов времени, необходимый для измерения скорости нарастания и спада выходного напряжения исследуемого ОУ, а также запаса по фазе на частоте единичного усиления ОУ построен на основе аналогового преобразователя длительности интервала времени в напряжение. Это позволило упростить процесс передачи данных от измерителя в программу обработки результатов, а также сократить количество быстродействующих элементов схемы без потери точности измерения [5].

Для управления комплексом разработан модуль на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) и моста USB-FiFO, что позволяет осуществлять управление элементами схемы комплекса из программной оболочки. Основным преимуществом такого решения является то, что для управления комплексом используется лишь один порт шины USB, а, следовательно, и один четырехжильный кабель. В ПЛИС расположена таблица раскодирования команд управления для каждого из устройств схемы.

Практическая реализация аппаратно-программного комплекса и его экспериментальные исследования показали возможность автоматизированного измерения основных динамических параметров ОУ с относительной погрешностью, не превышающей 5 %. Такие показатели можно считать приемлемыми, поскольку по ГОСТ 23089.0-78 погрешность измерений параметров ОУ в динамическом режиме должна находиться в пределах $\pm 10\%$. Верхнее значение диапазона измерения частоты единичного усиления ОУ составило 50 МГц, а верхнее значение диапазона измерения максимальной скорости нарастания (спада) выходного напряжения ОУ составило 50 В/мкс.

1. Методика обработки результатов измерений параметров операционного усилителя / А. В. Светлов, С. Ю. Байдаров, Вс. В. Комаров, М. Ю. Паршуков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 4. – С. 128 – 140.
2. Расширение функциональных возможностей платы сбора данных для автоматизированного измерения параметров операционных усилителей и создания по измеренным параметрам их макромоделей / С. Ю. Байдаров, М. Ю. Паршуков, А. В. Светлов, И. В. Ханин // Образовательные, научные и инженерные приложения в среде LabVIEW и технологии National Instruments: IX Междунаро. научно-практ. конф. – М.: Изд-во РУДН, 2010. – С. 229 – 231.
3. Аппаратно-программный комплекс для автоматизированного контроля параметров операционных усилителей / А. В. Светлов, С. Ю. Байдаров, Вс. В. Комаров, М. Ю. Паршуков // Инженерные, научные и образовательные приложения на базе технологий National Instruments – 2011: Сборник трудов X Международной научно-практической конф. – М.: ДМК-пресс, 2011. – С. 102 – 104.
4. Использование технологии виртуальных приборов при разработке аппаратно-программного комплекса для измерения параметров операционных усилителей / А. В. Светлов, С. Ю. Байдаров, Вс. В. Комаров, М. Ю. Паршуков // Надежность и качество – 2012: Труды Международного симпозиума: в 2-х т. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2012. – Том 2. – С. 7 – 10.
5. Автоматизированное измерение максимальной скорости нарастания выходного напряжения операционного усилителя / А. В. Светлов, С. Ю. Байдаров, М. Ю. Паршуков, И. В. Ханин // Надежность и качество – 2010: Труды Международного симпозиума: в 2-х т. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2010. – Том 2. – С. 185 – 187.

УДК

«УМНЫЙ» ДОМ

А. А. Трофимов

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. Рассмотрена современная концепция автоматизации жилища на основе беспроводной связи на основе Z-Wave – технологии.

Ключевые слова: «умный» дом, автоматизация, беспроводная связь, протокол связи.

Abstract. The modern concept of home automation based on wireless communication based on Z-Wave – Technology

Key words: a "smart" home automation, wireless, communications protocol.

«Умный дом» - что же это такое? Как он работает и чем может облегчить жизнь обычному пользователю? Автоматизация уже давно нашла широкое применение в промышленности и энергетике, как в высокоэкономически развитых странах Европы, так и в менее развитых государствах СНГ (Казахстан, Туркменистан, Белоруссия и ряд других государств). С ее помощью удалось повысить надежность (отказоустойчивость), экономическую выгодность, сократив издержки на производство, уменьшив себестоимость продукта на выходе, т.е. добиться максимальной производительности при минимальных затратах. Появилась возможность освободить человека от выполнения опасных видов работ, доверив машине те операции, которые могут причинить вред здоровью (в металлургии, например). Но такие системы весьма сложны как технологически, так и программно, и требуют немалых затрат, в том числе и инженерных, на реализацию и обслуживание. «Домашняя» автоматизация (в отличие от промышленной) не требует существенных материальных затрат. Она выполняет не столь масштабные задачи. Тем не менее, с ее помощью можно существенно повысить уровень комфорта потребителя, при этом сократив расходы на энергоресурсы, например, или же в разы повысить безопасность Вашего жилища, причем даже в Ваше отсутствие система сама может предотвратить ряд неприятных ситуаций (утечка воды, газа, локальные возгорания и мн. др.). Поговорим более конкретно, что же сегодня нам может предложить современный рынок технологий в области «домашней автоматизации». В прошлом наибольшее распространение получили так называемые «проводные» технологии домашней интеллектуализации, по функциональным возможностям наиболее интересны: LonWorks, Clipsal C-Bus и EIB/KNX.

Все эти технологии обладают рядом недостатков, описывать которые для каждого протокола отдельно не имеет смысла. Отмечу лишь те (наиболее важные для нас), по которым их можно объединить, так как присущи они всем выше перечисленным протоколам «домашней автоматизации»:

1. И наиболее, на мой взгляд, важное - это цена оборудования с поддержкой данных протоколов. Она, мягко говоря, не совсем соответствует ожиданиям возможных ее потребителей, т.е. нас с Вами. Также данные системы весьма сложны при инсталляции (и монтаже в том числе), т.к. требуют внесения изменений в существующую проводку. Это несомненно накладывает определенные трудности при изменении места положения или количества некоторых элементов, например датчиков (об этом далее по тексту) и настройке, соответственно, под силу это только высококвалифицированному инженеру-специалисту.

2. Расширение функциональных возможностей подобных систем представляет собой сложный процесс, т.к. такие «девайсы» требуют проведения за собой кабельной линии связи и изменения в уже существующих кабельных маршрутах, что весьма затратно.

3. Надежность подобных систем сильно зависит от состояния проводки, которой все элементы последовательно соединены между собой (случайно повредив ее в одном месте, можно остаться без той группы элементов, что находятся далее в последовательной цепи).

Из преимуществ хотелось бы отметить широкий выбор элементной базы под данные протоколы для разных групп потребителей. Так как же быть нам с Вами, что выбрать для автоматизации своего дома либо квартиры или, быть может, совсем отказаться от подобных «ноу-хау»? Ответом на Ваш вопрос будет короткий, но емкий термин «Беспроводной протокол домашней автоматизации Z-Wave!». Что же это за протокол такой?

Z-Wave является запатентованным беспроводным протоколом связи, разработанным для домашней автоматизации, в частности, для контроля и управления на жилых и коммерческих объектах. Технология использует маломощные и миниатюрные радиочастотные модули, которые встраиваются в бытовую электронику, и различные устройства, такие как освещение, отопление, контроль доступа, развлекательные системы и бытовую технику.

Z-Wave — это беспроводная радио технология, разработанная специально для дистанционного управления. В отличие от Wi-Fi и других IEEE 802.11 стандартов передачи данных, предназначенных в основном для больших потоков информации, Z-Wave работает в диапазоне частот до 1 ГГц и оптимизирована для передачи простых управляющих команд (например, включить/выключить, изменить громкость, яркость и т. д.). Выбор низкого радиочастотного диапазона для Z-Wave обуславливается малым количеством потенциальных источников помех (в отличие от загруженного диапазона 2,4 ГГц, в котором приходится прибегать к мероприятиям, уменьшающим возможные помехи от работающих различных бытовых беспроводных устройств — Wi-Fi, ZigBee, Bluetooth).

Другими преимуществами Z-Wave можно отметить малое потребление энергии, низкую стоимость производства и встраивания в различные бытовые устройства. Этим и обусловлен приемлемый уровень цен на подобные компоненты интеллектуальных систем.

В мире насчитывается более 200 производителей, предлагающих товары с Z-Wave чипами или модулями. Отличительной особенностью Z-Wave является то, что все эти продукты совместимы между собой.

В основе решения Z-Wave лежит ячеистая сетевая технология mesh, в которой каждый узел или устройство может принимать и передавать управляющие сигналы другим устройствам сети, используя промежуточные соседние узлы. Mesh-это самоорганизующаяся сеть с маршрутизацией, зависимой от внешних факторов, например, при возникновении преграды между двумя ближайшими узлами сети, сигнал пойдет через другие узлы сети, находящиеся в радиусе действия, тем самым сводя до минимума зависимость таких систем от проводных линий связи.

Для того чтобы спрогнозировать направление развития технологии в будущем, проанализируем доступные нам факты. Концепция «умного дома» интересна и перспективна. На данный момент большое количество компаний, в том числе в России, предлагает услуги по созданию таких «чудо-домов». Сама технология реализуется дешево (беспроводным способом или с использованием существующих силовых кабелей), а вот настройка такой системы, особенно если она управляется программно с компьютера, — вещь достаточно сложная для обывателя, как любые новые технологии, к которым люди долго привыкают, и обойдется не так уж и дешево ее владельцам. Кроме того, возможность использования данного нововведения необходимо учитывать при разработке дизайна помещений. Идеальное место применения таких технологий — частные дома и коттеджи, а также крупные офисы. В принципе, учитывая, что владельцы загородных домов тратят большие деньги на их содержание, стоимость такого решения будет относительно небольшой.

Очевидно, что самые передовые технологии будут появляться в домах самых обеспеченных людей. Звание самого дорогого «умного» особняка в мире сохраняется за жилищем главы Microsoft Билла Гейтса — оно стоит \$53 млн. В нем вся электроника и бытовая техника — от климатических систем до телевизоров — управляется чрезвычайно сложными компьютерными системами. «Умный дом» включает свет и музыку, когда гости и близкие Билла Гейтса входят в дом и перемещаются по многочисленным комнатам. При этом световое и музыкальное сопровождение по мере передвижения посетителя по «умным» апартаментам меняется согласно пожеланиям хозяина, которые сохранены в настройках. Гейтсу не нужно задавать температурный режим в помещениях или настраивать освещение — установленная «интеллектуальная» система по состоянию хозяина распознает, какая температура и освещение необходимы ему в данный момент для полного комфорта.

Для обеспечения удобства в квартире могут использоваться разнообразные технологии, начиная от самодельных устройств и заканчивая высокоинтеллектуальными компьютерными АСУ. Каждому остается выбрать то, что подойдет именно ему.

ВЫБОР МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ И ДЛИТЕЛЬНОСТИ СИГНАЛА ПРИ АНАЛИЗЕ ШУМА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

В. С. Чайковский

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. Выполняется анализ различных спектральных методов и методов аппроксимации с целью определения методов, обеспечивающих наиболее оптимальный результат. Выполняется анализ зависимости среднеквадратического отклонения спектральной плотности мощности от длительности сигнала.

Ключевые слова: шумовые параметры полупроводниковых устройств; спектральная плотность мощности; длительность сигнала; методы спектрального анализа; белый шум; фликкер-шум; плотность вероятности.

Abstract. Various spectral methods and approximation methods for the purpose of definition of the methods providing the most optimum result are analyzed. The dependence of the standard deviation of the power spectral density on signal duration is analyzed.

Key words: noise parameters of semiconductor devices; power spectral density; duration of the signal; methods of the spectral analysis; white noise; flickering noise; probability density.

Введение

Измерение шумовых параметров полупроводниковых приборов является одной из задач, решаемых при входном контроле. Одним из наиболее важных параметров шума является его спектральная плотность мощности (СПМ). Большинство полупроводниковых приборов обладают схожей СПМ шума, которая обычно имеет вид суммы СПМ белого шума и СПМ фликкер-шума:

$$S_{\Sigma}(f) = a + \frac{b}{f^{\gamma}}, \quad (1)$$

где a – СПМ белого шума, b – коэффициент фликкер-шума, γ – показатель степени фликкер-шума.

Определить параметры СПМ шума a , b , γ , можно по реализации шумового сигнала полупроводникового прибора. Для этого необходимо выбрать метод спектрального оценивания, обеспечивающий наименьшую среднеквадратическую погрешность (СКП), а также метод аппроксимации. Кроме того, необходимо определить длительность шумового сигнала, при оценке СПМ которого, среднеквадратическая погрешность параметров находилась бы в пределах заданных значений.

В данной статье рассматриваются классические методы спектрального оценивания [1]. Для аппроксимации СПМ используются методы наименьших квадратов (МНК) и наименьших модулей (МНМ) [2].

1. Моделирование шумовых сигналов

Определить метод, обеспечивающий наименьшую СКП, можно с помощью многократного моделирования шумовых сигналов с различными параметрами СПМ и проверки соответствия результатов, получаемых при помощи используемого метода, исходным данным.

Моделирование шумового сигнала с заданными параметрами можно осуществить с помощью умножения в частотной области белого шума на функцию, соответствующую требуемой СПМ:

$$s(t) = F^{-1}(F(s_{\text{БШ}}(t))K(f)), \quad (2)$$

$$K(f) = \sqrt{a + \frac{b}{f^{\gamma}}}. \quad (3)$$

где F , F^{-1} – операторы прямого и обратного преобразования Фурье соответственно, $s(t)$ – сигнал, который требуется моделировать, $s_{\text{БШ}}(t)$ – белый шум, используемый для моделирования, $K(f)$ – функция, соответствующая требуемой СПМ.

Необходимо учесть, что моделируемый сигнал является ограниченным во времени. Это означает, что в частотной области он является свернутым с частотной характеристикой прямоугольного окна:

$$S(f) = (S_{\text{БШ}}(f)K(f)) * O(f), \quad (4)$$

где $O(f)$ – частотная характеристика прямоугольного окна.

В [3] показано, что преобразование Фурье моделируемого сигнала с учетом ограниченности во времени описывается следующей формулой:

$$S(f_0) = S_{\text{БШ}}(f_0)(K(f) * O(f)). \quad (5)$$

Чтобы уменьшить число переменных, от которых зависит форма спектра, определяемого по формуле (5), удобно поделить ее на $\sqrt{b}$:

$$S(f_0) = \frac{S_{\text{БШ}}(f_0) \left(\sqrt{a + \frac{b}{f^\gamma}} * O(f) \right)}{\sqrt{b}} = S_{\text{БШ}}(f_0) \left(\sqrt{\frac{a}{b} + \frac{1}{f^\gamma}} * O(f) \right). \quad (6)$$

Таким образом, моделирование нужно выполнять, используя формулу (6), изменяя только две переменные: $\frac{a}{b}$, γ .

2. Методы аппроксимации СПМ

Наиболее простым методом расчета СПМ является периодограммный метод, основанный на возведении в квадрат модуля преобразования Фурье шумового сигнала. Плотность вероятности отдельной точки преобразования Фурье шумового сигнала описывается нормальным распределением. Соответственно, после возведения в квадрат модуля преобразования Фурье, плотность вероятности его отдельных точек будет описываться распределением Лапласа:

$$p(x_i) = \frac{1}{\sigma_i \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{|x_i|^2}{2\sigma_i^2}}, \quad (7)$$

где σ_i – среднеквадратичное отклонение i -ой точки.

Плотность вероятности ошибки измерения будет также описываться распределением Лапласа:

$$g_i(\Delta_i) = \frac{1}{\sigma_i \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{|\Delta_i|^2}{2\sigma_i^2}}, \quad (8)$$

где σ_i – среднеквадратичное отклонение i -ой точки, Δ_i – i -ая ошибка измерения, $g_i(\Delta_i)$ – плотность вероятности i -ой ошибки измерения.

Спектральные методы, основанные на усреднении по ансамблю, либо усреднению по соседним отсчетам СПМ, дают более сглаженную СПМ, нежели периодограмма. Данное сглаживание приводит к изменению плотности вероятности ошибки измерения. Согласно центральной предельной теореме, случайный процесс, полученный в результате усреднения большого количества случайных процессов, будет обладать нормальным распределением. Таким образом, в зависимости от степени сглаживания спектрального метода, плотность вероятности ошибки измерения будет в большей или меньшей степени соответствовать либо распределению Лапласа, либо нормальному распределению. Соответственно, для минимизации ошибки при выполнении аппроксимации необходимо минимизировать либо модуль ошибки измерения, что реализуется МНМ, либо квадрат ошибки измерения, что реализуется МНК.

3. Выбор метода определения спектральной плотности мощности

Было проведено многократное моделирование шумовых сигналов, и рассчитывалась СПМ различными спектральными методами. Был выполнен расчет моды и дисперсии шумовых параметров для каждого метода.

В табл. 1 приведены значения моды и дисперсии параметров для следующих спектральных методов: периодограмма, периодограмма Даньелла, периодограмма Бартлетта, периодограмма Уэлча, комбинированный периодограммно-коррелограммный метод. Моделирование выполнялось для значений параметров:

$\frac{a}{b} = 0,3$, $\gamma = 0,7$, длительность сигнала равна 10 секундам, частота дискретизации равна 200 Гц.

Как видно из табл. 1, наилучший результат достигается при использовании комбинированного метода с размером сегментов 5% от общей длительности сигнала и МНМ. При выполнении моделирования с другими параметрами, результаты существенно не изменяются.

	МНК				МНМ			
Спектральный метод	$\frac{a}{b}, \frac{B^2}{\Gamma u},$ Мода	$\frac{a}{b}, \left(\frac{B^2}{\Gamma u}\right)^2,$ Дисперсия	$\gamma,$ Мода	$\gamma,$ Дисперсия	$\frac{a}{b}, \frac{B^2}{\Gamma u},$ Мода	$\frac{a}{b}, \left(\frac{B^2}{\Gamma u}\right)^2,$ Дисперсия	$\gamma,$ Мода	$\gamma,$ Дисперсия
Периодограмма	0,49	0,00007	0,4	0,17	0,49	0,008	0,703	0,095
Периодограмма Бартлетта	0,32	0,013	0,3	0,074	0,31	0,009	0,7	0,073
Периодограмма Даныелла (3 точки)	0,002	0,018	0,3	0,074	0,05	0,017	0,3	0,11
Периодограмма Даныелла (5 точек)	0,49	0,025	0,2	0,174	0,002	0,02	0,3	0,17
Периодограмма Даныелла (7 точек)	0,49	0,023	0,6	0,025	0,002	0,028	0,3	0,201
Периодограмма Уэлча (1%)	0,16	0,006	0,4	0,015	0,231	0,007	0,5	0,026
Периодограмма Уэлча (5%)	0,28	0,002	0,6	0,021	0,299	0,003	0,7	0,03
Периодограмма Уэлча (10%)	0,33	0,005	0,7	0,046	0,31	0,004	0,7	0,046
Периодограмма Уэлча (20%)	0,36	0,01	0,7	0,16	0,32	0,007	0,7	0,12
Комбинированный метод (1%)	0,16	0,005	0,4	0,009	0,259	0,007	0,5	0,034
Комбинированный метод (5%)	0,281	0,0017	0,6	0,016	0,308	0,003	0,7	0,032
Комбинированный метод (10%)	0,35	0,004	0,8	0,057	0,322	0,004	0,7	0,055
Комбинированный метод (20%)	0,37	0,01	0,7	0,19	0,33	0,007	0,7	0,159

4. Определение длительности сигнала

Длительность сигнала оказывает существенное влияние на точность оценки СПМ. Был проведен анализ зависимости моды и дисперсии параметров СПМ от длительности сигнала для значений параметров, указанных выше (применялся комбинированный метод). Результаты представлены на рис. 1.

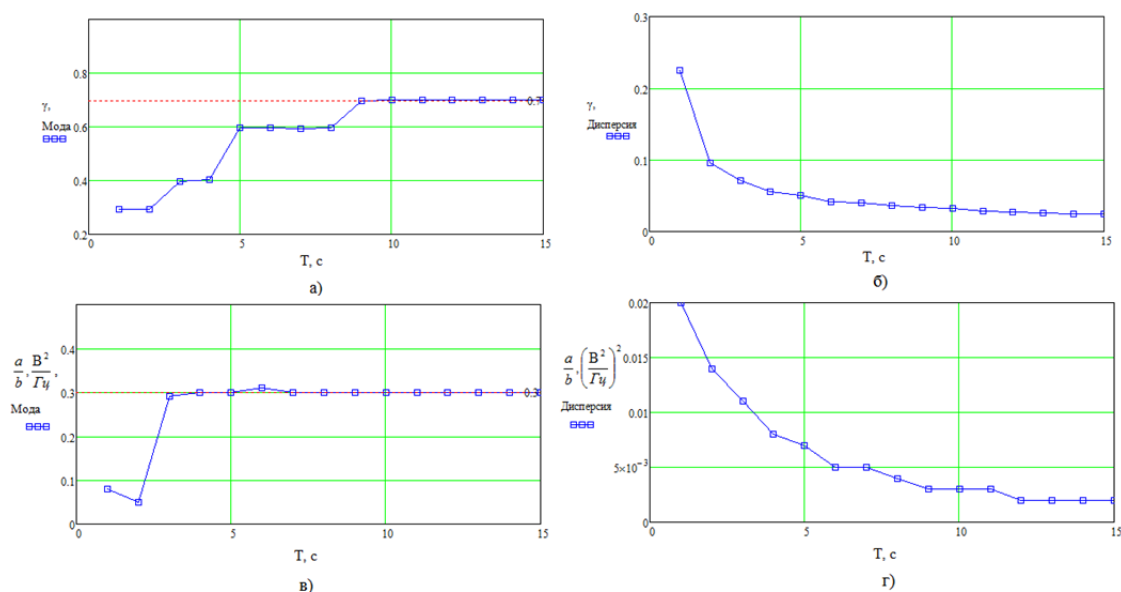


Рис. 1. Зависимости моды параметра γ (а), дисперсии параметра γ (б), моды отношения параметров a/b (в) и дисперсии отношения a/b (г) от длительности сигнала

Из полученных графиков видно, что при длительности сигнала девять и более секунд все значения шумовых параметров практически не изменяются. При проведении исследований для других значений параметров, были получены аналогичные результаты. Таким образом, в данном случае минимальная длительность шумового сигнала равна девяти секундам.

Заключение

Был проведен анализ спектральных методов и методов аппроксимации. Было выяснено, что из представленных методов наилучшие результаты достигаются при использовании комбинированного периодограммно-коррелограммного метода при аппроксимации методом наименьших модулей. Было проведено исследование зависимости моды и дисперсии параметров шума от длительности сигнала.

1. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М: МИР, 1990. – С. 584.
2. Мудров В. И., Кушко В. Л. Метод наименьших модулей. – М: Знание, 1971. – С. 64.
3. Светлов А.В., Чайковский В.С. Методика определения плотности вероятности размаха шума операционных усилителей // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 3.

УДК 681.518.3

ИССЛЕДОВАНИЕ УСЛОВИЙ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ В НЕЛИНЕЙНЫХ НЕПРЕРЫВНО-ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМАХ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ МЕТОДЫ СИГМА-ДЕЛЬТА МОДУЛЯЦИИ

И. А. Сидорова

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация: Проведено исследование условий возникновения хаотических колебаний в нелинейных непрерывно-дискретных системах. Приведена математическая модель сигма-дельта модулятора k -порядка, перечислены признаки хаотических колебаний, возникающие в нелинейных системах, проведен поиск значений амплитуды входной величины.

Ключевые слова: сигма-дельта АЦП, нелинейные непрерывно-дискретные системы, сигма-дельта модулятор, периодические колебания, хаотические колебания.

Abstract: Analysis of conditions of chaotic vibrations in nonlinear continuous-discrete systems by is carried out. A mathematical model of the k -order sigma-delta modulator is showed, the features of chaotic vibrations that occur in nonlinear systems are listed, a search of the values of the input variable's amplitude is conducted.

Key words: sigma-delta ADC, nonlinear continuous-discrete systems, sigma-delta modulator, periodic vibrations, chaotic vibrations.

Теория нелинейных динамических систем является современным математическим аппаратом, методы и алгоритмы которого существенно помогают при решении многих научно-технических задач математики, механики, информатики, физики, химии, экономики, социологии и других областей.

Основателем теории динамических систем по праву полагают А. Пуанкаре, который более чем 100 лет назад заложил фундамент и определил основные направления ее дальнейшего развития. Так, основными задачами теории нелинейных динамических систем являются задача прогнозирования поведения систем, которые изменяются во времени и пространстве, задача нахождения свойств таких систем и задача моделирования их эволюции. Развитие компьютерных и информационных технологий позволяет существенно продвинуться в их решении.

Теория динамических систем привлекает внимание многих выдающихся исследователей и ученых, среди которых есть и „классики” - А. Пуанкаре, Дж. Биркгоф, А. М. Колмогоров, и современные ученые - Дж. Э. Марсен, В. И. Арнольд, С. Смейл и др. Они связали теорию динамических систем с другими современными математическими направлениями, такими как дифференциальная геометрия, топологическая динамика, эргодическая теория, теория устойчивости, катастроф и бифуркаций, и получили значительные результаты [1].

Сложность реальных динамических систем постоянно увеличивается вследствие научно-технического прогресса. Возникают новые проблемы, связанные с параллельностью, распределенностью, иерархией в сложных системах, постоянно повышаются требования к эффективности, безопасности и надежности систем управления. Интенсивное использование электронно-вычислительной техники в систе-

мах управления на современном этапе компьютеризации общества привело к необходимости проектирования и анализа сложных систем, объединяющих в себе непрерывные и дискретные компоненты, и выделения их в отдельный класс "непрерывно-дискретных" систем [2].

Разработка методов анализа и моделирования непрерывно-дискретных систем (НДС) имеет уже более чем сорокалетнюю историю [3, 4]. При моделировании НДС возникают как проблемы, типичные для классических динамических систем, которые могут быть исследованы средствами непрерывного анализа (к примеру, вопросы устойчивости), так и проблемы, типичные для дискретных параллельных систем, которые можно эффективно решать методами верификации дискретных систем (проблемы тупиков, выявление наличия циклов и пр.). В целом, на сегодняшний день методик анализа устойчивости НДС достаточно много [5, 6, 7].

Сложность исследования динамических систем, описывающих реальные процессы, состоит в многомерности фазового и конструктивного пространства и связана с нелинейностями, присутствующими в системах.

В общем виде непрерывно-дискретная система описывается уравнением (1):

$$y(n+1) = F(x(n), \lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_k, y(n)), \quad (1)$$

где $\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_k$ - масштабные коэффициенты системы; $x(n)$ - входная величина; $y(n)$ - выходная величина.

Исходя из (1) математическую модель нелинейной НДС с последовательной многопетлевой обратной связью (ОС) можно представить в виде системы уравнений (2):

$$\begin{cases} U_1(n-1) = f_1(x(n), y(n), U_1(n)) \lambda_1 \\ U_2(n-1) = f_2(x(n), y(n), U_1(n), U_2(n)) \lambda_1 \lambda_2 \\ \dots \\ U_k(n) = f_k(x(n), y(n), U_1(n), U_2(n) \dots U_k(n)) \lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_k \\ y(n+1) = N_n U_k(n) \end{cases}, \quad (2)$$

где N_n - вид нелинейности.

В последние годы в нелинейных НДС широко используются принципы сигма-дельта модуляции. Основная концепция метода сигма-дельта модуляции была заложена в лабораториях Белла в 1950-х годах при создании цифровых систем передачи данных. Практическое использование метода сигма-дельта модуляции для построения АЦП произошло лишь в конце 1980-х годов, хотя его структурно-алгоритмическое решение было известно. Связано это было со сложностью реализации цифрового фильтра в составе АЦП. По этой причине в интегральном исполнении сигма-дельта АЦП появились лишь, когда стали широко доступными сигнальные процессоры на цифровых КМОП-структурах [8,9].

Сигма-дельта АЦП ($\Sigma\Delta$ -АЦП) обладают большой разрешающей способностью (от 16 до 24 разрядов) и низкой частотой дискретизации (до десятков кГц). Высокое разрешение и наличие встроенного предварительного усилителя с программируемым коэффициентом усиления позволяют использовать $\Sigma\Delta$ -АЦП для непосредственной оцифровки сигналов малого уровня, которые поступают с датчиков, например, тензометрических датчиков, термопар и т.п. Интегрирование входного сигнала позволяет при соответствующим выборе частоты дискретизации и полосы пропускания цифрового фильтра в составе АЦП обеспечивает высокий уровень подавления сетевой помехи [10].

Структурная схема $\Sigma\Delta$ -АЦП состоит из двух основных частей: сигма-дельта модулятора ($\Sigma\Delta$ -модулятора) и цифрового фильтра. Основной функцией модулятора является получение избыточного количества цифровых отсчетов входного сигнала [11]. Наиболее широко в составе $\Sigma\Delta$ -АЦП используется однобитный $\Sigma\Delta$ -модулятор k -порядка, представляющий собой замкнутую структуру с нелинейной ОС, в прямой цепи которой включено k - аналоговых интеграторов и однобитный АЦП, а в цепи обратной связи однобитный ЦАП. В качестве АЦП используется компаратор, а в качестве ЦАП - аналоговый коммутатор.

На рис. 1 представлена структура $\Sigma\Delta$ -модулятора k -порядка [12].

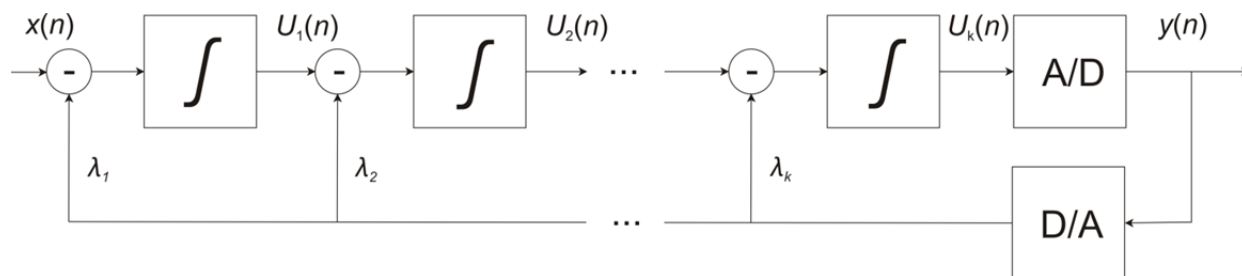


Рис. 1. Структура $\Sigma\Delta$ -модулятора k -порядка

Математическая модель, описывающая состояния интеграторов в дискретные моменты времени представлена в виде системы уравнений:

Рассмотрим условия возникновения хаотических колебаний на примере $\Sigma\Delta$ -модулятора 3-го порядка. Система разностных уравнений, описывающая его работу, приведена ниже:

$$\begin{cases} U_{1[n]} = U_{1[n-1]} + \varepsilon X - \varepsilon \lambda_1 Y_{[n-1]} \\ U_{2[n]} = U_{2[n-1]} + \varepsilon U_{1[n-1]} - \varepsilon \lambda_2 Y_{[n-1]} - \frac{\varepsilon^2}{2!} \lambda_1 Y_{[n-1]} + \frac{\varepsilon^2}{2!} X \\ U_{3[n]} = U_{3[n-1]} + \varepsilon U_{2[n-1]} + \frac{\varepsilon^2}{2!} U_{1[n-1]} - \varepsilon \lambda_3 Y_{[n-1]} - \frac{\varepsilon^2}{2} \lambda_2 Y_{[n-1]} - \frac{\varepsilon^3}{6} \lambda_1 Y_{[n-1]} + \frac{\varepsilon^3}{6} X \\ Y_{[n]} = \text{sign}(U_{3[n]}) \end{cases}, \quad (3)$$

где $U_{k[n]}$ – напряжение на выходе k -го интегратора в моменты времени $t_n = nh$, h – шаг дискретизации, n – номер шага; $\varepsilon = h\tau^{-1}$ – относительная постоянная времени интегратора; $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ – масштабные коэффициенты обратной связи; Y – выходная величина.

Как известно $\Sigma\Delta$ -модуляторы из-за нелинейной ОС могут иметь сложную динамику переходных процессов, а именно: при постоянном входном сигнале, выходной сигнал может представлять собой периодический колебательный процесс или хаотический процесс [13].

Теорию нелинейных колебаний (А. А. Андронов, Ю. И. Неймарк и др. [14, 15]) можно считать первыми изученными динамическими системами с дискретной компонентой. Если на систему воздействует периодическая сила, то в классической теории полагают, что и отклик будет периодическим. Существуют и другие периодические решения, такие, как субгармонические и супергармонические колебания. В середине прошлого столетия было обнаружено, что движение некоторых очень простых динамических систем не всегда можно предсказать на большой интервал времени. Такие движения были названы хаотическими, и их исследование привлекло в динамику некоторые новые математические идеи. Необходимо различать так называемые случайные и хаотические колебания. Первый термин относится к ситуациям, когда мы действительно не знаем действующих сил или знаем только некоторые статистические характеристики параметров. Термин «хаотический» применяется в тех детерминированных задачах, где отсутствуют случайные или непредсказуемые силы или параметры [16]. В современной литературе термин «хаотический» применяется к таким движениям в детерминированных физических и математических системах, траектории которых обнаруживают сильную зависимость от начальных условий. Другое свойство хаотических систем — потеря информации о начальных условиях [17].

Нужно отметить, что в настоящее время проблема исследования закономерности формирования периодических колебаний и условия их перехода в режим хаотических колебаний в НДС, относящихся к классу систем динамического хаоса, изучается многими научными школами [18]. Значительный вклад в решение этой задачи связан с именами С. Смейла, А. Н. Колмогорова, В. И. Арнольда, В. В. Козлова, Д. В. Аносова, С. П. Курдюмова и А. А. Самарского.

Очень важно иметь критерии определения наличия именно хаотических колебаний. Поэтому цель работы – исследование условий возникновения хаотических колебаний в нелинейных НДС, использующих методы сигма-дельта модуляции. Решение данной проблемы имеет большое значение в связи с широким распространением таких систем при моделировании процессов и явлений в физике, химии, биологии, метеорологии, экономике, в социодинамике и в других областях научной и практической деятельности.

Наиболее распространенные признаки хаотических колебаний с наиболее приемлемым методом их распознавания [19]:

1. Чувствительность к изменению начальных условий (измеряемая показателем Ляпунова и границами фрактальной области);
2. Широкий Фурье-спектр движения, возбуждаемого на одной частоте (получаемый быстрым преобразованием Фурье (БПФ) с помощью современных электронных спектр-анализаторов);
3. Фрактальные свойства движения в фазовом пространстве, которые указывают на присутствие странного аттрактора (характеризуются отображениями Пуанкаре и фрактальными размерностями);
4. Переходные или перемежаемые хаотические движения; непериодические всплески нерегулярного движения (перемежаемость) или первоначально неупорядоченное движение, которое приводит к регулярному (методы экспериментального исследования включают измерение средней длительности хаотических всплесков или переходных режимов в зависимости от значения какого-либо параметра).

5. По мере изменения параметров динамической системы может меняться число точек равновесия и их устойчивость. Такие изменения нелинейных систем, связанные с изменением параметров системы, являются предметом теории бифуркаций [20]. Те значения параметров, при которых изменяются качественные или топологические свойства движения, называются критическими или бифуркационными значениями.

Основы теории бифуркации заложены А. Пуанкаре и А. М. Ляпуновым в начале XX в.в., затем эта теория была развита А. А. Андроном и его учениками. Знание основных бифуркаций позволяет существенно облегчить исследование конкретных НДС, в частности предсказать параметры новых движений, возникающих в момент перехода, оценить в пространстве параметров области их существования и устойчивости и т. д. Бифуркации, в результате которых исчезают статические или периодические режимы (т.е. состояния равновесия или предельные циклы), могут приводить к тому, что динамическая система переходит в режим хаотических колебаний. К таким видам бифуркаций относятся бифуркация удвоения периода. Она характеризуется тем, что в бифуркационный момент малое по модулю возмущение через период просто меняет знак, а через следующий оборот в линейном приближении происходит замыкание траектории. В результате этой бифуркации из исходного периодического движения рождается устойчивое периодическое движение приблизительно удвоенного периода, а исходный режим становится неустойчивым. Появлению двухчастотных колебаний в системе отвечает бифуркация рождения двумерного тора из периодической траектории. В системах, зависящих от двух параметров, или в системах с определенным типом симметрии встречается бифуркация, при которой рождается сразу 2 устойчивых предельных цикла [21].

Как было сказано выше, для НДС с нелинейной ОС возможен режим как периодических так и хаотических колебаний. В работе [22] получен результат в виде аналитического решения условий возникновения периодических колебаний для нулевого входного воздействия и нулевых начальных состояний интеграторов. В работах [23,24] путем анализа спектра выходных колебаний модулятора было установлено наличие гармонических составляющих, что говорит о возможности возникновения периодических колебаний на фоне случайных составляющих. В частности установлена закономерность распределения их по частотному диапазону, а также установлено, что при увеличении порядка колебания относительная мощность периодических колебаний по отношению к случайным составляющим быстро убывает.

Методом имитационного моделирования $\Sigma\Delta$ -модуляторов 3-4 порядка было установлено, что одним из условий возникновения хаотических колебаний является нахождение значений амплитуды входной величины в некоторых интервальных зонах динамического диапазона входной величины. На граничных значениях этих зон наблюдаются периодические колебания.

Значение входной величины (4), при которых наблюдаются периодические колебания в $\Sigma\Delta$ -модуляторе определяются дискретным рядом значений, который задан в виде двоичного кода $a_0, a_1, \dots, a_m$, где коэффициенты a_i принимают значения 1; 0; -1.

$$x = a_0 + \frac{a_1}{2} + \frac{a_2}{2^2} + \dots + \frac{a_m}{2^m}. \quad (4)$$

Период колебаний определяется по формуле (5):

$$T = 2^{m+k}. \quad (5)$$

В качестве примера на рис. 2 представлены графики периодических колебаний для $\Sigma\Delta$ -модуляторов 1-3 порядков при условии $m = 0$, $a_0 = 0$.

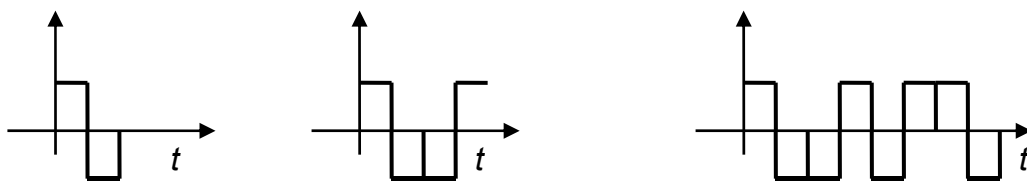


Рис. 2. Временные диаграммы колебательных процессов для $\Sigma\Delta$ -модуляторов 1-3 порядков

Наличие хаотических колебаний в $\Sigma\Delta$ -модуляторе можно рассматривать как наличие периодических колебаний с периодом значительно больше чем период наблюдения. Это выполняется, если значение амплитуда входной величины близко к множеству дискретных значений (3), выбранных для меньшего интервального шага.

Сказанное выше справедливо для процесса наблюдения при нулевых начальных условиях интеграторов. В режиме непрерывного наблюдения это условие не выполняется и в $\Sigma\Delta$ -модуляторе имеет место полигармонические колебания с трудновыявляемым периодом отдельных гармоник. В этом случае наличие гармонических колебаний выявляется с помощью алгоритма спектрального анализа. В практическом плане наличие таких колебаний [25] проявляется в виде низкочастотных тонов.

Наличие эффекта перехода от периодических колебаний к хаотическим через процесс бифуркации частоты колебаний в НДС является одним из критериев по которому можно отнести наблюдаемый случайный процесс к классу хаотических колебаний.

1. Ручкин К.А. Современные методы и алгоритмы прогнозирования нелинейных динамических систем. Известия ЮФУ. Технические науки. №2, 2005.
2. Малинецкий Г.Г., Потапов А.Б. Современные проблемы нелинейной динамики/ Изд. 2 е, исправл. и доп./ Синергетика: от прошлого к будущему. №1. – М.: Эдиториал УРСС, 2002. – 360 с.
3. Бусленко Н.П.: Моделирование сложных систем. М: "Наука", 1978.
4. Теория систем. Математические методы и моделирование. Сб. статей под ред. А.Колмогорова, С.Новикова. М: "Мир", 1989, 384с.
5. Алейников О.А., Баушев В.С., Кобзев А.В., Михальченко Г.Я. Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах // Электричество, 1991. - № 4. - с. 16-21.
6. Гелиг А. Х. Устойчивость асинхронных импульсных систем со случайными возмущениями параметров. // Автоматика и телемеханика. - 1998. - №5. -с. 181-184.
7. Сидорова И.А. Математическая модель динамических импульсных систем с нелинейностью типа sign. / А.В. Селезнев, И.А. Сидорова, Р.Г. Тер-Аракелян // Математическое и компьютерное моделирование естественнонаучных и социальных проблем: сборник статей V Международной научно-технической конференции молодых специалистов, аспирантов и студентов. – Пенза, 2011. – С. 198-201
8. Application Note AN_283: Sigma Delta ADCs and DACs. – Applications Reference Manual, Analog Devices, 1993, p. 20_3 –20_18.
9. Чувыкин Б.В. $\Sigma\Delta$ -аналого-цифровые преобразователи: основы теории и проектирование: Монография / В.Н. Ашанин, Б.В. Чувыкин, Э.К. Шахов // Пенза: Информационно-издательский центр ПенГУ, 2009. – 188 с.
10. Гутников В. С. Фильтрация измерительных сигналов. — Ленинград, издательство Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990.— 192 с.
11. Голуб В. С. Сигма дельта модуляторы и АЦП. – Радиоаматор, Киев, 2000, № 8, с. 36 – 37; 2001, № 2, С. 27 – 28.
12. Сидорова И.А. Исследование информативности нелинейных непрерывно-дискретных систем на примере сигма-дельта АЦП / Б.В. Чувыкин, А.В. Селезнев, И.А. Сидорова // Информационно-измерительные и управляющие системы. №3. – Москва: Издательство «Радиотехника», 2012. – С. 38-40
13. Анищенко В.С. Сложные колебания в простых системах: Механизмы возникновения, структура и свойства динамического хаоса в радиотехнических системах. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1990
14. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э.: Теория колебаний. М: Гос.изд.ф.-м.лит.-ры, 1959, 915с.
15. Неймарк Ю.И., Ланда П.С. Стохастические и хаотические колебания. - М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1997.
16. Шустер Г. Детерминированный хаос. Введение. М: Мир, 1988-240 с
17. Малинецкий Г. Г. Хаос. Структуры. Вычислительный эксперимент. Введение в нелинейную динамику. 3-е изд. М.: УРСС, 2001.
18. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. М.: Наука, 1981.
19. Ф. Мун. Хаотические колебания. М.: Мир, 1990.
20. Андронов А. А., Леонтович Е. А., Гордон И. М., Майер А. Г. Теория бифуркаций динамических систем на плоскости. М.: Наука, 1967
21. Анищенко В.С., Вадивасова Т.Е., Астахов В.В. Нелинейная динамика хаотических и стохастических систем. Фундаментальные основы и избранные проблемы. - Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1999. - 368 с.
22. Чувыкин Б.В., Балыкова А.Ю., Тер-Аракелян Р.Г. Методика определения длительности переходного процесса для $\Sigma\Delta$ -АЦП в режиме хаотических колебаний // Информатизация образования – Поволжье – 2010. Сборник статей VII Всероссийской научно-методической конференции. – Пенза: ПГУ, 2010. – с. 38-40.
23. Сидорова И.А. Анализ флуктуационных шумов нелинейных динамических систем с однобитным квантованием / Б.В. Чувыкин, А.В. Селезнев, И.А. Сидорова // Научно-технический вестник Поволжья. Сборник научных статей (журнал ВАК РФ) № 3 – Казань: Научно-технический вестник Поволжья, 2012, С. 151-154.
24. Сидорова И.А. Математическая модель динамических импульсных систем с нелинейностью типа sign / А.В. Селезнев, И.А. Сидорова, Р.Г. Тер-Аракелян // Математическое и компьютерное моделирование естественнонаучных и социальных проблем: сборник статей V Международной научно-технической конференции молодых специалистов, аспирантов и студентов. – Пенза, 2011. – С. 198-201
25. Boser E., Wooley B. A. The design of sigma-delta modulation analog-to- digital converters // IEEE J. Solid-State Circuits. - 1994. - Vol. SC-23. - P. 1298-1308

УДК 621.317

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ЧАСТНЫХ И РАЗНОСТЕЙ ДЛЯ АНАЛИЗА ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

О. И. Михайлович, Р. С. Лаврентьев, Э. А. Амирова

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. Рассматриваются возможности применения алгоритмов частных и разностей для идентификации динамических характеристик элементов систем управления. Предлагается использование алгоритма для аппрок-

симации импульсной (переходной характеристики) комплексными экспоненциальными функциями и определения дискретной передаточной функции, а также для нахождения ее нулей и полюсов.

Ключевые слова: алгоритмы частных и разностей, динамические характеристики, управление.

Abstract. Perspectives of application of algorithms of private and differences to identify the dynamic characteristics of the elements of the management systems. It is suggested to use an algorithm for approximation of the impulse transition (characteristics) of the complex exponential functions and definitions of the discrete-time transfer function, as well as for the location of its zeros and poles.

Key words: algorithms of private and differences, dynamic characteristics, management.

При анализе систем управления и ее элементов используются различные методы численного решения некоторых практических задач, таких как, нахождение корней алгебраических уравнений, нахождение собственных значений и собственных векторов, аппроксимация (интерполяция) экспоненциальными функциями, преобразование передаточной функции из полиномиальной в полюсно - нулевую. Зачастую эти методы оказываются громоздкими и трудоемкими. Применение QD – разложения дает возможность решать все эти задачи на основе единого алгоритма и позволяет значительно сократить объем вычислительной работы. Метод частных и разностей был предложен Рутисхаузером.

Так как в настоящее время QD алгоритм применяется не достаточно широко, мы поставили перед собой цель изучить метод, разработать алгоритмы и написать программу, которая позволит решать вышеуказанные задачи. Ожидается, что будет достигнуто более высокое быстродействие за счет простоты QD – алгоритма. Используя QD-алгоритм частных и разностей (в том числе и прогрессивную форму алгоритма) и правила Q- ромба и E- ромба можно решать классические задачи теории автоматического регулирования:

- аппроксимация импульсной (переходной) характеристики экспоненциальными функциями;
- нахождение полюсов по отсчетам импульсной (переходной) характеристики;
- нахождение полюсов полинома для преобразования передаточной функции из полиномиальной в полюсно-нулевую;
- нахождение z-преобразования по отсчетам импульсной (переходной) характеристики – дискретной передаточной функции;
- спектральный анализ на основе z-преобразования отсчетов сигнала.

В настоящее время нами уже реализовали алгоритмы для нахождения корней полинома и полюсов системы по ее импульсной характеристике.

В основе алгоритма частных и разностей лежит правило, гласящее, что корни полинома (или полюса передаточной функции) сходятся к частным. Если корни являются комплексными, то они могут определять как отношениями, так и частными. Для нахождения ее полюсов q образуют частные и разности d и произведения S_2

$$q_1^{(v)} = \frac{S_1^{(v+1)}}{S_1^{(v)}}, \quad d_1^{(v)} = q_1^{(v+1)} - q_1^{(v)}, \quad s_2^{(v)} = s_1^{(v+1)} \cdot d_1^{(v)}$$

Тогда полюса функции можно найти по формулам:

$$\lambda_1 = \lim_{v \rightarrow \infty} \frac{S_1^{(v+1)}}{S_1^{(v)}}; \quad \lambda_2 = \lim_{v \rightarrow \infty} \frac{S_2^{(v+1)}}{S_2^{(v)}}; \quad \lambda_\sigma = \lim_{v \rightarrow \infty} \frac{S_\sigma^{(v+1)}}{S_\sigma^{(v)}},$$

где $\sigma=1,2,3,...,v \rightarrow \infty$.

Исходя из этого, получим общее правило для применения QD-алгоритма к заданному ряду коэффициентов: задают $s_v = s_1^{(v)}$, считают последовательность частных, последовательность разностей, модифицированные разности и последовательность новых величин s .

Пусть требуется найти корни полинома $N(z) = z^n + \dots$. Образует рациональную функцию, $f(z) = \frac{N_1(z)}{N(z)}$, числитель которой является произвольным полиномом степени на порядок меньше. Если

разложить эту функцию в степенной ряд вида $\sum_{k=0}^{\infty} \frac{S_k}{z^{k+1}}$, то с использованием QD-алгоритма просто найти

полюса данной функции. Но образование высших частных $q_\sigma^{(v)}$ при больших значениях v сопровождается потерей точности вычислений. Поэтому используем прогрессивную форму алгоритма, выражающуюся в условиях:

$$e_0^{(v+1)} = 0,$$

$$\begin{cases} e_{\sigma}^{(v+1)} = \frac{e_{\sigma}^{(v)} \cdot e_{\sigma+1}^{(v)}}{q_{\sigma}^{(v+1)}}, \\ q_{\sigma}^{(v)} = q_{\sigma}^{(v)} + e_{\sigma}^{(v)} - e_{\sigma-1}^{(v+1)}. \end{cases}$$

Построим последовательно многочлены $N_K^*(z)$ и $N_K(z)$ степени $n-k$ ($k=1,2,\dots$) по формулам, которые определяют начальные значения величин $q_{\sigma}^{(0)}$ и $e_{\sigma}^{(0)}$, а также искомые величины $q_K^{(0)}$ и $e_K^{(0)}$

$$\begin{cases} N_K^*(z) = \frac{z \cdot N_K(z) - N_{K-1}^*(z)}{q_K}, & k=1,2,3,\dots,n, \\ N_{K+1}(z) = \frac{N_K^*(z) - N_K(z)}{e_K}, & k=1,2,3,\dots,n-1. \end{cases}$$

В качестве примера возьмем полином $N_0^* = z^5 - 9z^4 - 8z^3 + 2z^2 + z + 6$.

Полином числителя порядка $n-1$ зададим произвольно: $N_1 = z^4 + 3z^3 + z^2 + 3z + 4$.

Таким образом, получим рациональную функцию $f(z)$ пятого порядка. Найдем полюса функции, применив к решению прогрессивную форму QD – алгоритма. Точность вычислений зададим $p = 1 \cdot 10^{-12}$. Покажем результаты на последних итерациях

$$\begin{array}{ccccc} 9.7942 & -1.2101 & 0.8219 & -11.0708 & -0.0556 \\ 9.7942 & -1.2101 & 0.8219 & -0.3504 & -1.7580 \\ 9.7942 & -1.2101 & 0.8219 & 1.3521 & 0.4556 \end{array}$$

Как видно из анализа результатов таблицы, первые 3 столбца сходятся к определенным значениям. Это означает, что вычисленные корни являются действительными (в данном случае это 1й, 2й и 3й корни). Остальные столбцы имеют меняющиеся (колеблющиеся) значения, то есть вычисленные 4 и 5 корни получились мнимыми. Во втором случае полюсы λ_{k-1} и λ_k определяются решением квадратного уравнения: $z^2 - (q_{k-1}^{\eta+1} + q_k^{\eta})z + q_k^{\eta} \cdot q_{k-1}^{\eta} = 0$.

Вычисленные корни записываются в массив, результаты расчета приведены ниже.

$$qq = \begin{array}{ccccc} 9.7942 & 0.8219 & -1.2101 & -0.2030 + 0.7581i & -0.2030 - 0.7581i \end{array}$$

В задачах идентификации часто используют интерполяцию (аппроксимацию) суммами экспонент $P(t) = \sum_{k=1}^n a_K \cdot e^{\alpha_K t}$.

Экспоненты могут быть не только действительными, но и комплексно - сопряженными. Алгоритм аппроксимации включает дискретизацию, применение алгоритма частных и разностей для определения параметров экспонент и определение полюсов функции. На рис. 1 приведен пример интерполяции заданного отклика звена 6 – го порядка и его диаграмма Бодэ.

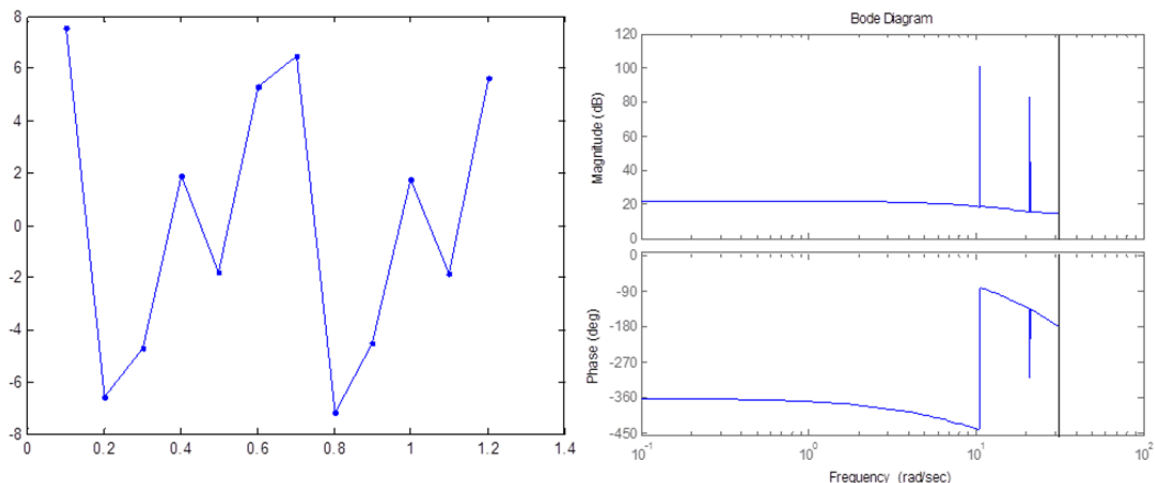


Рис. 1

Таким образом, алгоритм частных и разностей дает возможности решать задачи идентификации динамических характеристик.

Так как и «разности» и «частные» очень чувствительны к промахам, шумам, то необходимо провести исследования методов, позволяющих уменьшить это влияние. Предполагается создать программу на основе QD-алгоритма для исследования динамических характеристик элементов и систем автоматики. Программа может использоваться как учебная, а также применяться разработчиками и пользователями систем контроля и управления.

Основное применение программы – решение задач идентификации, а именно: аппроксимация импульсных характеристик, определение дискретной передаточной функции, определение частных динамических характеристик – частот собственных колебаний.

1. Рутисхаузер Г. Алгоритм частных и разностей // перевод с немецкого В.М. Курочкина.- Москва: издательство иностранной литературы, 1960.

2. Джонс У., Трон В. Непрерывные дроби. Аналитическая теория и приложения // Перевод с английского В.Е. Кондрашова, С.Б. Королева и И.Г. Турундаевской. - под редакцией И. Д. Софронова.- Москва: Мир, 1985.-С. 224-240.

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЕСА БУМАЖНОГО ПОЛОТНА НА БУМАГОДЕЛАТЕЛЬНОЙ МАШИНЕ

С. В. Никулин, О. Н. Донскова, М. С. Ревунов

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. Рассматривается подход улучшения качества регулирования веса в бумажном производстве с использованием разложения на поперечную и продольную неоднородность веса бумажного полотна

Вес метра квадратного бумаги является самым значимым ее свойством, от которого зависит ее применение. Чем меньше изменение веса, тем лучше считается бумага, поэтому необходимо точно регулировать вес бумажного полотна на бумагоделательной машине. Для производства качественной бумаги необходимо обеспечить одинаковую линейную плотность бумажного полотна, как в продольном, так и в поперечном направлении. Регулирование веса производимой бумаги осуществляется правильным выбором технологического режима бумагоделательной машины (скорость машины, уровень массы в напускном устройстве).

Стабилизация веса в продольном направлении происходит с помощью массовой задвижки, которая устанавливается перед смесительным насосом (изменение подачи бумажной массы при смешивании потока с водой). Информация о весе метра квадратного бумажного полотна поступает со сканирующего устройства, расположенного в конце бумагоделательной машины. Сканирующее устройство состоит из нескольких датчиков, которые перемещаются по бумажному полотну в поперечном направлении по специальным направляющим. При весе меньше задания вентиль открывается, увеличивая концентрацию бумажной массы. Функциональная схема приведена на рис. 1.

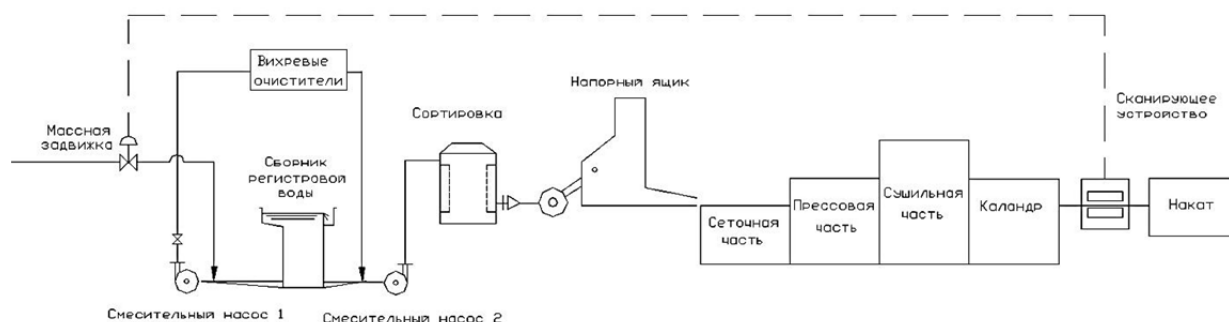


Рис. 1. Функциональная схема регулирования веса бумажного полотна

Стабилизация веса в поперечном направлении осуществляется с помощью изменения геометрии выпускной щели напорного ящика (рис. 2), откуда бумажная масса выливается на сетку. Для этого к верхней планке щели из тонкой стали прикреплены штыри с червячными редукторами. Их количество определяет число зон регулирования веса бумажного полотна в поперечном направлении.

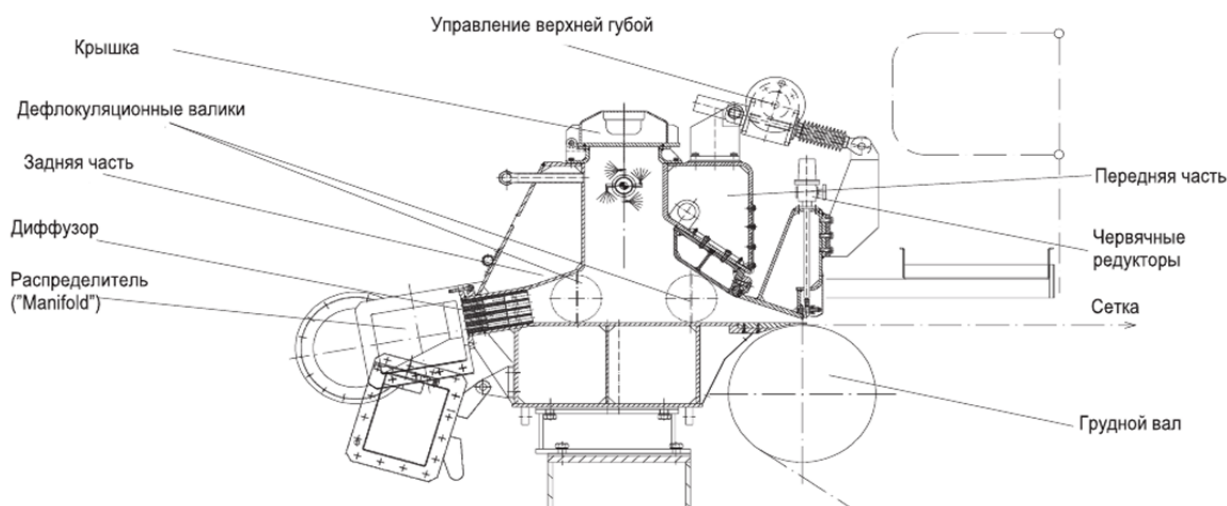


Рис. 2. Конструкция напорного ящика

Сканирующее устройство перемещается в поперечном направлении бумажного полотна и с учетом движения измеряет вес метра квадратного по диагонали, находя среднее значение веса в каждой зоне.

Рассмотрим последовательность обработки данных поступающих со сканера.

1. Находим изменение веса бумажного полотна в поперечном направлении, используя алгоритм усреднения с конечной памятью.

— номер зоны измерения; — номер прохода сканирующего устройства; — количество проходов, используемых для формирования профиля; — среднее значение кривизны профиля в зоне в текущем проходе; — среднее значение кривизны профиля в предыдущем проходе; — значение кривизны профиля в зоне в текущем проходе; — значение кривизны профиля в зоне;

Центрированный график кривизны профиля бумажного полотна представлен на рис. 3. По оси абсцисс отложены зоны, в которых идет измерение, по оси ординат — вес w .

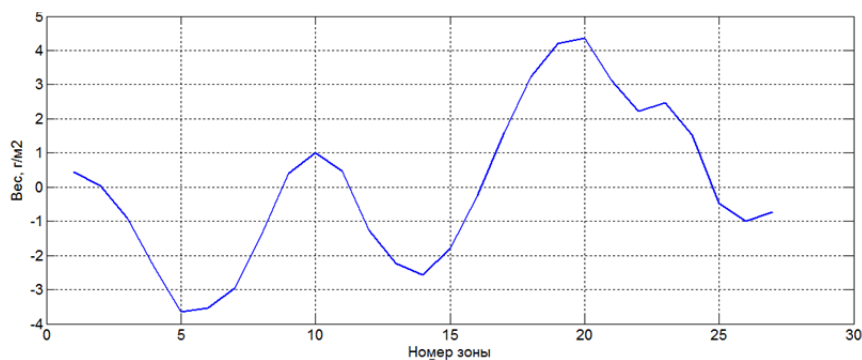


Рис. 3. Профиль бумажного полотна

Эти данные используются для изменения геометрии выпускной щели напорного ящика и коррекции временного ряда изменения веса, поступающий со сканера (рис. 4).

2. Профиль бумажного полотна постоянно изменяется в реальном значении времени в связи с неоднородностью степени загрязнения сетки и сукон на бумагоделательной машине. Измерение веса и преобразованное в соответствии с кривизной профиля продольное измерение веса изображены на рис. 5.

В регуляторах, использующих измерение веса без преобразования со сканирующего устройства, управляющее воздействие происходило через время равное или большее времени одного прохода сканера. Это использовалось для компенсации кривизны профиля с помощью вычисления среднего значения веса за проход. Если замкнуть контур регулирования на продольное изменение веса, то необязательно ждать целый проход сканера. Структурная схема представлена на рис. 6.

Данное ускорение динамики контура (снижение времени запаздывания) управления весом будет применимо для перегруженной линии массоподготовки, нарушении технологических режимов работы бумагоделательной машины, что не редко происходит на производстве из-за широкого ассортимента выпускаемой продукции на одной бумагоделательной машине.

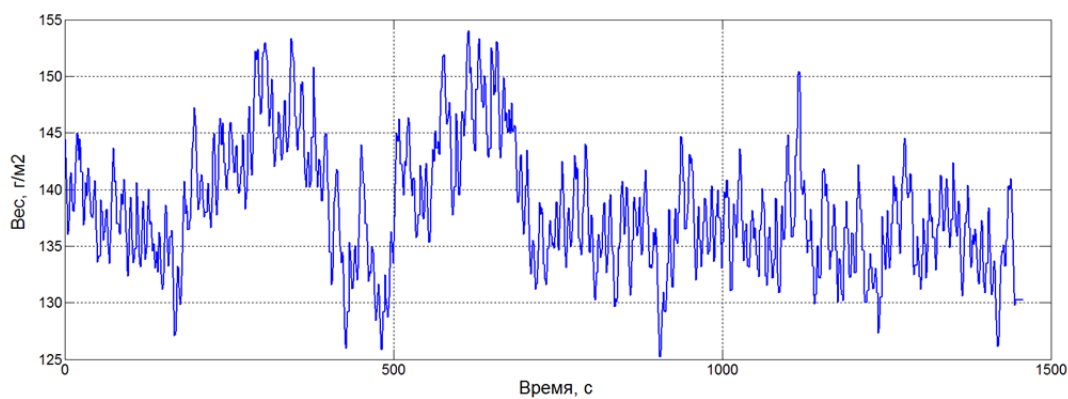


Рис. 4. Показания сканера о значении веса бумажного полотна

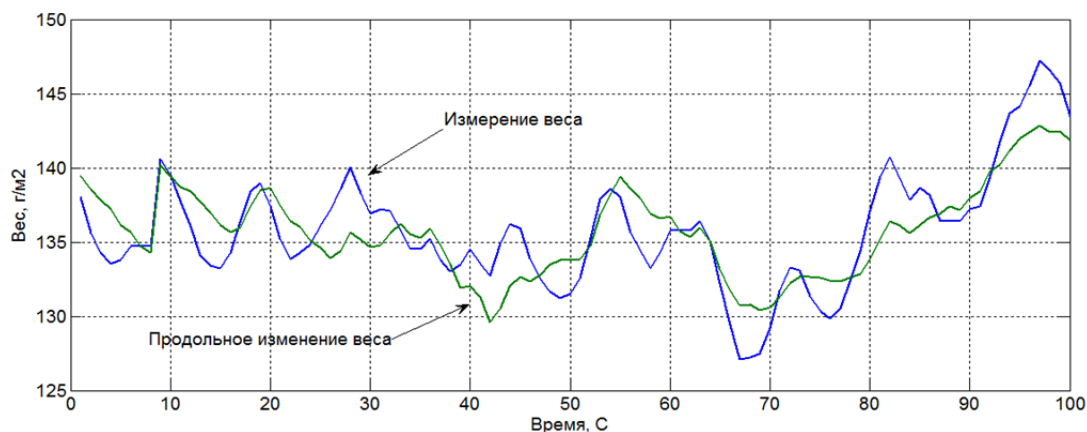


Рис. 5. Измерение веса и его преобразование

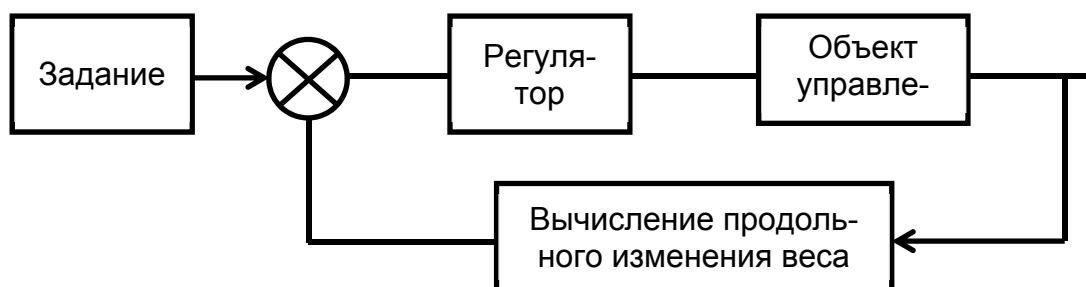


Рис. 6. Структурная схема контура регулирования веса

УДК 006.91

ОЦЕНКА СООТВЕТСТВИЯ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Н. П. Ординарцева

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. Отмечая актуальность поставленного вопроса, проведен сопоставительный анализ основных представлений концептуальных моделей погрешности и неопределенности для задач оценки соответствия объектов измерения.

Ключевые слова: концептуальная модель погрешности / неопределенности, номинальная характеристика, условия неопределенности, оценка соответствия

Abstract. The importance of stated issue is acknowledged, a comparison analysis of main error measurement in conceptual model aspects/measurement uncertainty is complete. For estimate accordance value in measured objects.

Key words: conceptual model error / uncertainty, nominal function, conditions of uncertainty, estimation accordance value.

Актуальность рассматриваемого вопроса

Оценка соответствия объекта измерения установленным нормам допускаемых значений контролируемых параметров (к.п.) является важнейшей областью в контроле качества производства и выпускаемой продукции, экспертизе товаров, поддержании безопасности, медицинских исследованиях. Независимо от вида контроля (сплошной, выборочный), а также в случае многоэтапного контроля, - который уже не рассматривается как единая, методически целостная процедура, - погрешность используемых при этом средств измерений (СИ) является определяющим фактором, обуславливающим ошибки контроля и его эффективность. Вопросы управления достоверностью контроля с учетом погрешностей, сопровождающих процедуру и влияющих на его результаты, назначения приемочных границ с учетом границ функциональных, определения числа наблюдений измеряемого параметра, достаточно освещены в литературе. Эти вопросы для конкретных инженерных приложений автор рассматривал ранее в [1].

Однако подавляющее число публикаций освещают обозначенные вопросы в рамках концептуальной модели погрешности измерений. В последнее время в нашей стране внедряется, - часто с острыми дискуссиями, - новая концептуальная модель, основанная на неопределенности результатов измерений. Эта концептуальная модель была разработана Объединенным Комитетом по Руководствам в Метрологии (JCGM), возглавляемым директором Международного Бюро Мер и Весов (BIPM) и сформированным семью международными организациями. В настоящее время эта концепция неопределенности измерения одобрена международным метрологическим сообществом.

Эпоха глобального рынка ставит задачу обеспечения единства измерений в широком масштабе: методы оценки результатов измерений и выражения неопределенности должны быть глобально едиными, с тем, чтобы измерения, проводимые в разных странах, были сопоставимы по единым правилам; последнее особенно актуально в период вступления страны в ВТО.

Сравнительный анализ концепций погрешности / неопределенности измерения

Основополагающим понятием классической концептуальной модели является погрешность Δ , определяемая

$$\Delta X = X_{изм} - \underset{\substack{\uparrow \\ X_{дейс}}}{X_0}, \quad (1)$$

где X_0 и $X_{дейс}$ - соответственно истинное и действительное (условно принятое истинное) значение измеряемой физической величины (ФВ);

$$(\delta; X_{дейс}) \rightarrow (\delta; X_0), \quad \delta(\cdot) - \text{дельта-функция Дирака.}$$

Деление погрешностей по характеру проявления на систематические и случайные [JCGM 200:2008 (VIM) 2.19] [2, п. 3.5] приводит к внутреннему противоречию в этой модели: анализ погрешностей содержит как статистические, так и нестатистические процедуры. А из этого следует, что не существует математически корректных и общепринятых средств комбинирования систематической и случайной составляющих погрешности в одну суммарную (полную) погрешность, которая давала бы общее представление о качестве результата измерения, т.е. его близости к истинному значению ФВ. Кроме того, невозможно корректно (а не на описательном уровне) определить X_0 и $X_{дейс}$ - первое является только теоретическим понятием, с его единственным и несуществующим значением, а второе «как можно ближе» (а как близко?) приближается к нему.

Преодоление указанных противоречий классической модели привело к появлению концепции неопределенности, определяемой согласно [JCGM 200:2008 (VIM) 2.26] [2, п. 4.2] как «*неотрицательный параметр, характеризующий рассеяние значений величины, приписываемых измеряемой величине на основании используемой информации*» (заметим, что погрешность по знаку могла быть как положительной, так и отрицательной).

Вероятностная основа концепции неопределенности позволяет оценивать качество измерения, вычисляя и систематическую, и случайную погрешности на *сравниваемой основе* [2, п. 3.7]. (Соответствующие составляющие неопределенности группируются по способу оценивания в две категории – типа А [JCGM 100:2008 (GUM) 4.2, JCGM 200:2008 (VIM) 2.28] и типа В [JCGM 100:2008 (GUM) 4.3, JCGM 200:2008 (VIM) 2.29] [2, п. 4.6], - и обрабатываются для получения дисперсии результата измерения в соответствии с правилами математической статистики и теории вероятностей.) В том, что касается случайных воздействий, новая концепция дает в сущности такие же результаты, как и анализ погрешностей, но это абсолютно не так в отношении неизвестных систематических эффектов. В последнем случае результаты оценивания данных измерений признаются более приемлемыми, чем результаты анализа погрешностей.

Концепция неопределенности не отбрасывает понятие «*истинное значение*», оно необходимо для формулировки цели измерения, а также модели измерения, однако в интервале охвата

$$(x - U_p \langle X \rangle, x + U_p \langle X \rangle), \quad (2)$$

где U_p – расширенная неопределенность для данной вероятности охвата p ; лежит не одно, а множество истинных значений величины X .

Образно говоря, в первой модели (на основе погрешности Δ) система отсчета связана с результатом измерения, во второй модели (на основе неопределенности $u(x)$) – со значением измеряемой ФВ. Последнее иллюстрирует рис. 1, показывающий в метрологическом пространстве сформированных образов две нечисловые шкалы линейного порядка и получаемый проецированием на эти шкалы результат измерения в соответствии с каждой из этих концепций измерения.

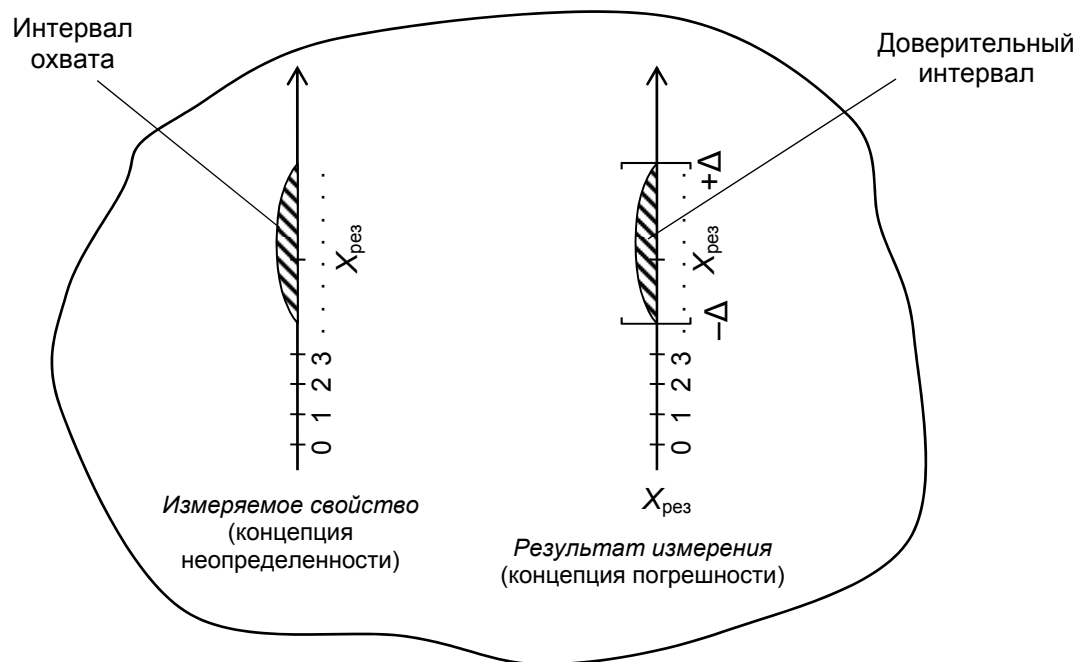


Рис. 1. Метрологическое пространство сформированных образов, нечисловые шкалы линейного порядка и результат измерения в соответствии с концепцией погрешности / неопределенности

Оценка погрешности (1) как разница между результатом измерения $X_{изм}$ и референтным значением $X_{дейс}$ тоже имеет свою неопределенность, формируемую неопределенностями результата измерения и референтного значения. Таким образом, неопределенность результата измерения является его неотъемлемым свойством независимо от выбранной модели описания его качества, и в этом смысле термин «неопределенность результата измерения» корректен как в случае использования концепции погрешности, так и в случае обращения к концепции неопределенности.

Определение оценки погрешности и принадлежащей этой оценке неопределенности иллюстрирует совместимость и непротиворечивость этих двух концептуальных моделей, что наилучшим образом объясняется тем, что обе модели описывают **один и тот же** объект измерения [3].

Оценка соответствия в условиях неопределенности

Присущая результату измерений неопределенность влечет за собой и неопределенность принятия решения в отношении объекта контроля [4]. Однако концепция неопределенности измерений дает отличную от концепции погрешности интерпретацию достоверности результатов контроля. На смену привычной композиции (рис. 2а) функции плотности вероятности к.п. и функции плотности вероятности погрешности СИ (или композиций функций плотности вероятности комплектующих изделий в функциональной сборке, т.е. трансформирования распределений в сборочной единице и функции плотности вероятности погрешности СИ общего сигнала [5]) приходит подход на основе отражения измеряемого физического свойства объекта измерения в новую систему координат, связанную с этим свойством.

В таком случае исходное решающее правило имеет вид:

$$x_l \leq x \leq x_h, \quad (3)$$

где x_l и x_h – соответственно нижний и верхний предельные допустимые значения к.п.

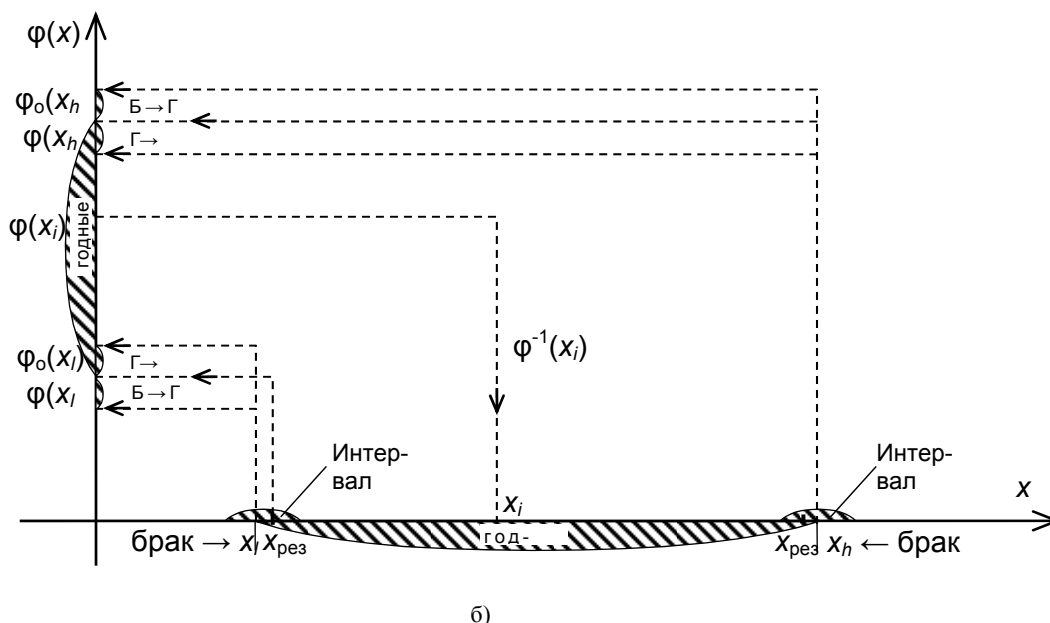
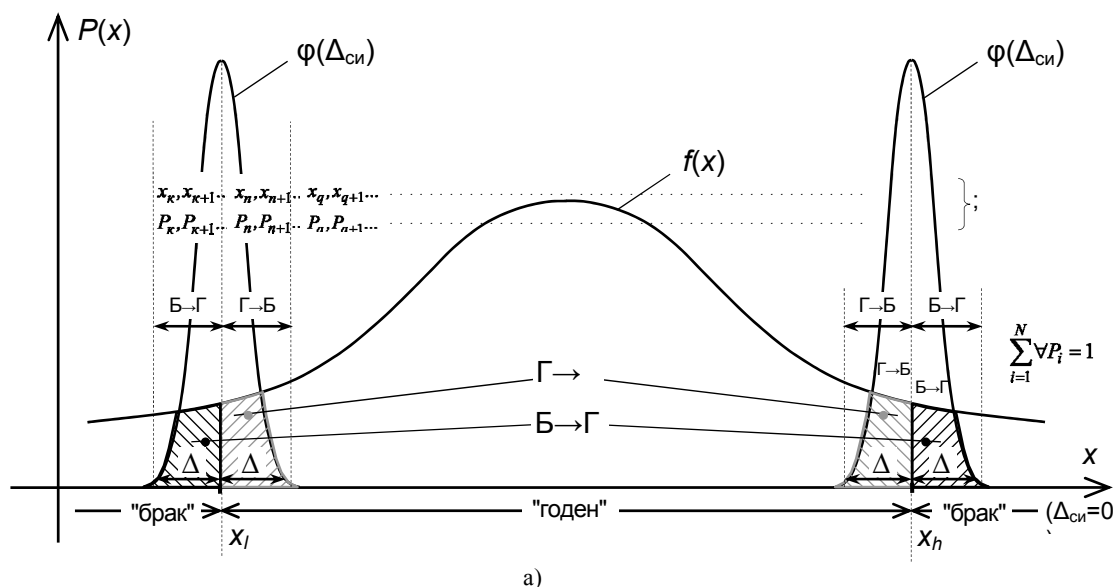


Рис. 2. Система отсчета связана с результатом измерения (а); система отсчета связана с измеряемым свойством (б)

Говоря о метрологических аспектах технического контроля в рамках новой концепции неопределенности [4], имеем следующее. Для оценивания соответствия проводят измерение ФВ x , и полученный результат сравнивают с уставками $\phi_0(x_l)$ и $\phi_0(x_h)$, которые определяются, исходя из номинальной характеристики СИ $\phi_0(x)$. Реальная характеристика преобразования СИ $\phi(x)$ отличается от номинальной $\phi_0(x)$, изменяя решающее правило (3):

$$\phi_0(x_l) \leq \phi(x) \leq \phi_0(x_h). \quad (4)$$

Проецируя это правило на ось $\phi(x)$, когда система отсчета результата измерения связана с измеряемым свойством (рис. 2б), имеем зону неопределенности принятия решения $(B \rightarrow G) \cup (G \rightarrow B)$, обусловленную отличием реальной характеристики СИ от номинальной характеристики.

Таким образом, вероятность ошибок 1-го рода $(G \rightarrow B)$ определяется:

$$P_{(G \rightarrow B)} = P[x_l \leq x \leq x_h; \phi(x) < \phi_0(x_l)] + P[x_l \leq x \leq x_h; \phi(x) > \phi_0(x_h)];$$

вероятность ошибок 2-го рода $(B \rightarrow G)$:

$$P_{B \rightarrow \Gamma} = P[x(x_l; \phi_0(x_l)) \leq \phi(x) \leq \phi_0(x_h)] + P[x(x_h; \phi_0(x_l)) \leq \phi(x) \leq \phi_0(x_h)].$$

И в заключении следует выполнить обратное математическое преобразование исходного решающего правила (3), т.е. привести полученный результат «ко входу»:

$$\phi^{-1}[\phi_0(x_l)] \leq \phi^{-1}[\phi(x)] \leq \phi^{-1}[\phi_0(x_h)],$$

где $\phi^{-1}(\cdot)$ - оператор обратного преобразования (на ось измеряемого свойства).

Заключение

Отмечая актуальность поставленного вопроса, проведен сопоставительный анализ основных представлений концептуальных моделей погрешности и неопределенности для задач оценки соответствия объектов измерения. Проанализирована ситуация с формированием оценки соответствия в контексте международных норм и соглашений.

1. Ординарцева Н.П. Метрологические аспекты технического контроля в инженерных расчетах / Измерительная техника. - 1993.-N 5.-С.6-7 // Metrological Aspects of Quality Control in Engineering Calculations / Measurement Techniques. October, 1993.-P. 488-491.

2. Введение к «Руководству по выражению неопределенности измерения» и сопутствующим документам. Оценивание данных измерений / Пер. с англ. под науч. ред. д.т.н., проф. В.А. Слаева, д.т.н. А.Г. Чуновкиной. – СПб.: «Профессионал», 2011. – 58 с.

3. Данилов, А. А., Ординарцева Н.П. Планирование эксперимента в условиях неопределенности результатов измерений / А. А. Данилов, Н. П. Ординарцева // METROLOGY AND METROLOGY ASSURANCE 2012 : Proceeding of the 22th National Scientific Symposium with International Participation, September 10 – 14, 2012, Sozopol, - Bulgaria, Technical University of Sofia, 2012. – P. 29 – 34.

4. Володарский Е.Т., Кошечая Л.А., Zygmunt L. Warsza. Неопределенность установления соответствия объекта нормам / Е.Т. Володарский, Л.А. Кошечая, Warsza L. Zygmunt // METROLOGY AND METROLOGY ASSURANCE 2012 : Proceeding of the 22th National Scientific Symposium with International Participation, September 10 – 14, 2012, Sozopol, - Bulgaria, Technical University of Sofia, 2012. – P. 18 – 22.

5. Князев А.Г., Ординарцева Н.П., Путилов В.Г., Тихонов В.М. Использование статистических методов для оценки параметров технологического процесса изготовления магнитных дисков / А. Г. Князев, Н. П. Ординарцева, В. Г. Путилов, В.М. Тихонов // Информационно-измерительная техника: Межвуз. сб. науч. тр. – Пенза: Изд-во Пенз. политех. ин-та, 1992. – Вып. 21. С. 108 - 115

УДК 681.586 (075)

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ДАТЧИКИ И СЕНСОРНЫЕ СЕТИ

В. А. Васильев, П. С. Чернов

Аннотация. Проведен анализ понятий и определений интеллектуального датчика, уточнена его минимальная структура и выполняемые им функции. Описаны существующие стандарты, направленные на унификацию цифровых интерфейсов датчиков, включения интеллектуального датчика в сеть.

Ключевые слова: интеллектуальный датчик, цифровой интерфейс датчика, сенсорная сеть.

Abstract. The definition of smart sensor, its structure and functions are examined. Review of existing standards devoted to unification of digital sensor interfaces, adding smart sensor to existing network is given.

Key words: smart sensor, digital sensor interface, sensor network.

Согласно российскому стандарту под интеллектуальным датчиком понимается адаптивный датчик с функцией метрологического самоконтроля. Адаптивный датчик в свою очередь должен содержать параметры и алгоритмы работы, способные изменяться в зависимости от внешних сигналов. Неотъемлемой частью интеллектуального датчика является возможность самообучения и самовосстановления при возникновении единичного сбоя.

В зарубежной литературе аналогом термина «интеллектуальный датчик» является термин «smart sensor», закрепившийся в середине 1980-х, и в настоящее время обычно подразумевающий датчик с интегрированной электроникой (аналого-цифровым преобразователем (АЦП), микропроцессором, цифровым сигнальным процессором, системой на кристалле и т. п.), а также реализацией цифрового интерфейса и сетевых коммуникационных протоколов. Таким образом, неотъемлемой функцией интеллектуального датчика считается возможность включения его в (проводную или беспроводную) сеть датчиков. Соответственно,

помимо наличия функций самодиагностики и самообучения, такой датчик должен обладать функцией самоидентификации, требуемой для его однозначного опознания в сети среди других датчиков. Кроме возможности включения датчика в сеть, наличие сетевого интерфейса позволяет проводить действия по конфигурации, выбору режима работы и диагностике датчиков с удаленного рабочего места, что дает преимущества, как в эксплуатации, так и в стоимости их обслуживания.

На рис. 1 представлена структурная схема, иллюстрирующая минимальный набор необходимых функциональных блоков любого интеллектуального датчика согласно рассмотренным критериям. Аналоговые сигналы, поступающие с первичных преобразователей, усиливаются и преобразуются в цифровую форму. На основании этих сигналов и сохраненных в постоянном запоминающем устройстве данных калибровки микропроцессор корректирует полученные от первичного преобразователя значения измеряемой (или связанной с ней) величины и переводит их в требуемые единицы измерения. Таким образом, компенсируется погрешность, вызванная влиянием температуры, дрейфом нуля и т. п. Кроме того, микропроцессор контролирует состояние элементов первичного преобразователя и оценивает достоверность результата измерения. Обработанная цифровая информация передается посредством цифрового интерфейса и реализованных коммуникационных протоколов пользователю, который, в свою очередь, имеет возможность настраивать параметры датчика (пределы измерения и т. п.) и запрашивать дополнительную информацию о состоянии датчика и результатах измерений.

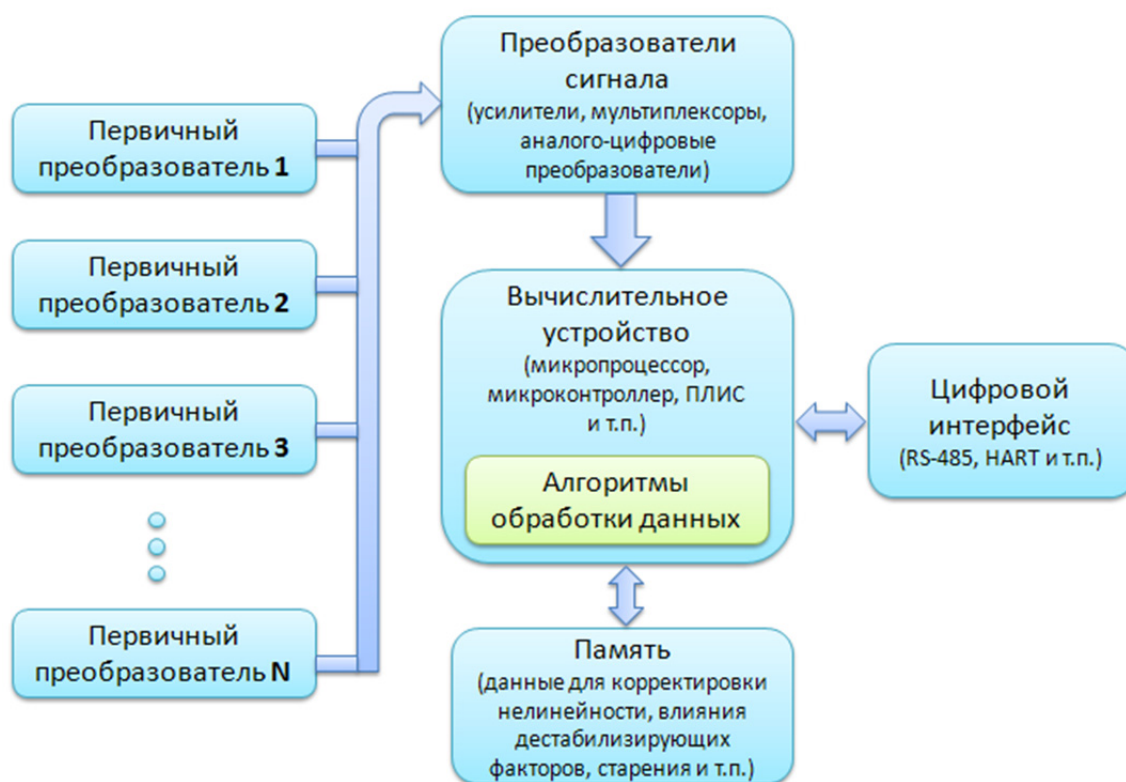


Рис. 1. Структурная схема интеллектуального датчика

Развитие технологий микроэлектроники и использование нано- и микроэлектромеханических систем (НиМЭМС) в качестве первичных преобразователей многих типов датчиков позволили уменьшить их размеры и объединить схемы аналоговой обработки сигналов, АЦП и даже логические интегральные схемы на одном кристалле.

Широкое распространение получают так называемые «системы на кристалле», представляющие собой интегральную схему, содержащую помимо микроконтроллера также встроенную память и множество периферийных устройств, среди которых могут быть прецизионные АЦП и цифро-аналоговые преобразователи, таймеры, контроллеры последовательного порта, USB и Ethernet. Примерами могут служить микросхемы AT91RM9200 производства Atmel, ADuC8xx фирмы Analog Devices, MSC12xx компании Texas Instruments.

Стоимость интеллектуальных датчиков продолжает уменьшаться, что связано с массовым серийным производством НиМЭМС и «систем на кристалле», совершенствованием смежных технологий, таких как производство элементов памяти, радиопередатчиков, элементов питания, и все возрастающим потребительским спросом. В настоящее время относительно недорогие портативные устройства, такие как телефон или планшет, содержат сразу несколько интеллектуальных датчиков, среди которых акселерометр, гироскоп,

датчик освещенности, компас. Производимые сегодня автомобили включают в себя десятки датчиков, что в свою очередь требует объединения их в сеть.

Для управления сложными технологическими процессами с динамично изменяющимся состоянием широкое распространение получают распределенные сети датчиков, открывающие новые возможности мониторинга и контроля параметров в режиме реального времени.

Значительным препятствием в развитии проводных и беспроводных сетей интеллектуальных датчиков является отсутствие единого сетевого стандарта. В настоящее время широко используются десятки типов различных интерфейсов (RS-485, HART, USB, 4–20 мА, IEEE-488) и промышленных сетей (ProfiBus, Fieldbus, DeviceNet, Interbus, CANbus, Modbus, LIN).

Стандарт IEEE 1451.1 определяет единый интерфейс для подключаемых к сети интеллектуальных датчиков и содержит спецификации модуля NCAP, представляющего собой мост между внешней сетью и модулем STIM интеллектуального датчика. В стандарте IEEE 1451.2 определен цифровой интерфейс для подключения модуля интеллектуального преобразователя (STIM) к сетевому адаптеру. Кроме того, там же вводится концепция TEDS – электронный паспорт датчика или электронная спецификация датчика, обеспечивающая самоидентификацию устройства в сети. Паспорт TEDS получил широкое распространение и содержит такие данные как код модели, серийный номер, дата выпуска, калибровочные данные, единицы измерения, дата калибровки. Спецификация TEDS позволяет реализовать автоматическое конфигурирование датчика, аналогичное технологии Plug and Play, используемой для идентификации и самонастройки устройств персонального компьютера. При этом отпадает необходимость создания и поддержки базы данных с информацией о каждом датчике, что облегчает их эксплуатацию и замену. Все большее число производителей измерительных преобразователей переходят на производство датчиков, поддерживающих указанные стандарты, среди которых PCB Piezotronics, EsensorsInc. и др.

Одна из основных целей объединения датчиков в сеть – доступ к предоставляемой ими информации через программное обеспечение пользовательского уровня (приложения), не привязанного к конкретным типам датчиков и способам организации сети. Следовательно, сеть датчиков (сенсорную сеть) можно рассматривать как промежуточный уровень между самими датчиками и решаемыми при их помощи прикладными задачами. Можно выделить три абстрактных уровня интеллектуальных измерительных систем (рис. 2). Уровень датчика подразумевает физическое устройство датчика и реализацию коммуникационных протоколов (RS-485, HART, IEEE 1451). Уровень сети датчиков является промежуточным звеном между ресурсами, предоставляемыми датчиками, и решаемыми при их использовании прикладными задачами. Уровень приложений предполагает непосредственное взаимодействие с пользователями. Его программное обеспечение не привязано к цифровому интерфейсу самих датчиков, протоколам внутрисетевого взаимодействия и может выполняться на различных аппаратных и программных платформах. Представленные уровни также могут делиться на различные подуровни в зависимости от конкретной реализации входящих в их состав подсистем.

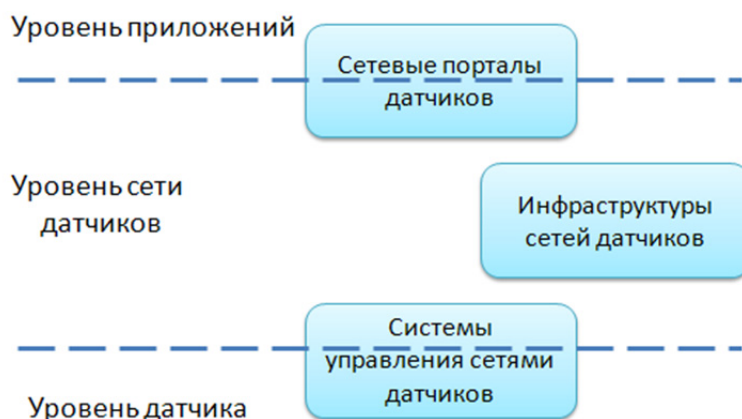


Рис. 2. Абстрактные уровни интеллектуальных измерительных систем

На нижнем уровне представленной иерархии (см. рис. 2) находятся системы управления сетями датчиков, основной задачей которых является обеспечение коммуникации датчиков внутри сети. Активными направлениями исследований в данной области являются беспроводные сети датчиков и связанные с ними задачи разработки протоколов маршрутизации, оптимизации внутрисетевого взаимодействия, нахождения оптимальных траекторий сбора данных в пространственно-распределенных сетях, локализации датчиков внутри сети, уменьшения энергопотребления. Примерами конкретной реализации систем управления сетями датчиков могут служить проекты MundoCore, Mires, MiLAN. В рамках предложенных данными системами подходов основное внимание уделяется проблеме управления сетями датчиков и их функциональностью, а не облегчению доступа к ним средствами пользовательского уровня, поэтому их можно отнести к

нижнему уровню рассмотренной иерархии. Однако данные решения могут служить основой для организации инфраструктуры сенсорных сетей.

Инфраструктуры сенсорных сетей – это решения, направленные на обеспечение доступа к датчикам через общедоступную сеть (например Internet) программам и пользователям, решающим конкретные прикладные задачи. Системы, относящиеся к инфраструктурам сенсорных сетей, не зависят от физической реализации датчика или топологии сети и не направлены на решение задач уровня систем управления сетями датчиков, таких как внутрисетевое взаимодействие, энергосбережение и т. п. Реализация этих систем подразумевает организацию интерфейса с техническими и программными средствами прикладного уровня, который может представлять собой собственную разработку или один из известных стандартов. Наиболее распространенными спецификациями данного уровня являются стандарты SWE. Примерами реализаций инфраструктуры сетей датчиков, основанных на стандартах SWE, являются GeoSWIFT, PULSENet, Sensor Web 2.0.

Сетевые порталы датчиков, относящиеся к уровню приложений (см. рис. 2), можно рассматривать как новый класс систем, предоставляющих доступ к ресурсам датчика непосредственно с этого уровня. Такие порталы предназначены для сбора и обмена информацией с датчиков, в частности, определенных типов датчиков в конкретных областях применения. Примерами таких систем могут служить SensorMap, SenseWeb, SensorBase, Pachube, Sensorpedia. Особенностью сетевых порталов датчиков является централизованный подход в решении поставленных задач в отличие от инфраструктуры сетей датчиков на основе принципа разделения сервисов и компонентов.

Несмотря на уже достигнутые результаты в области создания интеллектуальных датчиков и измерительных систем, а также проделанную работу по стандартизации интерфейсов и протоколов взаимодействия на различных уровнях, данная область исследований является весьма актуальной и все еще находится в начальной стадии развития.

УДК 621.391; 519.21

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

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

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. Показано, что эффективность обработки речевых сигналов напрямую зависит от качества устранения помех. Предложено для подавления помех в речевых сигналах использовать метод декомпозиции на эмпирические моды. Разработан алгоритм помехоподавления, основанный на оценки значений энергии отдельных эмпирических мод и их удалении.

Ключевые слова: речевой сигнал, голосовое управление, фильтрация, множественная декомпозиция на эмпирические моды, поверхность энергетической плотности.

Abstract. In article is shown that efficiency of the processing speech signals straight depends the noise on quality of the eliminating. It is offered for noise-balancing on speech signals to use the method to empirical mode decomposition. The designed algorithm removing of noise. The designed algorithm removing of noise, founded on estimations of importance of the energy of the separate empirical modes and their removing.

Key words: speech signal, voice-activated control, filtering, ensemble empirical mode decomposition, surface of energy density.

Введение

Биометрические технологии берут свое начало с конца XIX в., когда Фрэнсис Гальтон и Карл Пирсон выявили закономерности в наследственности людей и применили методы вариационной статистики при анализе их наследственных признаков.

Сейчас биометрией принято считать технологию, с помощью которой можно идентифицировать личность, используя ее физиологические характеристики. Возможности биометрии многогранны: решения, созданные на ее основе, применяются в системах контроля и управления доступом для организации доступа к личным кабинетам, а также к персональной информации и мобильным терминалам. В качестве идентификатора могут выступать лицо, ладонь, отпечаток пальца, радужная оболочка глаза или голос.

Биометрические технологии по голосу является бесконтактными, этически корректными методами получения биометрической информации о личности. Взаимодействие с системой идентификации по голосу не вызывают у человека раздражения при снятии «образца» и в ходе дальнейшей процедуры. Кроме того, голос является единственно доступной биометрической характеристикой для идентификации личности на расстоянии.

Несмотря на интенсивные научные исследования и появляющиеся время от времени сообщения о феноменальной эффективности разработанных систем идентификации, реальное применение, за исключением узких областей, сильно ограничено, что подтверждается регулярными годовыми отчетами, констатирующими, что лишь около 1% процента объема потенциальных пользователей удовлетворено эффективностью коммерческих систем идентификации личности. Нельзя сказать, что прогресс в этой области вообще отсутствует, современная наука демонстрирует постепенное повышение эффективности систем идентификации личности. Возникает необходимость в постоянных исследованиях этого вопроса, применении современных адаптивных математических аппаратов в системах голосовой идентификации личности и это подтверждает актуальности данной темы [1].

Основные проблемы обработки речевых сигналов в системах идентификации

Речевой сигнал – это звук, образуемый артикуляционным аппаратом человека (глоткой, ротовой полостью с языком, легкими, носовой полостью, губами и зубами) с целью языкового общения [2]. В целом звуки речи подразделяются на вокализованные и невокализованные: вокализованные образуются в результате колебания голосовых связок; невокализованные образуются в результате непериодических колебаний выходящих из легких струй воздуха. Вокализованными являются обычно гласные; почти все глухие согласные относятся к невокализованным. Звонкие согласные образуются путем слияния первых и вторых. Вокализованные и невокализованные звуки исследуются по их высоте, тембру, силе и частотным характеристикам.

Речевой сигнал является переносчиком смысловой информации. Элементарными единицами слуховой информации являются звуки – фонемы, а смысловыми единицами – звучащие слоги, слова и фразы.

Другой важной характеристикой речевого сигнала является частота основного тона (ОТ) – вибрация голосовых связок. Речевые сигналы не только передают информацию, но и дают сведения о голосовых характеристиках говорящего, что позволяет идентифицировать его по голосу.

В условиях работы автоматизированных систем голосовой идентификации возникает серьезная проблема фильтрации речевых сигналов. Начальные этапы фильтрации являются важными и определяющими в решении задачи организации системы идентификации. Наличие посторонних шумов приводят к значительному снижению вероятности правильной работы системы.

Речевые сигналы в динамике представляются сигналами сложной формы, амплитудные и временные параметры которых индивидуальны для каждого человека. Учитывая данный факт, в системах по обработке речи возникает серьезная проблема выделения информативных параметров. А ошибки в выделении вокализованных участков также приводят к значительному снижению вероятности правильной идентификации. Алгоритмы и методы, используемые в современных системах обработки речи, зачастую не справляются с задачей корректного выделения информативных параметров – частоты ОТ, в условиях работы с нестационарными и нелинейными речевыми сигналами.

Алгоритм обработки речевых сигналов

Авторами разработан алгоритм (см. рис. 1) обработки речевых сигналов для систем голосовой идентификации, позволяющий решить следующие задачи:

- предварительная фильтрация;
- выделение вокализованных участков речи;
- определение частоты ОТ, дающее точную оценку его значения.

Алгоритм обработки содержит два этапа: предварительная обработка (блоки 1, 2), выделение информативных параметров (блоки 3, 4).

Предварительная обработка

На этапе предварительной обработки от помех, суммирующихся с сигналом, независимых от его значений и формы и не изменяющих информационную составляющую речевого сигнала (аддитивных шумов) применяется предварительная фильтрация (блок 1). Она состоит из последовательно включенных: фильтра нижних частот (ФНЧ) (для подавления постоянной составляющей сигнала), фильтра верхних частот (ФВЧ) (для подавления высокочастотного шума, подчеркивание гармоник ОТ, которые лежат в диапазоне 2-2,5 кГц). В качестве ФНЧ и ФВЧ применяется фильтры Баттерворта не менее чем 6-8 порядка [3]. Выбор фильтра данного типа объясняется близостью к линейной его фазо – частотной характеристики в области анализируемых частот ОТ.

Фильтрация мультипликативных или деформирующих помех, способных изменять форму информационной части речевого сигнала, иметь зависимость от его значений и от определенных особенностей, осуществляется с помощью метода множественной декомпозиции на эмпирические моды (МДЭМ) (блок 2) [4]. Выбор данного метода фильтрации мультипликативных помех, являющейся достаточно сложной, обусловлен высокой адаптивностью метода.

Выделение информативных параметров

На втором этапе, пройдя фильтрацию, голос обрабатывается с целью извлечения информативных параметров. Параметры должны обладать релевантностью для задачи идентификации, представляющие индивидуальную особенность голоса каждого пользователя.

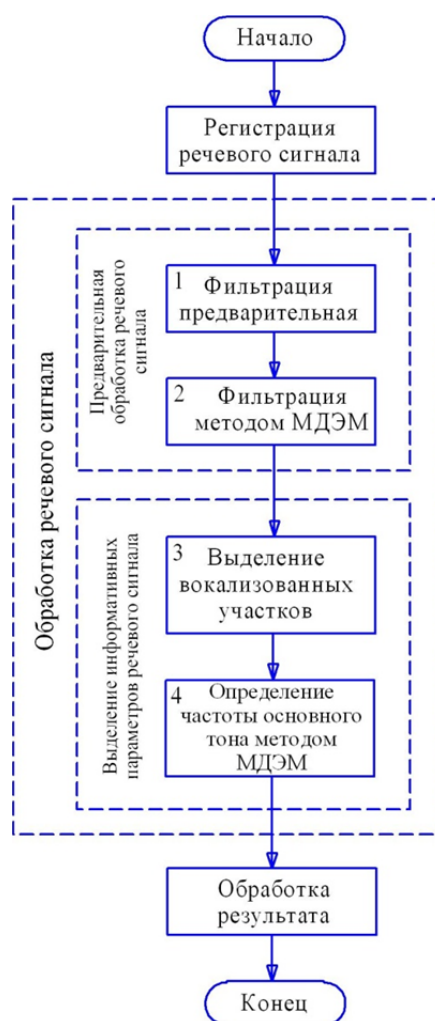


Рис. 1. Алгоритм обработки речевого сигнала

Определения частоты ОТ имеет смысл только на вокализованных участках речи. Поэтому необходимо надежное выделение вокализованных и невокализованных звуков речи. Выделение само по себе представляет сложную проблему, особенно на участках перехода между звуками разных фонов. Основными признаками определения вокализованных участков в задаче их выделения являются:

- энергия вокализованных участков выше энергии невокализованных и переходов между ними;
- энергия вокализованных участков пульсирует с частотой ОТ, невокализованных более равномерна;
- вокализованный участок квазипериодичен, в невокализованном сигнале периодичность ОТ отсутствует.

Принимая во внимание полезные свойства этих признаков, авторы в качестве метода выделения вокализованных участков используют функцию, служащую мерой оценки периодичности - автокорреляционную функцию. До недавнего времени главным недостатком этого способа была зависимость пика автокорреляционной функции от длительности периода ОТ. Однако вводимые дополнительные условия зависимости коэффициента корреляции от длительности ОТ, выполнение или невыполнения которых, позволяет нам определить в речевом сигнале вокализован участок или нет.

Помимо данных о вокализованных участках речевого сигнала, основными трудностями определения частоты ОТ являются:

- большой диапазон возможных значений частоты ОТ, превышающий три октавы;
- в процессе речеобразования возможны повторные возбуждения на периоде ОТ, что существенно усложняет определения истинного значения частоты ОТ;
- качество определения частоты ОТ зависит от качества голоса.

Для решения трудностей определения частоты ОТ авторы применяют метод ДЭМ, имеющий высокую степень адаптивности.

Исследование алгоритма обработки речевых сигналов

Для исследования предложенного алгоритма, авторами был рассмотрен речевой сигнал сочетания сонорных фонем гласного и согласного звуков длительностью 20 мсек (см. рис. 2) .

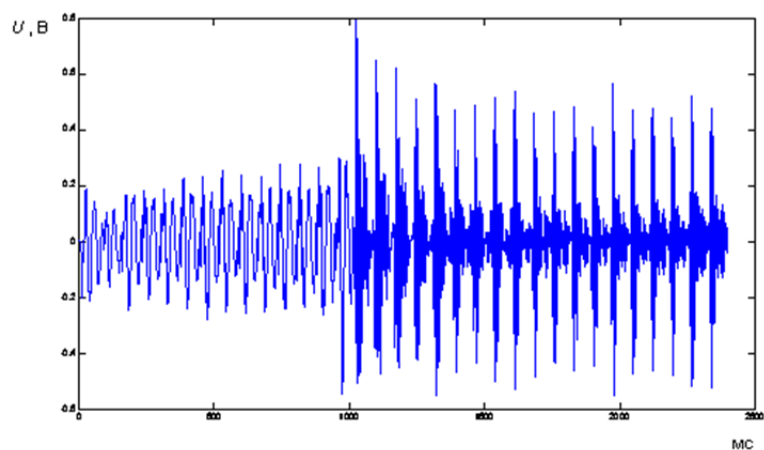
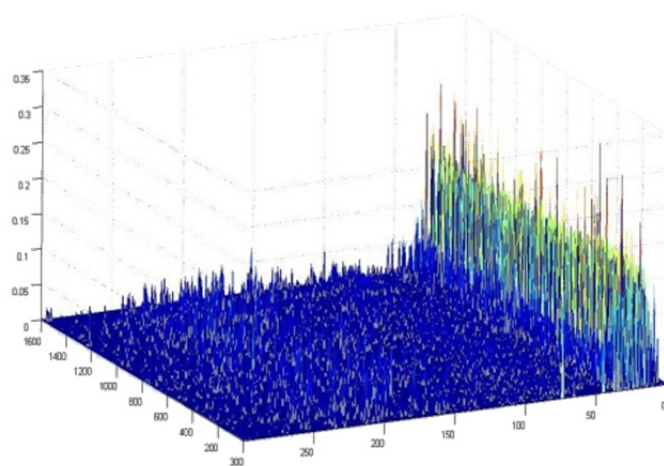


Рис. 2. Речевой сигнал звука

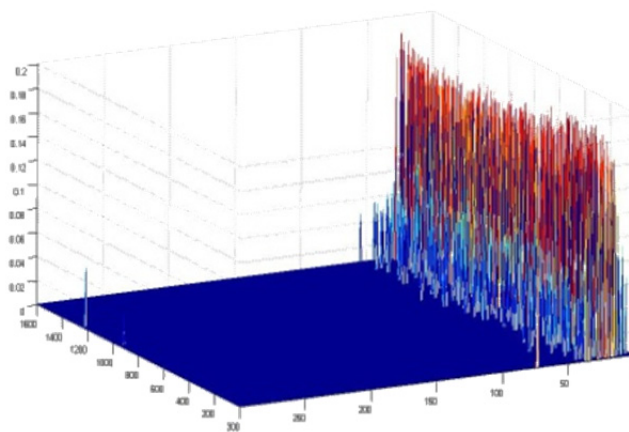
Фильтрация методом МДЭМ

Фильтрация базируется на анализе энергии спектра Гильберта речевого сигнала и в отдельности каждой его ЭМ; определения уровня низкоэнергетических помех и соответствующего вычисления низкоэнергетических ЭМ [5].

В результате проведенных экспериментов было доказано, что методика разложения МДЭМ позволяет выделить из речевого сигнала низкоэнергетические (компенсирующие, шумовые) и высокоэнергетические (информативные) ЭМ.



а)



б)

Рис. 3 Результаты фильтрации речевого сигнала: а – объемная поверхность спектра Гильберта речевого сигнала с мультипликативными помехами; б – объемная поверхность спектра Гильберта отфильтрованного речевого сигнала

Удаляя компенсирующие и шумовые ЭМ, относящиеся к мультипликативным помехам, решается проблема эффективной фильтрации речевых сигналов (рис. 3).

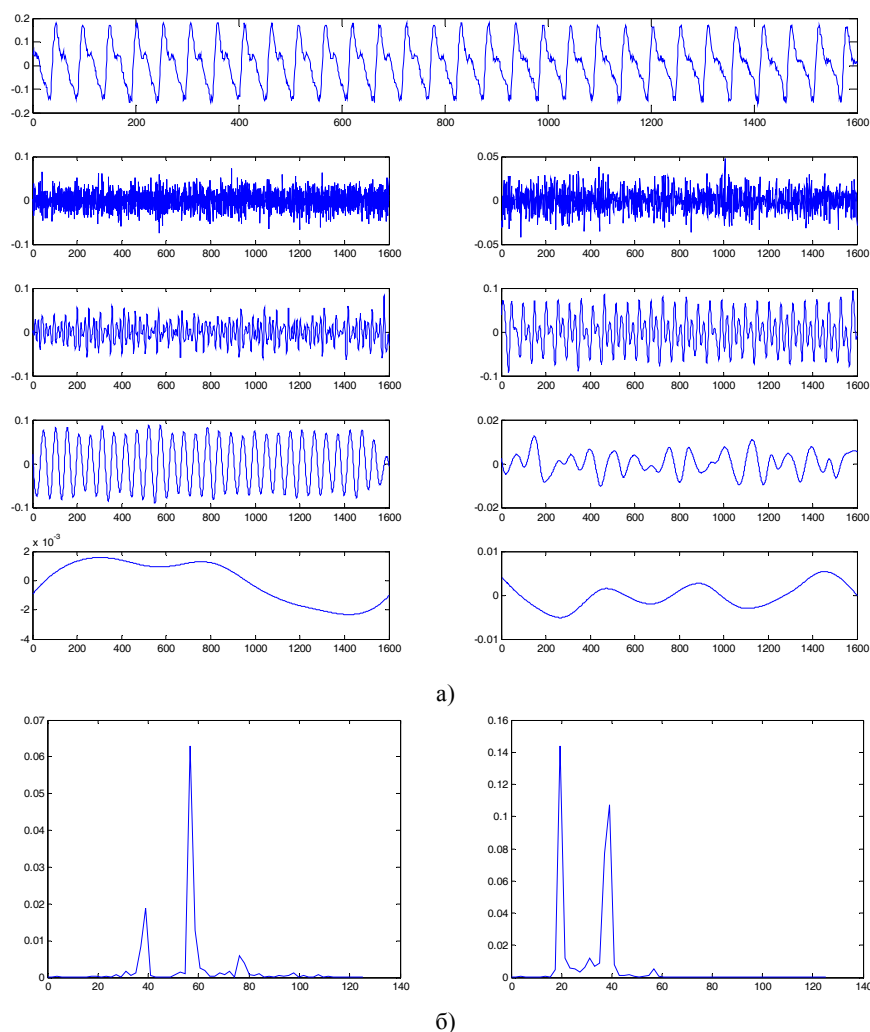


Рис. 4. Определение частоты ОТ методом МДЭМ: а – МДЭМ речевого сигнала; б – частотные характеристики информативных ЭМ

Определения частоты ОТ методом МДЭМ

Определение частоты ОТ базируется на множественной декомпозиции речевого сигнала, определении частотных характеристик полученных ЭМ и исходного сигнала; выделении информативных ЭМ сравнением частотных характеристик и соответствующего анализа и определения частоты основного тона [6]. В результате исследований, было подтверждено, что предложенный алгоритм позволяет эффективно определить частоту ОТ, что проиллюстрировано на рисунке 4. В результате проведенных исследований определена частота ОТ исходного речевого сигнала 19,53 Гц.

Заключение

Итогом проведенных в статье исследований являются следующие теоретические и практические результаты:

- разработан алгоритм обработки речевых сигналов в системе биометрической идентификации;
- проведено экспериментальное исследование фильтрации МДЭМ на примере речевого сигнала сочетания сонорных фонем гласного и согласного звуков;
- проведено экспериментальное исследование определения частоты ОТ методом МДЭМ на примере речевого сигнала сочетания сонорных фонем гласного и согласного звуков.

1. Болл Р.М. Руководство по биометрии / Дж. Х. Коннел, Н.К. Ратха, пер с англ. Н.Е. Агапова. – М.: Техносфера, 2007. – 352 с.

2. Фролов А.В. Синтез и распознавание речи. Современные решения / Г.В. Фролов. – М.: Связь, 2003. – 216 с.
3. Сапожков М.А. Речевой сигнал в кибернетике и связи / М.А. Сапожков. – М.: Радио и связь, 1983. – 248 с.
4. Wu Z., Huang N.E. Ensemble empirical mode decomposition a noise-assisted data analysis method, Calverton, MD 20705, USA, NASA Goddard Space Flight Center Greenbelt.
5. Алимуратов А.К. Фильтрация речевых сигналов с использованием метода множественной декомпозиции и оценки энергии эмпирических мод / А.К. Алимуратов, П.П. Чураков, А.Ю. Тычков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2012. – № 4. – С. 117–125.
6. Алимуратов А.К. Определение частоты основного тона речевого сигнала с использованием метода множественной декомпозиции на эмпирические моды / А.К. Алимуратов, П.П. Чураков, А.Ю. Тычков // III Всероссийская научно-практическая конференция студентов и молодых ученых «Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе». – 2012. – С. 121–126.

УДК 538.9

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО СЛОЯ $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$ НА ВЫХОДНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ГАЗОВЫХ СЕНСОРОВ

И. А. Аверин, С. Е. Игошина, А. А. Карманов

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет»

Аннотация. Рассмотрены основные механизмы взаимодействия газов с чувствительным элементом сенсоров на основе $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$, предложены модели, описывающие влияние размера пор и содержания диоксида олова на выходные параметры газовых сенсоров.

Ключевые слова: чувствительный слой, выходные параметры, адсорбция, массовая доля диоксида олова, диаметр пор, емкость.

Abstract. The basic mechanisms of interaction with the gas sensing element sensors based on $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$, are shown, model describing the effect of pore size and content of tin dioxide on the output parameters of the gas sensors, is proposed.

Key words: sensitive layer, the output parameters, the adsorption, the mass fraction of tin dioxide, pore diameter, capacity.

Различают два типа адсорбции газов на поверхности твердых тел: физическую (с энергией связи менее 6 ккал/моль) и хемическую (с энергией связи более 15 ккал/моль). Любая адсорбция характеризуется изотермой, т. е. зависимостью количества адсорбированных частиц от парциального давления газа над поверхностью твердого тела в равновесных условиях. Наиболее известным типом изотерм является изотерма Лэнгмюра:

$$\theta = \frac{\alpha P}{1 + \alpha P}, \quad (1)$$

где θ – степень покрытия поверхности адсорбированными частицами; α – коэффициент, зависящий, например, от теплоты адсорбции (или величины энергетического барьера, необходимого для образования связи частицы с поверхностью); P – парциальное давление газа. Основные допущения, принятые при выводе этой зависимости [1]:

- адсорбция локализована и происходит только при столкновении молекул газа со свободными центрами поверхности;
- каждый центр может адсорбировать только одну частицу;
- энергия адсорбированной частицы по всей поверхности одинакова и не зависит от присутствия адсорбированных молекул в близлежащей области.

Изотерма Волькенштейна следует выражению (1), но постоянная α зависит не только от температуры T , но и от положения уровня Ферми в объеме твердого тела, а также от энергии поверхностных состояний. Это означает, что адсорбционная способность поверхности зависит как от P и T , так и от электрических свойств полупроводника. При описании экспериментальных данных используют изотермы Фрейндлиха (степенная зависимость степени покрытия от парциального давления газа), Темкина (логарифмическая зависимость степени покрытия от давления газа) и др. [1]. При их использовании предполагается, что:

- поверхность адсорбата энергетически неоднородна;
- существует взаимодействие между адсорбированными молекулами;
- теплота адсорбции зависит от степени покрытия по логарифмическому закону (изотерма Фрейндлиха), либо по линейному закону (изотерма Темкина).

В рамках современных представлений изменение электрофизических характеристик полупроводника под влиянием адсорбции молекул газа связывается, в первую очередь, с образованием заряженной формы хемосорбции. Согласно Волькенштейну переход хемосорбированных частиц в заряженную форму сопровождается изменением поверхностного заряда, индуцированного локализацией электронов или дырок (в

зависимости от типа газа). Образование заряда на поверхности полупроводника приводит к появлению изгиба зон в приповерхностном слое. В зависимости от типа полупроводника и химической природы газа может происходить как обеднение, так и обогащение приповерхностного слоя твердого тела основными носителями заряда. Причем в модели перехода заряда в системе адсорбированный газ – твердое тело могут наблюдаться два типа равновесия:

- 1) полный переход хемосорбированных частиц в заряженную форму;
- 2) выравнивание уровня Ферми полупроводника и энергетического уровня хемосорбированных частиц.

Первое имеет место в случае малых концентраций адсорбированных частиц, второе – в случае высоких концентраций. В обоих случаях на поверхности полупроводника образуется электрическое поле, проникающее в объем на определенную длину и образуется область пространственного заряда (ОПЗ).

ОПЗ характеризуется длиной L_s и поверхностным потенциалом V_s . В случае полностью ионизованных доноров (это условие, как правило, выполняется для газочувствительных полупроводников) L_s определяется равновесием между зарядом ионизованных доноров в объеме вещества и поверхностным зарядом Q_s :

$$Q_s = eL_s N_d, \quad (2)$$

где N_d – концентрация ионизованных доноров; e – элементарный заряд.

С другой стороны, поверхностный заряд определяется числом центров адсорбции (или числом поверхностных состояний) N_s и степенью покрытия поверхности полупроводника адсорбированными частицами θ . Если обозначить центры адсорбции одного типа индексом j , то можно записать:

$$Q_s = e \sum_j N_{sj} q_j \theta_j, \quad (3)$$

где N_{sj} – число центров адсорбции; eq_j – заряд, локализованный на центре j . Приравняв правые части выражений (2) и (3) получим:

$$L_s = \frac{1}{N_d} \sum_j N_{sj} q_j \theta_j. \quad (4)$$

В свою очередь, соотношение между зарядом, локализованным вблизи поверхности, и электрическим потенциалом поверхности V_s определяется уравнением Шоттки:

$$V_s = \frac{Q_s^2}{2e\epsilon_0 N_d}. \quad (5)$$

При типичных величинах $eV_s = 1$ эВ, $\epsilon\epsilon_0 = 10$ Ф/см, $N_d = 10^{18}$ см⁻³ величина L_s составляет 10 нм, покрытие 10^{13} см⁻³.

Таким образом, вследствие адсорбции газов заряд в полупроводнике перераспределяется, что изменяет электрофизические характеристики последнего. В невырожденном полупроводнике концентрация электронов и дырок в приповерхностной области около поверхности подчиняется статистике Максвелла-Больцмана:

$$n = n_0 \exp\left(-\frac{eV_s}{kT}\right), \quad p = p_0 \exp\left(-\frac{eV_s}{kT}\right). \quad (6)$$

Полный заряд в приповерхностной ОПЗ q полной суммой электронов и дырок:

$$q = e \left(-n_0 \exp\left(-\frac{eV_s}{kT}\right) + p_0 \exp\left(-\frac{eV_s}{kT}\right) \right). \quad (7)$$

Одномерное уравнение Пуассона для приповерхностной ОПЗ связывает поверхностную проводимость полупроводника σ и поверхностный потенциал. Полное решение этого уравнения представлено в [2].

Удельная поверхностная проводимость в пределах L_s будет выражаться уравнением:

$$\gamma = 2\mu_{эфф} en_i L_D F(V_s), \quad (8)$$

где $\mu_{эфф}$ – эффективная подвижность носителей заряда; L_d – длина экранирования Дебая; n_i – собственная концентрация носителей заряда.

Длина Дебая определяется выражением:

$$L_D = \sqrt{\frac{\epsilon\epsilon_0 kT}{2q^2 n_i}}. \quad (9)$$

Функция $F(V_s)$ в выражении (8) вычисляется из уравнения:

$$F(y) = \sqrt{\lambda^{-1} \left(e^{-\frac{eV_s}{kT}} - 1 \right) + \lambda \left(e^{-\frac{eV_s}{kT}} - 1 \right) + (\lambda - \lambda^{-1}) \frac{eV_s}{kT}}, \quad (10)$$

где λ – уровень легирования $\frac{n_i}{n_0} = \frac{p_0}{n_i}$.

При варьировании состава окружающей среды заполнение поверхностных состояний полупроводника может изменяться (при определенных условиях, рассмотренных далее). В результате электропроводность полупроводников также изменяется, что и является сутью хеморезистивного эффекта или газочувствительности. Газочувствительность определяется как относительное изменение электропроводности полупроводника при помещении его в атмосферу тестового газа.

Все газы подразделяются на два типа - окислители и восстановители (в соответствии с их взаимодействием с поверхностью полупроводника). Основным представителем первой группы является кислород, который хемосорбируется на поверхности полупроводников главным образом в виде ионов. Степень ионизации поверхностного кислорода зависит как от вида оксида, так и от температуры. С помощью исследования методом термостимулированной десорбции, в частности, показано, что на поверхности ZnO при воздействии кислорода в диапазоне температур около 200 К происходит физическая сорбция этого газа, при температурах около 500 К - хемосорбция, а при более высоких температурах - образование собственных дефектов [3]. То есть в зависимости от рабочей температуры кислород локализует на поверхности различное количество электронов. В полупроводнике n -типа такой захват ведет к появлению акцепторных уровней. При больших покрытиях положение уровня Ферми вблизи поверхности определяется этими уровнями, а не ионизованными донорами (этот эффект называется "захватом" уровня Ферми поверхностными состояниями).

Наибольший интерес представляют газы восстановители (водород, CO, углеводороды, спирты и пр.). Адсорбция газов-восстановителей может приводить к различным процессам на поверхности полупроводника. В литературе обсуждаются следующие возможные механизмы для полупроводника n -типа [4]:

- молекулы или атомы газа-восстановителя адсорбируются на поверхности полупроводников n -типа в качестве доноров, инжектируя электроны в объем (адсорбция может сопровождаться диссоциацией или разложением молекул);

- молекулы газа при адсорбции уничтожают вакансии кислорода на поверхности полупроводника через окислительно-восстановительные реакции (в этом случае концентрация доноров, как на поверхности, так и в объеме, изменяется, в т. ч. вследствие диффузии вакансий в объем полупроводника);

- газ-восстановитель реагирует на поверхности полупроводника с хемосорбированным кислородом, возвращая локализованные электроны в зону проводимости.

Доминирование каждого из механизмов зависит, в первую очередь, от условий эксперимента (температура, давление) и окружающей среды (присутствие газа). При отсутствии адсорбированных ионов кислорода на поверхности полупроводника, нагретого до высоких рабочих температур, изменение его электропроводности при взаимодействии с газами-восстановителями определяется изменением числа поверхностных дефектов. Этот механизм, в частности, рассмотрен в работе [5] при изучении структур Pt/SnO с помощью метода рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии.

Наиболее известной является модель окислительно-восстановительных реакций, с помощью которой объясняются многочисленные экспериментальные результаты [6, 7]. В частности, механизм воздействия адсорбции газа-восстановителя на изменение ОПЗ и, следовательно, электропроводности полупроводника через реакцию с хемосорбированным кислородом был предложен Виндишманом (H. Windischmann) и Марком (P. Mark) для описания взаимодействия CO с SnO₂ [59]. Следуя предложенной модели газочувствительность, или относительное изменение проводимости, определяется формулой:

$$S = e\mu_n d \frac{\alpha}{\beta} P_R^{1/2}, \quad (11)$$

где μ_n – подвижность электронов; d – толщина пленки; α – коэффициент прилипания частиц газа-восстановителя R к поверхности; β – коэффициент поверхностной рекомбинации; P_R – парциальное давление газа.

Выражение (11) удовлетворительно описывает многочисленные экспериментальные результаты, связанные с воздействием простых молекул, при котором одна адсорбированная молекула газа генерирует один электрон проводимости. В случае составных молекул, например паров этанола, наблюдается отклонение показателя степенной зависимости от 0,5, что объясняется генерацией более чем одного электрона вследствие адсорбции молекулы органического вещества.

Отметим, что в одной и той же системе адсорбат/адсорбент может происходить изменение механизма в результате смены условий на поверхности, например, при повышении/понижении температуры ее нагрева. В общем случае хемосорбция газа-восстановителя, как правило, ведет к понижению потенциального барьера на поверхности полупроводника n -типа и увеличению проводимости последнего.

Взаимодействие поверхности полупроводника и молекул из окружающей среды преобразуется в отклик хеморезистора, изменение электропроводности, через транспорт носителей заряда. Причем, если фундаментальные исследования адсорбционных процессов на поверхности полупроводников выполняются, как правило, на монокристаллах с известной структурой и заданной морфологией, то в практических применениях гораздо чаще используются поликристаллические слои. В этом случае микроструктура оказывает существенное влияние на электрофизические и, соответственно, газочувствительные свойства таких образцов. Например, простые расчеты показывают, что если более 10% контактов между зернами в поликристаллических образцах являются «нечувствительными» к газу, то это ведет к значительному снижению показателя степени в степенной зависимости газочувствительности от концентрации газа и может даже привести к потере чувствительности [8].

Экспериментальные исследования показали, что существует прямая зависимость между плотностью заряда, захваченного на поверхностных состояниях с концентрацией на единицу площади n_t . Было установлено, что следует различать несколько случаев:

1) $n_t < N_d D$, где D – средний размер пор геля композиционного материала. В этом случае концентрация носителей в объеме постоянна $n = N_d$ и подвижность μ определяется температурой активации и величиной поверхностного барьера eV_s на границах пор:

$$\mu_0 = \frac{eD}{\sqrt{8\pi m^* kT}}, \quad (12)$$

$$\mu = \mu_0 \exp\left(-\frac{eV_s}{kT}\right), \quad (13)$$

$$V_s = \frac{en_t}{\epsilon\epsilon_0 N_d}, \quad (14)$$

где m^* – эффективная масса носителей заряда.

2) $n_t = N_d D$ и $L_D < D/2$. В таких образцах поверхность пор частично обеднена носителями заряда, и их концентрация может быть представлена виде:

$$n = \frac{L_D}{D} \sqrt{2\pi} \frac{N_d N_c}{N_t / D - N_d} \exp\left(-\frac{E_c - E_t - eV_s}{kT}\right), \quad (15)$$

где N_c – эффективная плотность состояний в зоне проводимости; N_t – плотность поверхностных ловушек на границах пор; $(E_c - E_t)$ – энергия поверхностных состояний на границе зерна относительно дна зоны проводимости. Подвижность также определяется выражениями (12 – 13).

3) $n = N_d D$ и $L_D > D/2$. В этом случае поверхность пористой структуры полностью обеднена свободными носителями. Тогда подвижность остается постоянной и равна μ_0 , а концентрация носителей определяется выбросами электронов с уровней ловушек, имеющих энергию E_t , в зону проводимости:

$$n = \frac{N_d N_c D}{N_t} \exp\left(-\frac{E_c - E_t}{kT}\right), \quad (16)$$

В ходе исследования характеристик газочувствительности пленок, полученных золь-гель методом, было также установлено, что помимо размера пор на проводимость и адсорбционную способность влияет также толщина пленок и фрактальность. Однако влияние этих факторов неоднозначно, а построение полной модели газочувствительности затруднительно.

Таким образом, изменение сопротивления и газочувствительности образцов в зависимости от размера пор (диаметра D) в первую очередь, определяется соотношением между D и длиной Дебая L_D .

Измерения проводимости в парах этанола позволило получить эмпирическое выражение газочувствительности [9] в зависимости от парциального давления P_R газа восстановителя:

$$\frac{\sigma}{\sigma_0} = P_R^{\frac{2m}{p+1}}, \quad (17)$$

где σ_0 – проводимость пленки в отсутствие газа восстановителя при заданной рабочей температуре; m и p – постоянные коэффициенты, принимающие значения от 1 до 2.

В рассматриваемом интервале $P_R \sim C$ (концентрации анализируемого газа). На рис. 1 представлено относительное изменение проводимости пленок от концентрации этанола при различной температуре чувствительного элемента. Экспериментальные данные удовлетворительно описываются уравнением (17).

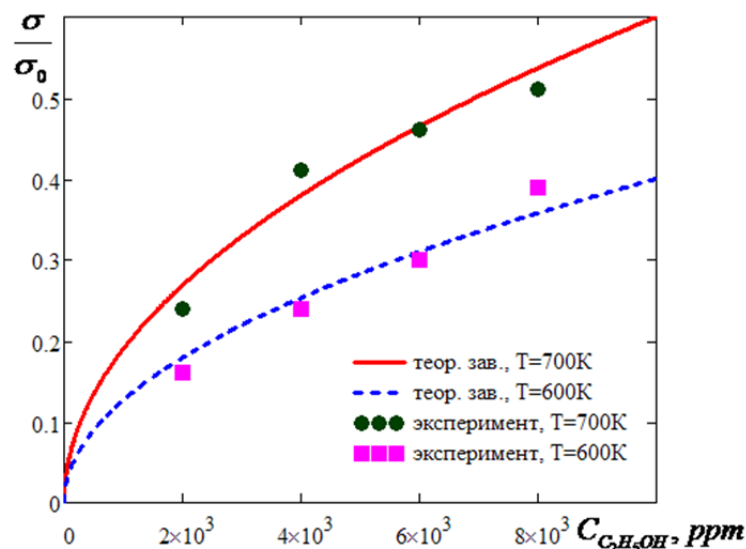


Рис. 1. Относительное изменение проводимости пленок от концентрации этанола при различной температуре

На рис. 2 представлены результаты измерения зависимости емкости пленок от частоты при различной массовой доле диоксида олова. В диапазоне частот от 100 Гц до 100 кГц наблюдалась степенная зависимость с показателем степени 0,3 – 0,5. В области высоких частот происходит насыщение этой зависимости. Для образцов с (50 – 60) % содержанием диоксида олова отмечается тенденция к насыщению и в области низких частот. Увеличение массовой доли диоксида олова приводило к росту емкости пленок во всем исследованном диапазоне.

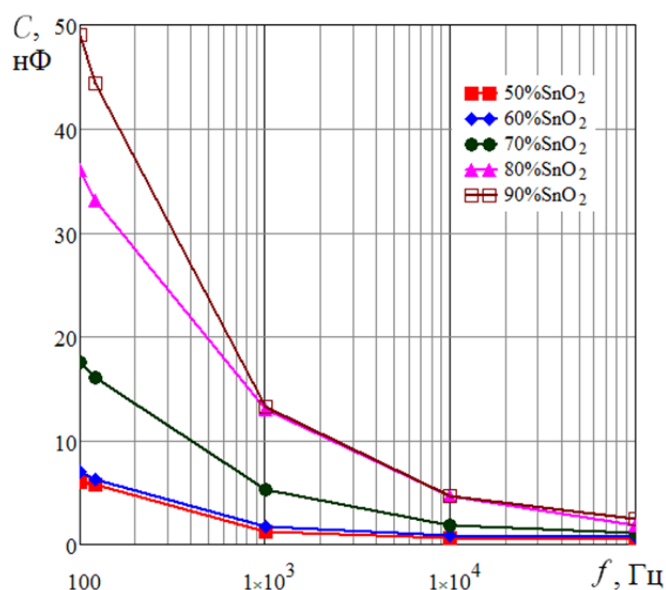


Рис. 2. Зависимость емкости пленки от частоты при различной массовой доле диоксида олова

Из рис. 2 видно, что полученные данные должны достаточно хорошо аппроксимироваться линейной зависимостью вида:

$$\ln C = B + n \ln f, \quad (18)$$

где C – массовая доля диоксида олова, B , n , f – некоторые константы.

Численные значения параметров B и n , полученные для исследуемых структур, вместе с соответствующими среднеквадратичными погрешностями представлены в табл. 1.

Анализ рис. 2 показывает, что кривые имеют участок неравновесного глубокого обеднения, где емкость плавно убывает с ростом частоты переменного поля без каких – либо аномалий формы. Кривые отличаются не только наклоном, как это следует ожидать для структур с различной плотностью поверхностных состояний, но и наличием затянутого перехода к участку неравновесного обеднения вблизи участка.

Таблица 1

Параметры уравнения для исследованных сенсорных структур в интервале частот 100Гц – 100кГц

Содержание SnO ₂ , %	<i>B</i>	<i>n</i>	<i>f</i> , Гц
50 % SnO ₂	1,46 ± 0,020	-(0,387 ± 0,006)	100 – 100 000
60 % SnO ₂	3,29 ± 0,05	-(0,346 ± 0,006)	100 – 100 000
70 % SnO ₂	4,70 ± 0,021	-(0,412 ± 0,0018)	100 – 100 000
80 % SnO ₂	5,56 ± 0,0032	-(0,434 ± 0,02)	100 – 100 000
90 % SnO ₂	5,857 ± 0,176	-(0,449 ± 0,013)	100 – 100 000

Такой перегиб кривой однозначно связан с наличием интенсивной поверхностной генерации неосновных носителей заряда через уровни поверхностных состояний [10] В работе [11] показано, что крупномасштабная неоднородность распределения плотности поверхностных состояний в пределах площади полевого электрода структуры может привести к появлению на участке глубокого обеднения прямого хода зависимости аномалии в виде горба. Это объясняется тем, что неоднородность поверхностных состояний и встроенного заряда ведет к отставанию изменения поверхностного потенциала на участке с большей плотностью состояний от остальной части исследуемой структуры.

Таким образом, немонотонность хода в виде горба на участке глубокого обеднения можно однозначно связывать с наличием под полевым электродом исследуемой структуры локального по площади участка с повышенным уровнем плотности поверхностных состояний. Процесс гашения емкости, заключающийся в значительном ускорении процессов релаксации под действием импульсов электрического поля, может быть связан с миграцией протонов и их перераспределением в слое SiO₂. При этом величина емкости структуры возвращается к исходному значению.

1. Давыдов С.Ю., Мошников В.А., Федотов А.А. Адсорбция газов на полупроводниковых оксидах: изменение работы выхода // Письма в ЖТФ, - 2004, - Т. 30, - вып. 17. – С. 39 – 44.
2. Geistlinger H. Electron theory of thin-film gas sensors / H. Geistlinger & Actuators B. - 1993. - V. 17. - № 1. - P. 47-60.
3. Goepel W. Chemisorption and charge transfer of ionic semiconductor implications in designing gas sensors / W. Goepel // Progress in Surface Science. - 1985. - V. 20. - № 1. - P. 9-103.
4. Аверин И.А., Печерская Р.М., Пронин И.А. Газовые сенсоры нового поколения на основе неупорядоченных наноматериалов // Тезисы докладов VII Международной научно-практической конференции «Нанотехнологии – производству -2010», Фрязино, 1-3 декабря 2010. – С.128-129.
5. Heiland G. Physical and chemical aspects of oxidic semiconductor / G. Heiland, D.
6. Kohl // Chemical sensor technology. Vol. 1 / T. Seiyam Amsterdam : Elsevier. - 1988. - P. 15-39. - ISBN 0-444-98901-3.
7. Temperature dependencies of sensitivity and surface chemical com SnO₂ gas sensors / G. Gaggiotti, A. Galdikas, S. Kaciulis [et al] // Sens Actuators B. - 1995. - V. 25. - № 1-3. - P. 516-51.
8. Zemel J. N. Theoretical description of gas-film interact // Thin Solid Films. - 1988. - V. 163. - P. 189-202.
9. Chang S. C. / S. C. Chang, D. B. Hicks // Fundamentals and applicat chemical sensors / D. Schuetzle (ред.). - Washington : American Chemical Society. - 1986. - P. 58. - ISBN 0-841-20973-1.
10. Аверин И.А., Карманов А.А., Пронин И.А. Моделирование процессов газочувствительности полупроводниковых сетчатых композитов // Труды Международного симпозиума: Надежность и качество, Пенза, 21 мая–31 мая 2012. – Т.1.– С. 214–217.
11. Windischmann H. A model for the operation of a thlrc-onmSjMhce- modulation carbon monoxide sensor / H. Windischmann, P. Mark // J. chem. Soc. - 1979. - V. 126. - № 4. - P. 627-633.
12. The effect of Pt and Pd surface doping on the response of nanocrystalline oxide gas sensors to CO / M. Schweizer-Berberich, J. G. Zheng, U. W // Sensors & Actuators B. - 1996. - V. 31. - № 1-2. - P. 71-75.

УДК 681.586'33, 681.518.5

АНАЛИЗ НЕИСПРАВНОСТЕЙ ТЕНЗОМЕТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДАВЛЕНИЯ, ВЛИЯЮЩИХ НА ЕГО ЧАСТОТНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ

О. Ю. Бушуев, А. С. Семенов

Южно-Уральский государственный университет

Аннотация. В соответствии с ГОСТ Р 8.673-2009 обязательным этапом при разработке интеллектуальных датчиков с функцией метрологического самоконтроля является анализ составляющих погрешности датчика. В данной работе проанализированы возможные неисправности и источники нарастания погрешности тензометрических

преобразователей давления. Выявлены те неисправности, которые влияют на частотную характеристику тензопреобразователей, и, следовательно, могут быть обнаружены при анализе динамических характеристик датчика.

Ключевые слова: тензопреобразователи давления, неисправности, источники погрешности, диагностика и обнаружение неисправностей, метрологический самоконтроль, интеллектуальные датчики, частотная характеристика.

Abstract. According to GOST R 8.673-2009, analysis of faults and the sources of inaccuracy of an intelligent sensor device with the function of metrological self-check should be done as a part of development process. In the paper possible faults of tensometric pressure sensors are considered and analyzed. The faults that influence the frequency response and therefore can be detected by analyzing the frequency response of a sensor are explored.

Key words: tensometric pressure sensors, faults, sources of inaccuracy, fault detection and diagnosis, metrological self-check, intelligent sensors, frequency response/

Введение

В настоящее время наблюдается рост интереса со стороны промышленности к так называемым интеллектуальным средствам измерения [1], обладающим большими возможностями по сравнению с традиционными средствами измерения. Это вызвано, с одной стороны, необходимостью обеспечения максимального срока службы прибора без необходимости его демонтажа и обслуживания при сохранении метрологических характеристик и надежности, с другой стороны, необходимостью обеспечения уверенности в том, что датчик работает надлежащим образом, соответствует предъявляемым к нему требованиям, а не отклоняется в виду нарушения технических условий при его изготовлении или влияния на него каких-либо случайных факторов. Особенно велика потребность в таких приборах в радиохимической и аэрокосмической промышленности, где регулярный демонтаж датчика невозможен или затруднен.

В то же время наблюдается несоответствие большинства «интеллектуальных» датчиков, представленных сегодня на рынке, требованиям, которые предъявляются к ним, например, со стороны ГОСТ Р 8.673-2009 ГСИ. «Датчики интеллектуальные и системы измерительные интеллектуальные. Основные термины и определения». В данном документе излагаются основные термины и определения, касающиеся интеллектуальных датчиков и систем измерения. Так, в нем говорится, что интеллектуальный датчик должен обеспечивать автоматическую проверку того, находится ли его текущая погрешность измерений в заданных пределах.

Состояние датчика, при котором его погрешность в процессе эксплуатации в рабочих условиях находится в установленных пределах, называют метрологической исправностью. На наш взгляд, современное развитие измерительной техники не позволяет произвести мгновенный переход к интеллектуальным средствам измерения, обеспечивающим в полной мере метрологический самоконтроль. Для его обеспечения необходимо проведение масштабных научных исследований, направленных, в том числе, на выявление критической составляющей погрешности средства измерения, формирование пригодных для контроля параметров, характеризующих эту погрешность, разработка конструкторских решений, позволяющих внедрить принцип самоконтроля в средство измерения.

В ряде случаев, когда метрологический самоконтроль еще не реализован, необходимым является обеспечение возможности оценки и/или диагностики технического состояния средства измерения, важной для принятия решения об использовании данного устройства в технологическом процессе. Кроме того, диагностика технического состояния или диагностика неисправностей может являться частью метрологического самоконтроля или самоаттестации [2]. Под самодиагностикой или самоконтролем в данном случае понимается автоматическая диагностика своего технического состояния или проверка метрологической исправности самим устройством в соответствии с заложенным алгоритмом. Так или иначе, необходимым шагом к обеспечению самодиагностики и самоконтроля является исследование признаков и параметров, по которым можно судить о состоянии сенсора, и разработка алгоритмов, позволяющих осуществлять наблюдение за данными параметрами и принимать решение в случае их отклонения от опорных значений.

В соответствии с ГОСТ Р 8.734-2011 [1] выбор метода метрологического самоконтроля при разработке интеллектуального средства измерения должен опираться на результаты анализа составляющих погрешности датчика. В ряде случаев речь может идти не только об источниках погрешности, но и о неисправностях преобразователя. Под неисправностью понимается некоторый дефект или нарушение в конструкции преобразователя, приводящие к тому, что преобразователь в данный момент времени не соответствует хотя бы одному из требований, характеризующих нормальное выполнение заданных функций, или находится на грани отказа. В том числе неисправность может являться причиной нарастания погрешности.

Авторами был предложен метод оценки состояния тензопреобразователя давления, основанный на анализе его частотной характеристики [3]. Цель данной работы – проанализировать возможные неисправности и источники погрешностей тензопреобразователя давления и оценить возможность диагностики данных неисправностей при помощи анализа частотной характеристики преобразователя.

При выявлении источников погрешности, нарастающей в процессе эксплуатации, рекомендуется, в частности, осуществить следующие этапы: анализ ожидаемых условий эксплуатации; анализ публикаций в научно-технической литературе, касающихся причин возникновения погрешностей аналогов; анализ опыта эксплуатации аналогов по сведениям о причинах метрологических отказов в процессе эксплуатации; выявление «слабых звеньев» аналогов (под «слабыми звеньями» понимают элементы и узлы конструкции, из-

менение характеристик которых, в том числе вследствие изменения свойств материалов, может со временем привести к существенному росту погрешности).

В [1] указывается, что возникновение погрешности в процессе эксплуатации, в основном, обусловлено:

а) изменением характеристик материалов, элементов и узлов конструкции, а также технологических процессов (при их полном соответствии конструкторско-технологической документации);

б) повреждениями, вызванными нарушениями технологических процессов изготовления датчиков или каналов измерительной системы;

в) вторичными повреждениями в процессе эксплуатации как следствием процессов, вызванных повреждениями пункта б).

В ГОСТ Р 8.734-2011 [1] также приведены источники погрешности и условия их возникновения, характерные для датчиков и преобразователей давления. К первому рангу приоритета отнесены такие источники погрешности и условия их возникновения, как:

- выбросы давления за пределы диапазона, указанного в документации;

- осадки, засорение технологической мембраны;

- отклонение функции преобразования, обусловленное эффектами старения, например временем, давлением, температурой, перегрузкой;

- слишком большой «бросок давления вниз» в рабочих условиях.

Ко второму рангу приоритета отнесены:

- эрозионный износ, коррозия на технологической диафрагме, вплоть до разрыва диафрагмы;

- технологическое уплотнение в контакте с фронтальной стороной диафрагмы.

Для выявления наиболее существенных источников погрешностей тензопреобразователей давления был проведен анализ научно-технической литературы. Так, в [4] одной из основных причин выхода тензопреобразователей из строя названо повреждение диафрагмы в результате гидравлических ударов или резких пульсаций давления. В [5] описана мембранно-рычажная схема преобразования давления в электрический сигнал в мембранном блоке датчика давления и проанализированы причины появления мультипликативной и аддитивной составляющих погрешности в процессе эксплуатации.

Описанная в [5] конструкция тензопреобразователя и мембранного блока включает в себя мембрану (измерительную или измерительно-разделительную), ленточную тягу, рычаг и мембрану тензопреобразователя с припаянным к нему полупроводниковым чувствительным элементом. Деформация моста Уинстона, выполненного на чувствительном элементе, приводит к изменению сопротивления его плеч пропорционально измеряемому давлению. Утверждается, что измеряемое давление, воспринимаемое мембраной, уравнивается в мембранном блоке жесткостью мембраны и жесткостью тензопреобразователя.

Жесткость мембраны и жесткость тензопреобразователя зависят от их формы и геометрических размеров, а также от формы и геометрических размеров составляющих частей и модуля упругости материала мембран и чувствительных элементов. Изменение жесткости (в результате изменения геометрических размеров или модуля упругости материалов) может привести к нарастанию погрешности преобразования, причем изменение размера (например, длины ленточной тяги) приводит к возникновению аддитивной погрешности, а изменение модуля упругости – мультипликативной. Наряду с этим, изменение жесткости приводит к изменению собственных частот конструктивных элементов, что позволяет связать нарастание погрешности с уходом собственных частот от начальных значений.

Причинами изменения геометрических размеров элементов мембранного блока могут быть: температурная деформация; релаксация напряжений в сварных соединениях мембраны с корпусом и жестким центром; деформация элементов крепления узла тензопреобразователя; остаточные деформации мембраны после перегрузок; изменение усилия затяжки винтов. Изменение модуля упругости материала мембраны, как указывается в [5] может иметь место в результате отрыва дислокационных петель от точек закрепления и роста плотности дислокаций при деформации материала мембраны, вследствие односторонних перегрузок как при изготовлении, так и при эксплуатации датчиков. Также в [5] указывается, что возникновение мультипликативной погрешности может быть обусловлено изменением характера напряжений в мембране, которые присутствуют вследствие воздействия на мембрану термодеоформационного сварочного цикла.

На основе анализа литературы можно заключить, что рассматриваемый в данной работе метод, основанный на оценке частотной характеристики преобразователя давления, наиболее перспективен для выявления тех дефектов, которые связаны с изменением жесткости конструктивных элементов преобразователя – деформация мембраны, изменение ее модуля упругости, изменение размеров рычажного механизма, нарушение резьбовых и сварочных соединений, плотности зажимов и др.

Анализ опыта эксплуатации тензопреобразователей давления, содержащегося в базе данных одного из предприятий Челябинской области, позволил сделать следующие выводы относительно причин отказов тензометрических датчиков давления. Наиболее распространенными причинами отказов стали: деформация мембран или разрушение тензопреобразователя вследствие превышения предельно допустимого давления, пневмо- и гидроудара или кратковременной перегрузки односторонним давлением; загрязнение измерительных полостей, попадание внутрь датчика и электронного блока инородных тел, жидкости, влаги вследствие неплотно закрытой крышки; вмятины, царапины на мембране, нарушение резьбы и перекос корпуса

датчика в результате механических воздействий; нарушение герметичности вследствие дефектов в сварных швах. Кроме того, частыми причинами отказов является несанкционированный доступ к частям датчика со стороны потребителя; выход из строя ЦАП, электронного блока датчика в результате электрокоррозии, нерегламентированных поворотов корпуса электронного блока до замыкания и обрыва проводов; сильное превышение электрического напряжения или температуры окружающей среды.

Некоторые из перечисленных причин не приводят мгновенно к полному отказу датчика. В таком случае может наблюдаться постепенный уход метрологических характеристик, без явных признаков полной неработоспособности. В связи с этим необходима разработка методик, позволяющих осуществлять контроль метрологической исправности датчика на основе диагностических признаков, позволяющих следить за появлением причины отказа на ранних этапах ее развития.

По итогам проведенного анализа представляется возможным выбрать ряд типичных причин неисправностей и отказов датчиков, которые в то же время предположительно существенно влияют на частотную характеристику преобразователей. Это: изменение геометрии мембраны (утончение в результате коррозии, пластические и остаточные деформации); нарушение сварных соединений мембраны и корпуса; нарушение плотности резьбового соединения между внешним корпусом и тензопреобразователем; налипание инородных тел, появление уплотнения в технологической мембране; изменение модуля упругости мембраны. Для детального исследования влияния данных факторов на частоты собственных колебаний предполагается проведение дополнительного компьютерного моделирования и физических экспериментов.

Работа выполнялась в рамках государственного контракта на прикладную научно-исследовательскую работу «Исследование влияния внешних условий и технического состояния первичного измерительного преобразователя давления на его частотную характеристику» в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 гг.

1. ГОСТ Р 8.734-2011 ГСИ. Датчики интеллектуальные и системы измерительные интеллектуальные. Методы метрологического самоконтроля.

2. M.P. Henry and D.W. Clarke. The self-validating sensor: rationale, definitions and examples // Control Engineering Practice, Vol. 1, No. 4, pp. 585-610, 1993.

3. Бушуев, О.Ю. Исследование динамической характеристики тензопреобразователя давления с целью диагностики его состояния / О.Ю. Бушуев, А.С. Семенов, А.О. Чернявский // Датчики и системы. – 2011. – №4.

4. Пинчук, Р. Три составляющих успеха «Данфосс» в области контроля давления // Компоненты и технологии. – 2010. – №1. – с. 20-23

5. Мартыненко, В.Т. Исследование причин, влияющих на погрешность преобразования датчиков разности давлений «Сапфир-22» // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2005. – №6. – с. 31-34.

ВИРТУАЛЬНЫЙ ПРИБОР ДЛЯ ОБРАБОТКИ ДЖОУЛЬМЕТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПРИ ОЦЕНКЕ ДИНАМИКИ ПРОТЕКАНИЯ ВОСПАЛИТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ГНОЙНОМ ГАЙМОРИТЕ

С. И. Геращенко, Н. Н. Янкина, Ю. А. Кривоногова

ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет», Пенза

В оториноларингологии одной из серьезных проблем являются воспалительные заболевания околоносовых пазух. Воспалительный процесс, развивающийся в околоносовых пазухах, может привести к различным осложнениям.

Гайморит – это воспаление верхнечелюстной придаточной пазухи носа (гайморова пазуха или гайморов синус). Придаточные пазухи носа представляют собой образование в виде небольших пещерок, имеющих сообщение с полостью носа. Во время острого синусита (острого гайморита) воспалительный процесс захватывает главным образом слой эпителиальных клеток и лежащую под ним рыхлую ткань и кровеносные сосуды [1].

Воспалительный процесс поражает одну или обе верхнечелюстные пазухи.

У пазухи общие стенки с полостью рта, полостью носа, глазницей. Поэтому самыми частыми осложнениями гайморита бывают воспаления легких, ангины и менингиты.

Врожденные нарушения развития анатомических структур полости носа, полипозные разрастания в воздушных ходах, аллергические риниты могут способствовать развитию гайморита.

Врач определяет гайморит после осмотра: вставляет в нос расширитель и визуально осматривает каждую ноздрю.

Но точный диагноз можно установить лишь на основе данных рентгена. Больному делают рентгеновский снимок, и если есть гайморит, область между глазами и верхней челюстью будет непрозрачной, белой.

При неблагоприятном течении хронического гайморита в носу развиваются полипы, которые нужно удалять хирургическим путем. Самым же неприятным последствием хронического гайморита является утрата способности чувствовать запахи. Поэтому очень важно своевременно принимать меры по предупреждению подобных осложнений.

Протекающие в процессе воспаления изменения в тканях приводят и к изменениям их электрических параметров. По изменению электрических параметров тканей можно, используя различные электрохимические методы, определить наличие или отсутствие воспалительного процесса, контролировать его протекание, прогнозировать его дальнейшее развитие. Это позволит выбирать рациональную тактику лечения больных, оперативно ставить диагноз и определять сроки их реабилитации.

Были проведены исследования в оториноларингологическом отделении областной клинической больницы им. Н.Н. Бурденко. Больным гайморитом на протяжении периода лечения делали прокол и промывали пазухи дистиллированной водой. Объем дистиллированной воды при каждой промывке был одинаковым. Раствор воды с гнойными выделениями после промывки закачивался в шприц и вводился в четырехэлектродный датчик проточного типа, приведенного на рисунок 1.

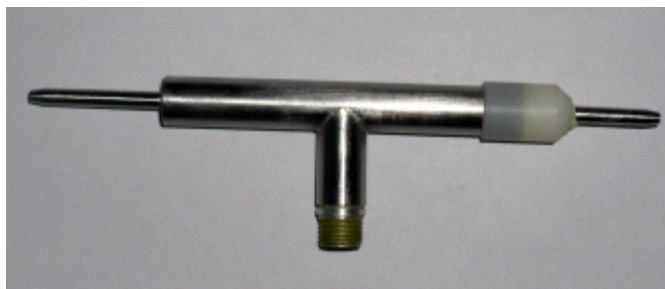


Рис. 1. Датчик для оценки активности воспалительных процессов

Измерения проводились с помощью джоульметрического прибора «ДИВО» на четырех токах 8 мкА, 22 мкА, 47 мкА, 104 мкА в течение периода лечения больных. Время измерений на каждом токе составляло 8 секунд.

Измерялись значения работы затрачиваемой током на изменение исследуемых жидкостей; осуществлялась синхронная запись и оцифровка входного и выходного сигналов при каждом измерении, которые использовались в процедурах идентификации и получении, характеризующих биологические жидкости, параметров.

Для увеличения количества формируемых информативных признаков можно использовать джоульметрический декомпозиционный метод [2]. Он позволяет формировать многопараметрическое признаковое пространство. Суть метода состоит в том, что производится декомпозиция обобщенного значения работы на отдельные составляющие и использованием их в качестве самостоятельных признаков. Это достигается путем деления площади, ограниченной кривой зависимости межэлектродного потенциала от времени на четыре отдельные части (рисунок 2).

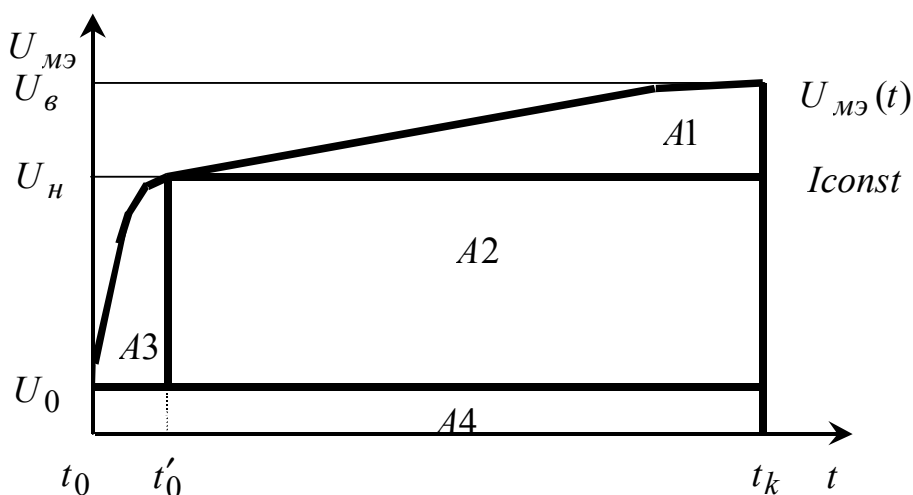


Рис. 2. Графическая интерпретация джоульметрического декомпозиционного метода

Если принять значение t'_0 за момент окончания процесса заряда двойного электрического слоя, значение t_k за момент окончания процесса электрохимических реакций, значения U_n и $U_в$ за падения

напряжений на электрохимической ячейке в момент начала и окончания протекания электрохимических реакций соответственно, значение $U_{MЭ}(t)$ за падение напряжения на электрохимической ячейке и значение U_0 за падение напряжения на электрохимической ячейке в момент коммутации тока, то общая работа, совершенная током I_{const} , складывается из четырех компонентов:

$$A = A1 + A2 + A3 + A4.$$

Значения каждой из них можно вычислить по следующим зависимостям:

$$A4 = U_0 I t'_k,$$

характеризует межэлектродное сопротивление;

$$A3 = I \left(\int_0^{t'_0} U_{MЭ}(t) dt - U_0 t'_0 \right),$$

характеризует емкость двойного электрического слоя;

$$A2 = (U_n - U_0) I (t'_k - t'_{01}),$$

характеризует сопротивление электрохимической реакции;

$$A1 = I \left(\int_{t'_0}^{t'_k} U_{MЭ}(t) dt - U_n (t'_k - t'_0) \right),$$

характеризует активность электрохимических реакций.

Значения этих работ выступают в качестве информативных признаков, характеризующих воспалительный процесс при гайморите.

На рисунке 3 представлена динамика работы четырех токов в течение периода лечения одного больного. На рисунке 4 представлена динамика общей работы тока $I=104\text{мкА}$ и четырех составляющих обобщенного значения работы в течение периода лечения больного.

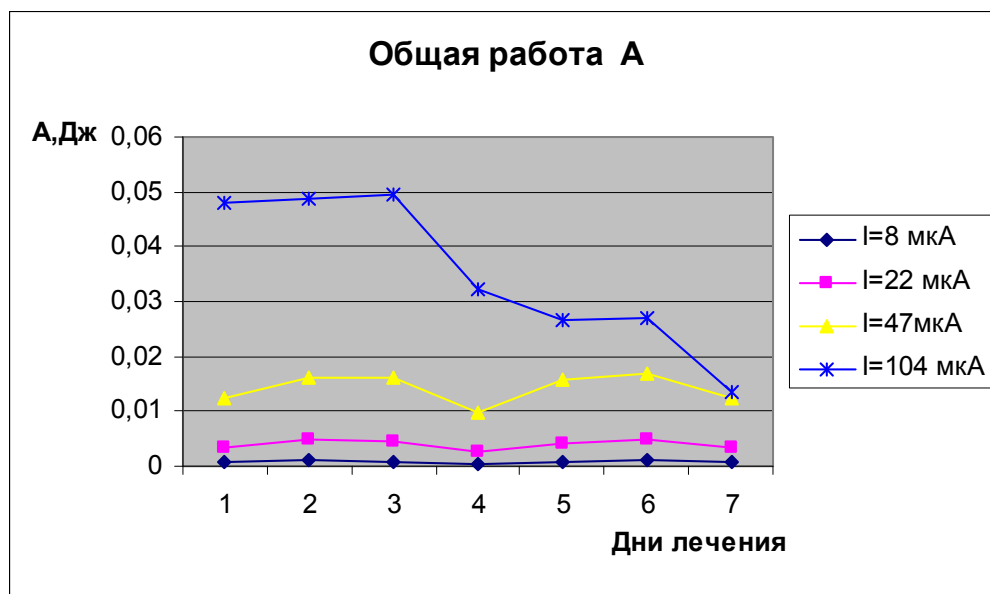


Рис. 3. Динамика работы четырех токов в течение периода лечения больного

К концу лечения больных значения работы тока приближаются к показаниям дистиллированной воды, которой осуществляли промывку пазухи.

Проведенные исследования позволяют сделать вывод, что с помощью джоульметрического метода можно осуществлять контроль за протеканием воспалительного процесса у больных с гнойным гайморитом и, по оценкам джоульметрических параметров, судить о его активности. При этом наиболее предпочти-

тельным следует считать ток 104 мкА, так как на этих параметрах наблюдается меньший разброс параметров, что можно наблюдать из рисунка 3.

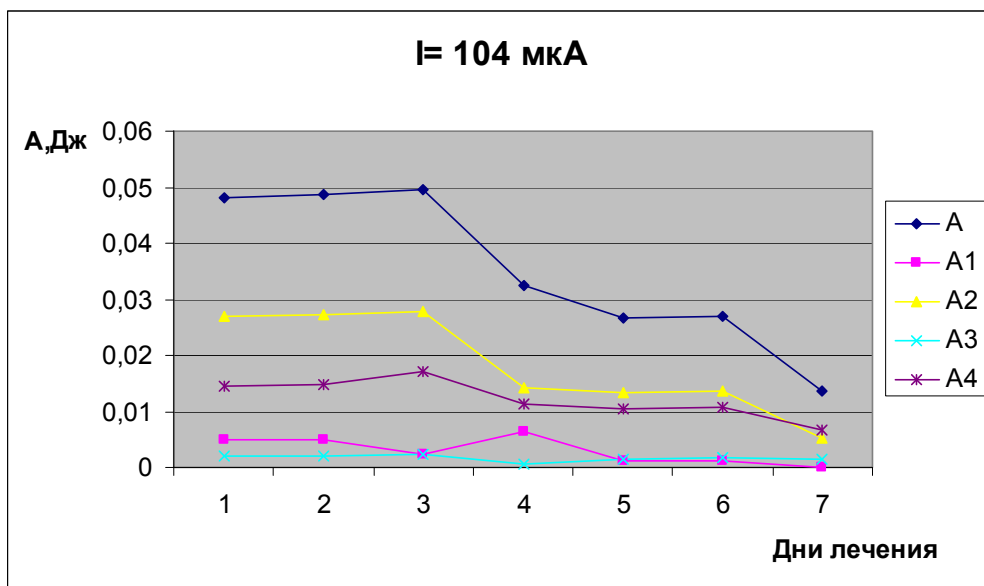


Рис. 4. Динамика общей работы тока $I=104\text{мкА}$ и четырех составляющих обобщенного значения работы в течение периода лечения больного

Разложение обобщенного значения работы на отдельные составляющие позволяет выбрать наиболее предпочтительные составляющие по чувствительности и повысить точность метода исследования (рис. 4).

Виртуальный прибор (рисунок 5), позволяющий вычислить обобщенное значение работы и произвести его декомпозицию, был разработан в среде графического программирования Labview [3]. Для реализации данного метода необходимо определение характерных точек на кривой межэлектродного напряжения, по которым находят значения четырех работ электрического тока и общее значение работы.

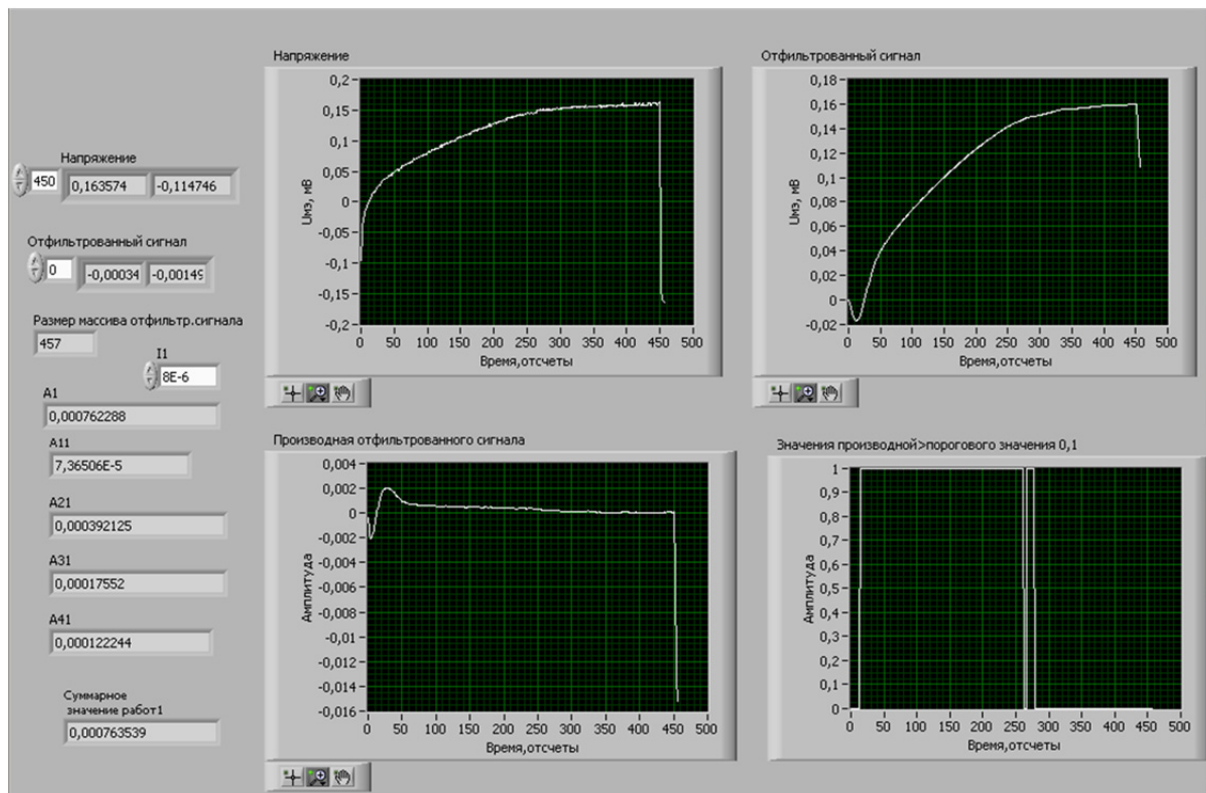


Рис. 5. Виртуальный прибор для обработки джоульметрических сигналов

На первой панели показаны графики, необходимые для анализа работы алгоритма, реализованного в виртуальном приборе. Выведен индикатор массива межэлектродного напряжения и массива отфильтрованного сигнала, индикаторы общего значения работы, четырех его составляющих, а также суммарного значения четырех работ.

Разработанный виртуальный прибор используется для обработки джоульметрических сигналов записанных в память компьютера при проведении экспериментальных исследований.

* * *

1. <http://mirsovetov.ru/a/medicine/diseases/cure-antritis.html>
2. Геращенко С.И. Джоульметрия и джоульметрические системы: теория и приложение: монография. – Пенза: Изд-во Пенз. Гос. Ун-та, 2000. 192 с.
3. Курс по LabVIEW 7. Под редакцией чл.-корр. РАН П.А. Бутырина /М. Михеев, В.В.Каратаев, М., 2005.

УДК 631.053

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА ДИЗТОПЛИВА ДВИГАТЕЛЯ ТЕПЛОВОЗА В ПОТОКЕ ТРУБОПРОВОДА

В. Н. Астапов

*Самарский государственный аэрокосмический университет им. акад. С. П. Королева
(национальный исследовательский университет), г. Самара*

Аннотация. Предлагается метод контроля качества дизельного топлива тепловозов в процессе работы двигателя. Показано, что информацию о качественных характеристиках дизельного топлива несут в себе такие электрофизические параметры как диэлектрическая проницаемость и комплексная проводимость нефтепродуктов. Приведена функциональная схема информационно-измерительной системы для контроля качества дизельного топлива, а именно содержания воды и суммарного содержания металлосодержащих микроэлементов в топливе.

Ключевые слова: Дизельное топливо, тепловозы, контроль качества топлива, информационно-измерительная система, электрофизические параметры, диэлектрическая проницаемость, комплексная проводимость, металлосодержащие микроэлементы.

Дизельное топливо поставляется железным дорогам, как правило, в цистернах. На каждые поступающие партии топлива высылается паспорт, в котором указаны результаты лабораторного анализа завода-поставщика. Получатель качественные показатели паспорта сравнивает с качественными показателями ГОСТа. Если показатели паспорта соответствуют показателям ГОСТа, топливо считают стандартным.

Чтобы убедиться, что полученное топливо стандартное, лаборатория депо от каждой партии поступившего топлива до слива из железнодорожной цистерны отбирает пробу в соответствии с ГОСТ 2517–60 в чистую сухую посуду. Результаты анализа деповской лаборатории сопоставляют с качественными показателями топлива завода-поставщика.

Лаборатория депо также осуществляет контроль качества топлива, находящегося в топливных баках тепловозов. Отбор проб для анализа топлива на тепловозе производят для определения содержания механических примесей и воды.

Чем более чистое дизельное топливо, тем качественнее и эффективнее работает двигатель. Для определения характеристики чистоты топлива используют коэффициент фильтруемости. Фильтруемость определяют соотношением времени, за которое топливо проходит через фильтр при определенном атмосферном давлении. В основном, фильтруемость дизтоплива зависит от содержания воды, механических примесей, смол и нафтеновых кислот в дизельном топливе [1].

Однако при хранении дизтоплива в баке тепловоза вода отслаивается и собирается внизу. В результате водяная пробка в магистрали полностью блокирует работу двигателя.

Требования межгосударственного стандарта ГОСТ 305-82 «Топливо дизельное. Технические условия» регламентируют кинематическую вязкость при 20 °С для летних сортов в пределах 3,0÷6,0 сСт, для зимних сортов 1,8÷5,0 сСт, для арктических 1,5÷4,0 сСт. Этот стандарт требует также отсутствия воды во всех марках топлива.

Сложности с контролем топлива на тепловозах, связаны с тем, что не возможно точно проконтролировать качество топлива в процессе эксплуатации тепловоза и тем более отсутствуют системы измерения массового содержания воды в процессе работы двигателя тепловоза.

Автором предлагается информационно-измерительная система (ИИС) контроля качества дизельного топлива в процессе работы двигателя. Данная ИИС без трудностей и больших затрат может включена в се-

рийную систему «БИС-Р» [2], которая представляет собой распределенную информационно-измерительную микропроцессорную систему для контроля расхода топлива (рис.1).

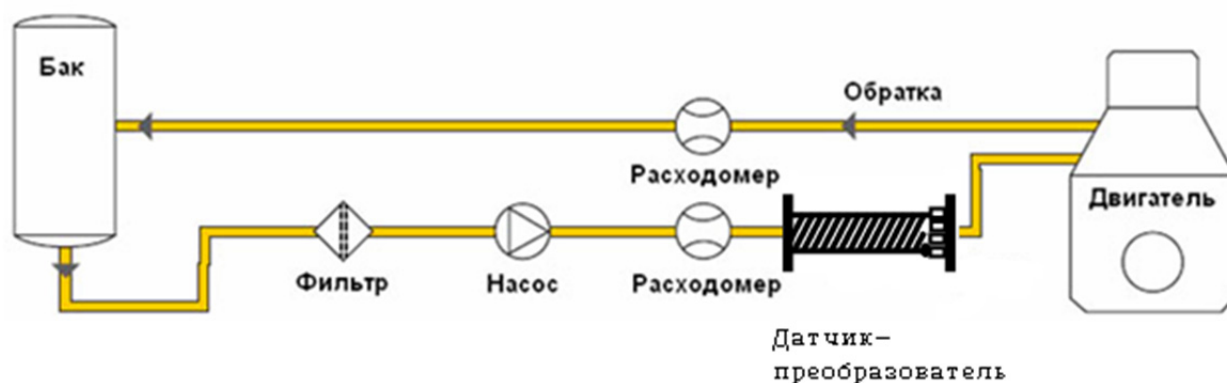


Рис. 1. ИИС для непрерывного контроля расхода топлива со встроенным в топливопровод поточным датчиком-преобразователем ИИС для контроля качества топлива

Известен способ для определения процентного содержания воды в нефтепродуктах с использованием диэлектрического метода, в принципе которого лежит измерение диэлектрической проницаемости обезвоженного и сырого нефтепродукта. Согласно формуле Лихтенеккера-Ротера диэлектрическая проницаемость смеси состоящей из двух компонентов, воды и нефтепродукта, зависит от их объемного соотношения

$$\lg \xi_3 = y_1 \lg \xi_1 + y_2 \lg \xi_2, \quad (1)$$

где y_1 и y_2 - объемные доли воды и нефти; ξ_1 - диэлектрическая проницаемость воды; ξ_2 - диэлектрическая проницаемость обезвоженного нефтепродукта; ξ_3 - диэлектрическая проницаемость (смеси) сырого нефтепродукта.

С учетом известного значения диэлектрической проницаемости воды ξ_1 и выражения (1), процентное содержание воды определится

$$C_{H_2O} = 52,7(\lg \xi_3 - \lg \xi_2),$$

Таким образом, для определения процентного содержания воды достаточно измерить диэлектрическую проницаемость смеси ξ_3 и обезвоженного продукта ξ_2 .

Недостатком этого способа является отсутствие возможности определения воды в нефтепродукте в потоке трубопровода, способ требует пробоотборки исследуемого продукта, а главное отсутствует идентификация типа дизтоплива по компонентному составу, что дает большую погрешность измерения при исследовании неизвестного дизтоплива и отсутствует измерение суммарного содержания металлосодержащих микроэлементов. Содержание которых регламентируется в пределах: содержание ванадия не более 5 ppm (промилей); алюминия не более 1 ppm; кремния не более 1 ppm; натрия не более 1 ppm. Превышение допустимого способствует быстрому износу двигателя. Кроме того, соотношение (1) справедливо для малого содержания воды в нефтепродукте.

В статье рассматривается разработка системы измерения содержания воды в нефтепродуктах, осуществление идентификации нефтепродукта, который позволит повысить точность определения воды в нефтепродуктах и позволит измерять массовую долю воды в процессе работы двигателя. Кроме того, определять суммарное содержание металлосодержащих микроэлементов в дизтопливе, и при дополнительной калибровке и программного обеспечения определять цетановое число.

1. Разработка системы измерения для контроля массовой доли воды и суммарного содержание металлосодержащих микроэлементов в дизтопливе.

В основу разработки положен способ определения содержания воды в нефти и нефтепродуктах, осуществление идентификации нефти и нефтепродукта, предложенный автором [3] который позволяет повысить точность определения воды в нефтепродуктах и позволяет иметь стационарную калибровочную модель по типам компонентного состава топлива.

Поставленная задача достигается тем, что в способе определения содержания воды в нефтепродуктах, заключающемся в определении диэлектрической проницаемости ξ_{f1} сырого и обезвоженного нефтепродукта на первой частоте генератора синусоидального напряжения f_1 , дополнительно производится измерение диэлектрической проницаемости ξ_{f2} на второй частоте f_2 . Фактически проводим измерение

комплексной проводимости исследуемого продукта G_{f1} и G_{f2} , которая пропорциональна диэлектрической проницаемости продукта и определяется соотношением $\eta = \frac{G_{f1}}{G_{f2}}$. При калибровке данные соотношения являются классификатором нефтепродукта, т.е. по ним идентифицируется тип нефтепродукта. Так как содержание воды зависит от диэлектрической проницаемости нефтепродукта, то необходимо дополнительно учитывать существенный вклад возмущающих воздействий на диэлектрическую проницаемость, таких как, газовые включения и наличие металлосодержащих микроэлементов. Для этого дополнительно определяется суммарное содержание металлосодержащих микроэлементов δ , таким образом, исключают погрешность измерения от газовых включений при идентификации нефтепродукта и соответственно расчете содержания воды в нефтепродукте. При частоте f_1 определяем общее приращение диэлектрической проницаемости, относительно известной диэлектрической проницаемости для обезвоженного нефтепродукта и рассчитываем приращение диэлектрической проницаемости, приходящееся на единицу концентрации воды. По отношению этих приращений при частоте f_1 определяем общее приращение диэлектрической проницаемости относительно известной диэлектрической проницаемости для обезвоженного нефтепродукта, рассчитываем приращение диэлектрической проницаемости, приходящееся на единицу концентрации воды и далее по отношению этих приращений при частоте f_1 , определяют массовую долю воды в нефтепродукте по формуле

$$X\% = \frac{U_{\xi 20} - U_{\xi 0}}{\Delta}, \quad (2)$$

где $U_{\xi 0}$ – пропорциональная величина относительной диэлектрической проницаемости обезвоженного нефтепродукта при $t=20^{\circ}\text{C}$; $U_{\xi 20}$ – пропорциональная величина относительной диэлектрической проницаемости сырого нефтепродукта приведенной к 20°C ; Δ – приращение относительной величины диэлектрической проницаемости нефтепродукта на единицу концентрации воды.

2. Функциональная схема устройства определения массовой доли воды и суммарного содержания металлосодержащих микроэлементов в дизтопливе.

Схема (рис. 2) содержит отрезок полимерной трубы 1; первичный преобразователь 2, выполненный из лент (медной фольги) навитых на поверхности трубы. Датчик-магнитометр 3, закрепленный по окружности трубы 1, в виде браслета; датчик температуры 4. Двухканальный коммутатор 5, генератор 6, генератор рабочей частоты 7, первый измерительный усилитель 8, второй измерительный усилитель 9, счетно-решающее устройство 10, выходы генераторов 6 и 7 соединены с входами коммутатора 5, выход которого соединен с первой обкладкой преобразователя (конденсатора) 2, вторая обкладка соединена с входом первого измерительного усилителя 8, выход которого соединен с первым информационным входом счетно-решающего устройства 10, выход датчика-магнитометра 3 соединен с входом второго измерительного усилителя 9, выход которого соединен со вторым информационным входом счетно-решающего устройства 10, выход датчика температуры 4 соединен с третьим информационным входом счетно-решающего устройства 10, управляющие выходы счетно-решающего устройства 10 соединены с соответствующими управляющими входами коммутатора 5.

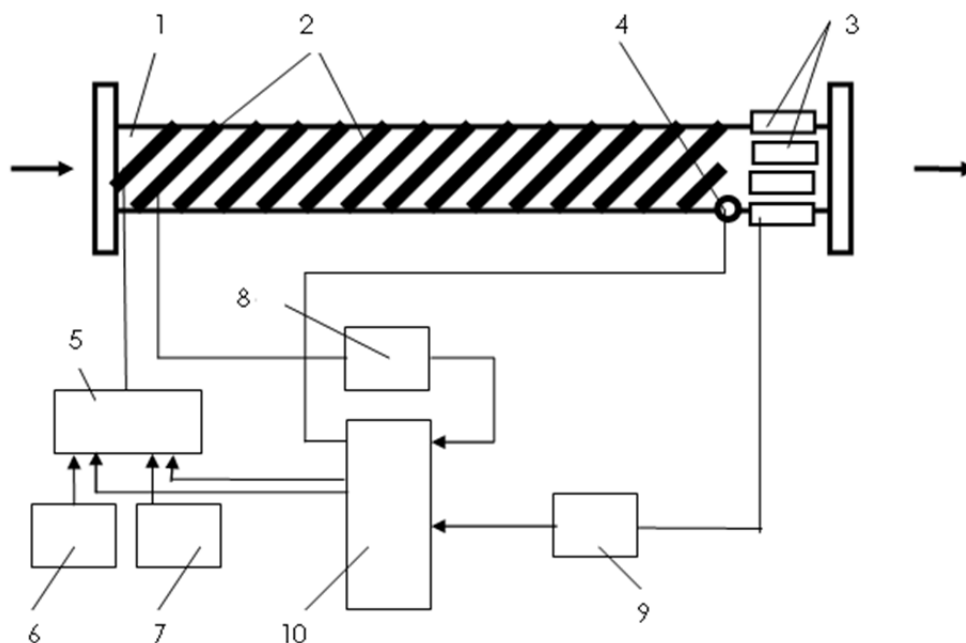


Рис. 2. Функциональная схема устройства определения массовой доли воды и суммарного содержания металлосодержащих микроэлементов в дизтопливе

3. Принцип работы системы измерения массовой доли воды в нефтепродукте.

Через отрезок полимерной трубы 1, которая врезана в топливопровод, протекает дизтопливо, которое является диэлектриком и воздействует на емкость конденсатора (обкладки 2) первичного преобразователя который выполнен в виде конденсатора, через который и проходит синусоидальное напряжение, попеременно включают частоты f_1 и f_2 , $f_1 < f_2$. Зависимость комплексной электропроводности от частоты сигналов и температуры для различных нефтепродуктов различная.

Для каждого продукта уровень величин электропроводностей и их приращений $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_i$ на единицу частоты существенно отличается, наблюдается также различие величин приращений диэлектрической проницаемости, приходящееся на единицу частоты.

Определяется соотношение $\eta = \frac{G_{f1}}{G_{f2}}$, которое является идентификацией нефтепродукта.

Для этого, через коммутатор 5, поочередно подключают генераторы синусоидальных сигналов 6 и 7, с частотой f_1 и f_2 , ($f_1 < f_2$), на вход датчика 2. Сигнал с датчика 2 через измерительный усилитель 8 поступает в счетно-решающее устройство 10, где и рассчитывается соотношение $\eta = \frac{G_{f1}}{G_{f2}}$. По результату вычисле-

ния выбирается конкретная калибровочная модель для данного топлива и по результатам измерения диэлектрической проницаемости топлива на рабочей частоте f_2 вычисляют массовую долю воды в дизтопливе по формуле (2).

Так как в принципе работы лежит зависимость диэлектрической проницаемости нефтепродукта от содержания воды, то необходимо учитывать существенный вклад возмущающих воздействий на диэлектрическую проницаемость, таких как газовые включения и наличие металлосодержащих микроэлементов в нефти, для повышения точности определения содержания воды. Для этого служит сверхчувствительный датчик-магнитометр 3, который улавливает магнитные возмущения создаваемые металлосодержащими микрочастицами, сигнал датчика усиливается усилителем 9 и считывается счетно-решающим устройством 10. Таким образом, получаем величину, характеризующую массовую долю металлосодержащих частиц δ , влияющих на диэлектрическую проницаемость нефти и нефтепродуктов.

Таким образом, окончательный результат η' идентификации получим нормированием величины η делением на величину δ ,

$$\eta' = \frac{\eta}{\delta}.$$

Данная величина η' будет постоянной для данного типа нефтепродукта, и может служить показателем наличия газовых включений в нефти. В случае если η увеличится и η' соответственно увеличится, то

это говорит о наличии газовых включений. В этом случае данное измерение является ошибочным и для нефтепродуктов с газовыми включениями нужно проводить отдельную калибровку. Таким образом, измеряя дополнительно, влияние металлосодержащих частиц мы уточняем идентификацию типа нефтепродукта.

Перед работой, предварительно определяем диэлектрическую проницаемость обезвоженного нефтепродукта данного типа, величина которой хранится в памяти счетно-решающего устройства.

* * *

1. ГОСТ 305-82 «Топливо дизельное. Технические условия»
2. Электронная система для непрерывного контроля расхода топлива тепловозов "БИС-Р". Руководство по эксплуатации «БИС-Р».
3. Астапов В.Н. Способ определения содержания воды и суммарного содержания металлосодержащих микроэлементов в нефти или нефтепродуктах [текст] // Пат. РФ № 2386959. Бюл. №11. 2010.

СОДЕРЖАНИЕ

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.....	3
Бобылев Д. А. ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ИЗМЕРЕНИЯ В ВИРТУАЛЬНЫХ АНАЛИЗАТОРАХ ИМПЕДАНСА ПУТЕМ СОЧЕТАНИЯ СИНУСОИДАЛЬНОГО И ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОГО ТЕСТОВЫХ СИГНАЛОВ	7
Мелентьев В. С., Батищев В. И., Иванов Ю. М. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПО МГНОВЕННЫМ ЗНАЧЕНИЯМ СИГНАЛОВ	11
Прокофьев В. К., Куликов С. П. БОРТОВАЯ РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА «БАРРАКУДА-М».....	16
Аббакумов К. Е., Б. Ч. И, Коновалов Р. С. ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ СДВИГОВЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН, ЛОКАЛИЗОВАННЫХ ВБЛИЗИ ГРАНИЦ РАЗДЕЛА ПЬЕЗОЭЛЕКТРИКОВ	20
Бондаренко Л. Н. О КОМПЛЕКСЕ АЛГОРИТМОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ НА БАЗЕ РС-СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ	22
Прохоров С. А. АППРОКСИМАТИВНЫЙ АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ	27
Баринев И. Н. ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН НА ОСНОВЕ АДАПТИВНЫХ СМАРТ-МАТЕРИАЛОВ И СТРУКТУР СО СВОЙСТВАМИ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ПЬЕЗОЭФФЕКТА. СОСТОЯНИЕ РАЗРАБОТОК И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ.....	30
Мелентьев В. С., Губанов Н. Г., Латухова О. А., Смолина А. М. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВУХПОЛЮСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ	35
Васильев В. А., Громков Н. В., Москалев С. А., Чернов П. С. СИСТЕМНЫЙ ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ НАНО- И МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ	39
Юрин В. В., Смирнов А. Б. СОВРЕМЕННЫЕ САПР-СИСТЕМЫ В ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКЕ ПРОИЗВОДСТВА	42
Волков Д. И., Кердяшов А. В., Дергач А. П. ОСНОВНЫЕ ТРУДНОСТИ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА.....	44
Сапронов П. В. РАЗВИТИЕ ПОДХОДОВ В ОПРЕДЕЛЕНИИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ	47

Дмитриенко А. Г., Трофимов А. А., Нефедьев Д. И. ПОГРЕШНОСТИ КВАНТОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ РАСТРОВЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ.....	52
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.....	55
Коновалов С. И., Кузьменко А. Г., Тугушева Я. О. ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ПЛАСТИНЧАТОГО ПЬЕЗОИЗЛУЧАТЕЛЯ, ВОЗБУЖДАЕМОГО СИГНАЛАМИ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ.....	61
Васильев В. А., Хованов Д. М., Капезин С. В. СОВРЕМЕННЫЕ СЕЙСМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ТЕНДЕНЦИИ И НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ.....	65
Арбузов В. П., Мишина М. А., Водовскова П. Н. ВРЕМЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПАССИВНЫХ ВЕЛИЧИН В АКТИВНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ	67
Алексеев В. В., Коновалова В. С., Калякин И. В. РЕАЛИЗАЦИЯ ДИСКРЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В РЕЖИМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ. АЛГОРИТМ СКОЛЬЗЯЩЕГО	72
Горячев В. Я., Гаврина О. В., Чапчиков Ю. К., Шатова Ю. А. АНАЛИЗ СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ДАТЧИКА БИЕНИЙ ВАЛА С БЕГУЩИМ МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ	77
Грачев А. В., Чураков П. П. АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СХЕМЫ ИНВАРИАНТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЕМКОСТИ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА.....	82
Полосин В. Г., Першенков П. П. ИНФОРМАЦИОННЫЙ СПОСОБ УСТАНОВЛЕНИЯ СПРАВЕДЛИВОСТИ ГИПОТЕЗ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ	87
Баринов И. Н., Волков В. С. ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫЕ ДАТЧИКИ ДАВЛЕНИЙ НА ОСНОВЕ ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО АЛМАЗА. СОСТОЯНИЕ РАЗРАБОТОК И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ.....	91
Кравченко С. А., Пиастро В. П., Пронин А. Н. ЧТО ОЖИДАЕТ СИСТЕМУ SI В XXI ВЕКЕ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСТВА И МАГНЕТИЗМА	93
Полосин В. Г., Першенков П. П. СПОСОБ ПРОВЕРКИ ГИПОТЕЗЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕЙБУЛЛА – ГНЕДЕНКО	95
Волков В. С., Баринов И. Н., Цыпин Б. В. ИССЛЕДОВАНИЯ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ	99
Заико А. И. ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЭРГОДИЧЕСКИХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ	104
Алексеев В. В., Орлова Н. И., Шишкин И. А. ОЦЕНКА СОСТОЯНИЯ ПРИРОДНЫХ И ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ НА БАЗЕ ГЕОИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ.....	108

Васильев В. А., Громков Н. В., Капезин С. В., Мышев В. В., Чернов П. С. ИЗМЕРИТЕЛЬ-КАЛИБРАТОР ДЛЯ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ РЕЗИСТИВНЫХ НАНО- И МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ.....	111
Веселова Е. Ю., Михалев А. А. РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО РАБОЧЕГО МЕСТА ИСПЫТАНИЙ ВИБРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ.....	114
Михайлов П. Г., Сергеев Д. А., Соколов А. В. ИЗМЕРЕНИЕ И КОНТРОЛЬ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ И УЗЛОВ ДАТЧИКОВ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН.....	122
Баранов В. А. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭКСПЛУАТАЦИИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ЭЛЕКТРОИЗОЛЯТОРОВ.....	128
Терехина А. В. СЖАТИЕ ИНФОРМАЦИИ В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ И УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМАХ.....	132
Мясникова Н. В., Зенов А. Ю. РАЗВИТИЕ МЕТОДОВ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ.....	134
Тужилкин О. В., Новиков В. Н., Чувыкин Б. В. ВЫЧИСЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РЕСУРСА АВТОНОМНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ.....	138
Иосифов В. П. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ.....	140
Михайлов П. Г., Сергеев Д. А., Соколов А. В. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ РАСШИРЕНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ И ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЙ.....	143
Голованов О. А., Кичкидов А. А., Прокина Н. В., Тарасов С. А. ДЕКОМПОЗИЦИОННЫЙ ПОДХОД В МОДЕЛИРОВАНИИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СЕЙСМОАКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ.....	149
Воронов А. П., Кострикина И. А. ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЙ.....	153
Котельников А. В., Лебедев В. Б. ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ С ДАТЧИКОВ СИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ МЕТОДОМ ТЕОРИИ РЕШЕТОК.....	157
Кучумов Е. В. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ КОЛЕБАНИЙ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО СТРУННОГО ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ДАТЧИКА: ВЫНУЖДЕННЫЕ, НЕЛИНЕЙНЫЕ КОЛЕБАНИЯ.....	162
Москалев С. А., Ползунов И. В., Родионов А. А. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НА БАЗЕ СТРУКТУР «ПОЛИКРЕМНИЙ-ДИЭЛЕКТРИК» ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ.....	166

Мусаев Р. Ш., Самошин А. В. ОПРЕДЕЛЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ ЧАСТОТ ПРИСПОСОБЛЕНИЯ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ	169
Москалев С. А., Ползунов И. В., Родионов А. А. ИНЖЕНЕРНЫЕ МЕТОДИКИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ НА БАЗЕ СТРУКТУР «ПОЛИКРЕМНИЙ-ДИЭЛЕКТРИК».....	171
Астахова Т. В., Шварев А. В. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ПРОВЕДЕНИЯ ВИБРОИСПЫТАНИЙ ДАТЧИКОВОЙ И ПРЕОБРАЗУЮЩЕЙ АППАРАТУРЫ.....	175
Маланин В. П., Абрамов С. В. МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ КОРРЕКЦИЯ ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ВИХРЕТОКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ.....	179
Палина Е. Н., Рукина М. А. ПОИСК, ОТБОР И ОБРАБОТКА ИСТОЧНИКОВ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ПАТЕНТНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ПО НИОКР	185
Плаксин И. М., Фомичев А. В., Вязьмитинов Д. Д. РЕАЛИЗАЦИЯ АВТОНОМНОЙ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ ТЕЛЕМЕТРИИ ДЛЯ ШИРОКОГО СПЕКТРА ПРИМЕНЕНИЯ	188
Мусаев Р. Ш., Фролов М. А. ПОВЫШЕНИЕ ПРОЧНОСТНЫХ И ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ДАТЧИКА АБСОЛЮТНОГО ДАВЛЕНИЯ	190
Иванова Г. А., Заико А. И. ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ИНКЛИНОМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ПОДЗЕМНОЙ НАВИГАЦИИ	195
Коряшкин А. С., Матвеев А. И. СИСТЕМА МОНИТОРИНГА УРОВНЯ НАТЯЖЕНИЯ АРМАТУРНЫХ ПУЧКОВ В ЗАЩИТНОЙ ОБОЛОЧКЕ АЭС.....	199
Васильев В. А., Хованов Д. М. ИССЛЕДОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ НАНО- И МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С ДВУМЯ МЕМБРАНАМИ.....	204
Калинин М. А., Макаров Е. А. РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ ПЕРВИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ МИНИАТЮРНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ВИБРОАКСЕЛЕРОМЕТРА, ПОСТРОЕННОГО НА СДВИГОВОМ ПЬЕЗОЭФФЕКТЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НОВОГО МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО ПЬЕЗОЭЛЕКТРИКА	207
Трофимов В. Ю., Шахмейстер Л. Е. УЧЕТ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЕМКОСТНОГО КОМПЕНСАЦИОННОГО АКСЕЛЕРОМЕТРА.....	209
Пауткин В. Е., Шепталина С. В. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМА ТОКОПЕРЕНОСА НА КРЕМНИЕВЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ	213

Попченков Д. В., Кучумов Е. В. МОДЕЛЬ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА НАПЫЛЕНИЯ ТОНКИХ ПЛЕНОК ВАКУУМНЫМ ИСПАРЕНИЕМ	218
Поспелов А. В., Нефедьев Д. И. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МНОГОТАКТНЫХ СХЕМ УРАВНОВЕШИВАНИЯ ЗАРЯДОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ	224
Рязанцев Д. А. ДАТЧИК ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ДЛП 1 ДЛЯ ВЫСОКОРЕСУРСНЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	230
Кирянина И. В., Комбарова И. В. О РЕЗУЛЬТАТАХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОВТОРЯЕМОСТИ И ВОСПРОИЗВОДИМОСТИ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕЦИЗИОННЫХ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ	233
Хошев А. В., Чебурахин И. Н., Ворожбитов А. И. ОЦЕНКА НАСТРАИВАЕМОСТИ ТЕНЗОСХЕМ ПО ТЕРМОКОМПЕНСАЦИИ И СПОСОБ ИХ ЮСТИРОВКИ	236
Рогожкин С. Ю. АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОЦЕССОМ ВАКУУМНОГО НАПЫЛЕНИЯ	241
Бростилова Т. Ю., Мурашкина Т. И., Бростилов С. А. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ДЕФОРМАЦИИ ДЛЯ СТРОИТЕЛЬНОГО МОНИТОРИНГА	243
Прокина Н. В. ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СЕЙСМИЧЕСКИХ ВОЛН В ЗОНЕ ЛИСТВЕННОГО ЛЕСА	246
Бростилова Т. Ю., Мурашкина Т. И. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗНАЧЕНИЙ ВХОДНЫХ И ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ АМПЛИТУДНЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ, ОБЪЕДИНЯЕМЫХ В ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СЕТИ СБОРА ДАННЫХ	253
Иванчуков А. Г., Логинов Д. С., Моисеев А. Е., Сергеенков А. С. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В КОМПЬЮТЕРНОЙ ДИАГНОСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ «КАРДИОВИД»	256
Козлов В. В., Ломтев Е. А., Шахов С. Б. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ МЕТОДА РАЗЛОЖЕНИЯ НА СОБСТВЕННЫЕ ЧИСЛА	260
Логинов Д. С., Балахонова С. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАЧАЛА СЕГМЕНТА ST ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛА	264
Мясникова М. Г., Никишин О. Н., Цыпин Б. В. О РАЦИОНАЛЬНОМ ВЫБОРЕ ШАГА ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕДУР НА ОСНОВЕ МЕТОДА ЧАСТНЫХ И РАЗНОСТЕЙ	267
Никишин О. Н. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КОЛИЧЕСТВА ОТСЧЕТОВ СИГНАЛА НА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДА ЧАСТНЫХ И РАЗНОСТЕЙ	271

Трофимов А. А., Мусаев Р. Ш., Фролов М. А. ТВЕРДОТЕЛЬНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ТЕНЗОРЕЗИСТИВНОГО ДАТЧИКА АБСОЛЮТНОГО ДАВЛЕНИЯ	273
Светлов А. В., Комаров В. В., Паршуков М. Ю., Сапунов Е. В. АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ	277
Трофимов А. А. «УМНЫЙ» ДОМ	281
Чайковский В. С. ВЫБОР МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ И ДЛИТЕЛЬНОСТИ СИГНАЛА ПРИ АНАЛИЗЕ ШУМА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ	283
Сидорова И. А. ИССЛЕДОВАНИЕ УСЛОВИЙ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ В НЕЛИНЕЙНЫХ НЕПРЕРЫВНО-ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМАХ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ МЕТОДЫ СИГМА-ДЕЛЬТА МОДУЛЯЦИИ	286
Михайлович О. И., Лаврентьев Р. С., Амирова Э. А. ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ЧАСТНЫХ И РАЗНОСТЕЙ ДЛЯ АНАЛИЗА ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК	290
Никулин С. В., Донскова О. Н., Ревунов М. С. ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЕСА БУМАЖНОГО ПОЛОТНА НА БУМАГОДЕЛАТЕЛЬНОЙ МАШИНЕ	293
Ординарцева Н. П. ОЦЕНКА СООТВЕТСТВИЯ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ	295
Васильев В. А., Чернов П. С. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ДАТЧИКИ И СЕНСОРНЫЕ СЕТИ	299
Алимурадов А. К., Чураков П. П., Тычков А. Ю. АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ	302
Аверин И. А., Игошина С. Е., Карманов А. А. ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО СЛОЯ $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$ НА ВЫХОДНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ГАЗОВЫХ СЕНСОРОВ	307
Бушуев О. Ю., Семенов А. С. АНАЛИЗ НЕИСПРАВНОСТЕЙ ТЕНЗОМЕТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДАВЛЕНИЯ, ВЛИЯЮЩИХ НА ЕГО ЧАСТОТНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ	312
Геращенко С. И., Янкина Н. Н., Кривоногова Ю. А. ВИРТУАЛЬНЫЙ ПРИБОР ДЛЯ ОБРАБОТКИ ДЖОУЛЬМЕТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПРИ ОЦЕНКЕ ДИНАМИКИ ПРОТЕКАНИЯ ВОСПАЛИТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ГНОЙНОМ ГАЙМОРИТЕ	315
Астапов В. Н. ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА ДИЗТОПЛИВА ДВИГАТЕЛЯ ТЕПЛОВОЗА В ПОТОКЕ ТРУБОПРОВОДА	319

Научное издание

**ДАТЧИКИ И СИСТЕМЫ:
МЕТОДЫ, СРЕДСТВА И ТЕХНОЛОГИИ
ПОЛУЧЕНИЯ И ОБРАБОТКИ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ**

(Датчики и системы – 2012)

Труды

*Международной научно-технической конференции
с элементами научной школы для молодых ученых*

г. Пенза, 22–26 октября 2012 г.

Подписано в печать 19.10.2012. Формат 60×84¹/₈.

Усл. печ. л. 38,36.

Заказ № 837. Тираж 100.

Пенза, Красная, 40, Издательство ПГУ
Тел./факс: (8412) 56-47-33; e-mail: iic@pnzgu.ru