# **ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ**

Научно-производственный журнал

# 93(13), 201;

### СОДЕРЖАНИЕ

### ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

**Баранов В. А., Кострикина И. А., Рулева Е. В., Самошина М. А.**НОРМАТИВНАЯ БАЗА ИСПЫТАНИЙ
ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ
ПРИ УТВЕРЖДЕНИИ ТИПА И СЕРТИФИКАЦИИ

2

# ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

**Фролов М. А., Фролова О. А., Мусаев Р. Ш., Салмин А. В.**ПОВЫШЕНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ УПРАВЛЯЮЩЕЙ
СИСТЕМЫ ДВИГАТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКИ

10

**Баринов И. Н., Кучумов Е. В., Волков В. С., Евдокимов С. П.**ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ АДАПТИВНЫХ
СМАРТ-МАТЕРИАЛОВ И СТРУКТУР СО СВОЙСТВАМИ
ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ПЬЕЗОЭФФЕКТА

20

## ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

#### Абрамов С. В.

ОЦЕНКА ПРИВЕДЕННОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ КВАЗИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ ПЕРВИЧНОГО ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

30

Алимурадов А. К.	
ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ ОСНОВНОГО ТОНА РЕЧЕВЫХ	
СИГНАЛОВ МЕТОДАМИ ДЕКОМПОЗИЦИИ	
НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ	37
Мелентьев В. С., Ярославкина Е. Е., Бурдукский Н. С., Нефедьев Д. И.	
ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ	
ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ	47
<b>МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ</b>	
измерения	
Полосин В. Г., Бодин О. Н., Иванчуков А. Г.	
АНАЛИЗ ИОННЫХ ТОКОВ ЭПИКАРДА	
В ПЕРИОД РЕФРАКТЕРНОСТИ	54

# ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 389.14: 004.415.535

В. А. Баранов, И. А. Кострикина, Е. В. Рулева, М. А. Самошина

# НОРМАТИВНАЯ БАЗА ИСПЫТАНИЙ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ УТВЕРЖДЕНИИ ТИПА И СЕРТИФИКАЦИИ

V. A. Baranov, I. A. Kostrikina, E. V. Ruleva, M. A. Samoshina

# LEGAL BASIS OF TESTS SOFTWARE OBESPECHENIYASREDSTV MEASUREMENTS AT TYPE APPROVAL AND CERTIFICATION

А н н о т а ц и я. В современных средствах измерений (СИ) часть измерительных операций выполняется программируемым вычислительным устройством. Для использования программного обеспечения (ПО) в СИ требуется полная и достоверная информация о степени его влияния на метрологические характеристики СИ, уровне защищенности от преднамеренных и непреднамеренных воздействий и, в конечном итоге, о степени доверия к результатам измерений. Представлен обзор нормативных документов, регламентирующих порядок и содержание испытаний программного обеспечения средства измерений (ПО СИ) при проведении процедур утверждения типа и добровольной сертификации. Указано на недопустимость деятельности по подтверждению соответствия ПО СИ в форме аттестации. Показана целесообразность разделения ПО СИ на метрологически значимое и незначимое. Описаны основные источники погрешностей, вносимых ПО в погрешность СИ. Представлен перечень проверок защиты ПО и измерительной информации от случайных или преднамеренных изменений. Приведены списки организаций, осуществляющих сертификацию ПО СИ в существующих системах сертификации, и аккредитованных испытательных лабораторий.

A b s t r a c t. The programmable computing devices perform measuring operations in a part of modern measuring devices. For correct use of the software in the measuring device requires complete and reliable information about the extent of its influence on the metrological characteristics of the measuring devices, the level of protection against intentional or unintentional effects and, ultimately, about the degree of confidence in the measurement results. Review of regulations governing the procedure and content of the software test measuring instruments presented during the type-approval procedures and voluntary certification. Activity on conformity software measurement devices is unacceptable in the form of certification. The feasibility of separating the software metering devices shown in metrologically significant and insignificant. The main sources of errors shows that the software makes to the accuracy of the instrument. Checklist of software protection and measuring information is presented against accidental or intentional changes. Lists of organizations are listed, that carry out certification of software measurement devices in systems of certification and accredited test laboratories.

**К л ю ч е в ы е с л о в а**: программное обеспечение средства измерений, утверждение типа средства измерений, добровольная сертификация.

*Keywords*: software of measuringinstrument, type-approval of measuring instrument, voluntary certification.

Современные средства измерений (СИ) представляют собой высокоавтоматизированные и автоматические приборы, в которых часть измерительных операций выполняется программируемым вычислительным устройством. Для использования программного обеспечения (ПО) в СИ требуется полная и достоверная информация о степени его влияния на метрологические характеристики СИ, уровне защищенности от преднамеренных и непреднамеренных воздействий и, в конечном итоге, о степени доверия к результатам измерений [1].

Как отмечается в письме Росстандарта № 120/30-646 от 07.03.2014, «...в последнее время сложилась практика оценки качества программных продуктов путем проведения так называемой аттестации ПО СИ и выдачи на этом основании разного вида свидетельств об аттестации» на основании отраслевых нормативных документов МИ 2174–91, МИ 2955–2010. Федеральным законом РФ «Об обеспечении единства измерений» от 26.06.2009 введено положение (п. 2 ст. 9) о необходимости обеспечения ограничения доступа к определенным частям ПО СИ в целях предотвращения несанкционированных настройки и вмешательства, которые могут привести к искажениям результатов измерений. Процедура аттестации предусмотрена законом только по отношению к методикам (методам) измерений. В связи с этим Управление метрологии Росстандарта считает недопустимой деятельность по подтверждению соответствия ПО СИ в форме аттестации.

В соответствии с действующим законодательством оценка свойств и характеристик ПО СИ проводится в виде одной из двух процедур:

- испытания стандартных образцов и средств измерений при утверждении типа;
- подтверждения соответствия в системе добровольной сертификации.

С целью реализации указанного положения закона «Об обеспечении единства измерений» Минпромторгом РФ издан приказ от 30.11.2009 № 1081 [2], определяющий порядок проведения испытаний стандартных образцов и СИ в целях утверждения типа, разработаны нормативные документы [3, 4]. Программа испытаний СИ в целях утверждения типа при наличии встроенного ПО должна предусматривать его идентификацию, проверку уровня защиты и оценку влияния на метрологические характеристики [2].

Федеральный закон «О техническом регулировании» от 27.12.2002 устанавливает две формы подтверждения соответствия на территории РФ:

- добровольная сертификация;
- обязательное подтверждение соответствия в форме принятия декларации о соответствии или обязательной сертификации.

Обязательное подтверждение соответствия проводится только в случаях, установленных соответствующим техническим регламентом. Технические регламенты, относящиеся к ПО СИ, на данный момент отсутствуют. В связи с этим в настоящее время подтверждение соответствия ПО СИ может осуществляться исключительно в форме добровольной сертификации.

При утверждении типа СИ в соответствии с [3] проверка идентификации и защиты ПО СИ проводится по согласованной с заявителем программе, которая включает:

- проверку технической документации в части, относящейся к ПО;
- проверку идентификации ПО;
- проверку защиты ПО от непреднамеренных и преднамеренных изменений.

Целью проверки документации является оценка полноты описания ПО, существенного для утверждения типа СИ и подтверждения уровня защиты ПО. При проверке документации составляют перечень представленной документации и анализируют полноту представленных в ней сведений, касающихся описания взаимодействия ПО СИ с аппаратными и программными средствами, структуру ПО СИ, реализованных алгоритмов функционирования, предусмотренных средств защиты ПО СИ от преднамеренных и непреднамеренных изменений [5].

Идентификационные данные ПО, присвоенные разработчиком СИ, проверяются организацией, проводящей испытания СИ, путем анализа документации и функциональными проверками на образцах СИ, представленных для тестирования.

Идентификационные данные ПО, которые могут быть представлены в документации и зафиксированы в описании типа СИ, следующие:

- идентификационное наименование программного обеспечения;
- номер версии программного обеспечения;
- цифровой идентификатор программного обеспечения (контрольные суммы исполняемого кода метрологически значимых частей ПО).

Идентификационные данные должны иметь структуру, однозначно связанную с метрологически значимой частью программного обеспечения [3]. Идентификационные признаки ПО в виде наименований, номеров версий, идентификационных кодов и т.п. должны действительно отражать его целостность и подлинность.

К метрологически значимым относят все модули ПО, в которых осуществляется сбор данных, влияющих на формирование результатов измерений или преобразование этих данных, в том числе при выводе результатов измерений для отображения и сохранения в виде файла или массива данных, представленного в ином виде.

Для метрологически значимых модулей, у которых имеется возможность доступа к исполняемому коду, выполняют экспериментальное получение идентификационного признака в виде цифрового идентификатора ПО, подтверждающего его подлинность и целостность. Для метрологически значимых модулей, предполагающих возможность доступа к исполняемому коду и способных к самоидентификации с отображением цифрового идентификатора ПО, экспериментально проверяют совпадение отображаемого идентификационного признака с тем же признаком, полученным независимым способом [6].

Идентификация ПО СИ, проводимая испытателем, может быть осуществлена либо по его команде, либо выполнена в процессе штатного функционирования СИ. При проведении функциональных проверок осуществляются:

- проверка способов идентификации, заявленных в технической документации на ПО;
- проверка реализованных способов идентификации ПО;
- проверка независимости идентификационных данных от способов идентификации;
- проверка достаточности идентификационных данных.

Результаты проверки считают удовлетворительными, если выполняются требования к аппаратному и программному окружению ПО СИ, все метрологически значимые модули ПО имеют недоступный для считывания и записи исполняемый код (либо обеспечена возможность их идентификации в процессе эксплуатации СИ).

Анализируя сведения о реализованных способах защиты модулей ПО СИ и данных, влияющих на результаты измерений, присваивают общий уровень защиты ПО и метрологически значимых данных от непреднамеренных и преднамеренных изменений в соответствии с [3].

При проведении функциональных проверок защиты ПО и измерительной информации от случайных или непреднамеренных изменений необходимо проверить:

- наличие средств защиты  $\Pi O$  и измерительной информации от изменения или удаления в случае возникновения случайных воздействий;
- наличие средств, информирующих об изменении или удалении метрологически значимых файлов ПО и измерительной информации;
  - наличие и правильность функционирования журнала регистрации ошибок;
- наличие мер от несанкционированного входа в калибровочный режим, позволяющих изменять значения калибровочных констант в ПО СИ;
- наличие средств защиты, исключающих возможность несанкционированных модификации, загрузки, считывания из памяти, удаления или иных преднамеренных изменений метрологически значимой части ПО и измерительной информации;
- наличие и реализацию мер по обеспечению целостности ПО, распространяющихся на метрологически значимую часть ПО и результаты измерений;
  - наличие процедуры проверки целостности ПО и отсутствия ошибок;
- соответствие алгоритма, используемого для расчета контрольных сумм, и количества разрядов контрольных сумм описанию в документации в случаях, если предусмотрен расчет контрольных сумм  $\Pi O$ ;
  - правильность функционирования средств обнаружения и фиксирования событий;

- соответствие полномочий (способов доступа) пользователей, имеющих различные права доступа к ПО и измеренным данным, заявленным в технической документации на ПО СИ;
- корректность и правильность реализации управления доступом пользователя к функциям ПО и измеренным данным.

Результаты проверки считают удовлетворительными, если общий уровень защиты ПО СИ и метрологически значимых данных от непреднамеренных и преднамеренных изменений соответствуют уровню защиты, заявленному изготовителем.

Уровень защиты декларируется разработчиком СИ при представлении прибора на испытания в целях утверждения типа. Руководство [6] предусматривает следующие уровни защиты ПО:

- низкий: не используются никакие специальные средства защиты от преднамеренных изменений;
- средний: программное обеспечение защищено от преднамеренных изменений с помощью простых программных средств. Примерами защиты среднего уровня могут служить пароль, авторизация пользователя;
- высокий: программное обеспечение защищено от преднамеренных изменений с помощью специальных программных средств (программы – отладчики и редакторы жесткого диска, средства программной разработки).

Источники погрешностей, вносимых ПО в погрешность СИ, могут быть следующими [1]:

- неадекватность используемых алгоритмов решаемой измерительной задачи;
- перевод чисел из десятичной системы счисления в двоичную и наоборот;
- ограниченность разрядной сетки;
- округление на промежуточных этапах вычислений;
- неудачный выбор алгоритмов вычислений, в частности использование так называемых неустойчивых алгоритмов.

Встроенное ПО может оказывать влияние на метрологические характеристики СИ не только тем, что вносит погрешности в результат измерений при математической обработке исходных данных, но и тем, что участвует в формировании временных диаграмм цикла аппаратной обработки измерительного сигнала [6].

Изложенные в эксплуатационной документации способы проверки метрологических характеристик СИ анализируются на предмет учета вклада ПО в общую погрешность. Если документацией не предусмотрен комплектный способ проверки метрологических характеристик СИ вместе с ПО выполняют оценку степени влияния ПО на метрологические характеристики СИ расчетно-экспериментальным путем, после чего расчетным путем определяют значения метрологических характеристик СИ с учетом влияния ПО.

Результаты проверки считают удовлетворительными, если реализован способ проверки метрологических характеристик СИ вместе с ПО или получены расчетные значения метрологических характеристик СИ с учетом влияния ПО, не превышающие нормированных значений.

В результате испытаний должно быть установлено, что программное обеспечение соответствует требованиям нормативных документов и обладает заявленными характеристиками. Для установления такого соответствия необходимо выбрать процедуру испытаний, определить требования и методы испытаний, разработать программу и методику испытаний, согласующуюся с нормативными документами и учитывающую современные требования, предъявляемые в ПО СИ.

Добровольная сертификация ПО может проводиться по инициативе юридических лиц (предприятий) или граждан (изготовителей, дилеров, покупателей) на условиях договора между заявителем и органом сертификации. Орган по добровольной сертификации устанавливает порядок проведения работ, включая оплату.

Для прохождения сертификационных испытаний в рамках системы добровольной сертификации (СДС) необходимо наличие программного продукта и документации на него.

Программный продукт может быть выполнен в виде отдельной программы, может входить в состав средства измерений или быть частью большой измерительной системы. В зависимости от этого ПО может быть представлено на испытания или на отдельном электронном носителе, или, если имеем дело со сложной информационной системой, возможен выезд к разработчику (пользователю) на место инсталляции ПО.

Документация, подаваемая заявителем для прохождения процедуры добровольной сертификации ПО, должна полно и однозначно описывать все его основные функции и свойства.

Рекомендуется, чтобы эта документация содержала следующую информацию:

- официальное название ПО;
- описание структуры программного обеспечения, выполняемых им функций, в том числе последовательность обработки данных;
- описание метрологически значимых функций и параметров ПО, существенных для их работы;
  - описание реализованных в ПО вычислительных алгоритмов, а также их блок-схемы;
  - описание модулей ПО;
- перечень интерфейсов и перечень команд для каждого интерфейса, в том числе для интерфейса связи и пользователя, включая заявление об их полноте;
  - описание интерфейсов пользователя;
- список, значение и действие всех команд, получаемых от клавиатуры, мыши и других устройств ввода информации;
- описание реализованной методики идентификации ПО и самих идентификационных признаков;
  - описание хранимых или передаваемых наборов данных;
  - описание реализованных методов защиты ПО и данных;
- характеристики требуемых системных и аппаратных средств, если эта информация не приведена в руководстве пользователя.

При сертификации программного обеспечения в системе ГОСТ Р могут быть подтверждены требования, установленные государственными стандартами Единой системы программной документации (ГОСТ 19.XXX), а также стандартами [7–9].

В соответствии с Законом РФ «О техническом регулировании» Федеральным агентством по промышленности созданы и зарегистрированы организации, осуществляющие сертификацию  $\Pi O$  в ряде СДС:

- ФГУП ВНИИМС «Государственный испытательный сертификационный центр программных средств вычислительной техники» орган по сертификации в системе сертификации ГОСТ Р и РОСИНТЕХСЕРТ;
- «Евро-азиатская ассоциация производителей товаров и услуг в области безопасности» орган по сертификации в системе сертификации АЙТИСЕРТИФИКА;
- OAO «Институт проблем конфиденциальности информации» орган по сертификации в системе сертификации РОСИНТЕХСЕРТ.
- автономная некоммерческая организация «Межрегиональный испытательный центр» (АНО «МИЦ»).

Органом по сертификации полномочия испытательной лаборатории СДС могут быть делегированы заинтересованным организациям. Испытательные лаборатории, успешно прошедшие процедуру предоставления полномочий, получают аттестат испытательной лаборатории и могут самостоятельно осуществлять деятельность по сертификации ПО в рамках СДС и представлять в орган по сертификации акты о проведении испытаний для выдачи сертификата соответствия.

В качестве испытательных лабораторий системы в настоящее время аккредитованы следующие Центры стандартизации, метрологии и сертификации: Томский, Пермский, Татарстана, Башкортостана, Ульяновский, Пензенский и Краснодарский, а также ряд отраслевых организаций, таких как ООО «Отраслевой метрологический центр» (ОМЦ) «Газметрология», ООО Метрологический центр «Контрольно-измерительные технологии» (ООО «МЦ КИТ»), ФГУП «Государственный научно-исследовательский институт гражданской авиации» (ФГУП «ГосНИИГА»).

Требования к ПО СИ, обусловленные необходимостью проведения в процессе сертификации оценки уровня защиты обрабатываемой информации и влияния ПО на метрологические характеристики СИ, устанавливаются стандартом [10].

В результате сертификации ПО подтверждаются показатели надежности, эффективности, сопровождаемости, мобильности, корректности и заявленные потребительские свойства программного обеспечения, совместимость с различными операционными системами, устойчивость работы, возможность восстановления после различных сбоев, таких как отключение

электропитания, программные сбои, потеря сети и пр., проводится оценка качества сопроводительной документации.

Порядок проведения сертификации программного обеспечения средств измерений, информационно-измерительных систем и аппаратно-программных комплексов определен методиками [11–12].

Порядок проведения сертификации программного обеспечения включает:

- подачу заявки на сертификацию;
- принятие решения по заявке на сертификацию, в том числе назначение экспертов на проведение основных работ по сертификации из числа экспертов органа по сертификации;
  - оформление договора на проведение работ по сертификации;
- проведение сертификационной проверки ПО, в том числе при необходимости проведения испытаний/контроля ПО по согласованным с заказчиком методикам;
- принятие решения о выдаче сертификата соответствия и разрешении использования знака соответствия либо об отказе в выдаче сертификата соответствия;
  - выдача сертификата соответствия и разрешения использования знака соответствия;
- занесение заявителя/изготовителя ПО и перечня сертифицированных ПО в Реестр СДС ПО;
  - проведение инспекционного контроля сертифицированных ПО.

По результатам сертификационных испытаний программного обеспечения от имени органа по сертификации выдаются сертификат соответствия установленного образца и приложение к сертификату соответствия с указанием характеристик ПО, установленных в процессе испытаний. Кроме того, в процессе сертификации разрабатывается методика испытаний, которая в обязательном порядке согласовывается с заказчиком. Все проверки и выводы из сертификационных испытаний заносятся в протокол испытаний, на основании которого выпускаются сертификат и приложение к сертификату.

#### Список литературы

- 1. Кудеяров, Ю. А. Проблемы оценки качества программного обеспечения СИ / Ю. А. Кудеяров, А. В. Шестаков // Мир измерений. 2012. № 11. С. 9—13.
- 2. Порядок проведения испытаний стандартных образцов или средств измерений в целях утверждения типа: [утв. Приказом Минпромторга № 1081 от 30.11.2009]. URL: www.mooml.com/.../15956.
- 3. Р 50.2.077–2014. ГСИ. Испытания средств измерений в целях утверждения типа. Проверка защиты программного обеспечения.
- МИ 3290–2010 ГСИ. Рекомендация по подготовке, оформлению и рассмотрению материалов испытаний средств измерений в целях утверждения типа.
- WELMEC 7.2, Issue 5/ Software Guide (Measuring Instruments Directive 2004\22\EC).
   March 2012 (Руководство по программному обеспечению (Директива по измерительным приборам 2004/22/EC), март 2012).
- 6. Гривастов, Д. А. Практические процедуры проверки программного обеспечения СИ при испытаниях в целях утверждения типа / Д. А. Гривастов // Мир измерений. 2012. № 11. С. 22—33.
- ГОСТ Р ИСО/МЭК 15408-1–2002. Информационная технология. Методы и средства обеспечения безопасности. Критерии оценки безопасности информационных технологий. Часть 1. Введение и общая модель. – М., 2002.
- 8. ГОСТ Р ИСО/МЭК 15408-2—2002. Информационная технология. Методы и средства обеспечения безопасности. Критерии оценки безопасности информационных технологий. Часть 2. Функциональные требования безопасности. М., 2002.
- 9. ГОСТ Р ИСО/МЭК 15408-3–2002. Информационная технология. Методы и средства обеспечения безопасности. Критерии оценки безопасности информационных технологий. Часть 3. Требования доверия к безопасности. М., 2002.
- 10. ГОСТ Р 8.654–2009. ГСИ. Требования к программному обеспечению средств измерений. Основные положения. М., 2009.
- 11. МИ 2891–2004. ГСИ. Общие требования к программному обеспечению средств измерений. М., 2004.
- 12. МИ 2955–2005. Типовая методика аттестации программного обеспечения средств измерений и порядок ее проведения. М., 2005.

#### Баранов Виктор Алексеевич

кандидат технических наук, доцент, кафедра информационно-измерительной техники метрологии,

Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### Кострикина Инна Анатольевна

кандидат технических наук, доцент, кафедра информационно-измерительной техники и метрологии, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### Рулева Елена Вадимовна

студентка, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### Самошина Марина Алексеевна

студентка, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### Baranov Viktor Alekseevich

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

#### Kostrikina Inna Anatol'evna

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

#### Ruleva Elena Vadimovna

student, Penza State University

#### Samoshina Marina Alekseevna

student, Penza State University

УДК 389.14: 004.415.535

#### Баранов, В.А.

Нормативная база испытаний программного обеспечения средств измерений при утверждении типа и сертификации / В. А. Баранов, И. А. Кострикина, Е. В. Рулева, М. А. Самошина // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. –  $N^{\circ}$  3 (13). – C. 3–9.

# ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

УДК 681.518.3

М. А. Фролов, О. А. Фролова, Р. Ш. Мусаев, А. В. Салмин

# ПОВЫШЕНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ УПРАВЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ДВИГАТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКИ

M. A. Frolov, O. A. Frolova, R. Sh. Musaev, A. V. Salmin

# METROLOGICAL CHARACTERISTICS INCREASING OF INFORMATION MEASUREMENT CONTROL SYSTEM OF A PROPULSION SYSTEM

Аннотация. Представлена структура информационно-измерительной управляющей системы двигательной установки в виде блок-схемы, рассмотрены ее элементы, в частности, измерительная часть с емкостными датчиками давления. Представлена конструкция емкостного датчика давления. Получена функция преобразования выходного сигнала «емкость - код» от изменения давления измеряемой среды, позволяющая сокрапроектирования емкостного датчика давления информационноизмерительной управляющей системы двигательной установки. Разработана методика расчета метрологических характеристик емкостных датчиков давления с цифровым выходом, позволяющая дать предварительную оценку основной и дополнительной погрешностей, используя расчетную градуировочную характеристику. Представлены результаты предварительных испытаний пяти образцов емкостных датчиков давления в условиях эксплуатации информационно-измерительной управляющей системы, которые позволили подтвердить заявленные метрологические характеристики исследуемой системы.

A b s t r a c t. The structure of information measurement control system of a propulsion system is shown in the form of the block-scheme, its parts has been considered, particularly measurement part of capacitive pressure sensor. The construction of capacitive pressure sensor is shown and transformation function of output signal «capacity – code» from measurement of pressure of measured environment, which allow to decrease time designing for of capacitive pressure sensor as part of information measurement control system of a propulsion system, has been received. The calculation technique of metrological characteristics for capacitive pressure sensors with a digital output, which can give a tentative estimation of basic and additional error with using of the calculated graduation characteristics, has been developed. The results of preliminary tests of five samples of capacitive pressure sensors in operating conditions of information measurement control system, which allowed to confirm the declared metrological characteristics of investigated system, are shown.

K  $\Lambda$   $\omega$   $\psi$  e  $\delta$   $\omega$  e c  $\Lambda$  o  $\delta$  a: информационно-измерительная система, емкостный датчик давления, двигательная установка, метрологические характеристики, методика, математическая модель.

*K e y w o r d s*: information measurement system, capacitive pressure sensors, propulsion system, metrological characteristics, technique, mathematical model.

Современное развитие ракетно-космической техники (РКТ), вооружения, военной техники, авиации, двигателестроения, изделий для атомной энергетики и т.п. во многом зависит от технического уровня информационно-измерительных и управляющих систем (ИИУС), качество и технико-экономические показатели которых определяются применяемой в них датчико-преобразующей аппаратурой (ДПА). В специальной технике ДПА эксплуатируется при воздействии большого количества воздействующих факторов: ударов, вибраций, линейных ускорений, акустического шума, широкого диапазона воздействующих температур. При создании сложных комплексов в настоящее время широко используются датчики давления.

Особенностью структурного построения ИИУС двигательных установок РКТ является их разделение на измерительную, вычислительную и исполнительную части. Измерительная часть включает в датчики различных физических величин средства неразрушающего контроля, многофункциональные измерительные модули (рис. 1).

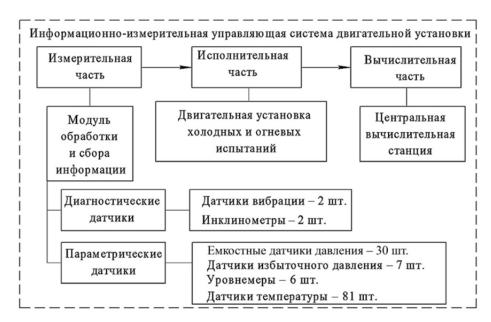


Рис. 1. Блок-схема ИИУС двигательной установки

Используемые в измерительной части ИИУС емкостные датчики давления (ЕДД) выполняют следующие функции: преобразование входного сигнала в сигнал требуемого вида с воспроизводимой функциональной связью между ними; преобразование полученного сигнала в форму, обеспечивающую помехозащищенную передачу к устройству обработки данных по каналу связи; избирательную регистрацию и предварительную обработку выходного сигнала; подавление существенных для решения данной задачи помех (возмущающих воздействий); реагирование на изменяющиеся условия в точках контроля; обеспечение и контроль исправности.

Согласно требованиям, предъявляемым к ИИУС двигательной установки, датчики давления с цифровым выходом должны обеспечивать формирование и передачу параметров измеряемого давления в виде цифрового последовательного кода по интерфейсу 1-Wire с основной и дополнительной погрешностями измерения абсолютного давления в широком диапазоне (0–34,3 МПа), не превышающими  $\pm 0,15$  и  $\pm 1,5$  % соответственно.

С целью повышения метрологических характеристик измерительной части ИИУС двигательной установки был разработан посредством математического и имитационного моделирования [1, 2] и изготовлен на базе ОАО «НИИФИ» опытный образец ЕДД (рис. 2). Он имеет

моноблочное исполнение, предусматривающее размещение в общем корпусе емкостного чувствительного элемента (ЧЭ) и электронного преобразователя (ЭП) с микропроцессорной обработкой, обеспечивающей автоматизированную функцию управления процессами измерений и обработку информации [3].

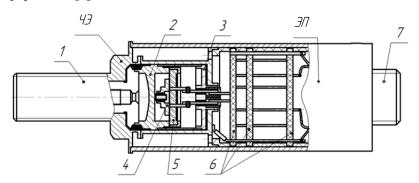


Рис. 2. Емкостный датчик давления: 1 – штуцер; 2 – мембрана; 3 – гермопереходник; 4 – подвижная обкладка конденсатора; 5 – неподвижная обкладка конденсатора; 6 – платы; 7 – вилка

В процессе разработки конструкции ЕДД была построена схема ЕДД ИИУС двигательной установки (рис. 3) на основе функционального объединения ЧЭ, состоящего из упругого элемента (УЭ) и емкостного преобразователя (ЕП) с тонкопленочной изоляцией электродов, и ЭП, состоящего из преобразователя емкости в код (ПЕК) и микроконтроллера (МК). В ЧЭ реализуется функция преобразования воздействующего измеряемого давления (P) в прогиб упругого элемента ( $W_{\rm M}$ ). В емкостном преобразователе за счет изменения межэлектродного зазора ( $\delta$ ) реализуется функция преобразования прогиба мембраны в изменение электрической емкости C. В ПЕК реализуется функция преобразования «емкость — код» в последовательный 24-разрядный двоичный код  $K_n$ . Микроконтроллер обеспечивает нормализацию параметров кода ПЕК в пределах требуемой шкалы выходного сигнала  $K_{\rm B}$ , аппроксимацию градуировочной характеристики датчика с целью ее линеаризации и минимизации температурной погрешности.

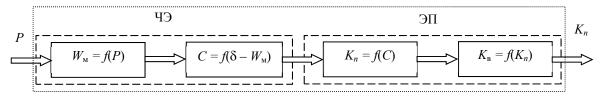


Рис. 3. Структурная схема ЕДД для жестких условий эксплуатации

Согласно структурной схеме рис. 3 функция преобразования ЕДД равна

$$K_{\rm B} = SP = S_1 S_2 S_3 S_4 P,\tag{1}$$

где  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$  — коэффициенты преобразования отдельных элементов: УЭ, ЕП, ПЕК и МК соответственно; P — воздействующее давление.

Первым элементом структурной схемы, преобразующим давление в прогиб, является упругий элемент, выполненный в виде колпачковой мембраны переменной толщины. Максимальный прогиб плоской части мембраны в ее центре  $(W_{\rm M})$  определяется по формуле [1, 4, 5]

$$W_{\rm M} = k_{\rm W} \frac{6(1-\mu^2)PR_{\rm M}^4}{Eh_0^3} \left(1 + \frac{4}{\frac{R_{\rm M}}{KD} + (\mu + 1)} \left(1 - \frac{256}{15400} \left(1 - \mu^2\right)^2 \left(\frac{R_{\rm M}}{h_{\rm S}}\right)^8 \left(\frac{P}{E}\right)^2\right),\tag{2}$$

где  $k_w$  – коэффициент, зависящий от справочного конструктивного параметра  $\beta$ , определяющего прогиб мембраны;  $\mu$  – коэффициент Пуассона для стали;  $R_{\rm M}$  – радиус мембраны; E – модуль упругости материала мембраны;  $h_0$  – толщина мембраны в центре;  $h_3$  – эквивалентная

толщина плоской части мембраны; K – коэффициент, учитывающий удлинение цилиндрической части мембраны; D – цилиндрическая жесткость мембраны.

Второй элемент представляет собой емкостный преобразователь перемещения с постоянной опорной емкостью. На рис. 4 представлена уточненная расчетная схема ЧЭ ЕДД, где  $R_i$  – радиус колпачковой мембраны в точке на окружности мембраны;  $h_0$  – толщина мембраны в центре  $(R_i=0)$ ;  $h_{\rm II}$  – толщина цилиндрической части мембраны;  $r_{\rm M}$  – радиус посадочного цилиндра мембраны;  $R_{\rm H9}$  – внешний радиус подвижного электрода;  $r_{\rm H9}$  – внутренний радиус подвижного электрода, мм;  $\delta$  – межэлектродный зазор;  $\delta_{\rm M}$  – толщина слоя металлизации;  $\delta_{\rm A}$  – толщина защитного слоя диэлектрика; a – зазор между верхними обкладками электрода;  $S_{\rm 9}$  – площадь обкладки рабочей емкости;  $R_{\rm 9}$  – радиус верхнего электрода;  $\gamma$  – угол, формирующий ширину зазора верхнего электрода;  $\alpha$  – угол, формирующий радиус подвижного электрода. Конструктивно рабочая емкость преобразователя выполнена в виде плоского конденсатора со слоем диэлектрика толщиной  $\delta_{\rm A}$ , диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_{\rm A}$ , рабочим зазором  $\delta$  и межэлектродной средой «ЧЭ – вакуум» с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon$  и абсолютной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon$  и абсолютной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon$  проницаемостью  $\varepsilon$  и абсолютной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon$  проницаемос

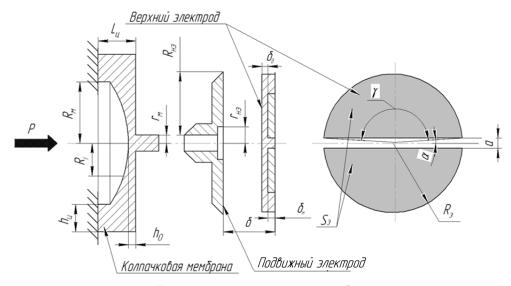


Рис. 4. Уточненная расчетная схема ЧЭ ЕДД

Значение емкости изменяется пропорционально изменению межэлектродного зазора, вызванному прогибом мембраны верхних электродов со слоем диэлектрика толщиной  $\delta_{\rm д}$  и диэлектрическими постоянными  $\epsilon$ . Следовательно, межэлектродный зазор емкости  $C_i$  изменяется прямо пропорционально прогибу мембраны (движение подвижной обкладки относительно неподвижной плоско-параллельное) и вычисляется [4, 5] как

$$C_{i} = \frac{\varepsilon_{0} \left[ \pi R_{_{9}}^{2} - 2 \cdot a \sqrt{R_{_{9}}^{2} - \frac{a^{2}}{2}} - R_{_{9}}^{2} \left( \frac{\pi \alpha}{180^{\circ}} - \sin \alpha \right) - r_{_{H9}}^{2} \left( \frac{\pi \gamma}{180^{\circ}} - \sin \gamma \right) \right]}{4 \left( \frac{\delta - \delta_{_{M}}}{\varepsilon} + \frac{\delta_{_{\pi}}}{\varepsilon_{_{\pi}}} - W_{_{M}} \right)}, \tag{3}$$

где  $\varepsilon_0$  – абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума, равная  $8,85\cdot 10^{-12}$  Ф/м. Третий элемент реализует функцию преобразования «емкость – код» вида [6]

$$K_n = mC_i + n (4)$$

где m, n — коэффициенты пропорциональности, определяющие чувствительность преобразования и начальный уровень кода  $K_n$ .

Четвертый элемент реализует функцию преобразования выходного кода ПЕК в нормализованный последовательный двоичный выходной код датчика в пределах заданной шкалы, аппроксимацией градуировочной характеристики [7]:

$$K_{\rm B} = \frac{K_{\rm Bi+1}(P_i) - K_{\rm Bi}(P_i)}{K_{\rm Di+1}(P_{i+1}) - K_{\rm Di}(P_i)} [K_{\rm II} - K_{\rm IIi}(P_i)] + K_{\rm Bi}(P_i), \tag{5}$$

где  $K_{\text{в}i}$   $(P_i)$  — значение выходного кода датчика при давлении  $P_i$ , не превышающее 13,3 Па;  $K_{\text{п}i}$   $(P_i)$  — выходной код преобразователя ПЕК при измеряемом давлении  $P_i$ ; i=0...20 — номер точки градуирования;  $P_0$  — абсолютное значение измеряемого давления.

Полученные выражения (2)–(5) составляют математическую модель ЕДД путем наложения уравнений связи и рассмотрения системы ограничений. Подставив в функцию (5) цифровые значения функции (4), получим нормализованный последовательный цифровой сигнал – двоичный код в интервале от 10 до 1000 (1010÷1111101000) единиц в зависимости от значения измеряемого давления, и аппроксимацию градуировочной характеристики полиномом третьей степени, имеющей вид

$$C(P) = a_0 + a_1 P + a_2 P^2 + a_3 P^3,$$
(6)

где a — коэффициент полинома; C — емкость.

Системный подход к анализу работы ЕДД позволяет рассмотреть его в виде объекта (рис. 5), на основной вход которого подается измеряемый параметр – давление (P), а на дополнительные входы – комплекс влияющих величин  $\xi_1$ ,  $\xi_2$ ,  $\xi_3$ ,  $\xi_4$ : температура, вибрации, удары, линейные ускорения соответственно.

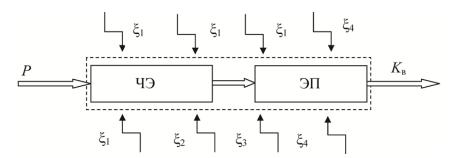


Рис. 5. Схема воздействия комплекса влияющих величин на ЕДД ИИУС для жестких условий эксплуатации

С выхода ЕДД снимается информативный параметр —  $K_{\rm B}$ , функционально связанный с измеряемым параметром и влияющими факторами. В результате была получена функция преобразования ЕДД [8]:

$$K_{\rm B}(P) = (k_0 P + b_0) + \phi(P) + P \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial k}{\partial \xi_i} \cdot (\xi_i - \xi_{i0}) + \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial b}{\partial \xi_i} \cdot (\xi_i - \xi_{i0}), \tag{7}$$

где  $\frac{\partial k}{\partial \xi_i}$  — мультипликативная чувствительность датчика к i-й влияющей величине (коэффициент влияния i-той воздействующей величины на коэффициент преобразования датчика);

 $\frac{\partial b}{\partial \xi_i}$  — аддитивная чувствительность датчика к *i*-й влияющей величине (коэффициент влияния

i-той воздействующей величины на начальный уровень выходного сигнала датчика);  $\phi(P) - \phi$ ункция нелинейности; P – измеряемый параметр; k,  $k_0$  – коэффициенты преобразования ЕДД; b,  $b_0$  – смещение нуля ЕДД.

Слагаемое  $(k_0P + b_0) + \phi(P)$  представляет функцию преобразования, а отклонение этой функции от номинальной определяет основную погрешность датчика.

Исходя из составляющих основной погрешности датчика и используя принцип сложения случайных погрешностей, приведенная основная погрешность датчика имеет вид [7]

$$Y_{o} = Y_{oc} \pm t_{q} Y(x) = Y_{oc} \pm t_{q} \sqrt{Y_{H}^{2} + Y_{\Gamma}^{2} + Y_{B}^{2} + Y_{O\Gamma}^{2}}.$$
 (8)

Здесь Y(x) — случайная приведенная составляющая основной погрешности ЧЭ;  $Y_{\rm oc}$ ,  $Y_{\rm or}$  — систематическая и случайная составляющие погрешности средств градуирования;  $t_q$  — интервальный коэффициент (квантиль распределения погрешности), зависящий от вида закона распределения (характеризующегося эксцессом  $\varepsilon$ ) и величины доверительной вероятности  $P_{\rm n}$ ;  $Y_{\rm H}$  — приведенная погрешность нелинейности;  $Y_{\rm F}$  — приведенная погрешность гистерезиса (вариация);  $Y_{\rm B}$  — приведенная погрешность воспроизводимости.

Приведенная погрешность аппроксимации для аппроксимирующего полинома 3-й степени составила [7]

$$Y_{\rm H} = \frac{1}{N} \sqrt{\frac{1}{m - L - 1} \sum_{i=1}^{m} \left( U_j - a_0 - a_1 \cdot P - a_2 \cdot P^2 - a_3 P^3 \right)^2} \cdot 100 \%, \tag{9}$$

где N — нормирующее значение выходного сигнала; m — число точек градуировки;  $a_{0,1,2,3}$  — коэффициент полинома; L — степень аппроксимирующего полинома (L = 3);  $U_j$  — текущее значение выходного сигнала; P — текущее значение входной величины.

Приведенная погрешность датчика от влияния воздействующих факторов имеет вид [8]

$$Y_{\xi} = \sum_{i=1}^{n} (S_{ki} + S_{oi})[M(\xi_i) - \xi_{io}] \pm t_q Y_y, \tag{10}$$

где  $Y_y$  — приведенное значение случайной составляющей погрешности ЧЭ от влияния воздействующих факторов;  $Y_c$  — систематическая составляющая погрешности ЧЭ от влияния воздействующих факторов, выраженная через математическое ожидание  $M(\xi_i)$  и функции влияния влияющих величин на коэффициент преобразования  $S_{ki}$ , определяемый по формуле  $S_{ki} = (\partial k/k_{\rm H})/\partial \xi_i$ , и смещение нуля  $S_{oi}$ .

Зная функции влияния, а также примененные конструктивные параметры, можно произвести предварительную оценку погрешности нелинейности (аппроксимации), используя функцию преобразования ЕДД.

Расчетные значения функции преобразования упругого элемента, определенные в соответствии с формулой (3), при заданных конструктивных параметрах (площадь обкладок конденсатора  $S = 27,1186 \text{ мм}^2$ , начальный межэлектродный зазор  $\delta_0 = 0,03 \text{ мм}$ , конструктивный параметр, определяющий прогиб мембраны от измеряемого давления, Q = 0,01 мм) приведены в табл. 1.

Таблица 1

Расчетные значения функции преобразования упругого элемента, совмещенного с емкостным преобразователем

$P_i$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
$C_i$ , пФ	8	8,276	8,571	8,889	9,231	9,6	10	10,435	10,909	11,429	12

Рассчитанная по формуле (9) приведенная погрешность аппроксимации  $Y_{\rm H}$  составляет: для полинома 1-й степени — 3,928 %; для полинома 2-й степени — 0,451 %; для полинома 3-й степени — 0,0307 %. Таким образом, ожидаемая основная погрешность ЧЭ, определенная по формуле (8), при условии аппроксимации функции преобразования полиномом 3-й степени составит  $Y_0 = 0,119$  %.

В соответствии с формулой (8) с учетом структурной схемы датчика составляющей основной погрешности датчика является также основная погрешность ЭП, определяющаяся только погрешностью преобразователя «емкость – код», имеющей значение основной приведенной погрешности 0.1%. Ожидаемая основная погрешность датчика при условии аппроксимации функции преобразования полиномом 3-й степени составит не более  $Y_0 = 0.15$ %, что обеспечивает требования ИИУС двигательной установки.

Предельное значение неисключенной дополнительной погрешности ЧЭ в соответствии с OCT 92-4279–80 определяется по формуле

$$\overline{Y_{\xi_{5}}} = \max[\left|\Delta C_{H} - \Psi_{M}(\xi_{H}, P_{H})\right| + 1,96\sqrt{D_{H}}] \cdot \frac{100}{N}, \tag{11}$$

где  $\Delta c_{\rm u}$  – среднее значение систематической составляющей погрешности, обусловленной влияющей величиной;  $\Psi_{\rm u}(\xi_{\rm u},P_{\rm u})$  – функция влияния;  $D_{\rm u}$  – дисперсия выходного сигнала.

При реализации ЧЭ функции влияния вида  $\theta_0 + \theta_1 t + \theta_2 t^2 + \theta_3 t P + \theta_4 t^2 P$ , предусмотренной ОСТ 92-4279–80, предельное значение неисключенной дополнительной погрешности ЧЭ от температуры составит 0,074 %, что соответствует требованиям условий эксплуатации ИИУС.

Погрешность ЧЭ от воздействия влияния температуры определяется только погрешностью преобразователя «емкость – код», имеющей значения аддитивной и мультипликативной чувствительности к температуре, равные соответственно  $6.5 \cdot 10^{-6}$  и  $6.5 \cdot 10^{-4}$  1 / °C.

Используя методику оценки погрешности, получим приведенную случайную составляющую погрешности ЧЭ от влияния воздействующих факторов  $Y_y = 0.0227$ . Систематическая составляющая погрешности ЧЭ от влияния воздействующих факторов  $Y_c = (S_{kt} + S_{ot}) \cdot [M(t) - t_o] = 0.0263$ . Приведенная погрешность ЧЭ от влияния воздействующих факторов составит 7,08 %.

Учитывая расчетное значение приведенной погрешности ЧЭ (7,08 %), которое находится на уровне значения приведенной погрешности упругого элемента (6,47 %), можно с большой долей уверенности полагать, что предельное значение неисключенной дополнительной погрешности ЭП от температуры не превысит 0,1 %.

Полагая, что  $Y_{\xi_6} = 0,074$  % и  $Y_{\xi_{11}} = 0,1$  %, предельное значение неисключенной дополнительной погрешности ЧЭ от воздействия влияющей величины (температуры) составит  $Y_{\xi} = 0,124$  %, что соответствует требованиям эксплуатации ИИУС двигательной установки (не более 1,5 %).

Для подтверждения методики расчета метрологических характеристик ЕДД ИИУС были проведены предварительные испытания разработанных на базе ОАО «НИИФИ» пяти опытных образцов ЕДД (№ 1–5). В табл. 2 представлены градуировочные характеристики ЕДД ИИУС № 1 до и после воздействия давления перегрузки.

Таблица 2 Градуировочные характеристики ЕДД ИИУС № 1 до и после воздействия давления перегрузки

Входной	Значение выхо	одного сигнала	Коэффициенты функции	Коэффициенты функции		
параметр,	До испытаний на перегрузку	После испытаний на перегрузку	преобразования после перегрузки и основная погрешность	преобразования до перегрузки и основная погрешность		
0,12	13 208	16 212	$a_0 = 15,825$	$a_0 = 15,825$		
0,24 0,36	406 603	409 605	$a_1 = 164,46$ $a_2 = -0,52634$	$a_1 = 164,46$ $a_2 = -0,52634$		
0,48	801 998	801 1000	$a_3 = 0.075017$ $\gamma_0 = 0.078 \%$	$a_3 = 0.075017$ $\gamma_0 = 0.078 \%$		

В табл. 3 сведены значения составляющих дополнительной погрешности в условиях эксплуатации ЕДД № 1–5 по результатам предварительных испытаний.

Таблица 3 Результаты определения дополнительной погрешности в условиях эксплуатации пяти исполнений ЕДД ИИУС

Составляющие дополнительной погрешности	ЕДД						
в условиях эксплуатации	№ 1	№ 2	№ 3	№ 4	№ 5		
Дополнительная погрешность от воздействия синусоидальной вибрации $\gamma_{\rm B}, \%$	0,202	0,2	0,203	0,202	0,101		
Дополнительная погрешность от воздействия линейного ускорения $\gamma_n$ , %	0,711	0,602	0,609	0,404	0,405		
Дополнительная статическая погрешность от воздействия температуры $\gamma_t$ , %	0,183	0,301	0,283	0,382	0,225		
Дополнительная статическая погрешность от воздействия акустического шума $\gamma_a$ , %	0,101	0,201	0,102	0,303	0,202		
Дополнительная статическая погрешность от воздействия давления окружающей среды $\gamma_{\text{д}}$ , %	0,102	0,101	0,205	0,202	0,101		
Дополнительная погрешность датчика в условиях эксплуатации γ <sub>3</sub> , %	0,775	0,737	0,738	0,695	0,525		

Выходной цифровой нормализованный сигнал до и после воздействия рабочих давлений, давлений перегрузки, внешних воздействующих факторов в НКУ согласно приведенной схеме испытаний находился в диапазонах от  $0\pm10$  до  $1000\pm10$  в зависимости от градуировочной характеристики. По результатам испытаний ЕДД на воздействия температуры эксплуатации от минус 40 до 60 °C на участке градуировки от 0 до 0,6 МПа (рис. 6) была получена градуировочная характеристика до и после термокомпенсации.

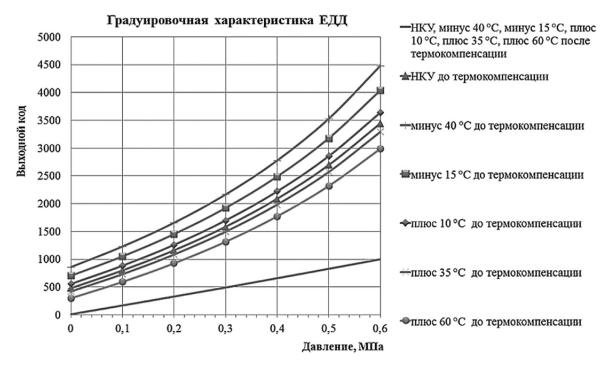


Рис. 6. Градуировочные характеристики ЕДД до и после термокомпенсации

Основная и дополнительная погрешности в условиях эксплуатации от воздействия температуры, синусоидальной вибрации, линейного ускорения, акустического шума составили  $\pm 0,15$  и  $\pm 1,5$  % соответственно, что в 2 раза меньше значений датчика аналога — ДДА производства ОАО «НИИФИ» (рис. 7).

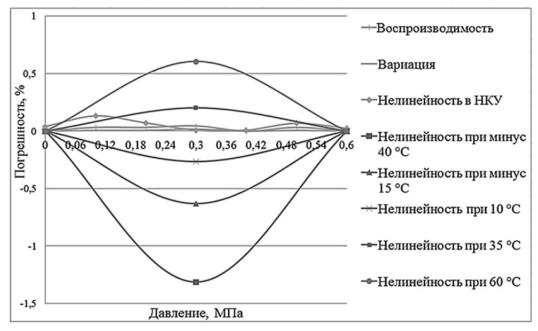


Рис. 7. Графики основной и дополнительной погрешностей ЕДД на участке градуировки ЕДД от 0 до 0,6 МПа

Разработанная конструкция ЕДД ИИУС двигательной установки и выведенная функция преобразования выходного сигнала, поступающего от датчика к модулю обработки и измерения информации, с учетом погрешности эксплуатации и влияния геометрических параметров чувствительного элемента датчика, позволили оценить влияние на ЕДД ИИУС воздействующих факторов: температуры, вибрации, ударов и линейных ускорений. Разработанная методика расчета метрологических характеристик ЕДД позволила сократить время проектирования ЕДД ИИУС в 1,5 раза и выработать технические решения, направленные на повышение метрологических характеристик ИИУС двигательной установки, за счет снижения основной (с  $\pm$  0,5 до  $\pm$  0,15 %) и дополнительной (с  $\pm$ 2,5 до  $\pm$ 1,5 %) погрешностей выходного сигнала ЕДД. Полученные результаты подтверждены предварительными испытаниями и тремя годами эксплуатации в составе ИИУС двигательной установки изделий РКТ.

#### Список литературы

- Фролов, М. А. Математическая модель емкостного датчика абсолютного давления / М. А. Фролов // Труды Международного симпозиума Надежность и качество. – 2014. – № 2. – С. 213–216.
- 2. Фролов, М. А. Расчет чувствительного элемента датчика абсолютного давления методом конечных элементов / М. А. Фролов, Р. III. Мусаев // Датчики и системы. 2012. № 9. С. 32–33.
- 3. Свидетельство № 2014617805. Программа автоматизированного рабочего места оператора настройки емкостных датчиков давления / Фролов М. А., Федулеева М. В., Тужилкин О. В., Тихоненков В. А. Заявка 2014615582 от 06.20.2014; опубл. 04.07.2014.
- 4. Тихоненков, В. А. Проектирование и технология производства металлопленочных датчиков механических величин в примерах и задачах : учеб. пособие / В. А. Тихоненков, В. А. Мишин. Ульяновск : УлГТУ, 2004. 338 с.
- 5. Левшина, Е. С. Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи / Е. С. Левшина, П. В. Новицкий. Л. : Энергоатомиздат, 1983. 240 с.
- 6. Сайт фирмы Analog Devices, Inc. URL: www.analog.com (дата обращения: 11.06.2015).
- 7. Сайт фирмы Silicon Laboratories, Inc. URL: www.silabs.com (дата обращения: 11.06.2015).
- 8. Тихоненков, В. А. Теория, расчет и основы проектирования датчиков механических величин / В. А. Тихоненков, А. И. Тихонов. Ульяновск : УлГТУ, 2000. 452 с.

#### Фролов Михаил Алексеевич

аспирант,

Пензенский государственный университет; начальник отдела,

Научно-исследовательский институт

физических измерений

E-mail: frolov10061987@gmail.com

#### Фролова Ольга Александровна

инженер-технолог 1 категории, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: karinak@list.ru

#### Мусаев Руслан Шабанович

кандидат технических наук, начальник центра 3, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: polim@mail.ru

#### Frolov Mihail Alekseevich

postgraduate student, Penza State University; head of department, Scientific-research Institute of physical measurements

#### Frolova Ol'ga Aleksandrovna

process engineer 1 category, Scientific-research Institute of physical measurements

#### Musaev Ruslan Shabanovich

candidate of technical sciences, head of the center 3, Scientific-research Institute of physical measurements

#### Салмин Александр Вячеславович

начальник отдела, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: salminab@mail.ru

#### Salmin Aleksandr Vyacheslavovich

head of department, Scientific-research Institute of physical measurements

УДК 681.518.3

#### Фролов, М. А.

Повышение метрологических характеристик информационно-измерительной управляющей системы двигательной установки / М. А. Фролов, О. А. Фролова, Р. III. Мусаев, А. В. Салмин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. -2015. - № 3 (13). - С. 10-19.

УДК 621.3.032

И. Н. Баринов, Е. В. Кучумов, В. С. Волков, С. П. Евдокимов

# ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ АДАПТИВНЫХ СМАРТ-МАТЕРИАЛОВ И СТРУКТУР СО СВОЙСТВАМИ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ПЬЕЗОЭФФЕКТА

I. N. Barinov, E. V. Kuchumov, V. S. Volkov, S. P. Evdokimov

# PROBLEMS OF THE ADAPTIVE SMART MATERIALS AND STRUCTURES WITH PROPERTIES FORWARD AND REVERSE PIEZOELECTRIC EFFECT

**А и и о т а ц и я.** Обоснованы перспективы применения адаптивных смарт-материалов и структур для создания авиационной и космической техники нового поколения. Описаны основные параметры смарт-материалов и структур на основе прямого и обратного пьезо-электрического эффекта, рассмотрены их преимущества перед другими типами смарт-материалов. Рассмотрено применение смарт-материалов для создания композиционных актюаторов с пьезоэлектрическими волокнами. Описан принцип управления вибрациями конструкций с использованием изделий из пьезоэлектрических материалов.

A b s t r a c t. Prospects of adaptive smart materials and structures use for new generation aircraft and space equipment creation are proved. Key parameters of smart materials and structures based on direct and inverse piezoelectric effect are described, their advantages before other types smart materials are considered. Use of smart materials for creation of composite actuator with piezoelectric fibers is considered. The principle of vibrations management using products based on piezoelectric materials is described.

K *л ю ч е в ы е с л о в а*: смарт-материалы, пьезоэлектрический эффект, пьезоэлектрические волокна, вибрация.

*K e y w o r d s*: smart materials, piezoelectric effect, piezoelectric fibers, vibration.

#### Введение

Актуальность темы определяется распространенностью задач контроля и управления характеристиками конструктивных элементов изделий ракетно-космической, авиационной и гражданской техники с целью предупреждения возникновения аварийных ситуаций. Для решения этих задач необходимо совершенствовать датчиковую аппаратуру, способную функционировать в жестких условиях воздействия внешних влияющих факторов с сохранением высоких метрологических и эксплуатационных характеристик [1–6]. Кроме того, контроль и управление техническим состоянием конструктивных элементов изделий в течение всего периода возможного проявления деформационного воздействия должны носить систематический характер и позволять осуществлять оценку происходящих изменений и структурных нарушений на основе количественных критериев, а также позволять управлять и компенсировать процессы потенциально опасных вибраций, шумо- и механических напряжений [7].

Кроме того, разработка аэрокосмических структур нового поколения требует создания таких новейших материалов, которые имели бы новые физические и механические параметры, отвечали бы высоким требованиям по надежности и ресурсу прочности для решения специфических задач. Большое значение отводится также активным материалам и структурам,

способным формировать функциональные формы и профили в зависимости от внешнего воздействия, т.е. обеспечивать выполнение одного из принципов концепции управления перемещением — адаптроники. Формирование функциональных форм позволит обеспечивать оптимальный аэродинамический профиль крыла, лучшую маневренность летательного аппарата, снизить потребление топлива, энергии и обеспечить лучший дистанционный контроль в экстремальных условиях космоса.

#### Постановка задачи

Описанные задачи можно решить, используя адаптивные смарт-материалы и структуры, способные реагировать на изменение внешних или внутренних условий (изменяя свое статическое и динамическое поведение), а также быть использованными в качестве сенсоров. 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 [7–9].

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 измерения, вызванных неизмеряемыми воздействиями и влияющими факторами;
- подавление нежелательных резонансных колебаний, вибраций, шумов управляемым демпфированием;
  - адаптация к условиям эксплуатации;
  - осуществление задач адаптроники и др.

# Адаптивные смарт-материалы и структуры со свойствами прямого и обратного пьезоэффекта

Из существующего на сегодняшний день научно-технического и экспериментально-технологического задела по разработке адаптивных смарт-материалов, способствующих со-

зданию перспективных преобразователей физических величин для монтажа в элементы конструкций ракетно-космической, авиационной и гражданской техники, 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 [8, 9].

Существует множество эффектов для построения адаптивных смарт-материалов и структур. Например, эффект памяти формы, магнито-электрострикция, магнито-электрореологический эффект, брэгговская дифракция, сегнетоэлектричество, сегнетомагнетизм и др. Многие из них уже достаточно хорошо исследованы, внедрены и успешно реализуются на практике. Однако из всего многообразия эффектов можно выделить пьезоэлектрический, как прямой, так и обратный, как наиболее перспективный с точки зрения удовлетворения требований по контролю и управлению техническим состоянием элементов конструкций ракетно-космической, авиационной и гражданской техники [7–10].

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

- высокие возможности по разрешению (порядка нм);
- высокая скорость срабатывания (порядка мкс);
- развитие больших сил (перемещение конструкций массой более 100 т на 500 мкм с минимальным шагом 0,05–0,1 нм);
- отсутствие магнитного поля (действие пьезоактю аторов связано с медленно меняющимися электрическими полями; они фактически не генерируют магнитные поля, а также не подвержены их влиянию);
- низкое потребление энергии (в статическом состоянии, даже под действием больших нагрузок, пьезоактюаторы не потребляют электрическую энергию и не выделяют тепловую);
- неподверженность износу (у конструкции пьезоактюаторов нет шестерен или подшипников; их перемещение обусловлено динамикой твердого тела, на практике у пьезоактюаторов не выявлен какой-либо износ после нескольких миллионов рабочих циклов);
- возможность работы в экстремальных условиях (пьезоактюаторы не требуют смазки, а пьезоэлектрический эффект присутствует даже при криогенных температурах, кроме того, пьезоактюаторы с керамической изоляцией способны работать в условиях сверхвысокого вакуума).

К основным параметрам пьезоактю аторов относятся:

1) максимальный ход (измеряется при небольшой – до 10 % от максимальной – статической нагрузке):

$$\Delta L = d_{ii}nU$$
,

где  $d_{ij}$  – пьезоэлектрический модуль (коэффициент пропорциональности) при ij=33 – деформация в направлении, параллельном вектору поляризации ( $d_{33}>0$ ), и при ij=31 – в ортогональном направлении ( $d_{31}<0$ ); n – количество слоев; U – напряжение.

При приложении нагрузки

$$\Delta L = d_{33}nU - FS^{-1},$$

где F – приложенная сила;  $S^{-1}$  – податливость пьезоэлемента;

2) жесткость является мерой упругости актюатора и определяется выражением

$$S = \frac{Q}{S_{33}^E L},$$

где Q — поперечное сечение пьезоактю<br/>атора;  $S_{33}^E$  — модуль упругой податливости пьезоматериала;<br/> L — длина актюатора.

Высокие значения жесткости требуются для минимизации нежелательных уменьшений длины актюатора под воздействием нагрузки и повышения эффективного использования актюатора с целью достижения максимального усилия.

Жесткость актюатора существенно влияет на перемещение; с ее уменьшением изменяется (уменьшается) величина перемещения под воздействием нагрузки, что связано с уменьшением первоначальной длины актюатора при приложении статической нагрузки (создание предварительного механического напряжения);

3) блокирующая сила (при нулевом перемещении) – сила, развиваемая полностью за-блокированным пьезоэлементом:

$$F = \frac{d_{33}nQU}{S_{33}^E L} = d_{33}nSU;$$

4) резонансная частота.

В технических характеристиках на актюатор указывается максимальная резонансная частота, когда одна из его сторон жестко закреплена, а другая свободно движется без внешней нагрузки. Резонансная частота определяется путем возбуждения актюатора напряжением порядка нескольких вольтов. Резонансная частота свободно подвешенного актюатора в 2 раза больше, чем измеренная у закрепленного.

На практике резонансная частота ненагруженного актюатора не представляет интереса, так как любое добавление компонента или массы приводит к снижению резонансной частоты, и, более того, резонанс механических элементов конструкции, возбуждаемый колебаниями пакета, может стать преобладающим.

Резонансная частота нагруженного актюатора всегда ниже резонансной частоты свободного актюатора. Работа на резонансной частоте иногда используется для получения максимальных значений перемещений при малых уровнях сигнала.

Резонансная частота может быть найдена из следующего выражения:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{S}{m_{9\phi}}},$$

где  $m_{9\phi}$  — эффективная масса (около 1/3 массы пьезоактюатора плюс любые установленные концевые детали).

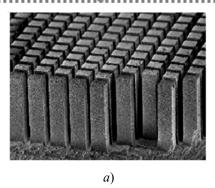
Можно выделить следующие виды пьезоактюаторов, удовлетворяющие конструкционно-технологическим требованиям для создания адаптивных смарт-материалов и структур [6]:

- пакетные (линейные) пьезоактюаторы;
- трубчатые актюаторы;
- биморфы и мультиморфы;
- сдвиговые пьезоактюаторы;
- ламинарные пьезоактю аторы;
- актюаторы с рычажным усилителем;
- композиционные актюаторы с пьезоэлектрическими волокнами.

Необходимо обратить внимание на последний вид актюаторов как наиболее перспективный с точки зрения внедрения в элементы конструкций за счет наличия композиционного материала с участком активного пьезокерамического волокна, заключенного в участок полимерной матрицы, когда пластичная нежесткая структура полимерной матрицы не только защищает волокно и приводит к повышению уровня его удельной прочности, но и позволяет материалу более легко согласовываться с криволинейными поверхностями.

Существует несколько подвидов таких актюаторов.

Наиболее широко используются так называемые 1–3 композиционные актюаторы, включающие пьезоэлектрические стержни, заключенные в полимерную матрицу и расположенные линейно по всей толщине устройства. На рис. 2 показан данный тип устройства с активными пикселями, которые могут быть или прямоугольными (80 микрон с 120-микронными промежутками), или круглыми (70 микрон в диаметре с 50-микронными промежутками) [2, 3].



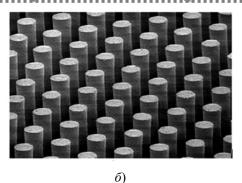


Рис. 2. Пьезоэлектрические стержни, заключенные в полимерную матрицу и расположенные линейно по всей толщине устройства (пьезокерамическая составляющая распределяется в одном направлении, сквозь слой, материал матрицы соединяется по трем направлениям): a — прямоугольные активные пиксели (80 микрон с 120-микронными промежутками);  $\delta$  — круглые активные пиксели (70 микрон в диаметре с 50-микронными промежутками)

Композиты 1–3 могут быть использованы в адаптивных смарт-материалах и структурах, как показано на рис. 3 [8, 9].

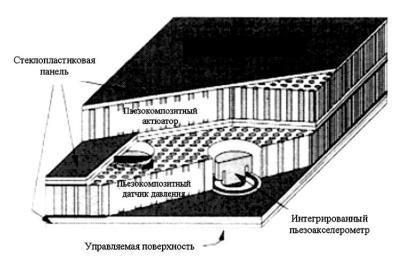


Рис. 3. Применение 1–3 композиционных актюаторов в адаптивных смарт-материалах и структурах с целью снижения уровня собственного шума, вибраций

Будучи прикрепленными к такой структуре, как фюзеляж самолета, данные структуры способны снизить уровни собственного шума, выступая в роли датчиков давления и актюаторов для измерения условий внешней среды и ответного снижения уровня широкодиапазонной вибрации вплоть до 20 дБ.

Следующий подвид рассматриваемых актюаторов – композиты из активного волокна. В данном типе устройства одноосно совмещаются пьезокерамические волокна, окруженные полимерной матрицей, кроме того, могут присутствовать неактивные стекловолокна для повышения уровня конструкционной прочности. Прочная связь между матрицей и волокнами позволяет через матрицу стабильно и последовательно передавать нагрузку, приложенную на волокна, на основную структуру. Гребенчатые электроды передают напряжение электрического поля, необходимое для активации пьезоэлектрического эффекта в волокнах, как показано на рис. 4 [8, 9].

Процесс изготовления композитов из активного волокна заключается в следующем. Сначала нижний электрод размещается на алюминиевую вакуумную пластину с использованием центровочных штифтов. Затем пьезокерамические волокна совмещаются в единый слой. Затем на волокна наносится эпоксидная смола, легированная реагентом, а слой верхнего электрода размещается поверх волокон. После чего данная сборка помещается под пресс, где прилагаются нагрев и давление для отвердевания эпоксидной смолы и минимизации пространства между активными волокнами и электродами (рис. 5) [8, 9].

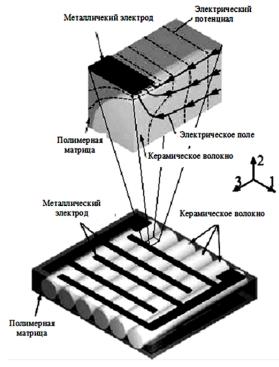


Рис. 4. Композиты из активного волокна

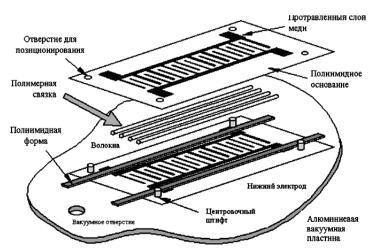


Рис. 5. Процесс изготовления композитов из активного волокна

Данный тип актюаторов характеризуется легкостью, с которой они внедряются в практически любую многослойную композитную структуру, в частности, лопасти несущего винта вертолета, характеризующиеся значительным шумом и вибрацией в полете из-за высоких аэродинамических нагрузок (рис. 6) [8, 9].

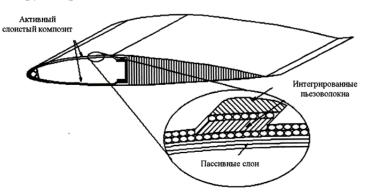


Рис. 6. Применение композитов из активного волокна в лопастях вертолета с целью уменьшения уровня шума, подавления вибраций, регулировки вращения лопастей

Третий подвид актюаторов, в котором используются и активные, и композитные материалы, вдобавок к гребенчатым электродам, называется макроволоконным композитом (рис. 7) [8, 9]. Данный активный элемент также включает одноосно совмещенные волокна, окруженные полимерной матрицей, но волокна обладают прямоугольным поперечным срезом. Здесь также используется гребенчатый электрод, распространяющий напряжение электрического поля по всей длине волокон, опираясь при этом на прочную связь между матрицей и волокнами, чтобы должным образом преобразовывать заряд приведения в действие. Данные актюаторы предназначены для нейтрализации напряжения при кручении и напряжении изгиба, которые прилагаются на стабилизаторы самолетов во время полета в результате ударной нагрузки.

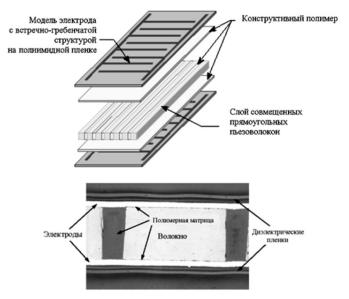


Рис. 7. Макроволоконный композит

#### Управление вибрациями и колебательными режимами с помощью смарт-материалов

Одним из наиболее важных применений смарт-материалов является их использование для контроля и управления колебаниями различных конструкций [9–12]. Рассмотрим принцип управления колебаниями (вибрациями) на примере балочной конструкции с применением линейного предсказания в цепи обратной связи по состоянию [13, 14]. Линейная колебательная динамика балки позволяет представить любое сложное колебательное движение в виде суперпозиции конечного числа гармоник, т.е. колебательных мод, характеризуемых определенной частотой и формой колебания. Таким образом, произвольная осцилляционная динамика для фиксированного числа колебательных мод может быть описана с помощью системы уравнений в векторном представлении:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} = \mathbf{f}_{ctrl}, \tag{1}$$

где  ${\bf M}$ ,  ${\bf K}$ ,  ${\bf C}$ ,  ${\bf q}$ ,  ${\bf f}_{ctrl}$  — соответственно глобальная матрица масс, глобальная матрица коэффициентов модального демпфирования, глобальная матрица жесткостей смарт-балки, вектор смещений и углов наклона для различных мод, управляющая сила актюатора. Матрица масс  ${\bf M}$ , матрица модального демпфирования  ${\bf C}$ , матрица жесткости  ${\bf K}$  и коэффициенты вектора сил управления в системе уравнений могут варьироваться посредством изменения конструкции балки или смарт-структуры, а также ее функциональной схемы. Размерность вектора состояний  ${\bf q}$  зависит от количества рассматриваемых колебательных мод, а характер собственной колебательной формы (ее геометрия и частота) уже включен в структуру матричных коэффициентов.

K рассматриваемому анализу возможны как минимум два подхода. Первый из них заключается в том, чтобы влияние смарт-структуры посредством актюатора  $\mathbf{f}_{ctrl}$  представить в виде механических сил, в которые включена в явной форме запись преобразования электрического выходного сигнала датчиков смарт-структуры в управляющее воздействие на актюатор с помощью обратной связи.

Для второго подхода нужно представить состояния механической системы (изгиб балки) как входную величину датчика, а электрическое напряжение на актюаторе – как управляющий сигнал и проводить моделирование в выражениях теории автоматического управления (ТАУ).

Математически оба подхода эквивалентны, однако с инженерной точки зрения наиболее удобным является второй подход, поэтому рассмотрим его. Для начала уравнение динамики балки в форме (1) удобнее представить в фазовом пространстве состояний  $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} q & \dot{q} \end{bmatrix}^T$ , широко используемом в представлении математического аппарата ТАУ, а именно в виде

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t) \tag{2}$$

с линейным управлением по состоянию

$$\mathbf{U}(t) = \mathbf{L}\mathbf{C}^T\mathbf{X}(t).$$

Здесь  $\mathbf{h}\mathbf{U}(t) = f_{ctrl}$ ;  $\mathbf{h}$  — векторный оператор связи механической силы актюатора с напряжением на контактах;  $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\mathbf{M}^{*-1} & -\mathbf{M}^{*-1}\mathbf{C}^* \end{bmatrix}$  — матричный оператор, характеризующий приведенную жесткость и собственное затухание (модальное демпфирование) балки;  $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\mathbf{M}^{*-1} & \mathbf{T}^T\mathbf{h} \end{bmatrix}$  — векторный оператор, описывающий вынуждающую силу, генерируемую

пьезоактюатором;  $C^T = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{p}^T \mathbf{T} \end{bmatrix}$ — векторный оператор, определяющий характер обратной связи датчик—актюатор в смарт-структуре;  $\mathbf{L}$  — векторный оператор, учитывающий предысторию изменения фазового состояния  $\mathbf{X}$  на основе линейного предсказания с целью гашения происходящих колебаний.

Уравнение (1) можно записать в несколько измененном виде:

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{G}\mathbf{X}(t)\,,\tag{3}$$

где  $\mathbf{G} = \mathbf{A} + \mathbf{BLC}^T$  — обобщенный матричный оператор, характеризующий колебательные свойства динамической системы (балки), параметры актюатора, контроллера и особенности обратной связи системы датчик/актюатор. Несложно видеть, что с математической точки зрения уравнение (3) можно охарактеризовать как задачу теории устойчивости динамических систем, а именно: система (3) является асимптотически устойчивой, если все собственные значения оператора  $\mathbf{G}$  лежат в левой комплексной полуплоскости. Добиться этого можно путем подбора оператора  $\mathbf{L}$  на основе широко известных методик  $\mathrm{TAY}$ .

В случае цифровой реализации необходимо рассматривать систему (3) не в непрерывном, а в дискретном времени, что приводит к ее замене на дискретную систему

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{\Phi}_{\tau} \mathbf{x}_k + \mathbf{\Gamma}_{\tau} \mathbf{u}_k \,, \tag{4}$$

где  $\mathbf{x}_k$  и  $\mathbf{u}_k$  – дискретные векторы фазового состояния динамической системы и управляющего сигнала соответственно, а операторы  $\mathbf{\Phi}_{\tau}$  и  $\mathbf{\Gamma}_{\tau}$  являются дискретными вариантами операторов  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{B}$  для системы (2). Условие устойчивости для системы (4) уже будет определяться нахождением собственных значений дискретного варианта оператора  $\mathbf{G}_{\tau}$  в единичной окружности.

Добиться выполнения этого условия можно опять же с помощью оператора  $\mathbf{L}_{\tau}$  путем подбора его параметров на основе матричных неравенств [13] так, чтобы наиболее оптимальным образом гасить выбранные моды колебаний динамической системы (консольной балки). Можно показать [14], что если устойчива система (4), то так же будет устойчива и система (3).

#### Заключение

Использование смарт-структуры позволяет существенно повысить демпфирование особо опасных колебательных мод системы, что, в свою очередь, приведет и к снижению ампли-

туд колебаний в режиме резонанса. Это позволит снизить уровень вибраций на порядок, при этом не ухудшая массогабаритные характеристики изделия и не требуя больших энергетических затрат.

Таким образом, использование пьезоактюаторов, в частности, композиционных актюаторов с пьезоэлектрическими волокнами, способствует созданию материалов и структур для контроля и управления характеристиками элементов конструкций ракетно-космической, авиационной и гражданской техники с целью предупреждения возникновения аварийных ситуаций.

#### Список литературы

- Баринов, И. Н. Состояние разработок и тенденции развития высокотемпературных тензорезистивных датчиков давлений на основе карбида кремния / И. Н. Баринов, Б. В. Цыпин // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2010. – № 11. – С. 50–60.
- 2. Волков, В. С. Автоматизация разработки диагностического обеспечения интеллектуальных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. -2009.-N 12. С. 20–26.
- 3. Мокров, Е. А. Разработка высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / Е. А. Мокров, И. Н. Баринов // Приборы. 2008. № 11. С. 8–13.
- 4. Баринов, И. Н. Высокотемпературные тензорезистивные датчики давлений на основе карбида кремния. Состояние разработок и тенденции развития / И. Н. Баринов // Компоненты и технологии. − 2010. № 8. С. 64–71.
- 5. 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. 21–23.
- 6. Волков, В. С. Использование системы Simulink при имитационном моделировании высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. 2011. № 7. С. 50–55.
- Park, J. Smart material database compilation and material selection tool development / J. Park, G. Washington // Industrial and Commercial Applications of Smart Structures Technologies / M. B. McMickell, K. M. Farinholt (eds.). – San Diego, CA, USA: SPIE, 2010. – P. 76450I-12.
- 8. Kim, B. Active Vibration Attenuation of Smart Material Systems With Model-Based and Nonlinear Multispectral Controllers / B. Kim, G. N. Washington, R. Singh // ASME-2009: Conference on Smart Materials, Adaptive Structures & Intelligent Systems. Vol. 1: Active Materials, Mechanics and Behavior; Modeling, Simulation and Control. Oxnard, California, USA, 2009. P. 529–537.
- 9. Kim, B. Control of modulated vibration using an enhanced adaptive filtering algorithm based on model-based approach / B. Kim, G. N. Washington, R. Singh // Journal of Sound and Vibration. 2012. Vol. 331, issue 18. August. P. 4101–4114.
- 10. Баринов, И. Н. Струнный автогенераторный измерительный преобразователь на основе пьезоструктуры / И. Н. Баринов, В. С. Волков, Е. В. Кучумов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2014. № 2. С. 58–65.
- 11. Волков, В. С. Полупроводниковые датчики давления на основе резонансного преобразователя / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. 2012. № 7. С. 9–13.
- 12. Кучумов, Е. В. Особенности динамики колебаний металлического струнного чувствительного элемента датчика / Е. В. Кучумов // Измерительная техника. 2011. N 3. C. 7–11.
- 13. Bandyopadhyay, B. Control of vibrations in flexible smart structure using fast output sampling feedback technique / B. Bandyopadhyay, T. C. Manjunath // International Journal of Information and Mathematical Sciences. −2007. − Vol. 3, № 2. − P. 127–141.
- 14. Wernel, H. Multimodal robust control by fast output sampling an LMI approach / H. Wernel // Automatica. 1998. Vol. 34, № 12. P. 1625–1630.

#### Баринов Илья Николаевич

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

#### Barinov Ilya Nikolaevich

candidate of technical sciences, head of department, Scientific-research Institute of physical measurements

#### Кучумов Евгений Владимирович

кандидат технических наук, старший научный сотрудник, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: mzungu@inbox.ru

#### Волков Вадим Сергеевич

кандидат технических наук, доцент, помощник начальника центра, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: distorsion@rambler.ru

#### Евдокимов Сергей Павлович

соискатель, Пензенский государственный университет E-mail: mzungu@inbox.ru

#### Kuchumov Evgeniy Vladimirovich

candidate of technical sciences, senior stuff scientist, Scientific-research Institute of physical measurements

#### Volkov Vadim Sergeevich

candidate of technical sciences, associate professor, assistant of head of department, Scientific-research Institute of physical measurements

#### Evdokimov Sergej Pavlovich

applicant, Penza State University

УДК 621.3.032

#### Баринов, И. Н.

Проблемы создания адаптивных смарт-материалов и структур со свойствами прямого и обратного пьезоэффекта / И. Н. Баринов, Е. В. Кучумов, В. С. Волков, С. П. Евдокимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. -2015. -№ 3 (13). - C. 20–29.

# ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

УДК 621.3.014.14:621.3.088

#### С. В. Абрамов

# ОЦЕНКА ПРИВЕДЕННОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ КВАЗИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ ПЕРВИЧНОГО ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

#### S. V. Abramov

# EVALUATION REDUCED ERROR WHEN CONSTRUCTING A QUASI-DIFFERENTIAL MEASURING CIRCUIT PRIMARY EDDY CURRENT PROBES

Аннотация. Рассмотрены вопросы раздельного независимого измерения параметров первичного вихретокового преобразователя. Предложена схема замещения первичного вихретокового преобразователя в виде параллельного соединения начальной индуктивности с последовательным соединением активной и реактивной составляющих вносимого сопротивления. Данная эквивалентная схема замещения получена в результате экспериментального определения амплитудно- и фазочастотных характеристик проводимости первичного вихретокового преобразователя. Представленная модель первичного вихретокового преобразователя позволяет более полно и целенаправленно рассмотреть вопросы построения преобразователя с преобразованием только информативных параметров эквивалентной схемы замещения и компенсацией неинформативных параметров и, устранив неинформативный параметр, улучшить точность преобразования (измерения) перемещения объекта контроля. Предложено схемотехническое решение устранения неинформативного параметра с использованием квазидифференциальной схемы включений. Оценена приведенная погрешность преобразования измерения информативного параметра (перемещения) при неполной компенсации неинформативного параметра и получено математическое выражение, позволяющее оценить недокомпенсацию по амплитуде и фазе и при этом удовлетворить заданным требованиям по значению приведенной погрешности. Определено, что точность компенсации влияния температуры на результат измерения перемещения определяется строгой идентичностью параметров ветвей и строго идентичной зависимостью этих параметров от температуры во всем рабочем диапазоне.

A b s t r a c t. The paper deals with a separate independent measurement of the parameters of the primary eddy current transducer. A scheme for the replacement of the primary eddy current converter in a parallel connection with the initial inductance series connection of active and reactive component insertion resistance. This equivalent circuit is derived from the experimental determination of the amplitude and phase characteristics of the conduction of the primary eddy current transducer. The model of the primary eddy current transducer allows more

fully and purposefully address issues of construction of converter Only with the transformation of informative parameters of equivalent circuit parameters and compensation of non-informative and uninformative eliminating the option to improve the conversion accuracy (measured) object movement control. Proposed circuit solution to eliminate non-informative parameter using a quasi-differential circuit switching. Estimated conversion reduced error of measurement information parameter (motion) at partial compensation of non-informative parameters and mathematical expression is obtained that allows to evaluate the undercompensation in amplitude and phase, and thus meet the requirements specified by the value given error. The article is also determined, that the accuracy of temperature compensation to the measurement result determined movement strictly identical parameters branches and strictly identical dependence of these parameters on the temperature over the entire operating range.

**К л ю ч е в ы е с л о в а**: первичный вихретоковый преобразователь, квазидифференциальная схема, приведенная погрешность, схема замещения.

*K e y w o r d s*: primary eddy current sensors, the quasidifferential scheme, the given error, equivalent circuit.

Важной задачей для получения информации о многоэлементных двухполюсниках является выделение в схеме замещения первичного вихретокового преобразователя (ПВП) информативных и неинформативных параметров. Независимое разделение позволяет улучшить метрологические характеристики, а также снизить влияние дестабилизирующих факторов. Для устранения неинформативных параметров наиболее часто используют квазидифференциальные измерительные цепи. При их построении основным требованием являются точность задания противофазного тока рабочей частоты при использовании источника напряжения, а также строгая идентичность намоток измерительной и компенсационной катушек. Второе требование трудновыполнимо, поэтому возникает погрешность от неполной компенсации.

Целями работы являются оценка погрешности преобразования информативного параметра ПВП (перемещения) в выходной сигнал при условии, что допущена неполная компенсация неинформативного параметра при построении квазидифференциальной цепи ПВП, а также определение диапазонов изменения фазового угла и амплитуды, при которых приведенная погрешность не выйдет за допустимые границы.

Эквивалентная схема замещения вихретокового преобразователя перемещений, представленная на рис. 1, содержит элементы, параметры которых не зависят от входной измеряемой величины и при преобразовании вторичным электронным преобразователем должны быть скомпенсированы, и элементы, параметры которых зависят от перемещения и должны быть преобразованы в выходной сигнал (ток или напряжение).

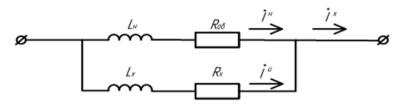


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения ПВП

При протекании переменного электрического синусоидального тока  $\dot{I}^x$  через измерительную катушку основной магнитный поток, создаваемый этим электрическим током, будет наводить во всех электропроводящих объектах вихревые токи. При протекании этих токов во всех электропроводящих объектах создается магнитный поток, встречный основному магнитному потоку и уменьшающий его. Так как электропроводность материала и ее зависимость от температуры объектов, которые пронизывает магнитный поток, различны, для уменьшения температурной погрешности вихретоковых преобразователей необходимо устранить с пути протекания магнитного потока все электропроводящие объекты, кроме объекта контроля, перемещение которого измеряется, что обеспечивается соответствующим пространственным расположением. При перемещении электропроводящего объекта контроля относительно из-

мерительной катушки в зависимости от расстояния между ними изменяется величина магнитного потока, пронизывающего электропроводящий объект контроля, и изменяется величина суммарных вихревых токов в объекте контроля.

Модель измерительной катушки вихретокового преобразователя перемещений представлена в виде эквивалентной схемы замещения, состоящей из параллельного соединения последовательного соединения индуктивности  $L_{\rm H}$ , создающей магнитный поток при номинальном измеряемом перемещении, и сопротивления обмотки измерительной катушки  $R_{\rm of}$  и последовательного соединения вносимой индуктивности  $L_{\rm x}$  и вносимого сопротивления  $R_{\rm x}$ , зависящих от перемещения. Представленная модель измерительной катушки позволяет более полно и целенаправленно рассмотреть вопросы последующего построения электронного преобразователя с преобразованием только информативных параметров эквивалентной схемы замещения и компенсацией неинформативных параметров и, устранив неинформативный параметр, улучшить точность преобразования (измерения) перемещения объекта контроля.

Особенность такого представления схемы замещения заключается в том, что в ней выделены две параллельные цепи: одна цепь содержит информативные элементы  $L_x$  и  $R_x$ , а вторая — неинформативные элементы  $L_{\rm H}$  и  $R_{\rm ob}$ . Неинформативными элементами являются индуктивность намагничивания  $L_{\rm H}$  и сопротивление обмотки измерительной катушки  $R_{\rm ob}$ , по которым протекает ток намагничивания и значения которых не изменяются при изменении перемещения во всем рабочем диапазоне, а информативными параметрами — вносимая индуктивность  $L_x$  и вносимое сопротивление  $R_x$ , значения которых изменяются при изменении перемещения, и вследствие этого происходит изменение протекающего по этой цепи тока.

Задачами последующего вторичного электронного преобразователя являются преобразование только информативных параметров  $L_x$  и  $R_x$  представленной схемы замещения вихретокового преобразователя и устранение влияния на результат измерения перемещения (компенсация) постоянных, неинформативных параметров  $L_{\rm H}$  и  $R_{\rm of}$  путем выделения из общего тока  $\dot{I}^x$  измерительной катушки двух токов: одного информативного  $\dot{I}^u$ , протекающего по цепи с элементами  $L_x$  и  $R_x$  и затем измеряемого с помощью вторичного преобразователя, и второго неинформативного  $\dot{I}^{\rm H}$ , протекающего по цепи с элементами  $L_{\rm H}$  и  $R_{\rm of}$  и затем компенсируемого идентичным током  $\dot{I}^{\kappa}$ , протекающим по компенсационной катушке. При питании измерительной катушки от источника напряжения ток намагничивания  $\dot{I}^{\scriptscriptstyle \mathrm{H}}$ , протекающий по ветви с элементами  $L_{\rm H}$  и  $R_{\rm ob}$ , при изменении перемещения не изменяется, что обеспечивает постоянство магнитного потока, создающего вихревые токи в объекте контроля, во всем рабочем диапазоне перемещений. При дифференциальном включении катушек в измерительную цепь и питании катушек противофазным синусоидальным напряжением токи в измерительной цепи, например с использованием операционного усилителя, вычитаются, и полученная разность токов  $\Delta I$ , измеряемая вторичным электронным преобразователем, пропорциональна измеряемому перемещению X.

Для повышения точности измерения и уменьшения температурных погрешностей используется квазидифференциальный метод, при котором входная измеряемая величина, в данном случае измеряемое перемещение объекта контроля, воздействует только на одну ветвь. На вторую ветвь воздействуют (как и на первую) только дестабилизирующие факторы, в данном случае температура, и вторая ветвь компенсирует влияние температуры на результат измерения перемещения объекта контроля. Точность компенсации влияния температуры на результат измерения перемещения определяется строгой идентичностью параметров ветвей и строго идентичной зависимостью этих параметров от температуры во всем рабочем диапазоне.

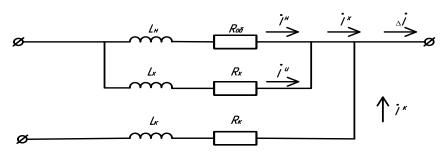


Рис. 2. Квазидифференциальная схема включения ПВП

Рассмотрим точность компенсации модуля  $I^{\rm H}$  компенсационным током  $I^{\rm K}$  при условии, что допущены погрешность фазового угла  $\Delta \phi$  и неравенство  $I^{\rm K}$  с  $I^{\rm H}$ . В идеальном случае, когда модули  $I^{\rm H}$  и  $I^{\rm K}$  равны, на выходе ПВП будет только  $\Delta I$ , изменяющийся только от измеряемого перемещения h. Векторная диаграмма для данного случая представлена на рис. 3.

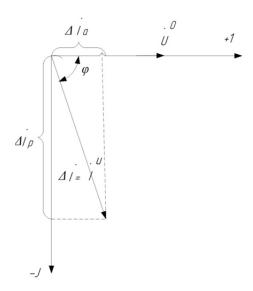


Рис. 3. Векторная диаграмма токов ПВП с полной компенсацией неинформативного параметра  $\dot{I}^{\scriptscriptstyle \rm H}$  :  $\phi = \arg\Delta \dot{I} - \arg\dot{U}^0 \; ; \; \Delta \dot{I}_a \; = \; \mathrm{Re}_{U^0} \; \Delta \dot{I} \; ; \; \Delta \dot{I}_p \; = \; \mathrm{Im}_{U^0} \; \Delta \dot{I}$ 

Использование фазовых соотношений позволяет раздельно измерять активную и реактивную составляющие  $\Delta I$  относительно  $U^0$  .

Приведенная погрешность для этого случая имеет вид

$$\gamma = \frac{\left|\Delta \dot{I}^{\text{HK}}\right| - \left|\Delta \dot{I}^{\text{H}}\right|}{\left|\Delta \dot{I}^{\text{H}}\right|} \cdot 100 \% = 0.$$

При неполной компенсации начального тока  $I^{\rm H}$  создается ток недокомпенсации  $\Delta \dot{I}^{\rm HK} = \Delta \dot{I}^{\rm H} - \Delta \dot{I}^{\rm K}$ , который необходимо минимизировать. Векторная диаграмма токов ПВП с учетом тока недокомпенсации представлена на рис. 4.

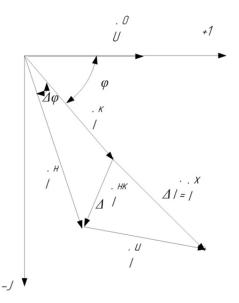


Рис. 4. Векторная диаграмма токов с учетом влияния тока недокомпенсации

Ток недокомпенсации определяется в соответствии со следующим выражением:

$$\Delta \dot{I}^{\text{HK}} = \dot{I}^{\text{H}} - \dot{I}^{\text{K}} = I^{\text{H}} (\cos(\phi + \Delta\phi) - j\sin(\phi + \Delta\phi)) - I^{\text{K}} (\cos(\phi) - j\sin(\phi)). \tag{1}$$

Знак «+» в выражении (1) при  $\Delta \phi = \arg \Delta \dot{I}^{\text{H}} - \arg \dot{I}^{\text{K}}$ , «-» при  $\Delta \phi = \arg \dot{I}^{\text{K}} - \arg \dot{I}^{\text{H}}$ .

Если  $I^{\text{H}} = I^{\text{K}}$ , то (1) примет вид

$$\Delta \dot{I}^{\text{HK}} = \dot{I}^{\text{H}} - \dot{I}^{\text{K}} = I^{\text{H}} (\cos(\phi + \Delta\phi) - i\sin(\phi + \Delta\phi)) - I^{\text{H}} (\cos(\phi) - i\sin(\phi)),$$

и в данном случае имеет место только фазовая погрешность.

Если  $I^{\text{н}}$  и  $I^{\text{к}}$  не равны , то (1) примет вид

$$\Delta \dot{I}^{\text{HK}} = \dot{I}^{\text{H}} - \dot{I}^{\text{K}} = I^{\text{H}} (\cos(\phi + \Delta \phi) - j\sin(\phi + \Delta \phi)) - nI^{\text{H}} (\cos(\phi) - j\sin(\phi)),$$

где 
$$n = \frac{\left|\dot{I}^{\mathrm{K}}\right|}{\left|\dot{I}^{\mathrm{H}}\right|}$$
.

В данном случае имеют место и амплитудная, и фазовая погрешности.

Приведенная погрешность для второго случая имеет вид

$$\gamma = \frac{\left|\Delta \dot{I}^{HK}\right| + \left|\dot{I}^{H}\right| - \left|\dot{I}^{H}\right|}{\left|\dot{I}^{H}\right|} \cdot 100 \% = \frac{\left|\Delta \dot{I}^{HK}\right|}{\left|\dot{I}^{H}\right|} \cdot 100 \%.$$

Исходя из соотношений, полученных в ходе эксперимента:  $\left|\dot{I}^{\scriptscriptstyle H}\right| = 0,3 \left|\dot{I}^{\scriptscriptstyle \Pi O J H}\right|$  и  $\left|\dot{I}^{\scriptscriptstyle H}\right| = 0,7 \left|\dot{I}^{\scriptscriptstyle \Pi O J H}\right|$ , получим  $\left|\dot{I}^{\scriptscriptstyle H}\right| = 0,4286 \left|\dot{I}^{\scriptscriptstyle H}\right|$ ,  $\left|\dot{I}^{\scriptscriptstyle \Pi O J H}\right| = \left|\dot{I}^{\scriptscriptstyle H}\right|$ .

Тогда

$$\gamma = \frac{(\cos(\phi + \Delta\phi) - j\sin(\phi + \Delta\phi)) - n(\cos(\phi) - j\sin(\phi))}{0.4286} \cdot 100\%. \tag{2}$$

Значения приведенной погрешности при  $\phi = -45^{\circ}$ ,  $\Delta \phi = -2^{\circ}$ ;  $-1.5^{\circ}$ ;  $-1^{\circ}$ ;  $-0.5^{\circ}$ ;  $0^{\circ}$ ;  $0.5^{\circ}$ ;  $1.5^{\circ}$ ;  $2^{\circ}$  и n = 0.95; 0.98; 1; 1.02; 1.05 приведены в табл. 1.

10	$\Delta \phi$ , град								
n	-2	-1,5	-1	-0,5	0	0,5	1	1,5	2
0,9	24,57	24,03	23,64	23,41	23,33	23,41	23,64	24,03	24,57
0,92	20,23	19,56	19,06	18,76	18,66	18,76	19,06	19,56	20,23
0,95	14,10	13,09	12,32	11,83	11,66	11,83	12,32	13,09	14,10
0,98	9,31	7,63	6,16	5,08	4,66	5,08	6,16	7,63	9,31
1	8,13	6,10	4,07	2,03	0	2,03	4,07	6,10	8,13
1,02	9,45	7,73	6,21	5,08	4,66	5,08	6,21	7,73	9,45
1,05	14,39	13,23	12,38	11,85	11,66	11,85	12,38	13,23	14,39
1,08	20,49	19,71	19,13	18,78	18,66	18,78	19,13	19,71	20,49
1,1	24,81	24,19	23,71	23,42	23,33	23,42	23,71	24,19	24,81

3D-график приведенной погрешности ПВП в зависимости от параметров  $\Delta \phi$  и n показан на рис. 5.

Таким образом, используя квазидифференциальную схему включения можно проводить раздельное измерение информативного параметра, зависящего от перемещения, а неинформативный параметр компенсировать введением дополнительной компенсационной катушки. Используя (1) и (2), можно определить диапазон изменения тока недокомпенсации, при котором значение приведенной погрешности не превысит предельно допустимую, заданную в ТЗ. По-

лученные в работе результаты позволяют выбирать оптимальные параметры  $\Delta \phi$  и n с целью уменьшения приведенной погрешности измерения перемещения с применением квазидифференциальной схемы включения.

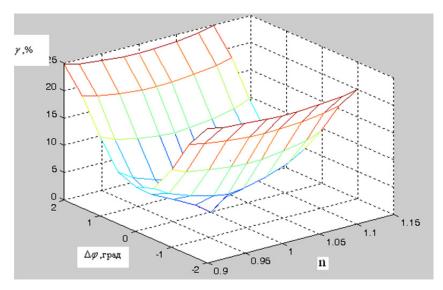


Рис. 5. 3D-график приведенной погрешности ПВП в зависимости от параметров  $\Delta \phi$  и n

#### Список литературы

- 1. Пат. 2487314. Российская Федерация. Вихретоковый преобразователь перемещений / В. П. Маланин, В. Н. Колганов, М. Д. Пресняков, С. В. Абрамов. Опубл. 10.07.2013.
- 2. Неразрушающий контроль : справочник : в 7 т. / под общ. ред. В. В. Клюева. М. : Машиностроение, 2003. Т. 2. 688 с.
- 3. Соболев, В. С. Накладные и экранные датчики / В. С. Соболев, Ю. М. Шкарлет. Новосибирск : Наука, Сибирское отделение, 1967. 144 с.
- 4. Чураков, П. П. Измерители параметров катушек индуктивности : моногр. / П. П. Чураков, Б. Л. Свистунов. Пенза : Из-во ПГУ, 1998. 180 с.
- 5. Туз, Ю. М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств / Ю. М. Туз. Киев, 1976. 276 с.
- 6. Земельман, М. А. Автоматическая коррекция погрешностей измерительных устройств / М. А. Земельман. М. : Изд-во стандартов, 1972. 160 с.
- 7. Электромагнитные элементы радиоэлектронной аппаратуры : справочник / Ю. С. Русин, И. Я. Гликман, А. Н. Горский. М. : Радио и связь, 1991. 224 с.
- 8. Фрукмин,  $\Gamma$ . Д. Расчет и конструирование радиоэлектронной аппаратуры /  $\Gamma$ . Д. Фрукмин. М. : Высш. шк., 1985. 287 с.
- 9. Дорофеев, А. Л. Вихревые токи / А. Л. Дорофеев. М.: Энергия, 1977. 72 с.
- 10. Неразрушающий контроль : практ. пособие : в 5 кн. Кн. 3. Электромагнитный контроль / В. Г. Герасимов, А. Д. Покровский, В. В. Сухоруков ; под ред. В. В. Сухорукова. М. : Высш. шк., 1992. 312 с.

#### Абрамов Сергей Владимирович

аспирант,

Пензенский государственный университет; инженер,

Научно-исследовательский институт физических измерений

E-mail: abramov2011s@mail.ru

#### Abramov Sergey Vladimirovich

postgraduate student, Penza State University; engineer, Scientific-research Institute of physical measurements

УДК 621.3.014.14:621.3.088

Абрамов, С.В.

Оценка приведенной погрешности при построении квазидифференциальной измерительной цепи первичного вихретокового преобразователя / С. В. Абрамов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. –  $N^{\circ}$  3 (13). – С. 30–36.

УДК 004.934

#### А. К. Алимурадов

## ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ ОСНОВНОГО ТОНА РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДАМИ ДЕКОМПОЗИЦИИ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ

#### A. K. Alimuradov

## ESTIMATION OF THE PITCH FREQUENCY SPEECH SIGNALS METHODS EMPIRICAL MODE DECOMPOSITION

А и и о т а ц и я. Для повышения эффективности оценки частоты основного тона (ЧОТ) на этапе предварительной обработки предложен новый метод адаптивного разложения нелинейных и нестационарных речевых сигналов – метод декомпозиции на эмпирические моды (ДЭМ). На основании проведенного обзора представлено подробное математическое описание разновидностей методов декомпозиции (множественной декомпозиции на эмпирические моды (МДЭМ), комплементарной множественной декомпозиции на эмпирические моды (КМДЭМ)). Проведены исследования возможности применения методов ДЭМ, МДЭМ и КМДЭМ в алгоритме оценки ЧОТ на основе анализа энергетических и спектральных характеристик эмпирических мод (ЭМ). В соответствии с результатами сделан вывод, что наиболее адаптивным методом декомпозиции речевых сигналов является метод КМДЭМ, который может найти практическое применение в алгоритмах оценки ЧОТ.

A b s t r a c t. In order to enhance the evaluation of pitch frequency estimation in the preprocessing a new method of adaptive decomposition of nonlinear and non-stationary speech signals – a method of empirical mode decomposition (EMD). Based on our review provides a detailed mathematical description of the types of methods of decomposition (Ensemble Empirical Mode Decomposition EEMD, Complementary Ensemble Empirical Mode Decomposition CEEMD). The investigations of the possibility of EMD, and EEMD CEEMD in algorithm of the pitch estimation, based on analysis of the energy and spectral characteristics of the empirical modes. In accordance with the results it is concluded that the most adaptive decomposition method is a method of speech signals CEEMD which may find practical application in algorithms of the pitch frequency estimation.

K  $\Lambda$   $\omega$   $\psi$  e  $\delta$   $\omega$  e c  $\Lambda$  o  $\delta$  a: обработка речевых сигналов, декомпозиция на эмпирические моды, множественная декомпозиция на эмпирические моды, комплементарная множественная декомпозиция на эмпирические моды, частота основного тона.

Key words: speech signal processing, Empirical Mode Decomposition, Ensemble Empirical Mode Decomposition, Complementary Ensemble Empirical Mode Decomposition, pitch frequency.

#### Введение

Наиболее популярными среди инфокоммуникационных технологий, обеспечивающих эффективное взаимодействия «человек – машина», являются речевые технологии: голосовое управление, распознавание речи, преобразование речи в текст, биометрическая голосовая аутентификация, диагностика состояния организма по голосу и др.

Реализация данных технологий основана на обработке и анализе речевых сигналов с целью определения информативных параметров, отражающих уникальные свойства речи. Од-

ним из основных информативных параметров речевого сигнала является частота основного тона [1]. Оценка ЧОТ является одной из наиболее важных задач в обработке, точность которой определяется временным и частотным разрешением анализа. Функционально все алгоритмы оценки ЧОТ включают три этапа [2]: представление сигнала в удобный для дальнейшей оценки вид, выделение контура основного тона и определение значения ЧОТ.

Для повышения точности оценки ЧОТ наибольший интерес представляет этап предварительной обработки, в рамках которого речевой сигнал раскладывается на детерминистические и стохастические составляющие с применением различных методов декомпозиции.

В данной статье рассматривается вопрос использования на этапе предобработки методов адаптивного разложения – декомпозиции на эмпирические моды [3–5], дается анализ возможности его применения для оценки ЧОТ. Статья является развитием ранее опубликованных трудов [6–8].

#### Применяемые методы декомпозиции

Речевые сигналы представляют собой нелинейные и нестационарные сигналы сложной формы, амплитудные и частотные характеристики которых быстро изменяются во времени. В области обработки речевых сигналов наиболее популярными методами декомпозиции являются преобразование Фурье ( $\Pi\Phi$ ) и вейвлет-преобразование ( $B\Pi$ ), обладающие рядом преимуществ и недостатков.

Несмотря на то, что ПФ обладает относительной простотой вычислений и выполняется при довольно общих условиях, существует несколько ограничений, накладываемых на сигналы, для которых вычисляется это преобразование [8]. Сигналы должны быть строго периодическими функциями или содержать так называемые повторяющиеся фрагменты одной общей природы, при этом не обязательно являющиеся идентичными, так как в противном случае анализ в частотной области является малоэффективным. Также необходимо, чтобы сигналы обладали свойством стационарности по отношению к ряду характеристик (среднее значение, мгновенная частота).

Для повышения эффективности анализа нелинейных и нестационарных сигналов необходим подход, обладающий свойством адаптивности к каждому конкретному сигналу. Требованию адаптивности удовлетворяет дискретное ВП [9, 10]. В силу особенностей материнского вейвлета появляется возможность адаптивно обрабатывать сигналы путем довольно точного учета локальных временных особенностей. Но главная проблема – сложность выбора материнского вейвлета для решения конкретной задачи из их большого многообразия. Можно использовать автоматический подбор вейвлет-функций на основе априорной информации об анализируемом сигнале, однако эта процедура может оказаться затратной по вычислительным ресурсам.

В существующих алгоритмах оценки ЧОТ на основе ПФ и ВП при практическом использовании наблюдается ряд существенных недостатков, влияющих на точность оценки. По этой причине актуальным является вопрос применения новых методов декомпозиции, адаптивных к речевым сигналам и позволяющих получить детальное представление о внутренней структуре сигнала.

#### Описание методов декомпозиции на эмпирические моды

Важным условием эффективной декомпозиции является возможность формирования адаптивного базиса, функционально зависимого от структуры самого сигнала. Такой подход реализуется в математическом аппарате, ДЭМ [3]. В настоящее время технология обработки сигналов на основе ДЭМ широко используется в различных научных приложениях [11, 12], в том числе и при решении задач обработки речевых сигналов [13–15].

ДЭМ представляет собой адаптивную технологию разложения сигнала на внутренние функции, называемые эмпирическими модами. Особенность заключается в том, что базисные функции, используемые для разложения, извлекаются непосредственно из исходного сигнала. При разложении модель сигнала не задается заранее, ЭМ вычисляются в ходе процедуры отсеивания с учетом локальных особенностей (таких как экстремумы и нули сигнала) и внут-

ренней структуры каждого конкретного сигнала. Таким образом, ЭМ не имеют строгого аналитического описания, но должны удовлетворять двум условиям, гарантирующим определенную симметрию и узкополосность базисных функций [3]:

- общее число экстремумов равняется общему числу нулей с точностью до единицы;
- среднее значение двух огибающих верхней, интерполирующей локальные максимумы, и нижней, интерполирующей локальные минимумы, должно быть приближенно равно нулю.

Кроме адаптивности, метод ДЭМ обладает и другими важными свойствами:

- локальность возможность учета локальных особенностей сигнала;
- ортогональность обеспечение восстановления сигнала с определенной точностью;
- полнота гарантия конечного числа базисных функций при конечной длительности сигнала.

Суть алгоритма заключается в выполнении следующих этапов [3]:

**Определение** локальных экстремумов (максимумов  $\{x_{\max,k}\}$  и минимумов  $\{x_{\min,k}\}$ ) сигнала:

- значение k-го отсчета является локальным максимумом, если выполняется условие  $x_{k-1} < x_k \ge x_{k+1}$ ;
- значение k-го отсчета является локальным минимумом, если выполняется условие  $x_{k-1} > x_k \le x_{k+1}$ , где k дискретные отсчеты времени.

**Определение** верхней h(t) и нижней l(t) огибающих сигнала с помощью кубической сплайн-интерполяции по найденным локальным экстремумам:

$$h(t) = \alpha_k (t - t_k)^3 + \beta_k (t - t_k)^2 + \gamma_k (t - t_k) + \delta_k;$$

$$l(t) = \alpha_k (t - t_k)^3 + \beta_k (t - t_k)^2 + \gamma_k (t - t_k) + \delta_k$$

где  $\alpha_k$ ,  $\beta_k$ ,  $\gamma_k$ ,  $\delta_k$  – коэффициенты для каждого значения k-го отсчета верхней и нижней огибающих сигнала.

Вычисление среднего значения огибающих сигнала в соответствии с выражением

$$m(t) = \frac{h(t) + l(t)}{2}.$$

**Проверка** условия равенства среднего значения (m(t) = 0) двух огибающих должно быть приближенно равно нулю. Если условие не выполняется, то осуществляются вычисление локального остатка и использование его в качестве сигнала для дальнейшего отсеивания:

$$c(t) = x(t) - m(t),$$

где c(t) – локальный остаток. Если условие выполняется, то локальный остаток используется в качестве ЭМ i-го уровня декомпозиции  $IMF_i(t) = c(t)$ .

Вычисление остатка сигнала после удаления ЭМ:

$$r(t) = x(t) - IMF_i(t) ,$$

где r(t) – остаток сигнала.

**Вычисление** значения критерия останова декомпозиции. В качестве критерия останова используется значение нормализованной квадратичной разности:

$$SD = \sum_{t=1}^{T} \left\lceil \frac{\left| IMF_i(t) - r(t) \right|^2}{r(t)^2} \right\rceil,$$

где T — общее число точек в последовательности;  $IMF_i(t)$  и r(t) являются последней ЭМ и остатком соответственно.

**Проверка** условия останова. На этом этапе осуществляется сравнение значения остатка сигнала с порогом  $SD \le \delta$ . Экспериментально порог для речевых сигналов установлен  $\delta = 0.25$  [3]. Если условие не выполняется, то остаток используется в качестве сигнала для дальнейшего уровня декомпозиции. Если условие выполняется, то осуществляется вывод набора ЭМ, полученных на всех уровнях декомпозиции.

В результате декомпозиции из исходного сигнала x(t) извлекаются конечное число ЭМ  $IMF_i(t)$  и результирующий остаток  $r_I(t)$ :

$$x(t) = \sum_{i=1}^{I-1} IMF_i(t) + r_I(t)$$
.

Недостатком метода ДЭМ, важным для его практического применения, является смешивание ЭМ, состоящих из различных частей сигнала и находящихся на разных участках ЭМ.

Для решения данной проблемы предложен метод МДЭМ [4], основанный на многократном добавлении к сигналу бесконечно малой амплитуды белого шума и вычислении среднего значения полученных мод как конечного истинного результата:

$$IMF_{i}(t) = \frac{\sum_{j=1}^{J} IMF_{ji}(t)}{J};$$

$$r_I(t) = \frac{\sum_{j=1}^J r_{jI}(t)}{J},$$

где  $IMF_{ji}(t)$ ,  $r_{jI}(t)$  – ЭМ и остаток, полученные при различных декомпозициях; j = 1, 2, ..., J – количество циклов декомпозиций (добавлений к сигналу белого шума).

Малый по амплитуде белый шум позволяет получить ЭМ, сопоставимые с участками сигнала несоизмеримых масштабов и находящимися в различных частях. Анализируемый сигнал представляет собой сумму сигнала и шума:

$$y_j(t) = x(t) + n_j(t) ,$$

где x(t) – исходный речевой сигнал;  $n_i(t)$  – белый шум.

Данный подход в полное мере использует преимущество статистических характеристик белого шума для обнаружения слабых периодических или квазипериодических составляющих сигналов.

Использование белого шума в МДЭМ для решения проблемы смешивания ЭМ порождает в сигнале новый шумовой остаток, влияющий на реконструкцию исходного сигнала [5]. По этой причине был разработан метод МДЭМ с добавлением белого шума с прямыми и инверсными значениями, называющийся КМДЭМ [5]:

$$\begin{bmatrix} y_j(n) \\ y_j(n)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x(n) \\ w_j(n) \end{bmatrix},$$

где  $y_j(n)$  — сумма зашумленного речевого сигнала x(n) с белым шумом;  $y_j(n)^*$  — сумма зашумленного речевого сигнала x(n) с инверсным по знаку белым шумом;  $w_j(n)$  — добавленный белый шум.

В результате разложения сигнала методом КМДЭМ формируется множество ЭМ, свободных от отмеченных ранее недостатков. Вычисление среднего значения полученных мод как конечного истинного результата обеспечит полное удаление остаточного белого шума за счет пары прямых и инверсных значений, независимо от того, сколько сигналов шума использовалось.

#### Исследование методов декомпозиции

Для анализа преимуществ и недостатков вышеизложенных методов автором проведено исследование возможности применения методов декомпозиции на этапе предварительной обработки в алгоритме оценки ЧОТ.

Исследование проводилось в пакете прикладных программ для решения технических и математических задач МАТLAB 7.0.1, с использованием тестовой выборки, состоящей из 100 речевых сигналов — звуков гласной звонкой фонемы «а» длительностью 100 мс [16]. Сигналы зарегистрированы с посторонними шумами (отношение сигнал/шум — 50 дБ), частота дискретизации 8000 Гц, разрядность квантования 16 бит.

На рис. 1–3 представлены примеры разложения на ЭМ соответственно методами ДЭМ, МДЭМ и КМДЭМ звука гласной звонкой фонемы «а».

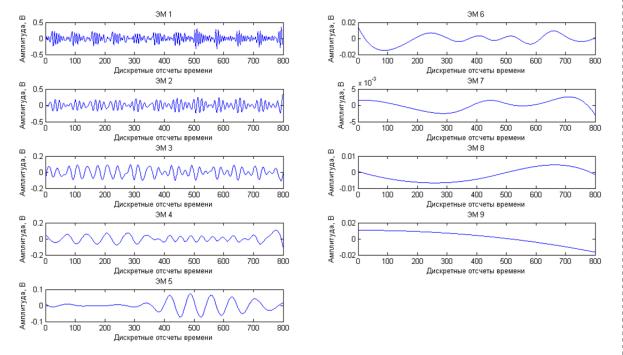


Рис. 1. Результат разложения методом ДЭМ

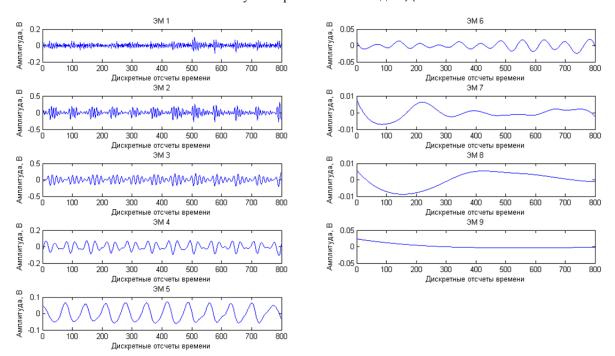


Рис. 2. Результат разложения методом МДЭМ

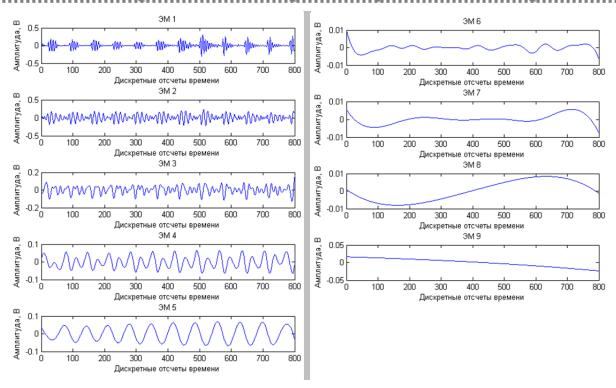


Рис. 3. Результат разложения методом КМДЭМ

Для исследования возможности применения методов декомпозиции в алгоритме оценки ЧОТ был проведен анализ энергетических и спектральных характеристик ЭМ, направленный на поиск и определение вокализованной моды с основным тоном.

Характер изменения амплитуды ЭМ является важным информативным параметром. В частности амплитуда невокализованных участков мод значительно меньше амплитуды вокализованных участков. Подобные изменения амплитуды хорошо описываются с помощью функции кратковременной энергии сигнала. Логарифмирование энергии обеспечит возможность точной фиксации изменения амплитуды ЭМ. Вычисления энергии ЭМ и ее логарифмирование осуществлялось по формулам

$$E_i = \sum_{n=1}^{N} \left[ IMF_i(n) \right]^2;$$

$$E_i = \sum_{n=1}^{N} [IMF_i(n)]^2;$$

$$L_{E,i} = \log_2 \sum_{n=1}^{N} [IMF_i(n)]^2.$$

На рис. 4-6 представлены графики зависимости логарифмов энергии от номера ЭМ, полученных методами декомпозиции.

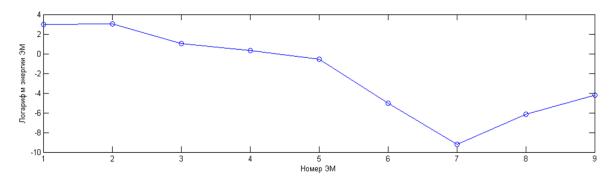


Рис. 4. Зависимость логарифмов энергии от номера ЭМ, полученных методом ДЭМ

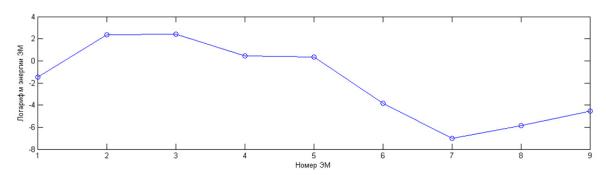


Рис. 5. Зависимость логарифмов энергии от номера ЭМ, полученных методом МДЭМ

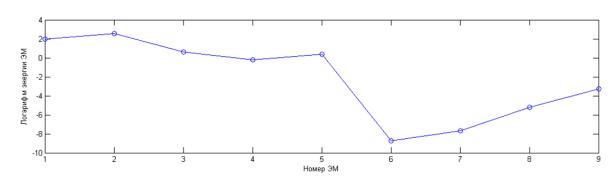


Рис. 6. Зависимость логарифмов энергии от номера ЭМ, полученных методом КМДЭМ

Как видно из рис. 4—6, наибольшие амплитудные значения и значения логарифма энергии имеют первые пять информативных вокализованных мод. Учитывая резкий перепад амплитудных значений и значений логарифма энергии с ЭМ5 на ЭМ6, можно предположить, что вокализованная ЭМ5 содержит основной тон [17].

Анализ спектрального распределения «гармонического сита» основного тона первых пяти информативных вокализованных мод подтверждает предположение о том, что ЭМ5 содержит основной тон (рис. 7–9).

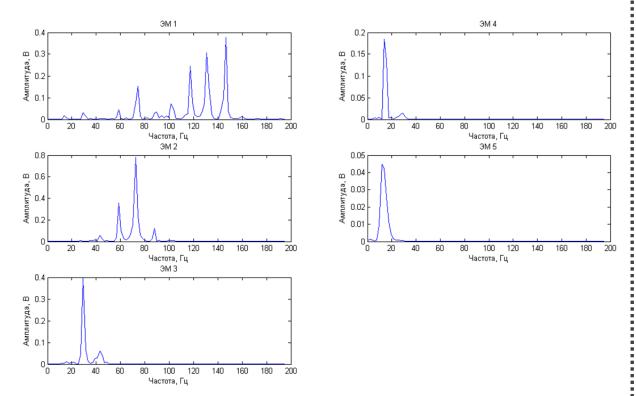


Рис. 7. Спектральное распределение ЭМ1-ЭМ5, полученных методом ДЭМ

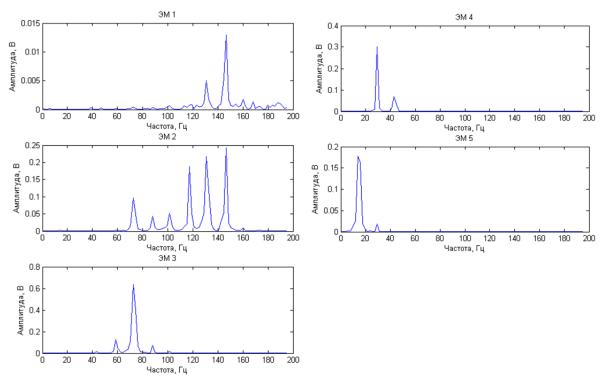


Рис. 8. Спектральное распределение ЭМ1-ЭМ5, полученных методом МДЭМ

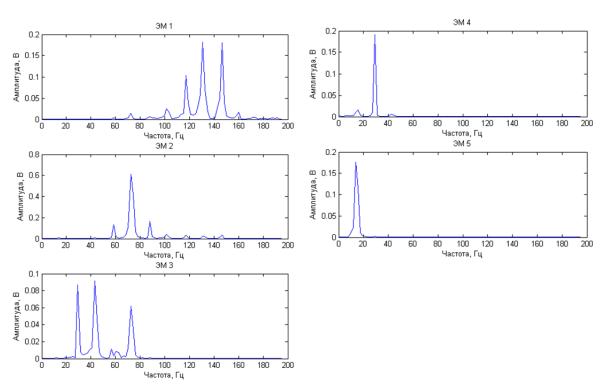


Рис. 9. Спектральное распределение ЭМ1-ЭМ5, полученных методом КМДЭМ

Сопоставляя результаты спектрального распределения ЭМ5, содержащих основной тон и полученных методами декомпозиции, можно сделать вывод, что наилучшими результатами определения вокализованной ЭМ с основным тоном обладает метод КМДЭМ.

Полный сравнительный анализ результатов исследований частотно-избирательных свойств методов декомпозиции позволяет сделать вывод, что наиболее адаптивным методом разложения речевых сигналов является метод КМДЭМ, который может найти практическое применение в алгоритмах оценки ЧОТ.

#### Заключение

В статье рассмотрена проблема эффективности анализа речевых сигналов на этапе предобработки в алгоритмах оценки ЧОТ. Проведен краткий анализ основных методов декомпозиции, применяемых на этапах предварительной обработки. Предложен новый метод адаптивного разложения нелинейных и нестационарных речевых сигналов — метод декомпозиции на эмпирические моды. Проведено исследование возможности применения методов на этапе предварительной обработки в алгоритме оценки ЧОТ. Анализ результатов выявил, что наиболее адаптивным методом декомпозиции речевых сигналов является метод КМДЭМ, который может найти практическое применение в алгоритмах оценки ЧОТ.

#### Список литературы

- 1. Михайлов, В. Г. Измерение параметров речи / В. Г. Михайлов, Л. В. Златоусова ; под ред. М. А. Сапожникова. М. : Радио и связь, 1987. 168 с.
- 2. Azarov, E. Instantaneous pitch estimation based on RAPT framework / E. Azarov, M. Vashkevich, A. Petrovsky // Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2012 Proceedings of the 20th European, 27–31 Aug. 2012. P. 2787–2791.
- 3. Huang, N. E. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis / N. E. Huang, Shen Zheng, R. L. Steven // Proceedings of the Royal Society of London A. 1998. Vol. 454. P. 903–995.
- Zhaohua, Wu. Ensemble empirical mode decomposition: A noise assisted data analysis method / Wu Zhaohua, N. E. Huang // Advances in Adaptive Data Analysis. 2009. Vol. 1 (1). P. 1–41.
- 5. Yeh, J.-R. Complementary ensemble empirical mode decomposition: A novel noise enhanced data analysis method / J.-R. Yeh, J.-S. Shieh, N. E. Huang // Advances in Adaptive Data Analysis. 2010. Vol. 2 (2). P. 135–156.
- 6. Алимурадов, А. К. Определение частоты основного тона речевого сигнала с использованием метода множественной декомпозиции на эмпирические моды / А. К. Алимурадов, П. П. Чураков, А. Ю. Тычков // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. − 2012. № 1 (2). С. 121–126.
- 7. Алимурадов, А. К. Адаптивный алгоритм предварительной обработки речевых сигналов для оценки частоты основного тона / А. К. Алимурадов // Проблемы автоматизации и управления в технических системах 2015 : сб. тр. XXXI Междунар. науч.-техн. конф. (Пенза, 19–21 мая 2015 г.). Пенза : Изд-во ПГУ, 2015. С. 103–106.
- 8. Алимурадов, А. К. Применение преобразования Гильберта Хуанга в задаче выделения информативных признаков речевых сигналов / А. К. Алимурадов, А. Ю. Тычков // Международный научно-исследовательский журнал. 2013. № 5-1 (12). С. 57—58.
- 9. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков. М. : Высш. шк., 2000.-214 с.
- 10. Малла, С. Вейвлеты в обработке сигналов : пер. англ. / С. Малла. М. : Мир, 2005. 212 с.
- 11. Huang, N. E. The Hilbert Huang transform and its applications / N. E. Huang // World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. 5, Singapore, 2005. 526 p.
- 12. Huang, N. E. An Introduction to Hilbert Huang Transform: A Plea for Adaptive Data Analysis / N. E. Huang // Research Center for Adaptive Data Analysis. Singapore: National Central University, 2007. 257 p.
- 13. Kuo-Hau Wu. Noise-robust speech feature processing with empirical mode decomposition / Kuo-Hau Wu, Chia-Ping Chen, Bing-Feng Yeh // EURASIP Journal on Audio, Speech, and Music Processing. 2011. P. 9.
- 14. Speech Enhancement Using EMD Based Adaptive Soft-Thresholding (EMD-ADT) / Md. Ekramul Hamid, Somlal Das, Keikichi Hirose, Md. Khademul Islam Molla // International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition. 2012. Vol. 5, № 2. June. P. 16.
- 15. Speech Enhancement via EMD / Kais Khaldi, Abdel-Ouahab Boudraa, Abdelkhalek Bouchikhi, Monia Turki-Hadj Alouane // Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2008. P. 8.
- 16. Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ «Верифицированная база речевых сигналов» / Тычков А. Ю., Алимурадов А. К., Квитка Ю. С., Ярославцева Д. А. № 2013621156; заявл.13.09.2013; опубл. 06.11.2013.

17. Gaston, S. Pathological Voice Analysis and Classification Based on Empirical Mode Decomposition / S. Gaston, Maria Eugenia T., L. R. Hugo // Development of Multimodal Interfaces: Active Listening and Synchrony Lecture Notes in Computer Science. – 2010. – Vol. 5967. – P. 364–381.

#### Алимурадов Алан Казанферович

соискатель, кафедра информационно-измерительной техники и метрологии, инженер-исследователь, научно-исследовательский отдел, Пензенский государственный университет

Alimuradov Alan Kazanferovich

applicant, sub-department of information and measuring equipment and metrology, researcher, research department, Penza State University

УДК 004.934

E-mail: alansapfir@yandex.ru

#### Алимурадов, А. К.

Оценка частоты основного тона речевых сигналов методами декомпозиции на эмпирические моды / А. К. Алимурадов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. –  $\mathbb{N}^0$  3 (13). – С. 37–46.

УДК 621.317

В. С. Мелентьев, Е. Е. Ярославкина, Н. С. Бурдукский, Д. И. Нефедьев

# ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ<sup>1</sup>

V. S. Melent'ev, E. E. Yaroslavkina, N. S. Burdukskiy, D. I. Nefed'ev

# ENHANCE THE ACCURACY OF FREQUENCY MEASUREMENT OF HARMONIC SIGNALS

А н н о т а ц и я. Объектом исследования является частота периодического сигнала, предметом исследования - метод определения частоты, основанный на формировании дополнительных сигналов, сдвинутых относительно входного по фазе. Цель работы – исследование нового метода измерения частоты, который исключает возможность возникновения частотной погрешности формирования дополнительного сигнала и погрешности по напряжению фазосдвигающих блоков. Для определения частоты использованы мгновенные значения только входного напряжения, а дополнительные сигналы применены только для сокращения времени измерения. При анализе погрешности, обусловленной отклонением реальных сигналов от гармонической модели, использована методика, основанная на оценке погрешности результата измерения параметра как функции, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью, соответствующей отклонению модели от реального сигнала. Предложен подход к определению частоты на основе выявления характерных точек дополнительных напряжений и измерению мгновенных значений входного сигнала в моменты их переходов через ноль. Использование такого подхода позволило разработать метод, который в отличие от большинства известных методов, основанных на формировании дополнительных сигналов, использует только мгновенные значения входного напряжения. Проведена оценка влияния угловой погрешности фазосдвигающих блоков на результирующую погрешность определения частоты. При реалиразработанного метода используется только один аналого-цифровой преобразователь, что сокращает аппаратурные затраты. Полученные результаты анализа влияния погрешности, обусловленной отклонением реального сигнала от гармонической модели, и угловой погрешности фазосдвигающего блока на погрешность результата определения частоты, позволяют выбирать оптимальные параметры измерительного процесса в зависимости от требований по точности и времени измерения.

A b s t r a c t. The object of the research is the frequency of the periodic signal. The subject of this study is to determine the method of frequency measurement, based on the formation of additional signals which are shifted in phase relative to the input. The aim is to study a new method of measuring the frequency, which eliminates the possibility of frequency error and the formation of an additional voltage error of phase-shifting units. To determine the frequency used only instantaneous values of the input voltage, and additional signals apply only to reduce measurement time. When analyzing the error due to the deviation of the actual signals from the harmonic model, used a technique based on the estimation of the error of the measurement result parameter as a function whose arguments are given with an accuracy of approximately corresponding to the deviation from the model of a real signal. The approach to determining the frequency based on the detection of characteristic points of the additional signals and measur-

<sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 13-08-00173).

ing the instantaneous values of the input signal at its zero crossing. This approach allowed the development of a method which, in contrast, by the majority of the known methods based on the formation of additional signals, use only the instantaneous values of the input voltage. The influence of the angular error of the phase-shifting blocks on the resulting error in determining frequency is considered. When implementing the developed method uses only one analog-to-digital converter, which reduces the hardware expenses. The obtained results of analysis of influence of errors caused by deviation of the actual signal from the harmonic model, and angular error of phase shifting unit for determining the frequency error results, allow to choose the optimal parameters of the measuring process depending on the requirements for accuracy and measurement time.

**Каючевые** слова: частота, гармоническая модель, мгновенные значения, дополнительные сигналы, фазосдвигающий блок, погрешность, отклонение реального сигнала от модели.

*Keywords*: frequency, harmonic model, the instantaneous values, additional signals, the phase-shifting block, an error, deviation of the actual signal from model.

#### Введение

Для контроля и испытаний энергообъектов, электротехнического оборудования, электромеханических систем, автоматизированного управления технологическими процессами используется измерение параметров электрических сигналов переменного тока, включая частоту. Кроме того, для повышения точности измерений и передачи значений информативных параметров некоторые физические величины предварительно преобразуют в сигналы, пропорциональные частоте [1].

В настоящее время при измерении частоты звукового диапазона в основном используют методы, основанные на преобразовании частоты в интервалы времени, длительность которых затем определяют цифровыми методами. Наиболее простым является метод последовательного счета. Для повышения точности измерения временных интервалов применяются методы задержанных совпадений и нониусный [2]. Однако при использовании данных методов время измерения не может быть менее периода входного сигнала.

Возникает задача разработки методов и средств измерения (СИ) частоты, обеспечивающих высокое быстродействие и точность. Наиболее актуальна проблема сокращения времени измерения частоты при контроле параметров датчиков положения и перемещения с низкочастотным выходным сигналом, а также при определении скорости изменения частоты.

Данная проблема может быть решена при измерении частоты в узком диапазоне за счет привлечения априорной информации о модели измерительного сигнала. При определенных условиях в качестве модели периодического сигнала часто выбирают гармоническую модель, производя последующую оценку погрешности, обусловленной несоответствием модели виду реального сигнала [3].

При этом дальнейшее сокращение времени измерения частоты обеспечивают методы, использующие пространственное разделение мгновенных значений за счет формирования дополнительных сигналов, сдвинутых относительно входных по фазе [4].

Упрощение алгоритма вычисления и сокращение аппаратурных затрат обеспечивают использование в качестве дополнительных — ортогональных составляющих входных сигналов [5]. Однако это неизбежно приведет к частотной погрешности фазосдвигающих блоков (ФБ), осуществляющих формирование дополнительных сигналов. При изменении частоты угол сдвига фазы ФБ будет отличаться от  $90^{\circ}$ .

Этот недостаток устраняется в методах измерения частоты [6, 7], в которых используется формирование дополнительного сигнала, сдвинутого относительно входного на произвольный (в общем случае) угол  $\Delta\alpha$ . Однако при реализации данных методов может возникнуть погрешность по напряжению (погрешность по модулю) фазосдвигающего блока, в результате которой амплитудное значение входного сигнала будет отличаться от амплитуды сигнала на выходе  $\Phi$ Б.

В [8] авторами предложен новый метод измерения частоты, реализация которого исключает данный вид погрешности за счет использования мгновенных значений только входного сигнала.

#### Метод измерения частоты гармонических сигналов на основе формирования дополнительных напряжений

Метод заключается в формировании двух дополнительных напряжений, сдвинутых по фазе на углы  $\Delta\alpha$  и  $2\Delta\alpha$  относительно входного, и выявлении переходов дополнительных сигналов через ноль. Причем в момент перехода второго дополнительного напряжения, сдвинутого относительно входного на  $2\Delta\alpha$ , измеряют первое мгновенное значение входного напряжения. В момент перехода первого дополнительного напряжения, сдвинутого относительно входного на  $\Delta\alpha$ , измеряют второе мгновенное значение входного напряжения. Через образцовый интервал времени  $\Delta t$  измеряют третье мгновенное значение входного сигнала. Частоту определяют по измеренным мгновенным значениям.

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

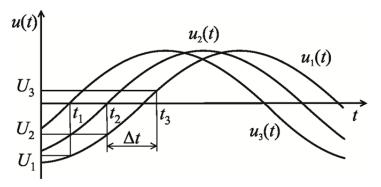


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Для входного гармонического напряжения  $u_1(t) = U_m \sin \omega t$  дополнительные сигналы имеют вид:  $u_2(t) = U_m \sin (\omega t + \Delta \alpha)$ ;  $u_3(t) = U_m \sin (\omega t + 2\Delta \alpha)$ , где  $U_m$  – амплитудное значение напряжения;  $\omega$  – угловая частота.

В момент перехода второго дополнительного сигнала напряжения через ноль (момент времени  $t_1$ ) мгновенное значение входного напряжения будет равно  $U_1 = U_m \sin\left(-2\Delta\alpha\right)$ .

В момент времени  $t_2$ , когда первый дополнительный сигнал переходит через ноль, мгновенное значение входного напряжения примет вид  $U_2 = U_m \sin\left(-\Delta\alpha\right)$ .

Через образцовый интервал времени  $\Delta t$  (момент времени  $t_3$ ) мгновенное значение входного сигнала будет равно  $U_3 = U_m \sin(\omega \Delta t - \Delta \alpha)$ .

Используя мгновенные значения напряжения, можно определить частоту сигнала:

$$f = \frac{1}{2\pi\Delta t} \arcsin\left\{\frac{\sqrt{4U_2^2 - U_1^2} \left[\sqrt{4U_2^4 - U_3^2 \left(4U_2^2 - U_1^2\right) - U_1 U_3}\right]}{4\left|U_2^3\right|}\right\}. \tag{1}$$

Анализ выражения (1) показывает, что частота сигнала не зависит от величины угла сдвига фазы  $\Delta \alpha$ .

На рис. 2 представлена схема средства измерения, реализующего данный метод.

В состав СИ входят первичный преобразователь напряжения ППН, два фазосдвигающих блока ФБ1 и ФБ2, имеющих одинаковые углы сдвига фазы  $\Delta \alpha$ , два нуль-органа НО1 и НО2, аналого-цифровой преобразователь АЦП, контроллер КНТ.

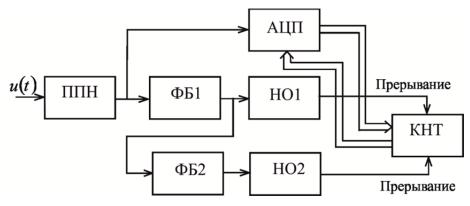


Рис. 2. СИ, реализующее метод

Недостатком средств измерения, реализующих данный метод, является возможность возникновения угловой погрешности, обусловленной отличием углов сдвига фаз фазосдвигающих блоков.

Предлагаемый метод предназначен для определения частоты гармонических сигналов. Если реальные сигналы отличаются от гармонической модели, то неизбежно возникнет погрешность.

#### Оценка погрешности, обусловленной отклонением реального сигнала от гармонической модели

Для анализа данного вида погрешности можно использовать методику оценки погрешности результата измерения параметра как функции, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью, соответствующей отклонению модели от реального сигнала [9]. Погрешность вычисления значения какой-либо функции, аргументы которой заданы приближенно, может быть оценена с помощью дифференциала этой функции. Погрешности функции соответствует ее возможное приращение, которое она может получить, если аргументам дать приращения, равные их погрешностям.

Абсолютная погрешность измерения частоты равна

$$\Delta f = \left[ \left| \frac{\partial f}{\partial U_1} \right| + \left| \frac{\partial f}{\partial U_2} \right| + \left| \frac{\partial f}{\partial U_3} \right| \right] \Delta U_{\text{max}} , \qquad (2)$$

где  $\Delta U_{\max} = U_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}$  — предельная абсолютная погрешность аргументов, соответствующая

наибольшему отклонению модели от реального сигнала;  $h_{uk} = \frac{U_{km}}{U_{1m}}$  — коэффициент k-той гар-

моники напряжения;  $U_{lm}$  – амплитуда первой гармоники напряжения;  $U_{km}$  – амплитуда k-той гармоники напряжения.

Относительная погрешность измерения частоты в соответствии с (1) и (2) примет вид

$$\delta_{f} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{2\omega\Delta t \left|\cos\omega\Delta t \sin^{3}\Delta\alpha \cos(\omega\Delta t - \Delta\alpha)\right|} \left\{ \left|\cos\omega\Delta t \sin\omega\Delta t\right| + 2\left|\sin^{3}\Delta\alpha \cos\omega\Delta t\right| + \left|\sin\Delta\alpha \left(2\cos^{2}\omega\Delta t - \cos^{2}\Delta\alpha\right) + \sin\left(2\omega\Delta t - \Delta\alpha\right)\cos 2\Delta\alpha\right| \right\}.$$
(3)

Анализ выражения (3) показывает, что погрешность зависит не только от гармонического состава напряжения, но и от соотношения между длительностью образцового интервала времени  $\Delta t$  и периода сигнала, а также от угла сдвига фазы  $\Phi E$   $\Delta \alpha$ .

На рис. 3 приведены графики зависимости относительной погрешности измерения частоты от  $\omega \Delta t$  и  $\Delta \alpha$  при наличии в сигнале первой и третьей гармоник с  $h_{u3} = 0,2 \%$ .

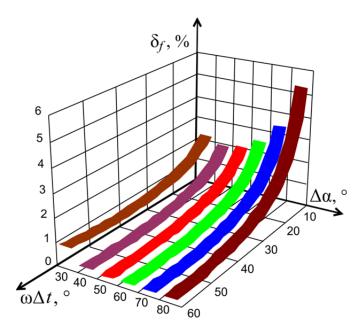


Рис. 3. Графики зависимости  $\delta_f$  от  $\omega \Delta t$  и  $\Delta \alpha$ 

Из рис. 3 следует, что для уменьшения погрешности следует выбирать  $\Delta \alpha = 30-60^\circ$ .

#### Анализ влияния угловой погрешности фазосдвигающих блоков на погрешность определения частоты

Еще одним видом погрешности, который может возникнуть при реализации рассматриваемого метода, является погрешность, обусловленная неидентичностью углов сдвига фаз фазосдвигающих блоков.

Если угол сдвига фазы ФБ2 будет отличаться от угла сдвига ФБ1 на  $\Delta \beta$ , то мгновенное значение входного напряжения в момент времени  $t_1$  примет вид  $U_1' = U_m \sin(\Delta \beta - 2\Delta \alpha)$ .

В этом случае выражение для определения частоты в соответствии с (1) будет равно

$$f = \frac{1}{2\pi\Delta t} \arcsin\left\{ \frac{\sqrt{4U_2^2 - U_1'^2} \left[ \sqrt{4U_2^4 - U_3^2 \left(4U_2^2 - U_1'^2\right)} - U_1'U_3 \right]}{4|U_2^3|} \right\}. \tag{4}$$

Тогда, используя (4), можно определить относительную погрешность измерения частоты

$$\delta_{f\beta} = \frac{1}{\omega \Delta t} \arcsin \frac{\sqrt{4 \sin^2 \Delta \alpha - \sin^2 (\Delta \beta - 2\Delta \alpha)}}{4 \left| \sin^3 \Delta \alpha \right|} \times \left\{ -\sin(\omega \Delta t - \Delta \alpha) \sin(\Delta \beta - 2\Delta \alpha) + \sqrt{4 \sin^4 \Delta \alpha - \sin^2 (\omega \Delta t - \Delta \alpha) \left[ 4 \sin^2 \Delta \alpha - \sin^2 (\Delta \beta - 2\Delta \alpha) \right]} \right\} - 1.$$
 (5)

Из выражения (5) следует, что погрешность зависит не только от угловой погрешности фазосдвигающего блока  $\Delta \beta$ , но и от соотношения между длительностью образцового интервала времени  $\Delta t$  и периода сигнала, а также от угла сдвига фазы  $\Phi E \Delta \alpha$ .

На рис. 4 приведены графики зависимости данного вида погрешности от  $\Delta \alpha$  и  $\omega \Delta t$  для угла  $\Delta \beta = 0.05^{\circ}$ .

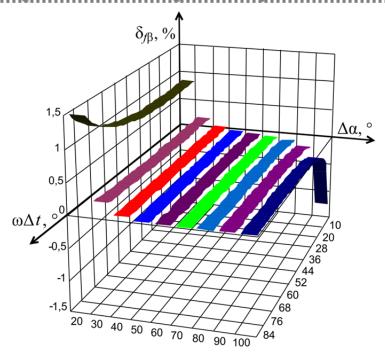


Рис. 4. Графики зависимости  $\delta_{f\beta}$  от  $\omega \Delta t$  и  $\Delta \alpha \Delta \beta = 0.05^{\circ}$ 

Анализ рис. 4 показывает, что погрешность определения частоты, обусловленная различием углов сдвига фаз  $\Phi B$ , в значительной степени зависит от  $\Delta \alpha$ . Меньшие значения погрешность принимает при угле  $\Delta \alpha = 40-70^{\circ}$ .

#### Заключение

В исследуемом методе измерения частоты производится измерение мгновенных значений только входного напряжения, что исключает погрешность по модулю фазосдвигающего блока.

Использование дополнительных сигналов, сдвинутых относительно входного на произвольный угол, приводит к отсутствию частотной погрешности  $\Phi E$ .

Полученные результаты анализа влияния погрешности, обусловленной отклонением реального сигнала от гармонической модели, и угловой погрешности фазосдвигающего блока на погрешность результата определения частоты позволяют выбирать оптимальные параметры измерительного процесса в зависимости от требований по точности и времени измерения.

#### Список литературы

- 1. Ратхор, Т. С. Цифровые измерения. АЦП/ЦАП / Т. С. Ратхор. М. : Техносфера, 2006.-350 с.
- 2. Зайцев, С. Цифровые методы времячастотных измерений / С. Зайцев // Современная электроника. 2009. № 6. С. 20–23.
- 3. Melentiev, V. S. An improvement in the methods used for the measurement of the integrated characteristics of harmonic signals / V. S. Melentiev, V. I. Batishchev, A. N. Kamyshnikova, D. V. Rudakov // Measurement Techniques. − 2011. − Vol. 54, № 4. − P. 407–411.
- Мелентьев, В. С. Исследование метода измерения частоты гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. А. Миронов // Ползуновский вестник. – 2013. – № 2. – С. 198–201.
- 5. Мелентьев, В. С. Методы измерения частоты на основе сравнения гармонических сигналов, сдвинутых в пространстве и разделенных во времени / В. С. Мелентьев, А. Е. Синицын, А. А. Миронов // Информационно-измерительные и управляющие системы: сб. науч. ст. Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2013. № 1 (8). С. 75–79.
- 6. Мелентьев, В. С. Повышение точности измерения частоты по отдельным мгновенным значениям гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Е. Е. Ярославкина, Е. В. Павленко // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Серия «Технические науки». 2014. № 3 (43). С. 58–62.

- 7. Мелентьев, В. С. Исследование метода измерения частоты выходных сигналов датчиков / В. С. Мелентьев, А. Е. Синицын, Е. Е. Ярославкина // Южно-Сибирский научный вестник. 2014. № 1 (5). С. 54–56.
- 8. Мелентьев, В. С. Метод измерения частоты по мгновенным значениям гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Е. Е. Ярославкина, В. В. Муратова // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : сб. науч. ст. Междунар. науч.-техн. конф. «Шляндинские чтения 2014». Пенза : Изд-во ПГУ, 2014. С. 9–11.
- 9. Мелентьев, В. С. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев. М. : Физматлит, 2011. 240 с.

#### Мелентьев Владимир Сергеевич

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информационно-измерительной техники, Самарский государственный технический университет E-mail: vs mel@mail.ru

#### Ярославкина Екатерина Евгеньевна

кандидат технических наук, доцент, кафедра информационно-измерительной техники, Самарский государственный технический университет E-mail: makarovak@inbox.ru

#### Бурдукский Никита Сергеевич

магистрант, Самарский государственный технический университет E-mail: deadmaster65@gmail.com

#### Нефедьев Дмитрий Иванович

доктор технических наук,

заведующий кафедрой информационно-измерительной техники и метрологии, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### Melent'ev Vladimir Sergeevich

doctor of technical sciences, professor, head of sub-department of information and measuring equipment, Samara State Technical University

#### Yaroslavkina Ekaterina Evgen'evna

candidate of technical sciences,

associate professor, sub-department of information and measuring technique, Samara State Technical University

#### Burdukskiy Nikita Sergeevich

master degree student, Samara State Technical University

#### Nefed'ev Dmitriy Ivanovich

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

УДК 621.317

#### Мелентьев, В. С.

**Повышение точности измерения частоты гармонических сигналов** / В. С. Мелентьев, Е. Е. Ярославкина, Н. С. Бурдукский, Д. И. Нефедьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. –  $2015. - N^{\circ} 3 (13). - C. 47-53.$ 

# МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 612.173; 536.758

В. Г. Полосин, О. Н. Бодин, А. Г. Иванчуков

## АНАЛИЗ ИОННЫХ ТОКОВ ЭПИКАРДА В ПЕРИОД РЕФРАКТЕРНОСТИ

V. G. Polosin, O. N. Bodin, A. G. Ivanchukov

# THE ANALYSIS OF IONIC CURRENTS FOR REFRACTORY MYOCARDIUM PHASES

А и и о и а и и я. Рассмотрена возможность оценки относительной интенсивности протекания ионных токов через поверхность эпикарда в различные моменты времени развития потенциала действия и восстановления формы потенциала действия. На основе уравнений Максвелла получена взаимосвязь потенциала на поверхности эпикарда и объемной плотности униполярных источников тока. Показано, что потенциал поверхности эпикарда обусловлен распределением объемной плотностью униполярных источников и распространением токов в проводящей среде, зависящей от распределения проводимости в пространстве. Разработана модель объемной плотности ионных токов для поверхности эпикарда, основанная на смеси статистических распределений. Так как диагностическая ценность при формировании медицинского диагноза содержится в оценке интенсивности и характера обмена ионных токов в миокарде, в работе показана связь кумулятивных функций плотностей ионных токов с составляющими смеси распределения. Модель учитывает характерную особенность биологического строения для мышечных биологических тканей, которая состоит в сохранении размеров отдельных единиц ткани мышц (саркомеров), необходимых для размещения актин-миозинового комплекса.

A b s t r a c t. The paper considers the possibility of assessing the relative intensity of the ion current flowing through the epicardial surface at different times of the building and restoration of the form of the action potential. On the basis of Maxwell's equations is obtained interconnection capacity at the epicardial surface and bulk density unipolar current sources. It is shown that the epicardial surface potential due to the distribution of bulk density unipolar sources and distribution of currents in the conductive medium, depending on the conductivity distribution in space. A model of the bulk density of the ion current to the epicardial surface, based on a mixture of statistical distributions. Since the formation of the diagnostic value of a medical diagnosis contained in the evaluation of the intensity and nature of the exchange of ionic currents in the myocardium, the work shows the relationship of cumulative density function of the ion currents with the components of the mixture distribution. The model takes into account the characteristic feature of the structure to biological muscle tissue, which is to maintain the size of the individual units of muscle tissue (sarcomere) required for actin-myosin accommodation complex.

**К л ю ч е в ы е с л о в а**: ионные токи, поверхность эпикарда, потенциал действия, рефрактерность, униполярные источники ионных токов, смесь статистических распределений.

*Keywords*: the ion currents, the epicardial surface, the action potential, the refractory, unipolar sources of ionic currents, the mixture of statistical distributions.

#### Введение

Основной фактор смертности в развитых странах связан с заболеваниями сердца и нарушениями распространения потенциала действия в миокарде. Электрокардиография является наиболее доступным диагностическим инструментом для пациентов с болезнями сердца. Важнейшая практическая задача электрокардиографии заключается в диагностике и выявлении патологических состояний сердца на основе анализа потенциалов электрического поля, генерируемого клетками миокарда в объемном проводнике тканей тела человека [1].

Среди математических задач, возникающих в медицинской диагностике, большое значение имеет обратная задача электрокардиографии, под которой понимается задача вычислительной реконструкции потенциала электрического поля сердца на его внешней (эпикардиальной) поверхности по данным регистрации потенциала на поверхности грудной клетки [2, 3].

Для применения современных клинических методов лечения нарушений сердечного ритма недостаточно информации, полученной при регистрации поверхностных электрокардиограмм. В медицинской практике диагностики заболевания широко используется информация, содержащаяся в распределении потенциала электрического поля непосредственно внешней (эпикардиальной) или внутренней (эндокардиальной) поверхностей сердца. В последнее время получение такой информации стало возможным на основе решения обратной задачи электрокардиографии, т.е. без кардиохирургического вмешательства. В качестве основы численных методов определения потенциала на эпикардиальной или эндокартиальной поверхностях используется алгоритм регуляризации Тихонова [4–7].

В целях повышения разрешающей способности при выявлении места повреждения миокарда разработана компьютерная диагностическая система «Кардиовид», которая по сравнению с существующим в функциональной диагностике методом амплитудно-временного анализа ЭКС позволяет исследовать электрическую активность для 816 опорных точек (областей поверхности) сердца пациента [4, 8]. Для этого через интервалы времени, равные 0,001 с, записываются результаты измерения потенциалов на отведениях, и решается обратная задача, с использованием диофантовых приближений [8–10]. После проведения решения системы линейных алгебраических уравнений с применением сингулярного разложения или регуляризации Тихонова по изменению дипольного момента в опорной точке делается вывод о ее состоянии [4].

В связи с тем, что результат решения обратной задачи чувствителен к небольшим воздействиям, полученные результаты неустойчивые и сингулярные. Такое поведение результатов указывает на их случайный характер, для описания и анализа возможно использование методов статистики.

#### Потенциал эпикардиальной поверхности сердца

В течение времени возбужденного состояния миокарда в окружающей его среде протекают электрические токи, генерируемые биологическими клетками. Эти токи могут быть зарегистрированы по изменению электрического поля в окружающей проводящей среде. Количественно электрическая активность миокарда оценивается с помощью объемной плотности I дипольных моментов, непрерывно распределенных токовых диполей, т.е. источников тока в области, где имеются биоэлектрические генераторы. Теоретические основы образования электрического поля миокарда во внешней проводящей среде основаны на классических уравнениях Максвелла и подробно рассмотрены в работах Л. И. Титомира [1, 2].

Особенность формирования магнитного поля при рассмотрении электрокардиографических задач состоит в отсутствии магнитного поля. Упрощенная система уравнений Максвелла, связывающая основные векторы магнитных и электрических полей, имеет вид [2]

$$\begin{cases} rot\vec{H} = \vec{j}, \\ rot\vec{E} = 0, \\ div\vec{D} = \rho, \\ div\vec{B} = 0, \end{cases}$$
(1)

где  $\vec{H}$ ,  $\vec{E}$  — напряженности магнитного и электрического полей;  $\vec{D}$  — вектор электрического смещения;  $\vec{B}$  — вектор магнитной индукции;  $\vec{j}$  — вектор плотности стороннего тока;  $\rho$  — удельная плотность распределения заряда.

Свойства среды содержат материальные уравнения, связывающие векторные величины электрического и магнитного полей:

$$\vec{D} = \varepsilon_0 (\vec{E} + \vec{E}_l);$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H};$$

$$\vec{j} = \sigma (\vec{E} + \vec{E}_l).$$

Здесь  $\vec{E}$ ,  $\vec{E}_l$  – векторы напряженности электрического поля и поля сторонних сил;  $\sigma$  – проводимость тел человека;  $\epsilon_0$  и  $\mu_0$  – электрическая и магнитная постоянные.

В связи с тем, что ткани тела обладают хорошо выраженными свойствами проводника с удельным сопротивлением порядка 1000 Ом·см и проницаемостью среды, приближающейся к единице, уравнения Максвелла имеют стационарный вид. Это отражается и в работе биологических источников, частотные свойства которых не превышают 1000 Гц. Система уравнений Максвелла (1) определяет синхронное изменение поля во всех точках среды в отдельно взятый момент времени.

Выразим с помощью уравнений (1) связь потенциала поля с векторными свойствами поля. Напряженность потенциального электрического поля равна градиенту потенциала, взятого со знаком минус:

$$\vec{E} = -\text{grad} u$$
. (2)

Подставив выражение (2) в формулу дифференциального закона Ома (1), получим выражение вида

$$\vec{j} = \sigma \left( -\operatorname{grad} \varphi + \vec{E}_l \right). \tag{3}$$

Применив к обеим частям полученного уравнения операцию дифференцирования и учитывая, что дивергенция вихревого магнитного поля равна нулю

$$div\vec{j} = 0, (4)$$

получим выражение вида

$$\Delta \varphi + \frac{1}{\sigma} \operatorname{grad} \sigma \cdot \operatorname{grad} \varphi = \frac{1}{\sigma} \operatorname{div} \left( \sigma \vec{E}_l \right). \tag{5}$$

В уравнении (5) произведение проводимости среды  $\sigma$  на векторы напряженности поля сторонних сил  $\vec{E}_l$  представляет собой плотность стороннего тока неэлектрического происхождения, порождаемого биохимическими процессами в мембранах живых клеток:

$$\vec{j} = \sigma \vec{E}_l. \tag{6}$$

Плотность стороннего тока имеет размерность отношения дипольного момента к единице объема. Эту величину принято называть объемной плотностью дипольного момента

и использовать для количественной характеристики непрерывно распределенных дипольных источников тока в области, где имеются биологические генераторы.

Для задания объемной плотности униполярных источников тока I (плотности источников) используют величину дивергенции вектора объемной плотности дипольного момента, взятой со знаком минус:

$$I = -\operatorname{div}(\sigma \vec{E}_l) = -\operatorname{div}(\vec{j}). \tag{7}$$

Подставив объемную плотность источников (7) в выражение (5), получим дифференциальное уравнение потенциала электрического поля для стационарных токов, создаваемого сердцем в пространстве неоднородного проводника как функции координат, вида [2]

$$\Delta \varphi + \frac{1}{\sigma} \operatorname{grad} \sigma \cdot \operatorname{grad} \varphi = -\frac{I}{\sigma}.$$
 (8)

Биологические генераторы тока содержатся с плотностью дипольного момента  $\vec{j}$  и с объемной плотностью униполярных источников тока I в мышцах сердца. В других областях тела генераторы отсутствуют, т.е.  $\vec{j}=0$ , I=0. Так как внутри каждой отдельной области удельная электропроводность остается постоянной величиной, градиент проводимости равен нулю. При этих условиях уравнение (8) принимает вид уравнения Пуассона:

$$\Delta \varphi = -\frac{I}{\sigma}.\tag{9}$$

Подстановка выражения (7) в уравнение Пуассона (9) преобразует его для области сердца к виду

$$\Delta \varphi = \frac{1}{\sigma} \operatorname{div}(\vec{j}). \tag{10}$$

Для остального пространства уравнение имеет форму Лапласа:

$$\Delta \varphi = 0. \tag{11}$$

Наиболее простая формулировка задачи кардиографии состоит в рассмотрении однородной и неограниченной среды, в которой условно заданы геометрические соотношения между областью генераторов тока в форме сердца и точками поверхности, где проводится измерение потенциала. Формула для расчета потенциала в такой проводящей структуре имеет вид [2]

$$\varphi = -\frac{1}{4\pi\sigma} \int_{V} \frac{\operatorname{div}(\vec{j})}{r} dV. \tag{12}$$

Здесь r — расстояние от точки наблюдения до точек области источников, ограниченной объемом V.

Для дальнейшего преобразования выражения (12) используем векторное тождество:

$$\operatorname{div}(\Psi \vec{j}) = \vec{j}\operatorname{grad}\Psi + \Psi \operatorname{div}(\vec{j}). \tag{13}$$

Здесь Ч – скалярная функция радиуса:

$$\Psi = r^{-1}. (14)$$

Для левой части записанного выражения применим теорему Остроградского – Гаусса, согласно которой интеграл, взятый по объему от дивергенции вектора, равен интегралу, взятому от этого же вектора по поверхности, ограничивающей этот объем:

$$\int_{V} \operatorname{div}(\Psi \vec{j}) dV = \int_{S} (\Psi \vec{j}) dS. \tag{15}$$

Если на поверхности S генераторы тока отсутствуют, то вектор объемной плотности дипольного момента источников на этой поверхности будет равен нулю  $(\vec{j}=0)$ , и, как следствие, интеграл по поверхности будет равен нулю.

Тогда подставив выражение (13) в теорему Гаусса (15) и выполнив замену (14), можно записать интегральное выражение вида

$$-\int_{V} \frac{\operatorname{div}(\vec{j})}{r} dV = \int_{V} \vec{j} \operatorname{grad}(r^{-1}) dV.$$
 (16)

Подставив выражение (16) в выражение (12), получим формулу для расчета потенциала электрического поля униполярных источников тока в точках, где генераторы поля отсутствуют:

$$\varphi = \frac{1}{4\pi\sigma} \int_{V} \vec{j} \operatorname{grad}(r^{-1}) dV. \tag{17}$$

Градиент функции, обратной расстоянию от точки наблюдения до точек области источников, ограниченной объемом V, есть векторная величина, убывающая пропорционально квадрату этого расстояния:

$$\left|\operatorname{grad}\left(r^{-1}\right)\right| \sim r^{-2}$$
.

Объемная плотность униполярного источника тока определена взятой с отрицательным знаком дивергенцией вектора плотности стороннего тока  $\vec{j}$ :

$$I = -\operatorname{div}(\vec{j}). \tag{18}$$

Плотность стороннего тока, т.е. тока неэлектрического происхождения, порожденного биохимическими процессами в мембранах живых клеток, пропорциональна проводимости мембраны  $g_{\rm M}$  и напряженности электрического поля  $\vec{E}_{a}$  в мембране:

$$\vec{j} = g_{\rm M} \vec{E}_q. \tag{19}$$

Значение напряженности  $\vec{E}_q$  электрического поля в мембране пропорционально избыточному электрическому заряду, расположенному на внутренней ее стороне. Проводимость мембраны определена различием количества открытых ионных каналов через мембрану и имеет селективный (избирательный для ионов) характер. В течение времени развития потенциала действия селективная проводимость мембраны изменяется, что обусловливает усиление или ослабление протекания ионных токов через ее поверхность.

Характер и величина ионных токов, генерируемых в клетках миокарда, обусловливают появление распределенного потенциала в окружающей проводящей среде тела человека. Потенциал  $\phi$  электрического поля стационарных токов, создаваемого в объемном неоднородном проводнике с удельной проводимостью g, является функцией координаты и может быть найден из дифференциального уравнения при заданных граничных условиях [1, 2, 11]:

$$\Delta \varphi + g \cdot \operatorname{grad} g \cdot \operatorname{grad} \varphi = -gI. \tag{20}$$

Из правой части уравнения (3) можно видеть, что электрический потенциал φ зависит от распределения проводимости в пространстве. Тогда если проводимость внешней среды остается неизменной, то значение потенциала в каждой произвольной точке пространства пропорционально объемной плотности тока миокарда. Изменение потенциала электрического поля сердца на его эпикардиальной (внешней) поверхности содержит две составляющие: медленно изменяющуюся составляющую дрейфа, обусловленную протеканием во внешней среде суммарного электрического тока, генерируемого всеми клетками миокарда, и быстро изменяющуюся, явно выраженную составляющую, которая пропорциональна генерируемому ионному току на контролируемом участке миокарда. Выделение быстрой составляющей потенциала

эпикардиальной поверхности позволяет получить оценку относительного изменения объемной плотности тока через исследуемую поверхность.

#### Модель объемной плотности ионных токов для поверхности эпикарда

Возможность получения потенциала непосредственно на эпикардиальной поверхности сердца по результатам электрокардиографического исследования путем решения обратной задачи ЭКГ позволяет провести оценку ионных токов миокарда. На рис. 1 приведен результат решения обратной задачи, где видны характерные для микро-ЭКГ три отдельные элемента: I — потенциал, наведенный вследствие протекания ионов калия из клетки и ионов хлора внутрь клетки; 2 — потенциал, наведенный нескомпенсированным движением ионов кальция  $\operatorname{Ca}^{2+}$  внутрь клетки; 3 — потенциал, наведенный ионами калия  $\operatorname{K}^+$  через открытые каналы во время относительной рефрактерности миокарда.

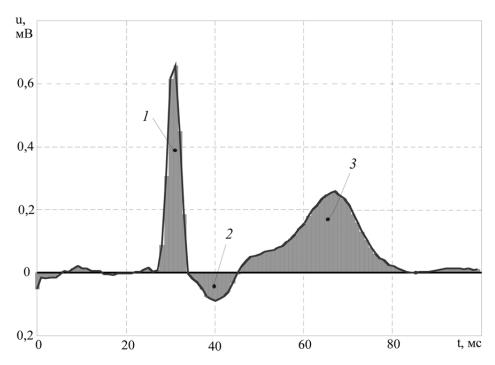


Рис. 1. Микро-ЭКГ на поверхности миокарда

Из (3) следует, что при условии сохранения проводимости внешней среды потенциалы, найденные на эпикардиальной поверхности, пропорциональны плотности ионных токов униполярных источников через эту поверхность. Кумулятивная функция для токов на поверхности миокарда позволяет оценить относительное количество заряда, проходящего через эпикардиальную поверхность в течение рефрактерного периода, и восстановить форму потенциала действия на внутренней стороне мембраны клетки миокарда. Следует отметить, что форма кривой для общего ионного тока, протекающего через эпикардиальную поверхность, соответствует форме кривой потенциала эпикардиальной поверхности, приведенной к значению интеграла, найденному от потенциала по времени:

$$f_{\varphi}(t) = \frac{\varphi(t)}{B_{\varphi}},\tag{21}$$

где  $B_{\phi}$  — значение интеграла от потенциала по времени, рассчитанного для рефрактерного промежутка времени  $\tau$  развития потенциала действия:

$$B_{\varphi} = \int_{0}^{\phi} \varphi(t) dt.$$

По аналогии форма кривой для плотности ионных токов униполярных источников определяется в виде отношения

$$f_I(t) = \frac{I(t)}{B_I},\tag{22}$$

где  $B_I$  — значение интеграла от плотности тока по времени, рассчитанного для рефрактерного промежутка времени  $\tau$  развития потенциала действия:

$$B_I = \int_{0}^{\phi} I(t)dt.$$

Вследствие того, что при условии неизменности проводимости внешней среды плотность ионных токов через поверхность миокарда пропорциональна потенциалу эпикардиальной поверхности опорной точки, для приведенных функций формы кривой плотности ионных токов униполярных источников (22) и формы кривой потенциала эпикардиальной поверхности (20) справедливо равенство

$$f_I(t) = f_{00}(t). \tag{23}$$

Записанное равенство (23) позволяет получить зависимость плотности ионных токов от времени для опорной точки эпикардиальной поверхности как произведение приведенной функции плотности токов на значение интеграла  $B_I$ 

$$I(t) = f_I(t)_{\mathbf{o}} B_I. \tag{24}$$

В выражении (24) значение интеграла  $B_I$  от функции плотности ионных токов по времени соответствует максимальному количеству заряда, проходящему через эту поверхность за время развития  $\tau$  потенциала действия

$$B_I = \Delta q_{\text{max}}. \tag{25}$$

Так как суммарное количество заряда в системе клетки за один цикл развития потенциала действия должно остаться неизменным, количество заряда ионов натрия  $\Delta q_{\rm Na}$ , поступающего в клетки миокарда во время ее деполяризации, равно количеству заряда ионов, выходящих из клеток миокарда во время ее реполяризации:

$$\Delta q_{\text{max}} = \Delta q_{\text{Na}}. \tag{26}$$

Электрический ток в объеме миокарда порождается униполярными источниками тока, в качестве которых выступают мембраны клеточных структур. Характерная особенность строения мышечных биологических тканей состоит в сохранении размеров отдельных единиц ткани мышц (саркомеров), необходимых для размещения актин-миозинового комплекса. Это означает, что плотность униполярных источников тока, приходящихся на единицу ткани миокарда, сохраняется для всех подобных биологических объектов независимо от их возраста. Количество заряда ионов натрия, необходимое для деполяризации мембраны отдельного саркомера при его возбуждении имеет «унифицированное» значение, на разброс которого незначительно влияет различие концентраций ионов цитоплазмы и протоплазмы. Подобие биологических структур делает возможным оценку количества заряда ионов натрия, необходимого для деполяризации единицы объема ткани миокарда с погрешностью 20 %. Равенство (26) сопоставляет количество заряда, необходимого для работы униполярных источников тока реполяризации во время рефрактерной фазы, и количество заряда натрия, требуемого для деполяризации миокарда в период фазы возбуждения. Тогда для оценки ионных токов во время рефрактерной фазы достаточно определить формы функций ионных токов, приведенных к значению интеграла  $B_{I}$ .

Для построения модели, приведенной к значению  $B_I$  функции плотности ионных токов униполярных источников  $f_I(t)$ , воспользуемся аддитивным свойством электрического тока, со-

гласно которому ток, протекающий на любом участке электрической цепи, определяется в виде суммы его отдельных составляющих. Тогда для функции  $f_l(t)$  имеет место выражение

$$f_I(t) = K_1 f_{K1}(t) + K_4 f_{Ca}(t) + K_2 f_{K2}(t) + K_3 f_{K3}(t), \tag{27}$$

где  $f_{\rm K1}(t)$  — приведенная к значению  $B_{\rm K1}$  функция составляющей исходящего тока калия фазы быстрой реполяризации;  $f_{\rm Ca}(t)$  — приведенная к значению  $B_{\rm Ca}$  функция составляющей входящего деполяризирующего тока кальция во время фазы абсолютной рефрактерности опорной точки миокарда;  $f_{\rm K2}(t)$ ,  $f_{\rm K3}(t)$  — приведенные к значениям  $B_{\rm K2}$  и  $B_{\rm K3}$  функции составляющих токов калия медленной реполяризации во время фазы относительной рефрактерности миокарда;  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$  — коэффициенты составляющих ионных токов калия и кальция, для которых согласно условию нормировки, записанному с учетом направления протекания тока, справедливо выражение

$$K_1 + K_2 + K_3 - K_4 = 1. (28)$$

Значения приведения  $B_{K1}$ ,  $B_{K2}$ ,  $B_{K3}$  и  $B_{Ca}$  для функций составляющих тока связаны со значением интеграла  $B_I$  с помощью соотношений

$$B_{K1} = K_1 B_I; B_{K2} = K_2 B_I; B_{K3} = K_3 B_I; B_{Ca} = K_4 B_I.$$
 (29)

Кумулятивная функция  $F_I(t)$  для выражения (27) представляет собой модель изменения во времени количества заряда, прошедшего через эпикардиальную поверхность опорной точки во время рефрактерной фазы, приведенной к его максимальному значению  $\Delta q_{\rm max}$ . Соотношение между кумулятивными функциями плотности ионного тока  $F_I(t)$  и кумулятивными функциями его составляющих  $F_{\rm K1}(t)$ ,  $F_{\rm Ca}(t)$ ,  $F_{\rm K2}(t)$ ,  $F_{\rm K3}(t)$  имеет вид

$$F_I(t) = K_1 F_{K1}(t) + K_4 F_{Ca}(t) + K_2 F_{K2}(t) + K_3 F_{K3}(t).$$
(30)

Количество заряда, прошедшего через эпикардиальную поверхность во время рефрактерной фазы, определяет изменение количества заряда деполяризации внутри клеток миокарда. Взаимосвязь между количеством избыточного заряда на внутренней поверхности клетки миокарда и значением трансмембранного потенциала действия для модели мембраны как плоской структуры неизменной толщины имеет вид [12]

$$\varphi_{\Pi \underline{\Pi}}(t) = \frac{d}{e_0 e s} q(t). \tag{31}$$

На основе выражения (31) запишем зависимость потенциала действия от кумулятивной функции ионных токов:

$$\varphi_{\Pi \underline{\mathcal{I}}}(t) = \frac{d}{e_0 e s} B_I \left( 1 - F_I(t) \right). \tag{32}$$

Таким образом, анализ потенциала на эпикардиальной поверхности опорных точек сердца позволяет получить информацию об ионном обмене в клетках миокарда во время его возбужденного состояния. Полученная информация об ионном обмене в миокарде имеет огромное значение при установлении медицинского диагноза [13, 14].

#### Список литературы

- 1. Биофизические основы электрокардиофизических методов / Л. И. Титомир, П. Кнеппо, В. Г. Трунов, Э. А. И. Айду. М.: Физматлит, 2009. 224 с.
- 2. Титомир, Л. И. Электрический генератор сердца / Л. И. Титомир. М. : Наука, 1980.-371 с.
- 3. Численные методы электрофизиологической оценки состояния сердца / Л. А. Бокерия, В. В. Шакин, Г. В. Мирский, И. П. Полякова. М. : Вычислительный центр АН СССР, 1987. 300 с.

- 4. Митрохина, Н. Ю. Регуляризация решения обратной задачи электрокардиографии в компьютерной диагностической системе «Кардиовид» / Н. Ю. Митрохина, О. Н. Бодин // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 11. С. 37–40.
- 5. Denisov, M. Numerical Solution of the Inverse Electrocardiography Problem with the Use of the Tikhonov Regularization Method / M. Denisov, E. V. Zakharov, A. V. Kalinin, V. V. Kalinin // Vestnik Moskovskogo Universiteta. Computational Mathematics and Cybernetics. − 2008. − Vol. 32, № 2. − P. 61−68.
- 6. MacLeod, R. S. Recent Progress in Inverse Problems in Electocardiology / R. S. MacLeod, D. H. Brooks // IEEE Eng. Med. Biol. Mag. 1998. № 17 (1). P. 73–83.
- Пеккер, Я. С. Компьютерные технологии в медико-биологических исследованиях. Сигналы биологического происхождения и медицинские изображения: учеб. пособие / Я. С. Пеккер, К. С. Бразовский. Томск: Изд-во ТПУ, 2002. 240 с.
- 8. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ «Компьютерная диагностическая система "Кардиовид"» / О. Н. Бодин, И. О. Жулев, Д. С. Логинов, Е. А. Гладкова, А. В. Кузьмин, Н. Ю. Митрохина, И. В. Строкова, В. В. Прошкин. № 2008610570 от 31.01.2008.
- 9. Zeeman, E. C. Differential equations for the heartbeat and nerve impulses / E. C. Zeeman. Mathematical Institute, University of Warvick, Coventry, 1972.
- 10. Класселс, Дж. В. С. Введение в теорию диофантовых приближений / Дж. В. С. Класселс. М.: Иностранная литература, 1961. 213 с.
- 11. Krohn, L. H. The ECG field equation / L. H. Krohn // Bull. Math. Biophys. 1962. Vol. 24, № 3. P. 277–278.
- 12. Биофизика / В. Ф. Антонов, А. М. Черныш, В. И. Пасечник, С. А. Вознесенский, Е. К. Козлова. М.: Владос, 1999. 288 с.
- Барр, Р. Решения обратной задачи, выраженные непосредственно в форме потенциала / Р. Барр, М. Спэк // Теоретические основы электрокардиологии. – М.: Медицина, 1979. – 200 с.
- 14. Денисов, А. М. Метод определения проекции точечного очага аритмии на поверхность сердца на основе решения обратной задачи электрокардиографии / А. М. Денисов, Е. В. Захаров, А. В. Калинин // Математическое моделирование. 2012. Т. 24, № 4. С. 22–30.

#### Полосин Виталий Германович

кандидат технических наук, докторант, кафедра информационно-измерительной техники и метрологии,

Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### Бодин Олег Николаевич

доктор технических наук, профессор, кафедра информационно-измерительной техники и метрологии,

Пензенский государственный университет E-mail: bodin\_o@inbox.ru

#### Иванчуков Антон Геннадьевич

аспирант,

кафедра информационно-измерительной техники и метрологии,

Пензенский государственный университет E-mail: anton@dezigner.ru

#### Polosin Vitaliy Germanovich

candidate of technical sciences, doctoral student, sub-department of information and measuring equipment and metrology, Penza State University

#### Bodin Oleg Nikolaevich

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

#### Ivanchukov Anton Gennad'evich

postgraduate student, sub-department of information and measuring equipment and metrology, Penza State University УДК 612.173; 536.758

#### Полосин, В. Г.

**Анализ ионных токов эпикарда в период рефрактерности** / В. Г. Полосин, О. Н. Бодин, А. Г. Иванчуков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. -2015. - № 3 (13). - С. 54-63.