

ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Ломтев Е. А., Нефедьев Д. И.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И КОНСТРУКЦИИ
ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ЕМКОСТНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ
НАПРЯЖЕНИЯ

4

Майоров А. В.

МЕТОД СНИЖЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ
ВСТРОЕННЫХ ЦАП МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

9

Астремский В. С.

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ЕМКОСТИ ОБМОТОК
ТРАНСФОРМАТОРА

14

Волков В. С., Кудрявцева Д. А., Вергазов И. Р.

СОВРЕМЕННЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДАВЛЕНИЯ
С ЧАСТОТНЫМ ВЫХОДНЫМ СИГНАЛОМ

20

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Мельников А. А., Цыпин Б. В., Бастрыгин К. И., Кикот В. В.

СИСТЕМА КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ
ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

29

Ишков А. С., Зуев В. Д.

МЕТОДЫ СТАТИСТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ БАЗОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

35

Чижов А. В.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ
ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ
ДЛЯ ВЫСОКОМОМЕНТНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

39

Солдатова О. П.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ
ГЕНЕРАЦИИ БАЗ НЕЧЕТКИХ ПРОДУКЦИОННЫХ ПРАВИЛ
НА ПРИМЕРЕ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ КЛАССИФИКАЦИИ

43

Козлов В. В.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРЯДКА АВТОРЕГРЕССИОННОЙ
МОДЕЛИ С ПОМОЩЬЮ ИСКУССТВЕННЫХ
НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

49

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

Маланин В. П., Семенов А. Д.

ИЗМЕРЕНИЕ ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ
ВИХРЕТОКОВЫХ ДАТЧИКОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
НАСТРАИВАЕМЫХ МОДЕЛЕЙ

53

Чувыкин Б. В., Долгова И. А., Сидорова И. А.

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТА
АВТОКОРРЕЛЯЦИИ БИНАРНЫХ СИГНАЛОВ
В ЗАДАЧАХ АНАЛИЗА ФЛУКТУАЦИОННЫХ
ШУМОВ КВАНТОВАНИЯ

59

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Писарев М. А.

ПРОБЛЕМЫ И ДОСТИЖЕНИЯ В ОБЛАСТИ ИЗМЕРЕНИЯ
АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ

65

Алимурадов А. К., Квитка Ю. С.

ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕМЕНТАРНОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ
ДЕКОМПОЗИЦИИ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ
ДЛЯ АНАЛИЗА РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

69

МЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Абрамов С. В.

ПОВЫШЕНИЕ ИНФОРМАТИВНОЙ СПОСОБНОСТИ
ВИХРЕТОКОВЫХ ДАТЧИКОВ

76

ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Кудрявцева Д. А.

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГАЗОВ
В РАЗЛИЧНЫХ УСЛОВИЯХ НА ОСНОВЕ
ПОВЕРХНОСТНОГО МЕХАНИЧЕСКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

82

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 53.082.72

Е. А. Ломтев, Д. И. Неведьев

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И КОНСТРУКЦИИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ЕМКОСТНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

E. A. Lomtev, D. I. Nefed'ev

THE PRINCIPLES OF CONSTRUCTION AND DESIGN OF HIGH-VOLTAGE CAPACITOR DIVIDERS

А н н о т а ц и я. Рассмотрены принципы построения и основные конструктивные решения, применяемые при создании высоковольтных емкостных делителей напряжения на 15 и 220 кВ соответственно. Предложена методика согласования емкостей конденсаторов измерительной цепи и второй эквипотенциальной цепи, состоящая в измерении напряжения с помощью электростатического вольтметра между контактными гнездами измерительной цепи и соответствующими гнездами второй эквипотенциальной цепи емкостных делителей напряжения.

A b s t r a c t. The principle of construction and the main constructive decisions applied at creation of high-voltage capacitor dividers on 15 kV and 220 kV respectively is considered, predlozena method of matching capacitors measuring circuit and the second equipotential circuit consisting of voltage measurement using electrostatic voltmeter between pin sockets measuring circuit and the corresponding slots of the second equipotential circuit EDN.

К л ю ч е в ы е с л о в а: принцип построения, высоковольтный емкостный делитель напряжения, измерительная цепь, эквипотенциальная цепь, конструкция делителя.

К e y w o r d s: principle of construction, high-voltage capacitor divider, measuring chain, equipotential chain, divider design.

Емкостные делители напряжения (ЕДН) условно можно разделить на две группы: делители с сосредоточенными и распределенными емкостями на стороне высокого напряжения [1]. Первые содержат высоковольтный измерительный газонаполненный конденсатор, изоляция которого рассчитана на полное измеряемое напряжение, и плечо низкого напряжения. Преимущество ЕДН с использованием высоковольтных измерительных газонаполненных конденсаторов определяется их линейностью, постоянством коэффициента деления независимо от окружающей обстановки и незначительным обратным влиянием на источник напряжения. Однако существенным недостатком такого рода делителей является сложность экспериментального определения коэффициента деления ЕДН при рабочем напряжении.

ЕДН второго типа имеют на стороне высокого напряжения ряд последовательно соединенных конденсаторов. Применение такого рода делителей предпочтительнее, так как их конструктивное исполнение позволяет осуществлять автономную (независимую) поверку делителей, т.е. определять коэффициент деления емкостного делителя напряжения при рабочих напряжениях на каждом из конденсаторов, входящих в делитель.

Рассматриваемый ЕДН разработан специально для использования в установке для проверки измерительных трансформаторов напряжения и рассчитан на рабочее напряжение до 15 кВ [2].

Особенности принципа построения ЕДН состоят в следующем. Делитель содержит измерительную цепь и две эквипотенциальные цепи (рис. 1). Измерительная цепь содержит N номинально равных и последовательно соединенных конденсаторов (например, типа ФГТ-И) емкостью 0,1 мкФ. Рабочее напряжение на конденсаторах должно составлять не менее 2 кВ. Эквипотенциальные цепи содержат также N номинально равных последовательно соединенных конденсаторов емкостью 0,1 мкФ рабочим напряжением 4 кВ.

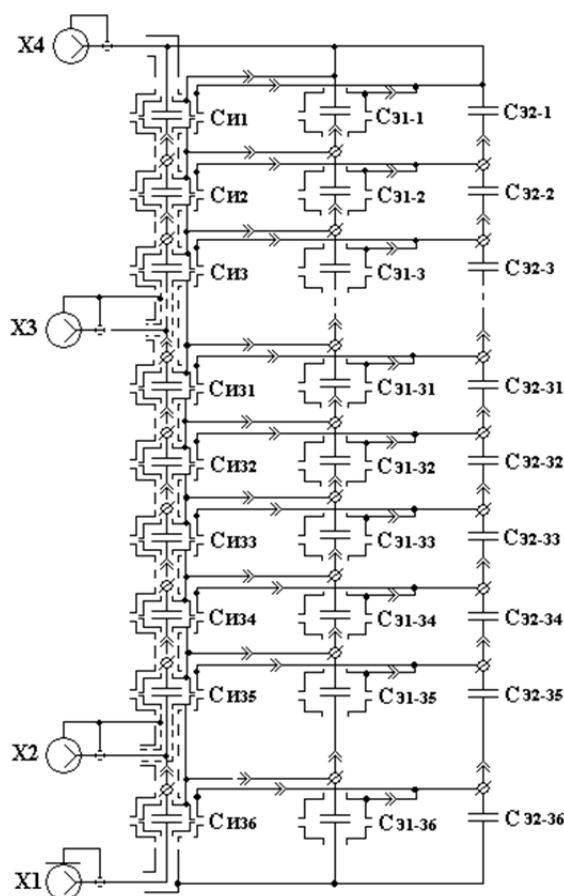


Рис. 1. Принципиальная схема емкостного делителя напряжения

Высоковольтное плечо делителя (C_1) составляется, например, из 30 последовательно соединенных конденсаторов; замыкаемое плечо (C_2) составляется из пяти конденсаторов, низковольтное (выходное) плечо (C_3) делителя состоит из одного конденсатора. Конденсаторы должны иметь весьма малые потери и зависимость емкости от приложенного напряжения.

Эквипотенциальные цепи ЕДН выполняются аналогично измерительной цепи. При этом защитный потенциал электродов измерительного делителя $C_{и1}$ определяется соответствующим потенциалом эквипотенциального делителя $C_{з1}$, а защитный потенциал экрана определяется соответствующим потенциалом эквипотенциального делителя $C_{з2}$.

Конденсаторы измерительной цепи ЕДН с системой экранов соединяются между собой с помощью коаксиальных разъемов. К первой эквипотенциальной цепи они присоединены с помощью контактных гнезд, что обеспечивает возможность доступа к конденсаторам измерительной цепи при проведении независимой поверки. Для подключения делителя к источнику

высокого напряжения, а также для коммутации элементов делителя предусмотрены коаксиальные разъемы $x1$, $x2$, $x3$, $x4$.

Конструкция емкостного делителя напряжения и конденсаторов измерительной и эквипотенциальных цепей (рис. 2) разработана в соответствии с техническим решением, приведенным в [3]. ЕДН содержит в измерительной цепи конденсаторы в изолированном цилиндрическом корпусе с двумя выводами на общей оси. Каждый из конденсаторов 1 измерительной цепи помещен в металлические электроды 2 и 3 в виде «стаканов» разной высоты, которые электрически соединены 5 с выводами конденсатора.

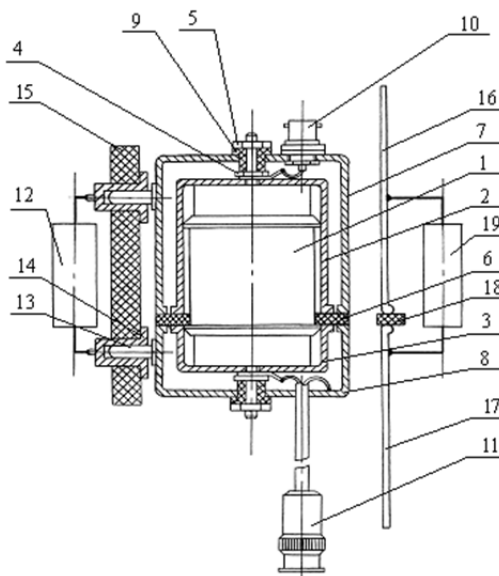


Рис. 2. Конструкция конденсаторов измерительной цепи ЕДН-1 с системой экранов

Размеры электродов 2 и 3 подбираются таким образом, что электрод 2 охватывает один вывод и обкладку конденсатора, а электрод 3 – второй вывод конденсатора. Электроды 2 и 3 разделены с помощью изолирующего кольца 6 и помещены в двойные экраны 7 и 8 . Защитный потенциал электродов 2 и 3 каждой ступени измерительной цепи делителя определяется потенциалом первой эквипотенциальной цепи, экраны которой укреплены на корпусе конденсатора (с помощью втулок 9).

Соединение конденсаторов измерительной цепи делителя производится с помощью коаксиальных разъемов 10 и 11 (например, розетки ср-50-73 фв и вилки ср-50-74 фв). Конденсаторы 12 первой эквипотенциальной цепи ЕДН подключаются к экранам 7 , 8 посредством вилки 13 и розетки с контактами 14 , которые крепятся на стойке 15 . Экраны второй эквипотенциальной цепи 16 и 17 выполняются в виде плоских пластин на кожухе делителя и разделяются между собой кольцом 18 из изоляционного материала, а их потенциал определяется конденсаторами 19 .

Конденсаторы измерительной цепи ЕДН выполняются трехзажимными с двойным экранированием. Конденсаторы первой эквипотенциальной цепи выполняются трехзажимными с одинарным экранированием. Конденсаторы второй эквипотенциальной цепи выполняются неэкранированными.

Соединение конденсаторов измерительной и эквипотенциальных цепей с помощью коаксиальных разъемов обеспечивает возможность определения погрешности ЕДН методом независимой (автономной) поверки или калибровки.

Следует отметить, что обеспечение постоянства коэффициента деления емкостного делителя напряжения в широком диапазоне измеряемых напряжений в решающей степени зависит от стабильности конденсаторов, составляющих измерительную цепь делителя.

Для достижения поставленной цели целесообразно применение в ЕДН такого типа конденсаторов, зависимость от приложенного напряжения которых минимальна в диапазоне $20 \dots 500$ В. При изменении напряжения на конденсаторах в указанном диапазоне напряжений изменение емкости, в данном случае, не превышает $\pm 0,003$ %.

Выходной конденсатор измерительной цепи ЕДН выбирается из ряда конденсаторов делителя таким образом, чтобы его погрешность, обусловленная зависимостью емкости от при-

ложенного напряжения, была равна средней погрешности ряда конденсаторов, входящих в измерительную цепь ЕДН.

С целью исключения емкостных утечек тока с конденсаторов измерительной цепи ЕДН на экраны, к которым присоединяются соответствующие конденсаторы первой экранирующей эквипотенциальной цепи, разработана методика согласования емкостей измерительной и первой эквипотенциальной цепей, состоящая в сравнении емкостей номинально равных конденсаторов измерительной и первой эквипотенциальной цепей мостовым методом. Разность значений емкостей между соответствующими конденсаторами измерительной и эквипотенциальной цепей (погрешность согласования) не должна превышать $\pm 0,1\%$. В случае если погрешность согласования превышает допустимую, то параллельно соответствующим конденсаторам первой эквипотенциальной цепи необходимо подключить подгоночные конденсаторы.

Методика согласования емкостей конденсаторов измерительной цепи и второй эквипотенциальной цепи состоит в измерении напряжения с помощью электростатического вольтметра между контактными гнездами измерительной цепи и соответствующими гнездами второй эквипотенциальной цепи ЕДН (см. рис. 1). Погрешность согласования емкостей конденсаторов измерительной и второй эквипотенциальной цепей, обусловленная паразитными емкостями конденсаторов на землю, минимизируется путем подбора емкостей конденсаторов второй эквипотенциальной цепи.

Как сказано ранее, конструкция делителя, рассмотренного выше, рассчитана на рабочие напряжения до 15 кВ. В случае, когда необходимо измерять напряжения свыше этого предела, конструкция ЕДН требует некоторых изменений [4].

ЕДН до 220 кВ также выполняется в виде измерительной цепи и двух эквипотенциальных цепей (см. рис. 1) и состоит из последовательно соединенных и номинально равных p высоковольтных конденсаторов (типа фгт-и).

Высоковольтное плечо делителя (C1) составлено, например, из 270 последовательно соединенных конденсаторов, замыкаемое плечо (C2) – из 49 конденсаторов, низковольтное (выходное) плечо (C3) содержит один конденсатор.

Конструктивно ЕДН выполняется в виде колонны. Конденсаторы измерительной и эквипотенциальных цепей размещены по окружности колонны из изоляционного материала в виде винтовой линии. На колонне ЕДН укреплены коаксиальные разъемы.

Каждый из конденсаторов измерительной цепи 1 с двумя выводами 2 и 3 на общей оси помещен в металлические электроды 4 и 5 в виде «стаканов» разной высоты и электрически соединен выводами 2 и 3 конденсатора (рис. 3). Электроды 4 и 5 помещены в двойные экраны 6, 7 и 8, 9. Между электродами и экранами расположено изоляционное кольцо 10. Защитный потенциал электродов 4, 5 и экранов 6, 7 и 8, 9 каждой ступени измерительной цепи ЕДН определяется потенциалами первой и второй эквипотенциальных цепей. Конденсаторы измерительной цепи выполняются трехзажимными с двойным экранированием.

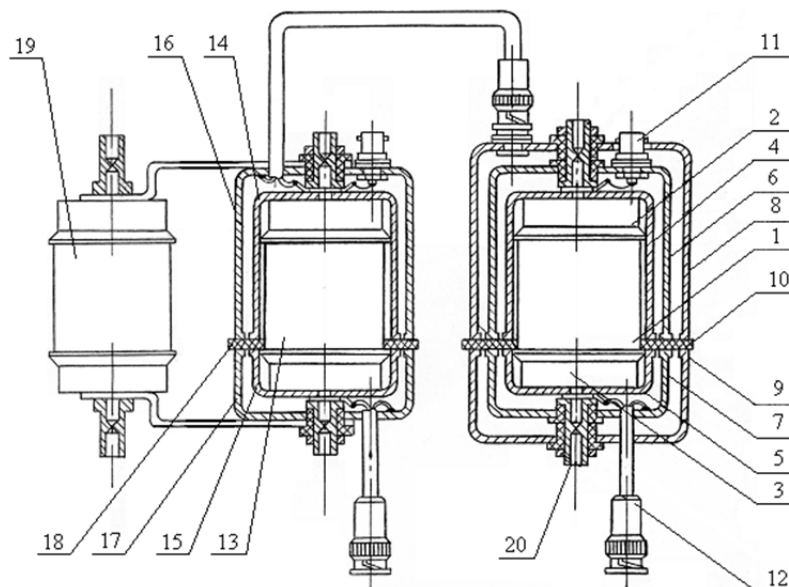


Рис. 3. Конструкция конденсаторов измерительной и эквипотенциальных цепей ЕДН с системой экранов

Соединение конденсаторов ЕДН производится с помощью коаксиальных разъемов 11 и 12. Конденсаторы первой эквипотенциальной цепи 13 помещены в металлические электроды 14, 15 и экраны 16, 17, разделенные изоляционным кольцом 18. Конденсаторы первой эквипотенциальной цепи выполнены трехзажимными с одинарным экранированием. Конденсаторы второй эквипотенциальной цепи 19 выполнены неэкранированными.

Конденсаторы измерительной и эквипотенциальных цепей емкостного делителя напряжения ЕДН снабжены контактными гнездами 20, служащими для подключения средств измерений при настройке делителя.

Таким образом, высокая точность и стабильность емкостного делителя напряжения достигаются вследствие выполнения следующих условий:

1. ЕДН содержит две экранирующие эквипотенциальные цепи, обеспечивающие защиту измерительной цепи от емкостных утечек тока.
2. Емкости конденсаторов второй эквипотенциальной цепи подобраны с учетом паразитных емкостей конденсаторов на землю.
3. Утечки тока и влияние короны сведены к минимуму тем, что ни на один из конденсаторов или на изоляторы не действует напряжение свыше 500 В.
4. В ЕДН применены высокополированные некоронирующие конструктивные элементы и узлы.

Список литературы

1. Scharle, C. R. A compact high-precision guarded volt box / C. R. Scharle // IEEE Trans. Instrum. And Means. – 1971. – Vol. 20, № 4. – P. 152–160.
2. Нефедьев, Д. И. Автономно поверяемый высоковольтный емкостный делитель напряжения / Д. И. Нефедьев // Новые промышленные технологии. – 2003. – № 3. – С. 34–44.
3. Пат. 2086996 Российская Федерация. Устройство для проверки высоковольтных измерительных трансформаторов напряжения / Нефедьев Д. И. – Оpubл. в Б. И. – 1997. – № 22. – 20 с.
4. Нефедьев, Д. И. Методы проверки высоковольтных измерительных масштабных преобразователей, реализующие возможность автономного поддержания единства измерений / Д. И. Нефедьев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2005. – № 5. – С. 25–28.

Ломтев Евгений Александрович

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

Lomtev Evgeniy Aleksandrovich

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

Нефедьев Дмитрий Иванович

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

Nefed'ev Dmitriy Ivanovich

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

УДК 53.082.72

Ломтев, Е. А.

Принципы построения и конструкции высоковольтных емкостных делителей напряжения /

Е. А. Ломтев, Д. И. Нефедьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 4–8.

*А. В. Майоров***МЕТОД СНИЖЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ
ВСТРОЕННЫХ ЦАП МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ***A. V. Mayorov***METHOD OF DECREASE THE BASIC ERRORS
OF THE DAC MICROCONTROLLERS INTEGRATED**

А н н о т а ц и я. Предложен метод снижения основных и дополнительных погрешностей преобразования встроенных цифроаналоговых преобразователей микроконтроллеров. Проведен эксперимент по определению времени коррекции выходного напряжения цифроаналоговых преобразователей при использовании предложенного метода. Исследованы интегральная нелинейность, аддитивная и мультипликативная составляющие основной погрешности преобразования цифроаналоговых преобразователей микроконтроллеров в составе информационно-измерительной системы, предназначенной для обработки медленноменяющихся сигналов. Проведен эксперимент, подтверждающий эффективность предложенного метода.

A b s t r a c t. A method is proposed to reduce the basic and additional errors conversion digital-to-analog converters. An experiment to determine the correction time of the output voltage digital-to-analog converters using the proposed method. Investigated the integral linearity additive component and a multiplicative component of the basic error of conversion digital-to-analog converters microcontrollers as part of the information-measuring system for handling slowly varying signals. The experiment, confirming the effectiveness of the proposed method.

К л ю ч е в ы е с л о в а: погрешность преобразования, цифроаналоговый преобразователь, информационно-измерительная система, обработка медленноменяющихся сигналов, микроконтроллер.

К e y w o r d s: transformation error, digital-to-analog converter, information-measuring system, processing of slowly varying signals, microcontroller.

Введение

В настоящее время существует проблема построения информационно-измерительных систем (ИИС) на основе «систем на кристалле», имеющих низкие значения основных и дополнительных погрешностей преобразования аналогового сигнала. В первую очередь это касается аппаратуры специального назначения. Примером может служить аппаратура, используемая в авиации, космической технике, аппаратура военного назначения и др. В [1] установлено, что наибольший вклад в общую погрешность системы вносят блоки аналого-цифрового (АЦП) и цифроаналогового (ЦАП) преобразователей, как при работе в нормальных климатических условиях (НКУ), так и при работе системы в расширенном температурном диапазоне.

**Описание метода снижения основных и дополнительных погрешностей
преобразования ЦАП**

Для снижения основных и дополнительных погрешностей встроенного цифроаналогового преобразователя микроконтроллера предлагается метод, отличающийся введением обратной связи с выхода цифроаналогового преобразователя на вход одного из свободных каналов аналого-цифрового преобразователя (рис. 1).

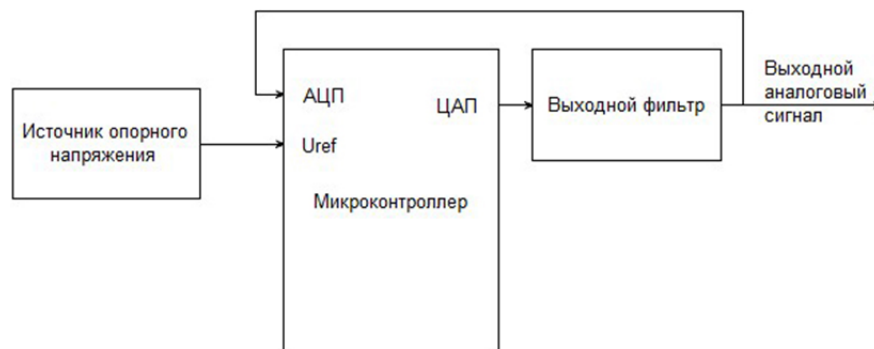


Рис. 1. Структурная схема ИИС, реализующей метод коррекции основных и дополнительных погрешностей ЦАП

При этом используемый АЦП должен удовлетворять следующим условиям:

1. Разрядность АЦП должна быть выше разрядности корректируемого ЦАП на 2 и более единиц младшего разряда (ЕМР).
2. АЦП должен иметь аддитивную составляющую погрешности на 2 и более ЕМР ниже аддитивной составляющей погрешности корректируемого ЦАП (при пересчете аддитивной составляющей погрешности ЦАП в ЕМР).
3. АЦП должен иметь мультипликативную составляющую погрешности при пересчете в единицы младшего разряда на 2 и более ЕМР ниже мультипликативной погрешности корректируемого ЦАП.
4. АЦП должен иметь погрешность квантования по уровню не более 1–2 ЕМР.
5. АЦП должен быть монотонным, с дифференциальной нелинейностью не более ± 1 ЕМР.

Для снижения аддитивной и мультипликативной составляющих погрешностей встроенного АЦП микроконтроллера до приемлемых значений возможно использование метода, описанного в [1].

Предлагаемый метод снижения температурной погрешности ЦАП основан на расчете коэффициента коррекции выходного напряжения ЦАП и автоматической подстройке выходного напряжения на основе рассчитанного коэффициента. Вышеуказанный коэффициент рассчитывается на основе результата аналого-цифрового преобразования выходного напряжения ЦАП.

Для снижения инерционности системы, связанной с введением обратной связи, необходимо учитывать время отклика системы как на изменение информационной составляющей кода, передаваемого в ЦАП, так и на изменение значений погрешностей, вносимых цифроаналоговым преобразователем и выходным фильтром. Время коррекции выходного напряжения цифроаналогового преобразователя включает в себя четыре основных компонента:

1. Время преобразования ЦАП.
2. Время преобразования фильтром нижних частот (ФНЧ) на выходе ЦАП.
3. Время преобразования АЦП.
4. Время коррекции информационного кода, передаваемого в ЦАП.

Описание эксперимента по определению времени коррекции выходного напряжения ЦАП

Для определения времени коррекции выходного напряжения цифроаналогового преобразователя разработана система согласно структурной схеме, изображенной на рис. 2.

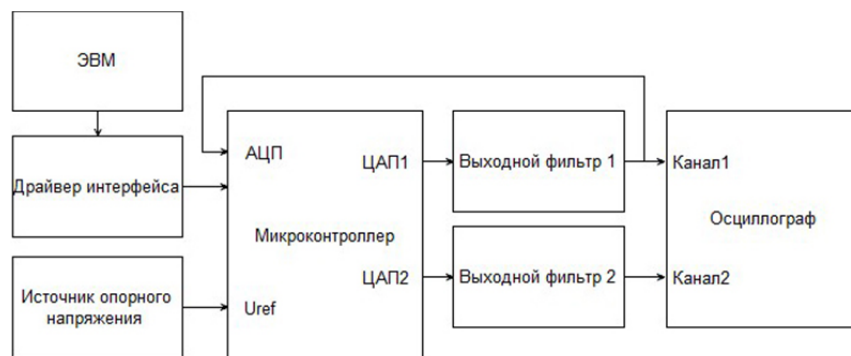


Рис. 2. Структурная схема системы для определения времени коррекции выходного напряжения ЦАП

В качестве источника опорного напряжения использована микросхема типа AD780, представляющая собой высокостабильный источник опорного напряжения (изменение выходного напряжения во время работы не превышает ± 1 мВ) с ультранизким температурным дрейфом и низким уровнем шумов [2]. Выходные фильтры 1 и 2 реализованы на микросхемах типа 1478ФН2У, являются фильтром нижних частот восьмого порядка [3]. В качестве осциллографа использована электронная вычислительная машина (ЭВМ) с осциллографической приставкой типа Handyscope HS3, реализующая функции двухканального осциллографа с частотой выборки 100 МГц при разрешении 8 бит, характеристографа, анализатора спектра и генератора сигналов произвольной формы [4]. Проведены две серии экспериментов с микроконтроллерами (МК) типа 1986BE92У производства ЗАО ПКК «Миландр» [5] и C8051F410 производства Silabs [6] с использованием встроенных аналоговых блоков АЦП и ЦАП микроконтроллеров.

При проведении эксперимента по определению времени коррекции выходного напряжения цифроаналогового преобразователя система работала по следующему алгоритму:

1. Передача команды с ЭВМ в микроконтроллер для записи нового значения в ЦАП1.
2. Фиксация изменения выходного напряжения ЦАП1 посредством осциллографа.
3. Аналого-цифровое преобразование выходного напряжения ЦАП1.
4. Расчет коэффициента коррекции и коррекция кода, передаваемого в ЦАП.
5. Запись скорректированного кода в ЦАП2.
6. Фиксация изменения выходного напряжения ЦАП2 посредством осциллографа.
7. Вычисление времени коррекции на основе значений, фиксированных осциллографом.

В ходе эксперимента установлено, что время коррекции выходного напряжения ЦАП микроконтроллера типа 1986BE92У составляет 8 мкс, микроконтроллера типа C8051F410 – 15 мкс. Учитывая, что время преобразования ЦАП значительно меньше времени коррекции выходного напряжения ЦАП (время преобразования ЦАП МК типа 1986BE92У составляет 5,2 мкс [5], время преобразования ЦАП МК типа C8051F410 составляет 10 мкс [6]), можно утверждать, что максимальное значение скорости обновления выходного напряжения и максимальная частота обновления выходного напряжения ЦАП будут определяться временем коррекции. Как следствие, при использовании предлагаемого метода необходимо учитывать время, затрачиваемое на коррекцию выходного напряжения.

Описание эксперимента по определению составляющих основной погрешности цифроаналоговых преобразователей микроконтроллеров

Для определения интегральной нелинейности, аддитивной и мультипликативной составляющих основной погрешности цифроаналоговых преобразователей микроконтроллеров разработана система согласно структурной схеме, изображенной на рис. 3.

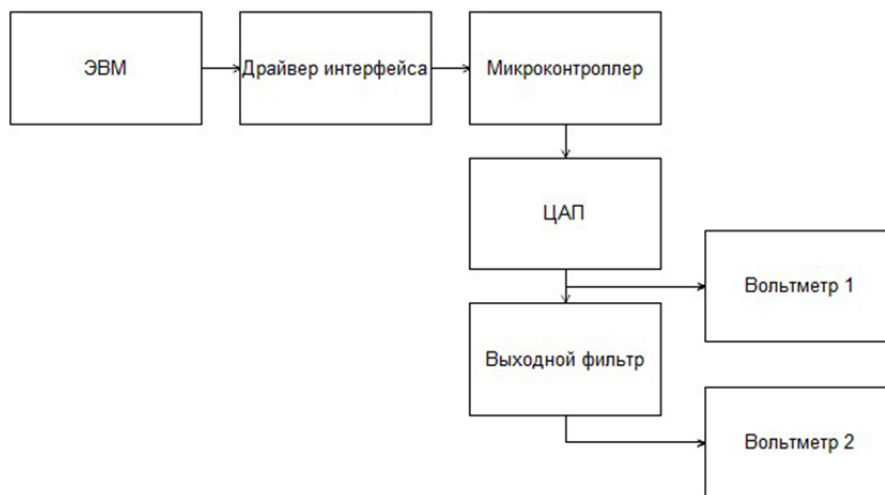


Рис. 3. Структурная схема системы для исследования составляющих основной погрешности цифроаналоговых преобразователей микроконтроллеров

В качестве вольтметров 1 и 2 использовался нановольт-микроомметр AGILENT TECHNOLOGIES 34420A. Электронная вычислительная машина подключалась посредством интерфейса RS-485. Драйвер интерфейса реализован на микросхеме типа 5559ИН2Т, выходной фильтр – на микросхеме типа 1478ФН2У [3]. Проведены две серии экспериментов с микроконтроллерами типа 1986ВЕ92У производства ЗАО ПКК «Миландр» [5] и С8051F410 производства Silabs [6] с использованием встроенных аналоговых блоков микроконтроллеров.

Полученные значения интегральной нелинейности, аддитивной и мультипликативной составляющих погрешностей цифроаналоговых преобразователей микроконтроллеров сведены в табл. 1.

Таблица 1

Значения составляющих погрешности преобразования
цифроаналоговых преобразователей микроконтроллеров

Тип МК	Интегральная нелинейность, ЕМР	Мультипликативная составляющая, %	Аддитивная составляющая, мВ
С8051F410	+6...минус 6	0,17	5
1986ВЕ93У	+5...минус 4	0,11	3,2

Значения интегральной нелинейности, аддитивной и мультипликативной составляющих погрешностей цифроаналоговых преобразователей микроконтроллеров при использовании предлагаемого метода сведены в табл. 2.

Таблица 2

Значения составляющих погрешности преобразования цифроаналоговых преобразователей микроконтроллеров при использовании предлагаемого метода

Тип МК	Интегральная нелинейность, ЕМР	Мультипликативная составляющая, %	Аддитивная составляющая, мВ
С8051F410	+3...минус 3	0,09	5
1986ВЕ93У	+2...минус 1	0,07	2,7

Заключение

Как видно из табл. 2, предложенный метод снижения основной погрешности ЦАП МК позволяет снизить мультипликативную составляющую погрешности преобразования с 0,11...0,17 до 0,07...0,09 %. Предложенный метод позволяет снизить значение интегральной нелинейности ЦАП с ± 6 ЕМР до +3...минус 2 ЕМР в случае использования МК типа С8051F410 и до +2...минус 1 ЕМР в случае использования МК типа 1986ВЕ92У. Аддитивная составляющая погрешности преобразования при использовании предлагаемого метода снизилась незначительно ввиду недостаточно высокой разрядности аналого-цифровых преобразователей, используемых в эксперименте. Как следствие, предлагаемый метод позволяет снизить основную погрешность информационно-измерительной системы в целом без применения внешних по отношению к микроконтроллеру цифроаналоговых преобразователей.

Список литературы

1. Майоров, А. В. Метод снижения температурной погрешности аналого-цифровых преобразователей информационно-измерительных систем на основе «систем на кристалле» / А. В. Майоров // Надежность и качество : тр. Междунар. симп. : в 2 т. / под ред. Н. К. Юркова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2014. – Т. 1.
2. Спецификация на микросхему AD780. – URL: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD780.pdf (дата обращения: 08.09.2014).
3. Спецификация на микросхему 1478ФН2У. – URL: <http://www.nzpp.ru/documentation/767.pdf> (дата обращения: 15.08.2014).
4. Спецификация на осциллографическую приставку типа Handyscope HS3. – URL: <http://download.tiepie.com/Documents/Other/SpecSheet-HS3.pdf> (дата обращения: 08.09.2014).

5. Спецификация на микроконтроллеры серии 1986BE9х, K1986BE9х и MDR32F9Qх. – URL: <http://milandr.ru/index.php?mact=Products,cntnt01,details,0&cntnt01productid=58&cntnt01returnid=68> (дата обращения: 15.08.2014).
6. Спецификация на микроконтроллеры серии C8051F41х. – URL: [http://www.silabs.com/Support %20Documents/TechnicalDocs/C8051F41x.pdf](http://www.silabs.com/Support%20Documents/TechnicalDocs/C8051F41x.pdf) (дата обращения: 08.09.2014).

Майоров Артем Владиславович

соискатель,

Пензенский государственный университет

E-mail: ibaness@yandex.ru

Mayorov Artem Vladislavovich

applicant,

Penza State University

УДК 621.317.3

Майоров, А. В.

Метод снижения основных погрешностей встроенных ЦАП микроконтроллеров /

А. В. Майоров // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 9–13.

УДК 681.586

В. С. Астремский

УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ЕМКОСТИ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРА

V. S. Astremskiy

DEVICE CAPACITANCE MEASUREMENT OF TRANSFORMER WINDINGS

А н н о т а ц и я. Рассмотрены особенности измерения емкости обмоток высоковольтного импульсного трансформатора. Проведен сравнительный анализ результатов измерения и моделирования. Предложено устройство для измерения электрических емкостей изоляции обмоток двухобмоточного трансформатора.

A b s t r a c t. This article describes the features of the high-capacitance measurement windings of the pulse transformer. A comparative analysis of the results of measurements and modeling. A device for measuring electrical capacitance two-winding transformer winding insulation.

К л ю ч е в ы е с л о в а: трансформатор, обмотка, расчет напряжения.

K e y w o r d s: transformer, winding, voltage calculation.

Измерение электрической емкости обмоток трансформатора производится, прежде всего, для контроля состояния трансформаторов и используется при диагностировании повреждений обмоток, которые, например, могут быть вызваны коротким замыканием.

При внезапном коротком замыкании трансформатора в его обмотках возникают механические усилия, стремящиеся растянуть наружную обмотку и сжать внутреннюю. Кроме того, между витками одной и той же обмотки действуют усилия, которые стремятся сжать обмотку по высоте. Эти силы способны деформировать обмотки, что может привести к аварии трансформатора. Поэтому необходим периодический контроль состояния обмоток трансформатора. О геометрии обмоток можно судить по значению их индуктивности, измеряя сопротивление короткого замыкания. Однако более эффективным и чувствительным методом оценки состояния обмоток трансформатора является измерение их емкостей относительно «земли» и относительно друг друга. Этот метод весьма чувствителен даже к небольшим изменениям геометрии обмоток, что выгодно отличает его от традиционного метода измерения сопротивления короткого замыкания.

Известно устройство для измерения эффективной электрической емкости методом амперметра и вольтметра, а также с помощью фарадометра, куметра и моста переменного тока [1–3]. Недостатками этих устройств являются наличие подвижных механических частей и невысокое быстродействие.

Наиболее близким техническим решением – прототипом к предлагаемому изобретению – является устройство для измерения электрической емкости [4], содержащее источник синусоидального напряжения, эталонный резистор, усилитель, индикатор, два выходных вывода, в которых первый вывод эталонного резистора соединен с первым выводом источника синусоидального напряжения, второй вывод эталонного резистора – с первым выходным выводом устройства и входом усилителя, выход которого соединен с входом индикатора.

Суть его заключается в том, что емкость измеряется на основе метода амперметра и вольтметра. Здесь под термином «емкость» C будем понимать, как это принято в [4], эффективную емкость, определяющую полное сопротивление конденсатора при данной угловой частоте ω :

$$C = \frac{1}{\omega Z} = \frac{I}{\omega U}. \quad (1)$$

При известном напряжении U и угловой частоте ω ток в цепи пропорционален измеряемой эффективности емкости C : $I = \omega UC = kC$, где k – коэффициент пропорциональности. Далее термин «эффективная» перед словом «емкость» будем опускать. При низких частотах индуктивностью конденсаторов можно пренебречь. Поэтому при малых значениях индуктивности и $\tan \delta$ значение емкости C будет совпадать с значением емкости в последовательной и параллельной схемах замещения.

Недостатком указанного устройства является то, что измерение с его помощью емкостей объекта, имеющего три вывода, между каждым из которых и двумя остальными выводами имеется электрическая емкость, связано со сложными вычислениями на основании результатов трех измерений. Поясним процесс измерения емкостей (рис. 1).

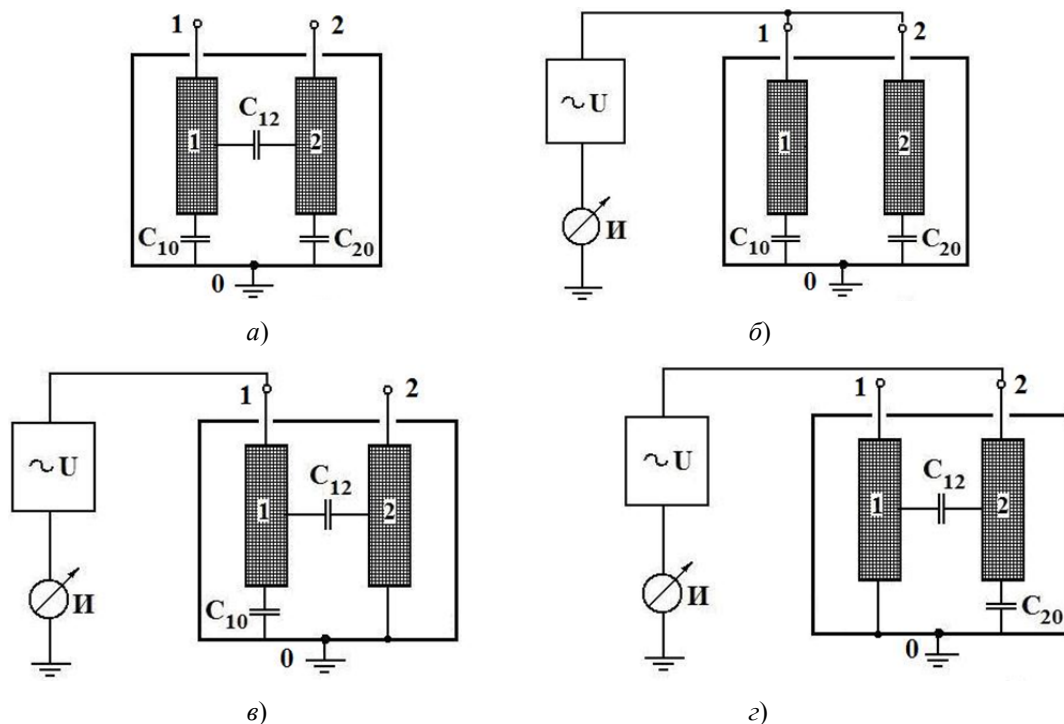


Рис. 1. Схемы измерения электрических емкостей изоляции обмоток двухобмоточного трансформатора:
 0 – вывод корпуса трансформатора; 1 – вывод первой обмотки трансформатора;
 2 – вывод второй обмотки трансформатора; C_{10} – емкость первой обмотки относительно корпуса;
 C_{20} – емкость второй обмотки относительно корпуса; C_{12} – емкость первой обмотки относительно второй

Для определения емкостей, как это видно из рис. 1, а, необходимо выполнить три измерения емкостей:

1) между точками 1 и 2

$$C_1 = C_{12} + \frac{C_{10}C_{20}}{C_{10} + C_{20}}; \quad (2)$$

2) между точками 1 и 0

$$C_2 = C_{10} + \frac{C_{12}C_{20}}{C_{12} + C_{20}}; \quad (3)$$

3) между точками 2 и 0

$$C_3 = C_{20} + \frac{C_{12}C_{10}}{C_{12} + C_{10}}. \quad (4)$$

Далее, используя полученные при измерении значения C_1 , C_2 и C_3 , решая уравнения (2)–(4), определяют искомые значения емкостей C_{12} , C_{10} и C_{20} .

При измерении по первой схеме, показанной на рис. 1,б, испытательное напряжение подано на обе обмотки 1 и 2, их потенциалы будут равны и емкостный ток между обмотками протекать не будет. Это значит, что емкость C_{12} между обмотками исключается из измерения. Измеренная емкость в этом случае будет равна

$$C_1 = C_{10} + C_{20}. \quad (5)$$

При измерении по второй схеме, показанной на рис. 1,в, потенциал на второй обмотке будет равен потенциалу на корпусе трансформатора и емкость C_{20} между второй обмоткой и корпусом исключается из измерения. Измеренная емкость в этом случае будет равна

$$C_2 = C_{10} + C_{12}. \quad (6)$$

При измерении по третьей схеме, показанной на рис. 1,г, потенциал на первой обмотке будет равен потенциалу на корпусе трансформатора и емкость C_{10} между первой обмоткой и корпусом исключается из измерения. Измеренная емкость в этом случае будет равна

$$C_3 = C_{20} + C_{12}. \quad (7)$$

Итак, имеем три линейных уравнения с тремя неизвестными C_{12} , C_{10} и C_{20} .

Из уравнений (5)–(7) легко определяются неизвестные емкости:

$$C_{10} = \frac{C_1 + C_2 - C_3}{2}; \quad (8)$$

$$C_{20} = \frac{C_1 + C_3 - C_2}{2}; \quad (9)$$

$$C_{12} = \frac{C_2 + C_3 - C_1}{2}. \quad (10)$$

Таким образом, процесс определения частичных емкостей объекта измерения значительно упрощается.

Поставленная цель достигается тем, что в устройство для измерения электрической емкости [4], содержащее источник синусоидального напряжения, эталонный резистор, усилитель, индикатор, два выходных вывода, к которым подключают объект испытания, в котором первый вывод эталонного резистора соединен с первым выводом источника синусоидального напряжения, второй вывод эталонного резистора соединен с первым выходным выводом устройства и входом усилителя, выход которого соединен с входом индикатора, введены два реле с переключающимися контактами, переключатель на три положения, два двухходовых элемента ИЛИ, два усилителя мощности, выходной вывод устройства и источник питания цепей управления, причем замыкающие контакты переключающихся контактов реле соединены с вторым выводом источника синусоидального напряжения, а размыкающие контакты этих реле – с первым выводом источника синусоидального напряжения, подвижный контакт первого реле – с вторым выходным выводом устройства, подвижный контакт второго реле – с третьим выходным выводом устройства, подвижный контакт переключателя на три положения – с выходным выводом источника питания цепей управления, первый неподвижный контакт переключателя – с первым входом первого элемента ИЛИ и первым входом второго элемента ИЛИ, второй неподвижный контакт переключателя – с вторым входом первого элемента ИЛИ, третий неподвижный контакт переключателя – с вторым входом второго элемента ИЛИ, выход первого элемента ИЛИ – с входом первого усилителя мощности, выход которого соединен

с входом втягивающей катушки первого реле, выход второго элемента ИЛИ – с входом второго усилителя мощности, выход которого соединен с входом втягивающей катушки второго реле.

Структурная схема устройства для измерения электрических емкостей изоляции обмоток двухобмоточного трансформатора представлена на рис. 2.

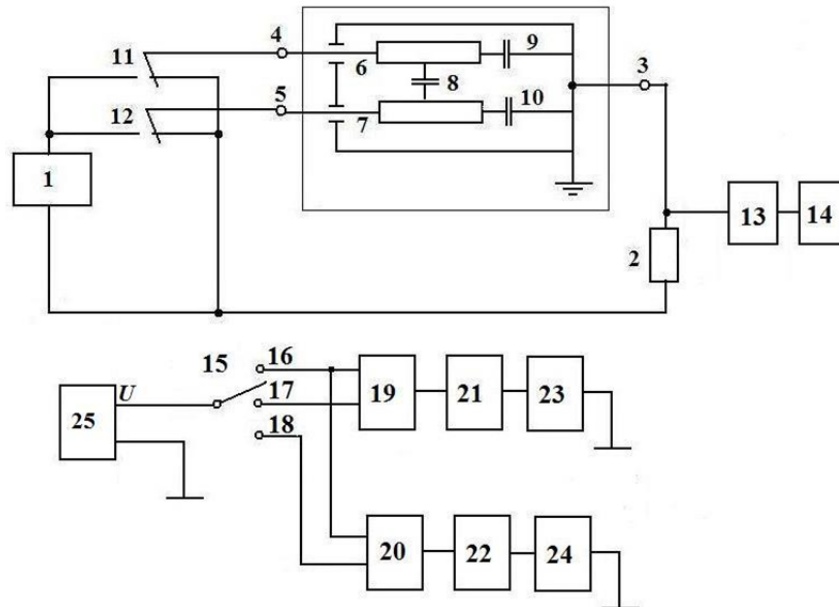


Рис. 2. Структурная схема устройства для измерения электрических емкостей изоляции обмоток двухобмоточного трансформатора

На рис. 2 обозначено: 1 – источник синусоидального испытательного напряжения; 2 – эталонный резистор; 3, 4, 5 – первый, второй и третий выходные выходы устройства; 6, 7 – первая и вторая обмотки испытуемого трансформатора; 8 – емкость C_{12} между первой и второй обмотками трансформатора; 9 – емкость C_{10} первой обмотки трансформатора на корпус; 10 – емкость C_{20} второй обмотки трансформатора на корпус; 11, 12 – силовые переключающие контакты первого и второго реле; 13 – усилитель; 14 – индикатор; 15 – переключатель на три положения; 16, 17, 18 – первый, второй и третий неподвижные контакты переключателя 15 на три положения; 19, 20 – первый и второй двухвходовые элементы ИЛИ; 21, 22 – первый и второй усилители мощности; 23, 24 – катушки первого и второго реле; 25 – источник питания цепей управления.

Устройство работает следующим образом. Когда переключатель 15 находится в первом положении, его подвижный контакт соединен с первым неподвижным контактом 16. При этом на первых входах первого 19 и второго 20 элементов ИЛИ появляется единичный сигнал. На выходах первого 19 и второго 20 элементов ИЛИ также появляются единичные сигналы, которые через усилители мощности 21 и 22 подаются на катушки первого 23 и второго 24 реле. Первое и второе реле срабатывают и замыкают свои замыкающие силовые контакты 11 и 12. При этом собирается схема по рис. 1, б, по которой измеряется емкость $C_1 = C_{10} + C_{20}$. Результат первого измерения считывается с индикатора 14.

Далее переключатель 15 переводят во второе положение, при котором его подвижный контакт соединен со вторым неподвижным контактом 17. При этом сигнал на втором входе первого двухвходового элемента 19 равен единице, а сигналы на обоих входах второго элемента 20 ИЛИ становятся равными нулю. Сигнал на выходе первого двухвходового элемента 19 ИЛИ остается равным единице, а сигнал на выходе второго двухвходового элемента 20 ИЛИ становится равным нулю. Первое реле остается включенным, а второе реле обесточивается, и его размыкающие контакты 12 замыкаются. При этом собирается схема по рис. 1, в, по которой измеряется емкость $C_2 = C_{10} + C_{12}$. Результат второго измерения считывается с индикатора 14.

В третьем положении переключателя 15 его подвижный контакт соединен с третьим неподвижным контактом 18. При этом сигнал на обоих входах первого двухвходового элемента 19 ИЛИ равен нулю, а сигналы на втором входе второго элемента 20 ИЛИ становятся равными единице. Сигнал на выходе первого двухвходового элемента 19 ИЛИ становится равным нулю, а сигнал на выходе второго двухвходового элемента 20 ИЛИ – равным единице. Первое реле выключается, его размыкающие контакты 11 замыкаются, а второе реле включается, и его замыкающие контакты 12 замыкаются. При этом собирается схема $C_3 = C_{20} + C_{12}$. Результат третьего измерения считывается с индикатора 14. После этого по результатам трех измерений значения искомых емкостей определяют по формулам (8)–(10).

Технико-экономический эффект определяется упрощением процесса измерения и определения емкостей за счет исключения при каждом измерении одного конденсатора.

Эквивалентная схема каждой обмотки трансформатора представляет собой параллельный RCL контур (рис. 3).

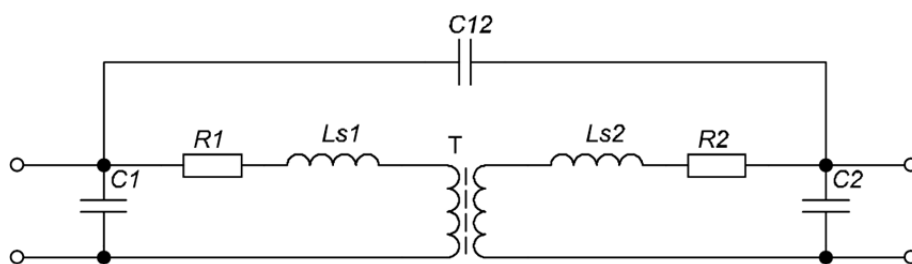


Рис. 3. Эквивалентная схема каждой обмотки трансформатора

Для каждой обмотки существует собственная резонансная частота, определяемая формулой

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

где L – индуктивность обмотки; C – емкость обмотки.

Определив резонансную частоту обмотки и ее индуктивность, можно рассчитать емкость обмотки. Данный метод называется резонансным. Он является наиболее простым и позволяет получить приемлемые результаты. Однако при использовании данного метода для измерения обмоток импульсных высоковольтных трансформаторов с ферритовым сердечником необходимо учитывать ряд особенностей. Во-первых, ферритовые сердечники обладают нелинейной зависимостью магнитной проницаемости от величины плотности магнитного потока. Для того чтобы индуктивность обмотки не изменялась в процессе измерений, необходимо контролировать величину магнитного потока в обмотке. Во-вторых, в трансформаторе за счет магнитной связи обмоток емкость одной обмотки оказывает значительное влияние на результат измерения емкости другой магнитно связанной обмотки.

Исключить влияние данных факторов можно, если проводить измерения для обмотки отдельно, без сердечника и остальных обмоток. Как правило, обмотки высоковольтных трансформаторов наматываются на отдельных изоляционных каркасах, поэтому разделить обмотки не составляет труда.

В работе исследован импульсный трансформатор для преобразователя с выходной мощностью 1 кВт и с номинальным напряжением 8 кВ. Вторичная обмотка трансформатора содержит 418 витков провода МГТФ-0,07, расположенных в 6,6 слоях. Толщина межслойной изоляции 0,23 мм. Сердечник: Ferroxcube U100/57/20, феррит 3С90, $L_e = 308$ мм, $A_e = 645$ мм², $\mu_e = 2200$, $A_l = 5500$ нГн/вит.

Для сравнения проведены два измерения АЧХ при постоянной амплитуде напряжения. Первое измерение проведено для обмотки с сердечником, но без первичной обмотки, с учетом особенностей, изложенных выше, второе измерение – для вторичной обмотки отдельно. Результаты АЧХ двух измерений приведены на рис. 4. Дополнительно созданы компьютерные модели в программе ElectricWorkBench 5.12, получены АЧХ.

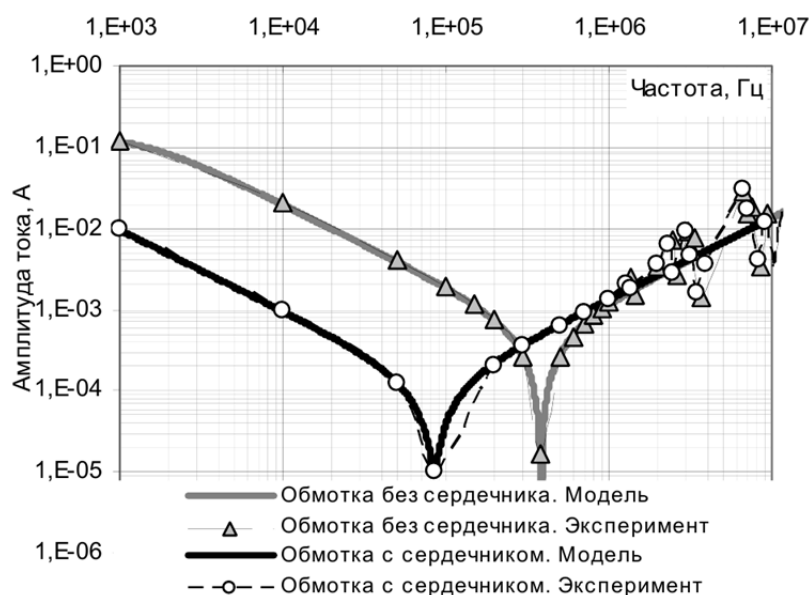


Рис. 4. Результаты двух измерений АЧХ при постоянной амплитуде напряжения

По резонансным частотам рассчитаны емкости для каждого измерения (табл. 1).

Таблица 1

Расчет емкостей для каждого измерения по резонансным частотам

Образец	Резонансная частота, Гц	Индуктивность, Гн	Емкость, Ф
Без сердечника	387 000	8,09E-03	2,09E-11
С сердечником	86 000	1,66E-01	2,06E-11

По результатам, приведенным на рис. 2, видно, что обе экспериментальные характеристики совпадают с моделью. Это позволяет сделать вывод об адекватности модельного представления и точности результатов измерения. На практике оба способа измерений способствуют получению приемлемых результатов. Измерения обмотки отдельно более простые и не требуют специальных условий проведения эксперимента.

Список литературы

1. Справочник по электроустановкам промышленных предприятий : в 4 т. / под ред. А. С. Дорофеюка, В. И. Круповича. – М. ; Л. : Энергия, 1965. – Т. 3. – С. 139–140.
2. Эпштейн, С. Л. Справочник по измерительным приборам для радиодеталей / С. Л. Эпштейн, А. П. Викулов, В. Н. Москвин ; под ред. Е. А. Гайлиша. – Л. : Энергия, 1980. – С. 10.
3. Основы метрологии и электрические измерения : учеб. для вузов / Б. Я. Авдеев, Е. М. Антонюк, Е. И. Душин и др. ; под ред. Е. М. Душина. – 6-е изд., перераб. и доп. – Л. : Энергоатомиздат, 1987. – 480 с.
4. Евсеев, В. Г. Устройство для определения схемы замещения двухэлементных датчиков / В. Г. Евсеев, Ю. М. Крысин // Датчики и системы. – 2008. – № 6. – С. 28–30.

Астремский Валерий Сергеевич
аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: directxo@yandex.ru

Astremskiy Valeriy Sergeevich
postgraduate student,
Penza State University

УДК 681.586

Астремский, В. С.

Устройство измерения емкости обмоток трансформатора / В. С. Астремский // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 14–19.

В. С. Волков, Д. А. Кудрявцева, И. Р. Вергазов

СОВРЕМЕННЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДАВЛЕНИЯ С ЧАСТОТНЫМ ВЫХОДНЫМ СИГНАЛОМ

V. S. Volkov, D. A. Kudryavtseva, I. R. Vergazov

THE MODERN TRENDS OF PRESSURE TRANSDUCERS WITH FREQUENCY OUTPUT

А н н о т а ц и я. Рассмотрены конструктивные преимущества резонансных измерительных преобразователей механических величин и преобразователей давления с частотным выходным сигналом, выполненных с использованием МЭМС-технологий. Показаны преимущества применения монокристаллического кремния в качестве материала для создания микромеханических резонаторов. Проанализированы недостатки существующей конструкции резонансного преобразователя давления. Рассмотрена усовершенствованная конструкция резонансного преобразователя давления с высокой стабильностью характеристик и повышенной чувствительностью. Показана возможность снижения температурной погрешности датчика давления за счет применения частотного преобразователя сигнала мостовой измерительной схемы.

A b s t r a c t. The constitutive advantages of MEMS-based resonant measuring transducers for mechanical quantities measurement and pressure transducers with frequency output signal are reviewed. The advantages of monocrystalline silicone for micromechanical resonator manufacturing are shown. The disadvantages of existing resonant pressure transducer are analyzed and advanced design of resonant pressure transducer with high stability and increased sensitivity is analyzed. The decreasing of pressure sensor temperature error based on frequency transducer of bridge circuit is shown.

К л ю ч е в ы е с л о в а: МЭМС-технология, датчик давления, кремниевый резонансный преобразователь, тензорезистор, обратная связь, сила Лоренца.

К е у w o r d s: MEMS technology, pressure sensor, silicone resonant transducer, strain gauge, feedback, temperature error, frequency output signal.

Введение

В современной измерительной технике интенсивно применяются измерительные преобразователи, основанные на применении МЭМС-технологий. Широкое применение в информационно-измерительных системах получили преобразователи параметров датчиков в частоту. Интерес к данным измерительным преобразователям обусловлен рядом достоинств частотного представления информации. Во-первых, при использовании частотных преобразователей открывается возможность достижения более высокой точности измерения, чем в преобразователях амплитуд сигналов. Во-вторых, частотный сигнал обладает значительно более высокой помехоустойчивостью и малой чувствительностью к изменению параметров линий связи. В-третьих, обработка частотных сигналов и их точное интегрирование по времени выполняются достаточно просто. Одним из наиболее перспективных направлений создания частотных преобразователей параметров датчиков резистивного типа является построение их на основе

метода интегрирующего развертывающего преобразования. Достоинствами таких преобразователей являются широкие функциональные возможности, помехоустойчивость, относительная простота реализации и настройки схем, технологичность [1].

Применяемые в большинстве современных датчиков давления емкостный и тензорезистивный принципы измерения известны уже много лет и подошли к своему функциональному пределу. Известные проблемы стабильности, сильная температурная зависимость характеристик ограничивают возможности датчиков на основе этих принципов и приводят к их удорожанию в свете постоянно растущих требований к их характеристикам [2–5]. Стабильность и устойчивость к перегрузкам для чувствительных элементов датчиков ограничивают такие факторы, как остаточная деформация и механическая усталость центральной мембраны (для емкостного принципа преобразования), нестабильность подложки и дрейф сопротивления тензорезистивных слоев (для тензорезистивного принципа преобразования) [6–7].

Целью данной статьи являются рассмотрение и анализ существующих конструкций преобразователей давления с улучшенными характеристиками для систем управления и контроля.

Базовые конструкции преобразователей давления с частотным выходным сигналом

Современный уровень развития МЭМС-технологий позволяет применять измерительные преобразователи, основанные на явлении механического резонанса. В таких устройствах возбуждаются колебания чувствительного элемента с резонансной частотой, которая определяется свойствами материала и геометрии элемента. Под действием измеряемой физической величины изменяется амплитуда и (или) фаза резонансных колебаний, по которым количественно оценивают входную величину [8, 9].

Использование монокристаллического кремния оказывается наиболее предпочтительным с точки зрения получения высоких характеристик резонатора. Благодаря монокристаллической структуре кремний имеет высокую упругость и хорошую временную стабильность механических свойств. Кроме того, монокристаллический кремний не имеет внутренних механических напряжений, и это свойство сохраняется в процессе формирования резонатора, что в свете высокой тензочувствительности обеспечивает хорошую воспроизводимость параметров резонатора. Применение кремниевой технологии позволяет создавать высокодобротные колебательные системы [7].

При использовании кремниевого резонатора собственную частоту колебаний определяют всего два параметра: масса и геометрические размеры резонансного элемента. Масса резонатора неизменна, геометрические размеры и форма жестко зафиксированы кристаллической решеткой. Это позволяет гарантировать стабильность во всем диапазоне рабочих условий без ограничения, включая перегрузки по давлению.

Устойчивость к внешним воздействиям (температура и статическое давление) для традиционных чувствительных элементов ограничивается дрейфом нуля из-за перекоса подвижной обкладки (для емкостного принципа преобразования) и существенной зависимости сопротивления полупроводниковых тензорезистивных пленок от температуры (для тензорезистивного принципа преобразования) [10, 11].

Для увеличения чувствительности преобразования параметры конструкции выбирают таким образом, чтобы частота вынужденных колебаний по координате возбуждения совпадала с частотой собственных колебаний. Для этого используют высокодобротные материалы, обладающие низкими внутренними потерями на трение, что позволяет осуществить динамическую настройку прибора и обеспечить резонансное усиление сигнала. Одним из основных способов уменьшения трения и, соответственно, увеличения добротности устройств является вакуумирование рабочего объема резонатора.

Самыми простыми и наиболее распространенными структурами резонаторов являются консоль, мост и диафрагма (рис. 1).

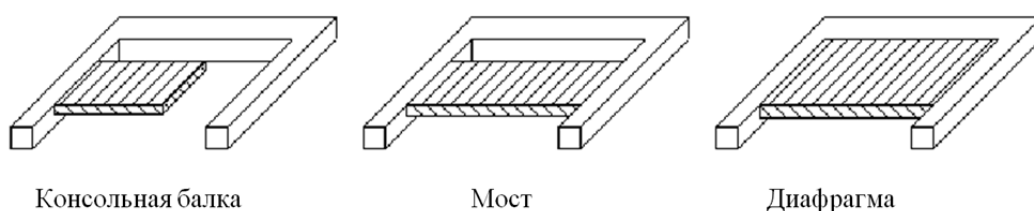


Рис. 1. Наиболее распространенные конструкции резонаторов

МЭМС-резонаторы используются в различных датчиках, например, таких как миниатюрные датчики угловой скорости (микрогироскопы), прецизионные датчики давления, микромеханические радиочастотные фильтры и др.

При использовании кремниевого резонатора геометрические размеры на 4–5 порядков менее подвержены влиянию температуры и статического давления, чем электрические характеристики (емкость, сопротивление); в измерительном преобразователе могут использоваться два идентичных резонатора, расположенных так, что они по-разному реагируют на изменение перепада давления, что позволяет разделить «полезный» и паразитные вклады в сигнал (разница частот резонаторов пропорциональна перепаду давления, а сумма частот – статическому давлению с поправкой по температуре). Это позволяет реализовать компенсацию дополнительной погрешности выходного сигнала.

Применение кремниевого резонатора позволяет обойтись без промежуточного аналого-цифрового преобразования (деформация непосредственно преобразуется в частоту выходного сигнала) в отличие от емкостного и тензорезистивного чувствительного элемента. При этом зависимость частоты выходного сигнала от давления является линейной, что упрощает схему обработки измерительного сигнала. Применение кремниевых резонаторов позволяет обеспечить основную погрешность не более 0,01 %, включая влияние нелинейности, повторяемости, гистерезиса, и стабильность выходного сигнала порядка 0,1 % в течение 10 лет. Кроме того, это позволяет упростить диагностирование и поиск неисправностей в информационно-измерительных системах на основе подобных датчиков и повысить надежность [12].

В конструктивном отношении резонансные измерительные преобразователи давления могут быть разделены на две группы:

- 1) в которых резонатор работает в прямом контакте со средой;
- 2) в которых резонатор отделен от среды разделительным (упругим) элементом.

Большинство резонансных датчиков давления строится с использованием разделительных упругих элементов. Разделительные элементы обеспечивают оптимальные условия работы резонаторов, делают возможной вакуумизацию или герметизацию рабочей пластины, что повышает добротность и снижает старение резонатора. Стабильная работа резонатора обеспечивается только в вакууме или герметизированном объеме, заполненном инертным газом (гелием).

В конце 80-х гг. японская компания Yokogawa реализовала принципиально новый частотно-резонансный сенсор, названный dpharp (differential pressure high accuracy resonant pressure sensor) [13–15].

Конструкция чувствительного элемента выполнена в размерах десятков микрон в виде единого монокристалла кремния. В качестве упругого элемента используется кремниевая диафрагма, на которой расположены два чувствительных элемента. Чувствительные элементы-резонаторы расположены так, что их деформации отличаются по знаку при приложении разности давлений к мембране (рис. 2). Изменение собственной частоты резонаторов прямо пропорционально прилагаемому давлению.

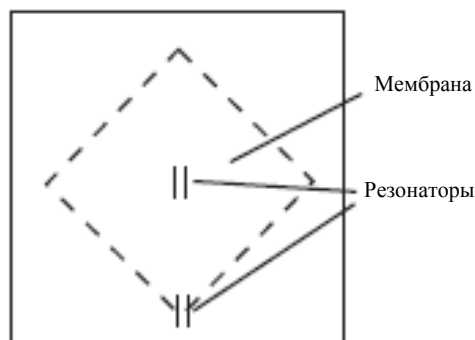


Рис. 2. Размещение резонаторов на кристалле с мембраной

Технология формирования резонаторов в вакуумированной капсуле использует ряд последовательно выполняемых процессов эпитаксиального выращивания и селективного травления. В результате такого подхода вакуумированная капсула имеет минимальный объем. Вы-

сокий уровень вакуума в капсуле достигается за счет высокотемпературного отжига в среде чистого азота, который приводит к диффузии водорода и остаточных газов из капсулы. В результате давление в герметизированной полости составляет менее 0,133 Па, обеспечивая добротность резонатора более 50 000 [14].

Возбуждение колебаний и преобразование частоты механических колебаний в электрический сигнал происходят путем помещения двухконтурных резонаторов в постоянное магнитное поле и пропусканием переменного электрического тока через тело резонатора в контуре возбуждения. Конструкция кристалла чувствительного элемента кремниевого резонансного датчика давления представлена на рис. 3.

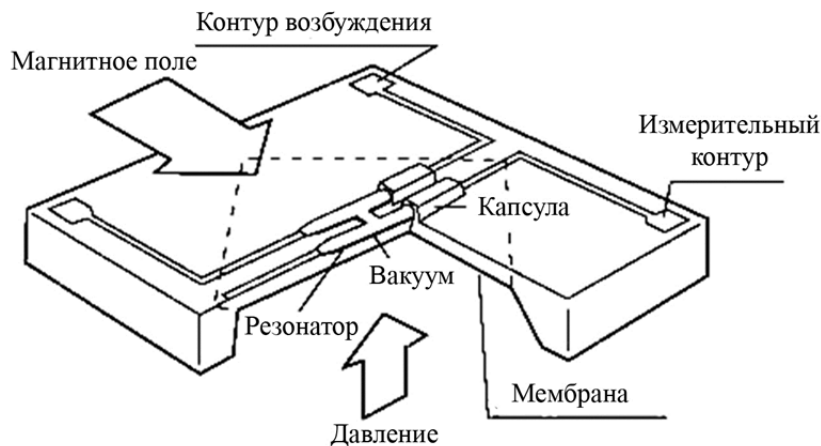


Рис. 3. Конструкция кристалла чувствительного элемента кремниевого резонансного датчика давления

Принцип работы преобразователя давления заключается в следующем. Резонатор размещен на мембране, вытравленной в кремниевой подложке с помощью жидкостного анизотропного травления кремния. Для повышения добротности колебаний и увеличения уровня выходного сигнала балка резонатора помещена в вакуумированную полость. В зависимости от знака приложенного давления мембрана деформируется, резонатор растягивается или сжимается, в результате чего частота его собственных механических колебаний соответственно растет или уменьшается. Колебания механического резонатора в постоянном магнитном поле передаются на вторую балку, при этом вследствие эффекта электромагнитной индукции в измерительном контуре возникает переменная ЭДС с частотой, равной частоте колебаний резонатора измерительного контура, которая усиливается и возвращается обратно на вход схемы, что приводит к саморезонансу (автоколебаниям) системы (рис. 4). Обратная связь контура возбуждения по измерительному контуру вместе с эффектом сдвига частоты вынужденных колебаний в сторону резонансной частоты обеспечивают постоянное соответствие частоты электрических колебаний резонансной (собственной) частоте механических колебаний тела резонатора. Собственная частота такого ненагруженного резонатора составляет около 90 кГц, при этом на выходе чувствительного элемента получается цифровой (частотный) сигнал, пропорциональный величине измеряемого давления [14].

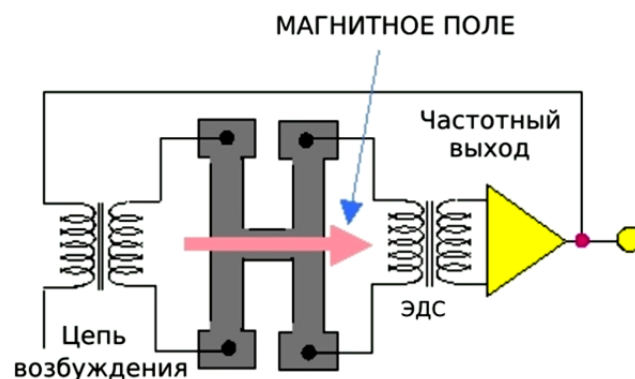


Рис. 4. Принцип работы резонансного преобразователя фирмы Yokogawa

Недостатком резонансного преобразователя фирмы Yokogawa является низкая чувствительность, обусловленная тем, что сила Лоренца, возникающая только в одной из балок, обеспечивает колебание не только балки, по которой протекает переменный ток, но и второй балки, соединенной с первой балкой перемычкой и которая должна индуцировать возникающий во второй балке переменный ток в измерительную схему [9]. Таким образом, индуцированная электромагнитная сила выполняет работу по возбуждению колебаний в двух балках одновременно, что требует увеличения протекающего через первую колебательную балку переменного тока, что снижает чувствительность преобразования при заданном значении потребляемой мощности.

Усовершенствованные конструкции преобразователей давления с частотным выходным сигналом

На рис. 5 представлена усовершенствованная конструкция резонансного преобразователя давления, содержащего кремниевую мембрану, предназначенную для измерения давления, с расположенным на ней кремниевым резонатором, два постоянных магнита, обеспечивающих действие магнитного поля в плоскости резонатора в направлении, перпендикулярном к продольной оси резонатора. Резонатор выполнен в виде рамки, внутри которой на перемычках подвешена плоско-параллельная пластина с напыленной на ее поверхности по периметру проводящей дорожкой, которая проходит через одну из перемычек, а на другой перемычке расположен тензорезистор, обеспечивающий восприятие деформации перемычки при колебаниях пластины [9, 16].

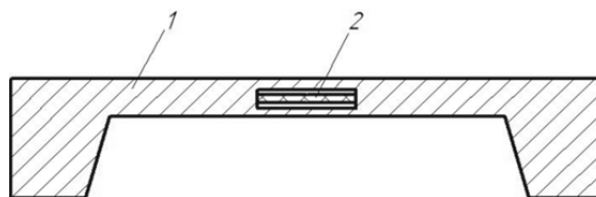


Рис. 5. Конструкция резонансного преобразователя давления:
1 — кремниевая мембрана; 2 — кремниевый резонатор

На рис. 6 изображен кремниевый резонатор.

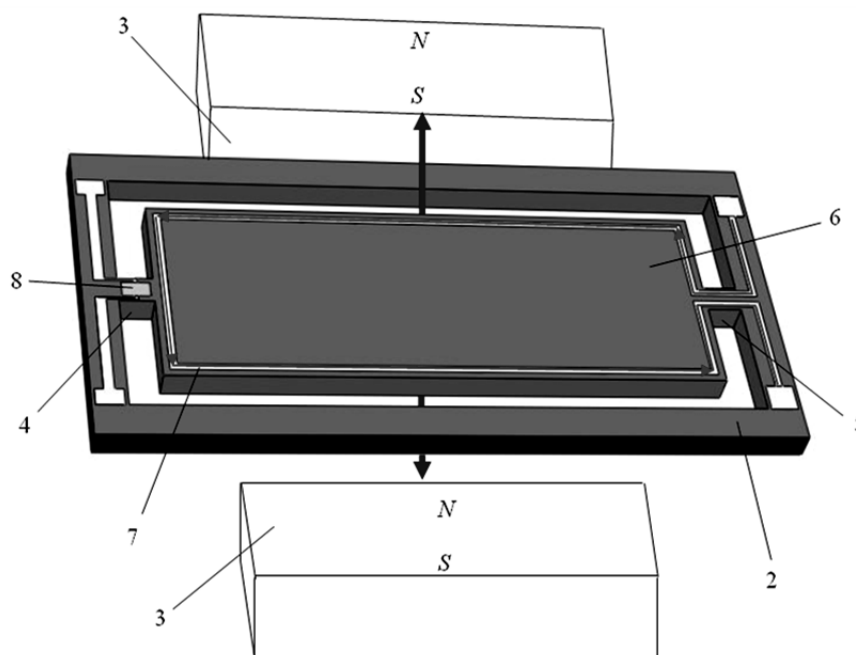


Рис. 6. Конструкция кремниевого резонатора

Конструкция содержит два постоянных магнита 3, обеспечивающих действие магнитного поля в плоскости резонатора 2 в направлении, перпендикулярном к его оси. Резонатор 2 выполнен в виде рамки, внутри которой на перемычках 4, 5 подвешена плоско-параллельная пластина 6 с напыленной на ее поверхности по периметру проводящей дорожкой 7, которая проходит через одну из перемычек, а на другой перемычке расположен тензорезистор 8, обеспечивающий восприятие деформации перемычки при колебаниях пластины 6 [9, 16].

Принцип работы преобразователя заключается в следующем. Измеряемое давление, воздействуя на плоско-параллельную пластину, изменяет резонансную частоту ее колебаний, вызываемых силами Лоренца, воздействующими на противоположные стороны плоско-параллельной пластины, со стороны постоянного магнита при пропускании через проводящую дорожку переменного тока, что в свою очередь вызывает изменение частоты колебаний перемычки с расположенным на ней тензорезистором, частота выходного напряжения на котором пропорциональна изменению измеряемого давления.

Кроме того, современные достижения в области создания средств измерений позволяют совмещать традиционные резистивные измерительные преобразователи и схемы преобразования измеряемой величины в частоту. Измерительный преобразователь с частотным выходным сигналом представлен на рис. 7. Он представляет собой устройство для измерения давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы с частотным выходным сигналом, состоящей из тензомоста датчика давления и частотного преобразователя сигнала с выхода тензомоста датчика [8].

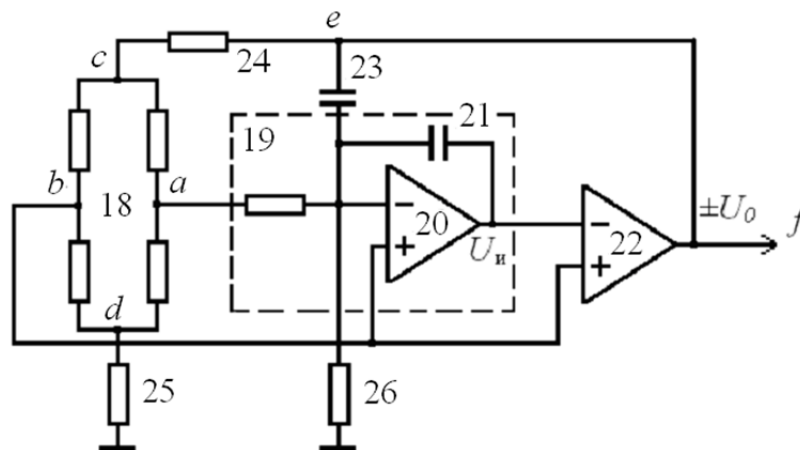


Рис. 7. Функциональная схема устройства для измерения давления

Частотный преобразователь сигнала с выхода тензомоста 18 датчика давления содержит интегратор 19, выполненный на операционном усилителе 20, и компаратор – на операционном усилителе 22, а также конденсаторы 21 и 23 в цепи отрицательной обратной связи и резисторы 24, 25 и 26. При этом резисторы 24 и 25 выполнены из того же материала, что и тензорезисторы тензомоста 18 датчика давления, и установлены по контуру за периферией мембраны на ее основании [17].

При разбалансе тензомоста 18 в ту или другую сторону, как это происходит в датчиках дифференциального давления, величина относительного изменения сопротивления плеч тензомоста будет изменяться в зависимости от измеряемого давления в диапазоне от $-0,01$ до $+0,01$ ($\varepsilon_R = 0 \div \pm 0,01$). Учитывая то, что эта величина значительно меньше единицы, девиация частоты Δf выходного сигнала преобразователя будет определяться выражением

$$\Delta f \approx \frac{\pm \varepsilon_R}{2(1 + 2m)C_{23}R_{\text{и}}}, \quad (1)$$

где C_{23} – емкость конденсатора 23; $R_{\text{и}}$ – сопротивление резистора интегратора.

Зависимость частоты выходного сигнала от разбаланса тензомоста ε_R согласно выражению (1) в диапазоне от $-0,01$ до $+0,01$ (относительных единиц), без учета влияния температуры, при следующих параметрах схемы: сопротивление тензомоста $R = 700$ Ом, сопротив-

ления интегратора $R_{11} = 52\,630\text{ Ом}$ и $R_{26} = 1250\,000\text{ Ом}$, емкость конденсатора $C_{23} = 20\text{ пФ}$ при отсутствии дополнительных резисторов 24 и 25 ($n = m = 0$), – носит линейный характер во всем диапазоне разбаланса (как в отрицательной, так и в положительной областях), частота f выходного сигнала от разбаланса тензомоста изменяется от 5033 Гц при $\varepsilon_R = -0,01$ до 15 000 Гц при $\varepsilon_R = +0,01$ и равна 10 000 Гц при $\varepsilon_R = 0$ [17].

С учетом влияния температуры, при которой будут изменяться сопротивления плечей тензомоста (независимо от измеряемого давления) и сопротивления дополнительных резисторов 24 и 25, установленных на основании мембраны датчика давления в непосредственной близости от тензорезисторов, но в зоне нечувствительности к механическим деформациям от измеряемого давления, для выходной частоты преобразователя частота выходного сигнала будет определяться выражением

$$f(T) = \frac{1}{2(1 - \varepsilon_{RT} + 2m_T)C_{23}} \left(\frac{\varepsilon_{RT}}{R_{11}} + \frac{(1 + \varepsilon_{RT} + 2n_T)}{2R_{26}} \right), \quad (2)$$

где $\varepsilon_R = \Delta R/R$ – относительное изменение сопротивления R тензомоста 18 под действием давления; $m = \frac{R_{24}}{R}$ и $n = \frac{R_{25}}{R}$ – коэффициенты, равные отношению сопротивлений 24 и 25 к сопротивлению R тензомоста 18; C_{23} и C_{21} – емкости конденсаторов 23 и 21; R_{11} – сопротивление резистора интегратора; значения $n_T = \frac{n}{1 + \varepsilon_T}$, $m_T = \frac{m}{1 + \varepsilon_T}$, $\varepsilon_{RT} = \frac{\varepsilon}{1 + \varepsilon_T}$ зависят от относительного изменения сопротивлений тензорезисторов, связанных с изменением температуры тензомоста и величиной температурного коэффициента сопротивления материала тензорезисторов.

На рис. 8 показаны зависимости выходной частоты преобразователя 2 от температуры и от соотношения резисторов 24 и 25 (n и m) при разбалансе тензомоста $+0,01$.

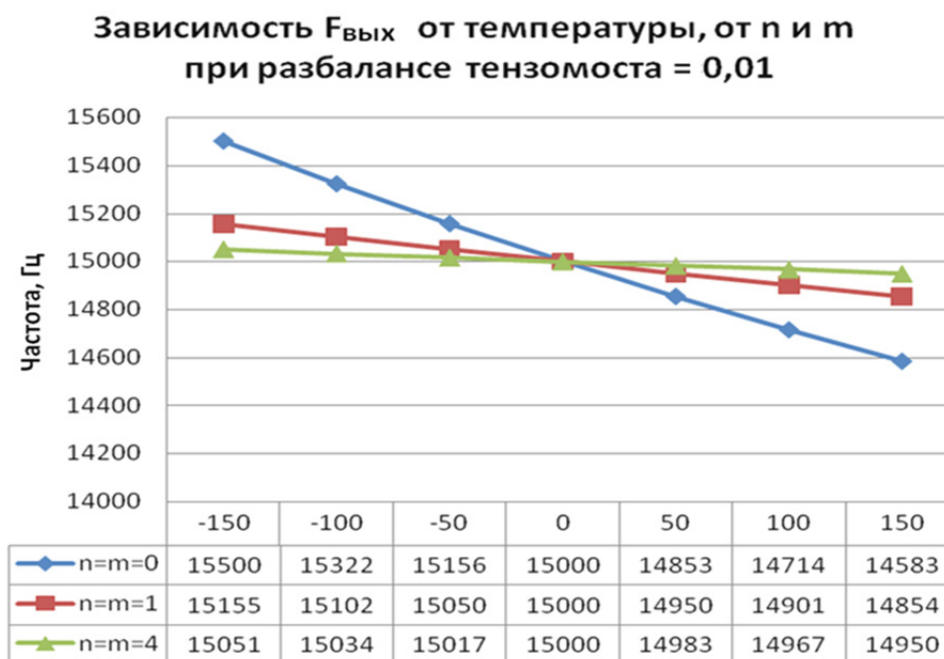


Рис. 8. Зависимость выходной частоты преобразователя от температуры и соотношения резисторов 24 и 25

При включении в схему устройства резисторов 24 и 25 с увеличением соотношения $m = R_{24}/R$ и $n = R_{25}/R$ ($m = n = 1$; 4; и т.д.) и размещении их на основании мембраны датчика давления происходит уменьшение температурной погрешности преобразования частоты выходного сигнала, как показано на рис. 3.

С увеличением величины резисторов 24 и 25, например, в четыре раза ($R_{24} = R_{25} = 2800\text{ Ом}$), температурная погрешность не превышает 10,34 % при разбалансе $+0,01$ [17].

Заключение

Конструкция резонансного преобразователя давления, при которой проводящая дорожка расположена по периметру плоско-параллельной пластины таким образом, что возникающие две противоположно направленные силы Лоренца создают вращающий момент, обеспечивающий колебания плоско-параллельной пластины, позволяет вдвое повысить чувствительность преобразования за счет увеличения амплитуды колебаний плоско-параллельной пластины при одинаковом заданном значении потребляемой мощности и сохранении высокой временной стабильности характеристик. Конструкция частотного преобразователя сигнала тензомоста за счет правильного подбора параметров элементов схемы позволяет значительно уменьшить дополнительную температурную погрешность датчика давления. Рассмотренные конструкции преобразователей позволяют создавать датчики для систем контроля и управления с высокой чувствительностью и сниженной дополнительной погрешностью от внешних влияющих факторов при одновременной миниатюризации и снижении потребляемой мощности.

Список литературы

1. Громков, Н. В. Интегрирующие развертывающие преобразователи параметров датчиков систем измерения, контроля и управления : моногр. / Н. В. Громков. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2009. – 244 с.
2. Баринов, И. Н. Высокотемпературные полупроводниковые датчики давления с повышенной временной стабильностью / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2011. – № 8. – С. 51–55.
3. Гурин, С. А. Особенности технологии получения структуры «нитрид алюминия на карбиде кремния» для чувствительного элемента / С. А. Гурин, Р. М. Печерская // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2014. – № 1. – С. 46–53.
4. Баринов, И. Н. Обеспечение долговременной стабильности параметров высокотемпературных полупроводниковых тензорезистивных датчиков абсолютного давления / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы. – 2012. – № 9. – С. 29–35.
5. Баринов, И. Н. Повышение долговременной стабильности высокотемпературных полупроводниковых датчиков давлений / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы. – 2010. – № 3. – С. 9–15.
6. Баринов, И. Н. Высокотемпературные датчики абсолютного давления на структуре «поликремний – диэлектрик» с улучшенными метрологическими характеристиками / И. Н. Баринов, А. В. Федюлов, В. С. Волков // Датчики и системы. – 2012. – № 10. – С. 2–6.
7. Мокров, Е. А. Полупроводниковые пьезочувствительные элементы микроэлектронных датчиков давлений. Основы проектирования и разработки : учеб. пособие / Е. А. Мокров, И. Н. Баринов, П. Н. Цибизов. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2009. – 104 с.
8. Greenwood, J. C. Etched Silicon Vibrating Sensor / J. C. Greenwood // J. Phy. E. Sci. Instrum. – 1984. – Vol. 17. – P. 650–652.
9. Волков, В. С. Полупроводниковые датчики давления на основе резонансного преобразователя / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. – 2012. – № 7. – С. 9–13.
10. Волков, В. С. Использование системы Simulink при имитационном моделировании высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. – 2011. – № 7. – С. 50.
11. Волков, В. С. Автоматизация разработки диагностического обеспечения интеллектуальных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. – 2009. – № 12. – С. 20–25.
12. Фандеев, В. П. Модели, методы и алгоритмы оптимизации диагностирования приборов : учеб. пособие / В. П. Фандеев, В. С. Волков. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2007. – 76 с.
13. US patent 6,082,199. – URL: <http://www.yokogawa.ru>.
14. Silicon Pressure Sensor Integrates Resonant Strain Gauge on Diaphragm / K. Ikeda et al. // Sensors and Actuators. – 1990. – Vol. A21–23. – P. 146–150.
15. Various Applications of Resonant Pressure Sensor Chip Based on 3-D Micromachining / K. Harada et al. // Sensors and Actuators. – 1999. – Vol. A73. – P. 261–266.
16. Пат. 2341815 Российская Федерация. Резонансный преобразователь давления / Баринов И. Н., Баринов И. Н. – 02.06.2010.
17. Заявка на изобретение 2009133752. Устройство для измерения давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы с частотным выходным сигналом / Васильев В. А., Громков Н. В. – 08.09.2009.

Волков Вадим Сергеевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра приборостроения,
Пензенский государственный университет
E-mail: distortions@rambler.ru

Volkov Vadim Sergeevich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of instrument making,
Penza State University

Кудрявцева Дарья Александровна

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

Kudryavtseva Daria Aleksandrovna

postgraduate student,
Penza State University

Вергазов Ильяс Рашитович

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

Vergazov Ilyas Rashitovich

chief engineer,
Scientific-research Institute
of physical measurement

УДК 621.3.032

Волков, В. С.

Современные направления развития преобразователей давления с частотным выходным сигналом / В. С. Волков, Д. А. Кудрявцева, И. Р. Вергазов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 20–28.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

УДК 681.586.773.004.5

А. А. Мельников, Б. В. Цыпин, К. И. Бастрыгин, В. В. Кикот

СИСТЕМА КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

A. A. Mel'nikov, B. V. Tsypin, K. I. Bastrykin, V. V. Kikot

THE CONDITION MONITORING SYSTEM OF PIEZOELECTRIC PRESSURE SENSORS

А н н о т а ц и я. Предложен способ контроля состояния пьезоэлектрических датчиков давления. Рассмотрен принцип работы системы контроля, основанный на использовании обратного пьезоэффекта. Приведен схмотехнический вариант системы контроля с описанием работы основных узлов и модулей.

A b s t r a c t. Provides a method for monitoring the status of piezoelectric pressure sensors . We consider the principle of the control system based on the use of the inverse piezoelectric effect . The scheme – technical version control system with a description of the basic units and modules.

К л ю ч е в ы е с л о в а: пьезоэлектрический датчик, пьезоэффект, система контроля, микроконтроллер.

К е y w o r d s: piezoelectric sensors, piezoeffect, monitoring system, microcontroller.

Важнейшей частью датчика, определяющего его основные технические характеристики, являются чувствительный элемент (ЧЭ) [1], выполненный в виде отдельного кристалла, пьезокерамической пластины или балки, и конструктивно, функционально законченный измерительный модуль. При сборке датчиков от качества ЧЭ зависит большинство технических характеристик датчика: надежность, чувствительность, информативность и др. Кроме того, именно ЧЭ в основном определяет такие важнейшие характеристики датчиков, как частотный диапазон, АЧХ, чувствительность к полезному сигналу и шумам, амплитуду и спектр шумов, порог измерений. Поэтому главной задачей при изготовлении и дальнейшей эксплуатации датчиков являются диагностика работоспособности и корректного функционирования ЧЭ, контроль метрологической исправности [2].

Неразрушающую диагностику ЧЭ целесообразно проводить, используя физические эффекты, присущие функциональным материалам ЧЭ (пьезочувствительность, тензочувствительность, термочувствительность, фоточувствительность, магниточувствительность, пироэффект и пр.). Применительно к пьезоэлектрическим чувствительным элементам (ПЧЭ), основными физическими эффектами, которые могут быть использованы при неразрушающей диагностике, являются прямой и обратный пьезоэффекты. Подавая на электроды ПЧЭ синусоидальное напряжение или ударный импульс и принимая отклик, можно судить о целостности и работоспособности ПЧЭ.

Способ контроля работоспособности пьезодатчика основан на том, что пьезоэлектрический преобразователь датчика обратим, он генерирует электрический сигнал при механическом воздействии на него и испытывает механическую деформацию при подаче на него электрического напряжения. В обоих случаях уровень реакции на воздействие определяется одним и тем же коэффициентом, называемым пьезомодулем или коэффициентом преобразования.

Инерционность датчика как механической системы определяется частотой его свободных колебаний, зависящей, прежде всего, от свойств самого датчика, но кроме этого, и от механических свойств контактирующей с датчиком части объекта. Ее называют частотой установочного резонанса (УР). Электрическая же инерционность не связана с механической и определяется в первом приближении произведением емкости датчика с кабелем и активным сопротивлением его нагрузки. Частотный спектр вибрации, измеряемой датчиком, всегда лежит ниже частоты УР (иначе результат измерения будет недостоверным), занимая, как правило, область от нуля до 0,2...0,3 ее значения. Для подключения к устройству контроля датчик отсоединяют от аппаратуры, с которой он работает. На него подают постоянное напряжение, заряжающее его емкость и деформирующее пьезоэлемент. Длительность этой операции должна быть такой, чтобы все переходные механические и электрические процессы успели закончиться. После этого отключают источник напряжения от датчика и присоединяют к выводам последнего небольшое активное сопротивление на время (обычно несколько десятков микросекунд), достаточное для практически полной разрядки емкости датчика. Механическая деформация пьезоэлемента не может изменяться с той же скоростью, его возвращение в начальное состояние происходит в виде затухающих колебаний с частотой УР.

Пьезоэлемент преобразует эти колебания в электрический сигнал, который регистрируют, например, запоминающим осциллографом. Признаком нормального состояния датчика служит неизменность формы и уровня сигнала при неоднократном контроле.

Анализ спектра или других характеристик собственных колебаний датчика позволяет не только более точно оценить его состояние, но и получить дополнительную информацию об исправности узла объекта, на котором установлен датчик. Дело в том, что верхняя граница спектра сигнала датчика, получаемого при его обычной эксплуатации, чаще всего не превышает 1000 Гц, а иногда и ниже. Небольшие неисправности на объекте мало влияют на характер сигнала спектра, а так как при контроле чувствительность сигнала увеличивается, то, анализируя его, удастся заметить даже мелкие изменения сигнала на объекте, разумеется, если они происходят вблизи от датчика.

Принцип работы системы контроля технического состояния пьезоэлектрических датчиков без снятия их с изделия основан на использовании обратного пьезоэффекта. На электроды пьезоэлектрического датчика для создания обратного механического эффекта подается напряжение возбуждения в виде одиночного импульса или пакета импульсов, следующих с определенной частотой. После завершения этапа возбуждения, когда внешнее напряжение возбуждения снимается с датчика, возникают затухающие колебания пьезоэлемента. На электродах датчика появляются переменные заряды, величина и частота изменения которых определяются свободными затухающими механическими колебаниями пьезоэлемента – «напряжение реакции» датчика на сигнал возбуждения.

Возбуждающий сигнал в виде одиночного короткого импульса является наиболее предпочтительным с точки зрения простоты анализа полученных результатов, так как форма возникающих после снятия напряжения возбуждения колебаний соответствует переходной характеристике пьезоэлектрического датчика. Однако при таком возбуждении для получения достаточно больших значений амплитуды напряжения реакции датчика, приемлемых для последующего усиления и обработки, требуется амплитуда импульса возбуждения порядка нескольких десятков вольт.

Увеличить значения амплитуды напряжения реакции датчика можно при использовании напряжения возбуждения в виде пачки импульсов, имеющих скважность два. При этом проявляется эффект «раскачивания» пьезоэлемента. Наибольших значений амплитуда сигнала, соответствующего свободным колебаниям, достигает при частоте следования возбуждающих импульсов, близкой к частоте собственных колебаний пьезодатчика.

Напряжение реакции при этом имеет вид затухающих колебаний на собственной резонансной частоте датчика. Возможно появление амплитудной модуляции напряжения реакции с частотой биений, равной разности частот сигнала возбуждения и собственной резонансной частоты датчика (рис. 1).

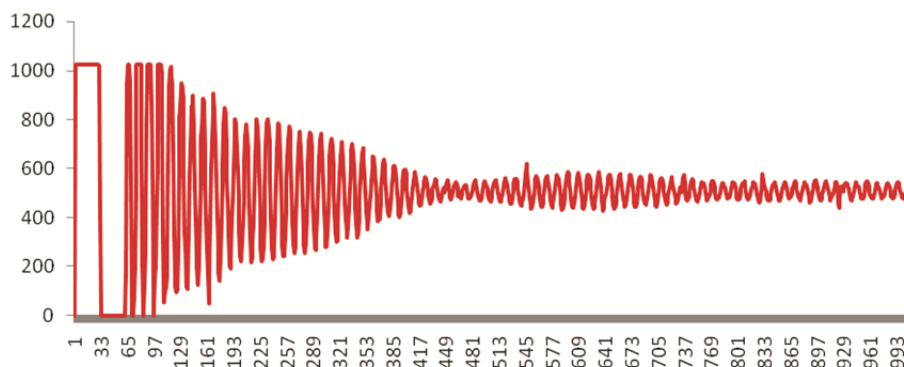


Рис. 1. Напряжение сигнала реакции исправного датчика после снятия сигнала возбуждения

В случае неисправности датчика амплитуда напряжения реакции резко уменьшается и чаще всего имеет вид затухающей экспоненты (рис. 2). В отдельных случаях возможно значительное изменение частоты собственных колебаний и/или значительное уменьшение времени затухания колебаний.

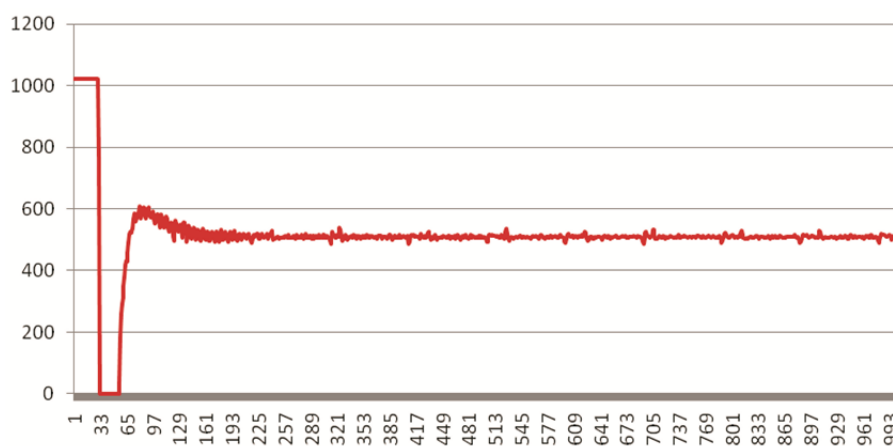


Рис. 2. Пример напряжения сигнала реакции неисправного датчика

Структурная схема системы контроля технического состояния пьезоэлектрических датчиков динамических процессов без снятия их с изделия приведена на рис. 3.

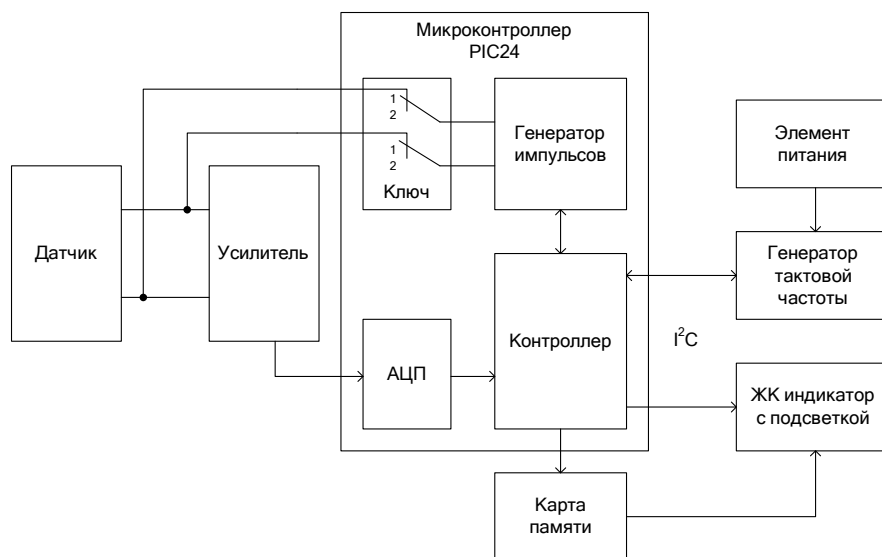


Рис. 3. Структурная схема контроля технического состояния пьезоэлектрических датчиков динамических процессов без снятия их с изделия

В состав системы входят:

- генератор импульсов возбуждения, подключенный через размыкающий ключ к электродам датчика;
- предварительный дифференциальный усилитель, необходимый для согласования уровня напряжения реакции с динамическим диапазоном АЦП;
- контроллер, в котором осуществляется обработка цифрового массива данных с АЦП, определяются частота и время затухания свободных колебаний напряжения реакции датчика, сравнение их с предельно допустимыми значениями, выработка сигналов «Исправен» или «Неисправен» и управление индикатором. АЦП микроконтроллера разработан на основе регистра последовательного приближения и позволяет обрабатывать аналоговые сигналы с 16 каналов (AN0...AN15) с использованием двух мультиплексоров MUXA и MUXB (рис. 4). Результаты преобразования сохраняются в массиве 16-битных слов ADC1BUFx. Установка режимов работы и рабочих параметров преобразователя осуществляется с помощью регистров AD1CON1...AD1CON3, AD1CHS, AD1PCFG и AD1CSSL;
- индикатор, с помощью которого устанавливается режим контроля (тип и номер датчика, время проведения испытаний и номер эксперимента) и отображаются в графическом виде результаты экспериментов по контролю датчика, частота и время затухания напряжения реакции датчика и результаты «Исправен» или «Неисправен». Дисплей представляет собой аппаратный драйвер uc1601s, к которому подключена ж/к матрица разрешением 132×64 точки [3]. Для обмена данными используется двунаправленная асинхронная шина I²C с последовательной передачей данных, одна из которых предназначена для передачи тактового сигнала, а вторая для обмена данными [4]. Информация, выводимая на дисплей, позволяет ознакомиться с измерениями визуально. Программный драйвер обеспечивает формирование на дисплей текстовой и графической информации;
- карта энергонезависимой памяти, предназначенная для хранения результатов экспериментов по контролю датчика, параметры напряжения возбуждения в зависимости от типа датчика и диапазоны допустимых значений резонансной частоты и времени затухания [5].

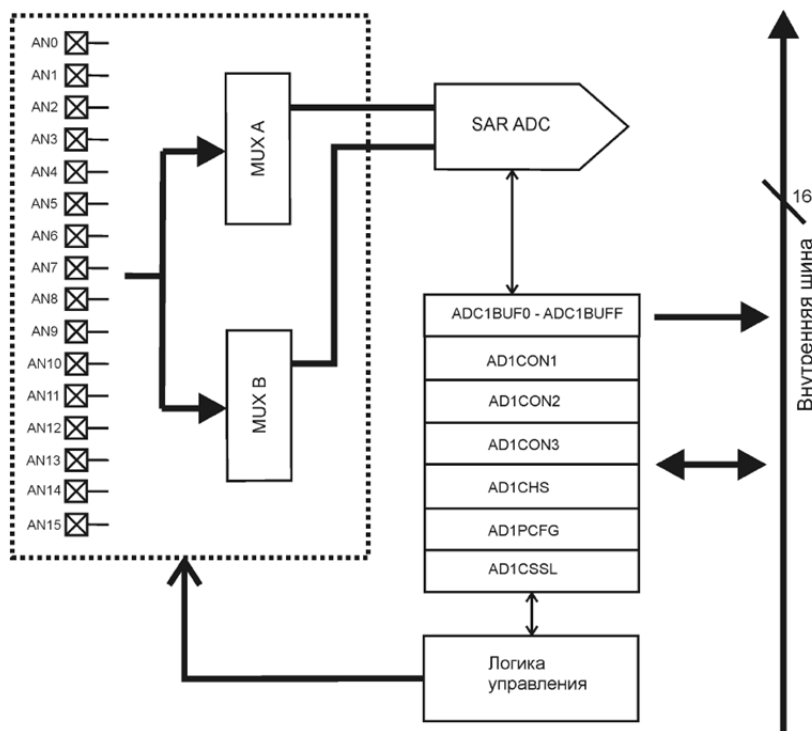


Рис. 4. Модуль аналого-цифрового преобразования

Генератор импульсов возбуждения и размыкающий ключ реализованы в микроконтроллере типа PIC24HJ128GP502. Напряжение питания микроконтроллера +3,3 В формируется стабилизатором напряжения MCP1702T из напряжения +12 В (рис. 5), необходимого для питания светодиодной подсветки графического индикатора типа TIC154A.

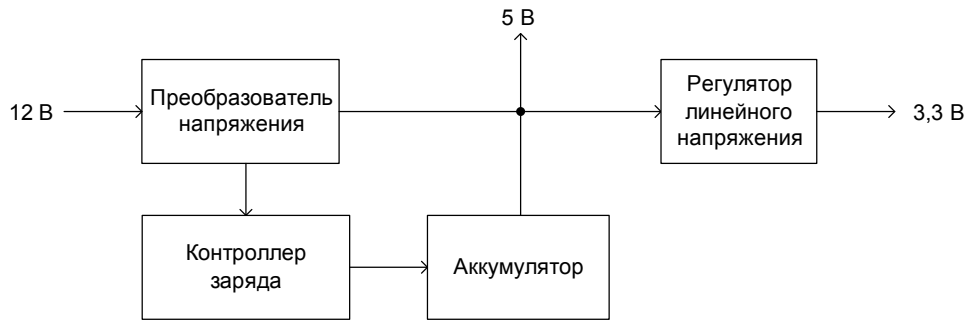


Рис. 5. Схема питания системы контроля

В стабилизаторе напряжения используются режим управления по току и внутренняя коррекция сигнала обратной связи, что обеспечивает эффективную стабилизацию в широком диапазоне входных напряжений и токов нагрузки. Стабилизатор имеет вход отключения нагрузки и встроенную схему плавного старта, снижающую броски тока при включении питания. Малое время переключения ключевого транзистора обеспечивает стабильность даже низких значений выходных напряжений.

Напряжение питания +12 В может подаваться извне или формироваться стабилизатором напряжения из внешнего напряжения +27 В. Благодаря мостовой схеме на диодах внешнее напряжение может подаваться в любой полярности.

Предварительный усилитель и схема согласования уровня реализованы на счетверенном операционном усилителе типа МСР6024. На усилителе формируется напряжение виртуально-го нуля, равное половине напряжения питания микроконтроллера, необходимое для обеспечения возможности работы схемы при однополярном питании +3,3 В. Это напряжение подается на неинвертирующие входы усилителей МСР6024, работающие с переменными входными сигналами. На усилителе реализован входной дифференциальный каскад с коэффициентом усиления 20. Для защиты входа этого усилителя от перегрузки при подаче на пьезодатчик напряжения возбуждения служат диоды. На усилителях МСР6024 выполнен усилитель переменного тока.

На микросхеме МК41Т56 и резонаторе реализован генератор тактовой частоты для микроконтроллера. Управление системой контроля и задания режимов осуществляется кнопками. Информация о результате контроля датчика и его состоянии «Исправен» или «Неисправен» выводится на графический индикатор со светодиодной подсветкой.

Разработанная система имеет ряд преимуществ: мобильность и простота использования за счет применения встроенных аккумуляторных батарей вместо внешних источников питания, низкий вес, небольшие габаритные размеры и герметичность корпуса системы позволяют работать с датчиками практически в любых труднодоступных местах на объекте заказчика и при любых климатических условиях, карта памяти хранит и считывает информацию с данными о всех подключенных датчиках, большая база датчиков, занесенная в память системы, позволяет работать с большинством пьезоэлектрических датчиков, а также имеется возможность дополнения ее по требованию заказчика.

Список литературы

1. Мусаев, Р. Ш. Имитационное моделирование чувствительного элемента тензорезистивного датчика абсолютного давления / Р. Ш. Мусаев, М. А. Фролов, А. А. Трофимов // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 51–55.
2. Бастрыгин, К. И. К вопросу коррекции температурной погрешности в пьезоэлектрических датчиках давления / К. И. Бастрыгин, В. В. Кикот // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2. – С. 25–30.
3. Specification for LCD module TIC154A // Gamma. – 2007.
4. The I²C – bus and how to use it, 1995. – URL: www.datsi.fi.upm.es.
5. Тестер для контроля пьезоэлектрических датчиков на протяжении жизненного цикла / А. Г. Дмитриенко, А. В. Блинов, А. А. Мельников, Б. В. Цыпин // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3. – С. 15–18.

Мельников Анатолий Аркадьевич

ведущий инженер,
кафедра электротехники
и транспортного электрооборудования,
Пензенский государственный университет
E-mail: eltech@pnzgu.ru

Mel'nikov Anatoliy Arkad'evich

chief engineer,
sub-department of electrical engineering
and transport electrical equipment,
Penza State University

Цыпин Борис Вульфович

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

Tsypin Boris Vul'fovich

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

Бастрыгин Кирилл Игоревич

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: nik2@niifi.ru

Bastrygin Kirill Igorevich

postgraduate student,
Penza State University

Кикот Виктор Викторович

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: nik2@niifi.ru

Kikot Viktor Viktorovich

postgraduate student,
Penza State University

УДК 681.586.773.004.5

Мельников, А. А.

Система контроля состояния пьезоэлектрических датчиков давления / А. А. Мельников, Б. В. Цыпин, К. И. Бастрыгин, В. В. Кикот // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 29–34.

А. С. Ишков, В. Д. Зуев

МЕТОДЫ СТАТИСТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ БАЗОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

A. S. Ishkov, V. D. Zuev

METHODS OF STATISTICAL MODELING OF THE RELIABILITY OF THE BASIC ELEMENTS OF ELECTRONIC SYSTEMS

А н н о т а ц и я. При проектировании радиоэлектронных систем выполнена поэлементная оценка показателей надежности. Применен ускоренный способ оценки надежности на основе форсированных испытаний и расчетно-экспериментального метода. С помощью функции, описывающей процесс старения резисторов, оценивается его срок сохраняемости.

A b s t r a c t. In the design of electronic systems is performed item-evaluation of reliability indices. Applicable accelerated method for evaluating reliability based on the forced tests and methods to assess. With the help of the function describing the aging process of resistors, it is estimated storage life.

К л ю ч е в ы е с л о в а: надежность, электронные элементы, прогнозирование, радиоэлектронные системы, форсирование, испытания.

К e y w o r d s: Indicators of reliability electronic components, forecasting, electronic systems, boost, tests.

В настоящее время оценка показателей надежности является обязательным элементом инженерного проектирования любой радиоэлектронной системы. Как правило, радиоэлектронная система является сложным техническим объектом, в состав которого входят различные узлы, блоки, содержащие множество базовых элементов электронной техники (резисторов, конденсаторов, микросхем и т.п.).

На этапе инженерного проектирования радиоэлектронной системы зачастую выполняется поэлементный расчет показателей надежности ее комплектующих элементов с целью прогнозирования ожидаемой надежности всей системы. Такое прогнозирование позволяет выбрать структуру радиоэлектронной системы, способы резервирования ее элементов, количество запасных элементов и др.

Традиционные методы оценки показателей надежности элементов электронной техники основываются на сборе и обработке экспериментальных данных, полученных в ходе их испытаний на безотказность или сохраняемость в требуемых режимах или условиях либо на использовании статистических данных о соответствующих испытаниях изделий-аналогов. Общественной трудностью при оценке надежности элементов радиоэлектронных систем перечисленными выше методами являются существенная длительность и стоимость испытаний, а воспользоваться информацией о надежности аналогичных изделий не всегда представляется возможным.

Вследствие указанных недостатков одним из перспективных методов оценки надежности на стадии проектирования радиоэлектронных систем является метод ускоренной оценки

показателей надежности. Ускоренный метод основан на форсировании в процессе испытаний деградиационных процессов, приводящих к отказу электронных элементов.

Для ускорения расчета надежности систем и их комплектующих используются форсирование электрической и/или климатической нагрузки на электронные элементы в процессе их испытаний и дальнейшее моделирование и прогнозирование показателей надежности на основе результатов испытаний.

При форсированных испытаниях ужесточаются режимы испытаний по сравнению с рабочими. Основными факторами ускорения могут быть термическая нагрузка, изменение влажности среды, повышенное напряжение питания, применение агрессивных сред или совместное действие перечисленных факторов. Форсирование режимов испытаний приводит к интенсификации физико-химических процессов, происходящих в электронных элементах без изменения основных механизмов их отказов. Время проведения испытаний зависит от степени увеличения воздействия внешних влияющих факторов.

При прогнозировании результаты кратковременных испытаний в нормальных режимах распространяются на длительные сроки эксплуатации. При использовании расчетно-экспериментальных методов разрабатываются математические модели, описывающие зависимость параметров-критериев годности системы и ее комплектующих от воздействующих факторов и экспериментально определяются коэффициенты этой модели.

В общем случае математическая модель зависимости показателей надежности от влияющих факторов имеет следующий вид [1]:

$$\lambda_3 = \lambda'_6 K_p \prod_{i=1}^n K_i,$$

где λ_3 – значение величины эксплуатационной интенсивности отказов; λ'_6 – базовая интенсивность отказов электронных элементов при номинальной электрической нагрузке, при температуре окружающей среды 25 °С и относительной влажности воздуха до 80 %; K_p – коэффициент режима, учитывающий изменение интенсивности отказов в зависимости от электрической нагрузки и (или) температуры окружающей среды; K_i – коэффициенты, учитывающие изменения эксплуатационной интенсивности отказов от различных факторов: коэффициент приемки, коэффициент эксплуатации, коэффициент качества разработки и изготовления аппаратуры, коэффициент ионизирующих излучений и т.д.; n – количество учитываемых факторов.

С целью оценки уровня дополнительной нагрузки определяется коэффициент ускорения K_y , связанный с изменениями условий и режимов эксплуатации или хранения:

$$K_y = \frac{K_{p1}}{K_{p2}},$$

где K_{p1} – коэффициент режима в условиях эксплуатации (хранения); K_{p2} – коэффициент режима в условиях проведения испытаний.

На основе полученного коэффициента ускорения вычисляются расчетно-экспериментальные показатели надежности, например:

$$T_{p-3} = K_y T_{\text{уск исп}},$$

где T_{p-3} – расчетно-экспериментальное время наработки; $T_{\text{уск исп}}$ – время проведенных испытаний.

В случае положительных результатов испытаний в условиях повышенных воздействующих факторов вычисляется эксплуатационная интенсивность отказов радиоэлектронных компонентов и другие показатели надежности.

В соответствии с требованиями нормативно-технической документации [2] допускается проводить оценку показателей надежности электронных элементов как расчетно-экспериментальным, так и расчетным методами. Расчетный метод основывается на статистическом прогнозировании показателей надежности по временной зависимости. Для прогнозирования используются данные испытаний на сохраняемость электронных элементов методом длительного хранения, причем время испытаний должно быть не менее 25 % срока сохраняемости, установленного в технических условиях на изделие.

Расчетный метод оценки показателей надежности основан на анализе экспериментальных данных, полученных в ходе испытаний на надежность. В результате анализа определяется закон распределения параметров-критериев годности (ΔK_d) электронных элементов при их хранении, выбирается преобразующая функция, которая приводит распределение величины ΔK_d к нормальному виду. С помощью выбранной преобразующей функции выполняется прогнозирование изменений значений ΔK_d в течение анализируемого временного интервала.

Авторами проведена работа по исследованию возможности установления срока сохраняемости резисторов типа Р2-67, равного 21 году. В соответствии с техническими условиями для резистора Р2-67 установлен срок сохраняемости 20 лет. Такое исследование необходимо, например, при продлении срока сохраняемости электронного элемента относительно уже установленного в его технических условиях.

В соответствии с представлениями о старении резисторов [3] временная зависимость среднего значения параметров-критериев годности резисторов (изменение значения сопротивления) описывается моделью

$$\hat{y} = \bar{y} + b_1 \cdot (x - \bar{x}).$$

Для расчета коэффициентов модели используются следующие формулы:

$$\bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i; \quad \bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i;$$

$$b_1 = \frac{\sum_{i=1}^n (\bar{y}_i - \bar{y}) \cdot (x_i - \bar{x})}{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2},$$

где $x_i = \ln(t_i)$ – количество моментов контроля значений параметров-критериев годности резистора при испытаниях на сохраняемость; $y_i = \ln(\eta_i)$ – изменение значения сопротивления резистора в течение времени хранения при каждом моменте контроля параметров.

После расчета параметров модели согласно методике статистического прогнозирования по временной зависимости [2] вычисляются ожидаемые значения отклонения сопротивления резисторов и оценивается их максимально допустимый срок сохраняемости. На основе анализа результатов испытаний на сохраняемость завода-изготовителя резистора Р2-67 в течение 14 лет и с помощью интерактивных средств статистического моделирования на ПЭВМ были определены коэффициенты модели и выполнено прогнозирование изменения величины ΔK_d (отклонение сопротивления резистора Р2-67) в течение 21 года.

Результаты прогнозирования значений отклонения сопротивления резисторов в течение анализируемого срока хранения представлены на рис. 1.

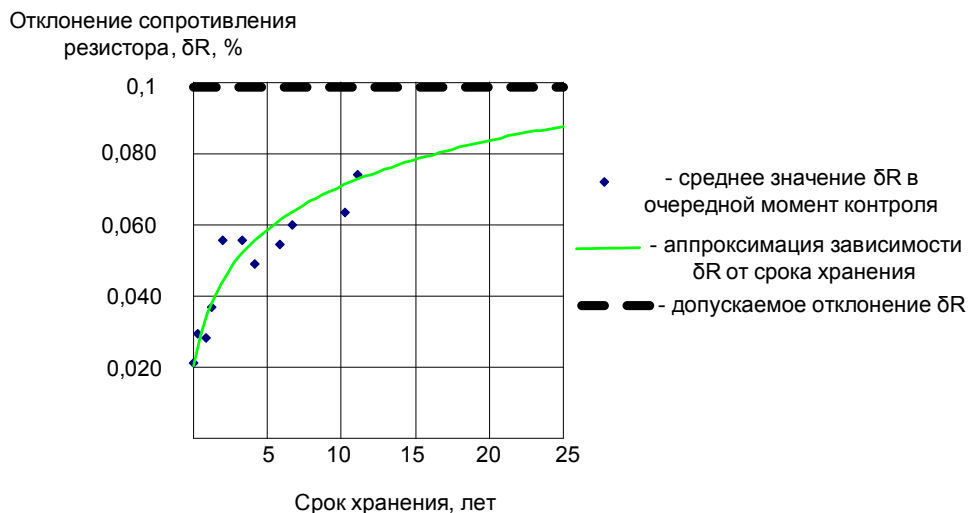


Рис. 1. Результаты моделирования

Таким образом, результаты проведенных расчетов позволяют установить срок сохранности резисторов Р2-67, равный 21 году, так как согласно полученной на рис. 1 зависимости, отклонение сопротивления резисторов не превысит нормативного значения 0,1 %. Данный вывод справедлив при хранении резисторов в местах и условиях, аналогичных тем, которые имели место при испытаниях на сохраняемость.

Список литературы

1. Ишков, А. С. Методы прогнозирования показателей надежности радиоэлектронных компонентов / А. С. Ишков, И. В. Костюченков, М. К. Маркелов // Надежность и качество : тр. Междунар. симп. : в 2 т. / под ред. Н. К. Юркова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2009. – Т. 2. – С. 31–32.
2. ОСТ 11.070.050 Конденсаторы и резисторы. Методы ускоренной оценки сохраняемости.
3. Ишков, А. С. Методы повышения временных показателей надежности ИЭТ / А. С. Ишков // Петербургский журнал электроники. – 2009. – № 1. – С. 76–78.

Ишков Антон Сергеевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра радиотехники и радиоэлектронных систем,
Пензенский государственный университет,
старший научный сотрудник,
Научно-исследовательский институт
электроμηχανических приборов
E-mail: ishkovanton@mail.ru

Ishkov Anton Sergeevich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of radio engineering
and electronic systems,
Penza State University,
senior researcher,
Scientific-research Institute
of electromechanical devices

Зуев Вячеслав Дмитриевич

кандидат технических наук,
начальник научно-производственного комплекса,
Научно-исследовательский институт
электроμηχανических приборов

Zuev Vyacheslav Dmitrievich

candidate of technical sciences,
head of the scientific-industrial complex,
Scientific-research Institute
of electromechanical devices

УДК 621.396.6.019.3

Ишков, А. С.

Методы статистического моделирования показателей надежности базовых элементов радиоэлектронных систем / А. С. Ишков, В. Д. Зуев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 35–38.

А. В. Чижов

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ВЫСОКОМОМЕНТНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

A. V. Chizhov

IMPROVEMENT OF THE ACCURACY OF MEASUREMENT OF THE STATIC CHARACTERISTICS OF MAGNETIC MATERIALS FOR HIGH-TORQUE MOTORS

А н н о т а ц и я. Рассмотрена возможность применения индукционно-импульсного метода в ступенчатом режиме намагничивания для измерения статических магнитных характеристик магнитомягких прецизионных сплавов и электротехнических сталей. Внедрение ступенчатого режима в адаптивные алгоритмы измерений позволяет сократить время и повысить достоверность.

A b s t r a c t. The possibility of using induction-pulse method in a stepwise magnetization mode for measuring of the static magnetic characteristics of soft magnetic precision alloys and electrical steels is described. Implementation of step mode in adaptive measurement algorithms allows to reduce the time and improve the accuracy.

К л ю ч е в ы е с л о в а: индукционно-импульсный метод, ступенчатый режим, коммутационный режим, петля гистерезиса, кривая намагничивания.

K e y w o r d s: Induction-pulse method, stepwise mode, switching mode, hysteresis loop, magnetization curve.

Введение

В области исследования статических магнитных характеристик применяют индукционно-импульсный и индукционно-непрерывный методы измерений, развитие которых в настоящее время осуществляется перспективными разработками новых измерительно-вычислительных комплексов [1–8], позволяющих одновременно повысить точность и расширить область измерений, а также развитием и совершенствованием применяемых методик и алгоритмов измерений.

Индукционно-непрерывный метод наиболее востребован в неразрушающем контроле в режиме линейного изменения напряженности внешнего магнитного поля, основное достоинство которого – измерение большего числа магнитных параметров материала, что существенно расширяет возможность его применения для выявления корреляций между магнитными и механическими свойствами материала [9].

В качестве основного метода измерения статических магнитных характеристик прецизионных сплавов и электротехнических сталей на производстве магнитных систем высокомоментных двигателей применяют исключительно индукционно-импульсный метод измерения [10], который является стандартизированным [11, 12] и нашел применение при входном и межоперационном контроле качества выпускаемой продукции.

Цель работы: развитие методики измерения основных магнитных характеристик магнитомягких материалов, основанной на индукционно-импульсном методе с коммутационным и ступенчатым режимами.

Главной отличительной особенностью индукционно-импульсного метода в коммутационном режиме является измерение скачкообразно изменяющегося магнитного потока $\pm 2 \Phi$ в процессе перемагничивания из одного состояния образца в другое. Это позволяет повысить точность измерения магнитного потока Φ за счет снижения методических погрешностей, поскольку в этом случае влияние дрейфа измерителя сводится к минимальной величине [4], а минимизация погрешности от вклада поверхностного эффекта и задержки перемагничивания за счет магнитной вязкости материала образца достигается заданием требуемого числа коммутаций и длительностью пауз между ними. Снижение инструментальной погрешности обеспечивается отсутствием измерительных пределов каналов интегратора из диапазона $0 \dots 10$ мкВб, на которых наблюдается существенный дрейф, вносимый как полем земли, так и работой самого устройства.

Измерение основной кривой намагничивания в коммутационном режиме перемагничивания заключается в разбиении диапазона напряженности магнитного поля ($0 \dots H_s$) на заданное число интервалов N и последовательном измерении магнитного потока $|2 \cdot \Phi_i|$ при изменении значения напряженности поля H_i , соответствующего каждому интервалу, на противоположное. Построение убывающей/возрастающей ветви петли гистерезиса осуществляется измерением магнитного потока насыщения Φ_s и последовательным измерением приращения магнитного потока $d\Phi$ при изменении напряженности поля от H_s до H_i , при котором H_i изменяется в диапазоне $+H_s \dots -H_s / -H_s \dots +H_s$ соответственно, после выполнения заданного числа коммутаций в поле насыщения H_s .

Ступенчатый режим измерения основной кривой намагничивания заключается в разбиении диапазона напряженности магнитного поля ($0 \dots H_s$) на заданное число интервалов N и последовательном измерении приращения магнитного потока $d\Phi$ в диапазоне от 0 до $\pm \Phi_s$, возникающего при последовательном изменении напряженности намагничивающего поля на величину ΔH в диапазоне от 0 до значения напряженности магнитного поля $\pm H_s$, соответствующей индукции насыщения $\pm B_s$. Построение убывающей/возрастающей ветви петли гистерезиса осуществляется измерением магнитного потока насыщения Φ_s и последовательным измерением приращения магнитного потока $d\Phi$ при изменении значения напряженности поля от H_s до H_i , при котором H_i последовательно изменяется в диапазоне $+H_s \dots -H_s / -H_s \dots +H_s$ соответственно.

Для оценки относительной погрешности измерения статических магнитных характеристик в коммутационном и ступенчатом режимах выполним измерения основной кривой намагничивания и петли магнитного гистерезиса путем измерения магнитного потока Φ катушки взаимной индуктивности (КВИ) в интервалах тока $0 \dots 3$ А (рис. 1) и $+3 \dots -3$ А соответственно (рис. 2).

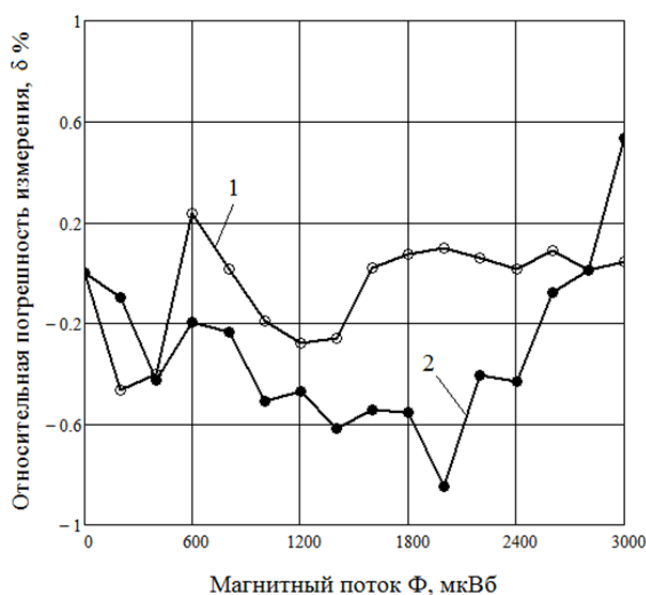


Рис. 1. Относительная погрешность измерения δ КВИ с $M = 0,001$ основной кривой намагничивания: 1 – в коммутационном режиме перемагничивания; 2 – в ступенчатом режиме намагничивания

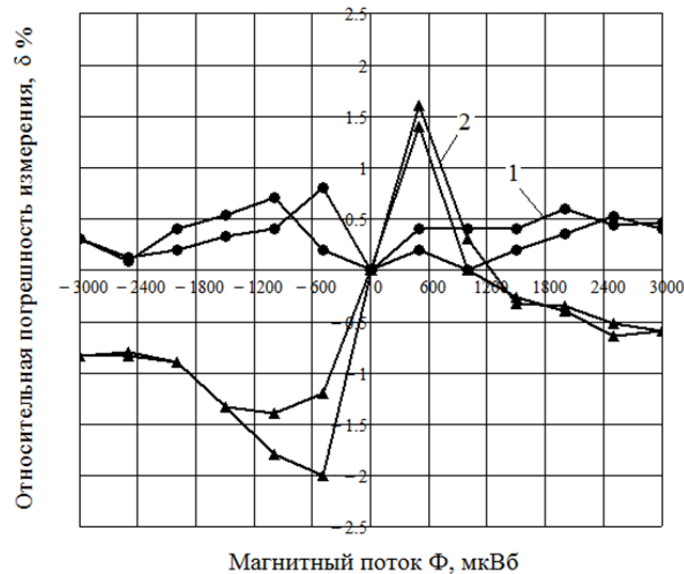


Рис. 2. Относительная погрешность измерения δ КВИ с $M = 0,001$ петли магнитного гистерезиса:
1 — в коммутационном режиме перемагничивания; 2 — в ступенчатом режиме намагничивания

Анализ результатов измерений показывает, что основным недостатком ступенчатого режима перемагничивания является высокая относительная погрешность измерения магнитного потока $d\Phi$ δ для каждой последующей точки измерения, поскольку в этом случае магнитный поток Φ в заданной точке N_i определяется как

$$\Phi_{N_i} = \sum_{i=1}^{N_i} d\Phi.$$

При этом отсутствие заданного числа коммутаций N в каждой точке позволяет в ступенчатом режиме перемагничивания значительно сократить время измерения статических магнитных характеристик основной кривой намагничивания и петель магнитного гистерезиса.

Поскольку КВИ характеризуется линейной зависимостью магнитного потока от величины тока коммутации, в ступенчатом режиме перемагничивания между двумя точками измерялась одна и та же величина $d\Phi$.

Известно, что ферромагнитные материалы обладают нелинейной зависимостью изменения индукции в заданной напряженности поля. В связи с этим при измерениях максимальной магнитной проницаемости $\mu_{\max}$ и коэрцитивной силы H_C в коммутационном режиме перемагничивания существует вероятность появления методической погрешности вследствие того, что интервалы полей, в которых находятся искомые значения $\mu_{\max}$ и H_C , неизвестны и каждый материал характеризуется своей кривизной основной кривой намагничивания и углом наклона кривой размагничивания, измеряемые точки могут находиться как вблизи искомых величин, так и за диапазонами поля, позволяющими выполнить измерения с методической погрешностью менее $\pm 1\%$.

В связи с этим при исследовании параметров широкого спектра магнитомягких материалов, когда искомые значения $\mu_{\max}$ и H_C могут составлять диапазоны $0 \dots 300\,000$ и $0 \dots 200$ А/м соответственно, предлагается для предварительного измерения применять ступенчатый режим измерения, по результатам которого выполнить уточняющее измерение в коммутационном режиме перемагничивания. Такой подход позволит разбить диапазон поля $0 \dots H_s$ в соответствии с заданным числом точек таким образом, чтобы методическая погрешность измерения составила менее $\pm 1\%$.

Выводы

1. Ступенчатый режим не может обеспечить требуемую погрешность измерения, но может быть применен для получения опорных точек при измерении статических магнитных характеристик в коммутационном режиме перемагничивания.

2. Относительно высокая скорость измерения в ступенчатом режиме позволяет проводить исследования в экспресс-режиме.

3. Применение ступенчатого режима позволяет повысить достоверность результатов измерения параметров магнитомягких материалов на измерительно-вычислительном комплексе «Измеритель параметров магнитомягких материалов ММ505» [13].

Список литературы

1. Ишков, А. С. Измерительно-вычислительный комплекс для исследования магнитных характеристик электротехнической стали / А. С. Ишков, Л. Н. Литвинов // Датчики и системы. – 2006. – № 4. – С. 14–17.
2. Гордон, В. И. Оценка возможности применения метода ступенчатого намагничивания для точного измерения статических магнитных параметров ферромагнитных материалов / В. И. Гордон, В. Г. Антонов // Метрология. – 1982. – № 6. – С. 48–55.
3. Шихин, А. Л. Магнитоизмерительные комплексы для испытания магнитных материалов и систем / А. Л. Шихин, В. Г. Сергеев, В. Г. Тугарин // Метрология. – 1983. – № 9. – С. 41–49.
4. Антонов, В. Г. Средства измерения магнитных параметров материалов / В. Г. Антонов, Л. М. Петров, А. П. Щелкин. – Л. : Энергоатомиздат, 1986. – 216 с.
5. Автоматизированный комплекс для магнитных измерений на базе микро-ЭВМ и аппаратуры КАМАК / Э. С. Горкунов, Р. П. Петров, А. В. Кадров, И. Н. Красильников // Дефектоскопия. – 1987. – № 8. – С. 56–60.
6. Мельгуй, М. А. Установка для измерения динамических и квазистатических магнитных характеристик / М. А. Мельгуй, А. А. Осипов // Дефектоскопия. – 1991. – № 3. – С. 34–39.
7. Магнито-измерительный комплекс для магнитоструктурных исследований / Э. С. Горкунов, В. Н. Махов, А. М. Поволоцкая, С. В. Тузанкин, Ю. С. Субботин, Б. М. Липидус // Дефектоскопия. – 1999. – № 3. – С. 78–84.
8. Дидик, Ю. И. Установка для измерения магнитных свойств магнитомягких материалов в импульсном режиме перемагничивания / Ю. И. Дидик, Г. С. Корзунин, М. Ю. Дидик // Дефектоскопия. – 2001. – № 7. – С. 13–24.
9. Матюк, В. Ф. Измерение магнитных характеристик магнитомягких материалов при квазистатическом перемагничивании / В. Ф. Матюк, А. А. Осипов // Неразрушающий контроль и диагностика. – 2011. – № 4. – С. 3–34.
10. Преображенский, А. А. Магнитные материалы и элементы : учеб. для студ. вузов по специальности «Полупроводники и диэлектрики» / А. А. Преображенский, Е. Г. Бишард. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Высш. шк., 1986. – 352 с.
11. ГОСТ 8.377–80. Материалы магнитомягкие. Методика выполнения измерений при определении статических магнитных характеристик. – М. : Изд-во стандартов, 1986. – 21 с.
12. ГОСТ 12119–98. Сталь электротехническая. Методы определения магнитных и электрических свойств. – М. : Изд-во стандартов, 2003. – 124 с.
13. Автоматизированная установка для исследования магнитомягких материалов / Ю. А. Вареник, А. М. Метальников, Д. В. Рябов, А. В. Чижов // Университетское образование : сб. ст. XVI Междунар. науч.-метод. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – С. 176–177.

Чижов Андрей Вячеславович

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: lifting2@mail.ru

Chizhov Andrey Vyacheslavovich

postgraduate student,
Penza State University

УДК 621.317.421.3

Чижов, А. В.

Повышение точности измерения статических характеристик магнитных материалов для высокомоментных двигателей / А. В. Чижов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 39–42.

О. П. Солдатова

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ГЕНЕРАЦИИ БАЗ НЕЧЕТКИХ ПРОДУКЦИОННЫХ ПРАВИЛ НА ПРИМЕРЕ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ КЛАССИФИКАЦИИ¹

O. P. Soldatova

COMPARATIVE ANALYSIS OF ALGORITHMS OF FUZZY PRODUCTION RULES' DATABASE GENERATION WITH AN EXAMPLE OF SOLVING THE CLASSIFICATION PROBLEM

А н н о т а ц и я. Предложена методика оценки непротиворечивости и полноты, основанная на используемых в теории градуированных формальных логических систем понятиях синтаксических и семантических выводов. Для оптимизации структуры результирующей базы правил реализованы возможность выбора типа и настройки параметров функций принадлежности и метод исключения дублирующих и противоречивых правил. Исследования проводились на данных известной задачи классификации ирисов Фишера, полученных из репозитория *UCI*.

A b s t r a c t. The proposed method of estimation of consistency and completeness, based on the one used in the theory of graded formal logical systems the notions of syntactic and semantic conclusions. To optimize the structure of the resulting rule base allows selection of the type and settings of the parameters of membership functions and the elimination method overlapping and contradictory regulations. Studies were conducted on data from well-known problems of classification of iris flower data set obtained from the *UCI* repository.

К л ю ч е в ы е с л о в а: база нечетких продукционных правил, функции принадлежности, алгоритм Абе-Лэна, рейтинговый алгоритм, непротиворечивость, полнота, оптимизация структуры базы правил.

К е y w o r d s: fuzzy production rules' database, membership function, algorithm Abe-Lan, rating algorithm, consistency and completeness, rules' database optimization.

Введение

При ведении научных исследований, обработке результатов наблюдения или эксперимента обычно приходится сталкиваться с проблемой обработки больших массивов числовой информации. Проблема неточности, неполноты, недетерминированности многих экспериментальных данных привела в настоящее время к использованию для этих целей систем нечеткого вывода, содержащих базы продукционных правил [1, 2]. Использование нечетких продукционных правил позволяет не только обрабатывать нечеткие знания, но и способствует адекватному пониманию принципов функционирования системы, доступному экспертам в различных прикладных областях. Существенным недостатком систем нечеткого вывода является субъективный подход к разработке базы нечетких правил вывода. Если данная база правил

¹ Работа выполнена при государственной поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках реализации мероприятий Программы повышения конкурентоспособности СГАУ среди ведущих мировых научно-образовательных центров на 2013–2020 гг.

строится на основе экспертных оценок, она может содержать противоречивые правила и не обладать свойством полноты. Следовательно, требуется разработка алгоритмов автоматической генерации баз правил, алгоритмов проверки на непротиворечивость и полноту и алгоритмов оптимизации параметров и структуры базы на основе полученных оценок. Алгоритмы извлечения правил из числовых данных для решения задач классификации и аппроксимации предложены в [3–6]. В данной работе анализируются предложенные модификации рейтингового алгоритма и алгоритма Абе-Лэна [1, 4].

1. Методика генерации баз нечетких продукционных правил

Генерация базы правил состоит из двух этапов:

1. Генерация начальной базы правил.
2. Определение оптимальной структуры базы правил.

Для реализации первого этапа необходимо также решить две задачи:

- 1) разбить пространство входных и выходных переменных на кластеры;
- 2) определить алгоритм формирования начальной базы правил.

Для решения задачи классификации с известным числом классов и имеющейся обучающей выборкой первая задача решена остается решить задачу выбора алгоритма генерации. В данной статье анализируются два алгоритма генерации: рейтинговый алгоритм и алгоритм Абе-Лэна.

Для оптимизации базы правил необходимо:

- 1) определить критерии оптимальности базы правил;
- 2) провести параметрическую оптимизацию базы и сократить число правил.

В качестве критериев оптимизации предлагается использовать оценки непротиворечивости и полноты базы данных на основе теории градуированных формальных логических систем. В качестве параметрической оптимизации базы предлагается использовать настройку параметров функций трех функций фузификации: треугольной, трапецеидальной и функции Гаусса. В качестве метода сокращения числа правил предлагается исключение из базы дублирующих и противоречивых правил.

Исходя из поставленной задачи, можно перейти к описанию объекта с n входами и одним выходом:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (1)$$

для которого известны интервалы изменения входов и выхода:

$$x_i \in [x_i^{\min}, x_i^{\max}], i = 1, \dots, n; y \in [y^{\min}, y^{\max}], \quad (2)$$

где $x_i^{\min}, x_i^{\max}, y^{\min}, y^{\max}$ – минимальные и максимальные значения входов и выходов соответственно.

По имеющейся обучающей выборке из M пар экспериментальных данных входы – выход

$$\{X^{(p)}, y^{(p)}\}, \quad (3)$$

где $X^{(p)} = \{x_1^{(p)}, x_2^{(p)}, \dots, x_n^{(p)}\}$ – входной вектор в p -й паре, $p = 1, \dots, M$, необходимо синтезировать знания об объекте в виде системы нечетких правил вида

$$\text{ЕСЛИ } ((x_1 \in \alpha_1) \text{ И } (x_2 \in \alpha_2) \text{ И } \dots \text{ И } (x_n \in \alpha_n)) \text{ ТО } y \in d_j, \quad (4)$$

где α_k, d_j – некоторые интервалы входных и выходных данных соответственно, описанные формулой (2).

2. Алгоритмы генерации баз нечетких продукционных правил

Алгоритм Абе-Лэна применяется для извлечения нечетких продукционных правил из числовых данных для решения задачи аппроксимации. Суть метода описана в [1], алгоритм предложен в [4].

В представленной работе база правил формируется на основе модифицированного алгоритма Абе-Лэна, приведенного ниже:

1. Определяется количество параметров на основании обучающей выборки.
2. Определяются границы интервалов значений каждого параметра.
3. Рассчитываются границы интервалов и шаг для значений каждого параметра:

$$s_i = \frac{\max_i - \min_i}{T_i - 1}, i = 1, \dots, n, \quad (5)$$

где s_i – шаг изменения i -го параметра; $\max_i, \min_i$ – максимальное и минимальное значения i -го параметра; T_i – количество значений i -го параметра; n – общее количество входных и выходных параметров;

$$b_i^1 = \min_i; e_i^1 = \min_i + s_i; \mu(b_i^1) = 1; \mu(e_i^1) = 0; \quad (6)$$

$$b_i^j = \min_i + (j-1) \cdot s_i; m_i^j = \min_i + j \cdot s_i; e_i^j = \min_i + (j+1) \cdot s_i; \quad (7)$$

$$\mu(b_i^j) = \mu(e_i^j) = 0; \mu(m_i^j) = 1; j = 2, \dots, T_i - 1; \quad (8)$$

$$b_i^{T_i} = \max_i - s_i; e_i^{T_i} = \max_i; \mu(b_i^{T_i}) = 0; \mu(e_i^{T_i}) = 1, \quad (9)$$

где b_i^j – координата j -й точки j -го значения i -го параметра; m_i^j – координата точки с максимальным значением функции принадлежности j -го значения i -го параметра; e_i^j – координата последней точки j -го значения i -го параметра; $\mu(x_i^j)$ – значение функции принадлежности в точке x_i^j -го значения i -го параметра.

4. Для всех примеров обучающей выборки в соответствии с используемыми функциями принадлежности производится расчет значений функции принадлежности входных и выходных параметров в соответствии с формулами (6)–(9) и формируются правила.

5. Если в полученной базе нет правил, у которых интервалы значений входных параметров для данного интервала выходных параметров перекрываются с интервалами значений входных параметров других правил, то формирование базы правил закончено. Иначе следует перейти к шагу 6.

6. Для правил с перекрытиями вычисляется число правил, у которых интервалы значений входных параметров перекрываются с данным правилом.

7. Для правила с перекрытиями, имеющего максимальное число перекрывающихся правил, вычисляется значение выхода как среднее значение выходов перекрывающихся правил.

8. Если в базе нет перекрывающихся правил, алгоритм заканчивает работу. База правил сформирована. Иначе следует вернуться к шагу 7.

Построение базы правил с помощью модифицированного рейтингового алгоритма состоит из следующих шагов [1]:

1. Пространства входных и выходных переменных, разбитые на отрезки.

Каждый обучающий пример из выборки принадлежит интервалу, который определяется минимальным и максимальным значениями по каждой переменной $x_i \in [x_i^{\min}, x_i^{\max}]$,

$y \in [y^{\min}, y^{\max}]$. Области определений переменных разбиваются на отрезки. Число отрезков, а также их длина для каждой переменной подбираются индивидуально. На каждом из отрезков задается функция принадлежности соответствующему нечеткому множеству.

2. Формирование начальной базы правил.

Подход к формированию начальной базы правил основан на том, что изначально каждому примеру из обучающей выборки ставится в соответствие отдельное правило. Для этого для каждого $(x_1^{(k)}, x_2^{(k)}, \dots, x_n^{(k)}, y^{(k)})$, $k = 1, \dots, p$, где p – число обучающих примеров в выборке, определяются степени принадлежности заданных значений переменных к соответствующим нечетким множествам. Далее каждому обучающему примеру ставятся в соответствие те нечеткие множества, степени принадлежности к которым у соответствующих

значений переменных из этого примера являются максимальными. Сформированное таким образом множество правил и составляет начальную базу.

3. Определение рейтингов правил.

Все примеры из обучающей выборки размера p $(x_1^{(k)}, x_2^{(k)}, \dots, x_n^{(k)}, y^{(k)})$, $k = 1, \dots, p$, «предъявляются» каждому правилу. В результате для каждого правила определяется его рейтинг:

$$r_i = \sum_{k=1}^p \mu_{A_{i1}}(x_1^{(k)}) \cdot \mu_{A_{i2}}(x_2^{(k)}) \cdots \mu_{A_{in}}(x_n^{(k)}) \cdot \mu_{B_i}(y^{(k)}), i = 1, \dots, m, \quad (10)$$

где $\mu_{A_{ik}}(x_j^{(k)})$ – степень принадлежности j -й компоненты входного вектора $x^{(k)}$ к нечеткому множеству A_{ik} , $j = 1, \dots, n$; $\mu_{B_i}(y^{(k)})$ – степень принадлежности выходного значения y к нечеткому множеству B_i ; k – номер обучающего примера в выборке; i – номер правила в базе правил.

4. Сокращение числа правил.

После подсчета рейтингов правил из базы правил исключаются правила с наименьшими рейтингами в группах правил, имеющих одинаковые предпосылки и разные заключения. Такие правила являются противоречащими друг другу, и из группы подобных правил необходимо оставлять только одно с наибольшим рейтингом.

3. Методика оценки базы правил на непротиворечивость и полноту

Одним из сложнейших этапов проектирования базы правил является оценка качества построенного набора правил. Основная проблема состоит в выборе критериев оценки качества составленной базы. Кроме того, являются затруднительными само вычисление некоторых критериев, а также оценка удовлетворительных показателей для данной предметной области. Для оценки качества базы правил будем использовать два ее свойства: непротиворечивость и полноту. В данной работе для проверки базы правил на непротиворечивость и полноту был использован подход из теории градуированных формальных логических систем, основанный на понятиях оцененного синтаксиса и семантики [7]. Каждому правилу в базе правил будет соответствовать синтаксическая оценка, определяемая как степень принадлежности посылки правила, и семантическая оценка, определяемая как степень принадлежности заключения правила. Будем считать, что база правил является непротиворечивой, если степени принадлежности посылок и заключений (C^{syn} и C^{sem} соответственно) по каждому правилу связаны соотношением

$$C^{syn}(X_j)(R_j) \leq C^{sem}(Y_j)(R_j). \quad (11)$$

База правил является полной, если для каждого правила выполняется соотношение

$$C^{syn}(X_j)(R_j) = C^{sem}(Y_j)(R_j), \quad (12)$$

где R_j – правило вывода, $j = 1, \dots, M$; X_j, Y_j – посылка и заключение j -го правила; C^{syn}, C^{sem} – синтаксическая и семантическая оценки j -го правила соответственно.

В качестве оценки для определения непротиворечивости базы продукционных правил будем использовать отношение числа правил, соответствующих критерию (11) к общему числу правил.

Однако понятие полноты градуированной логической системы гораздо сложнее, чем понятие непротиворечивости. Определение полноты такой системы заключается в определении некоего «предела» совпадения различных характеристик истинности. Для этого определяется максимальное значение всех посылок и минимальное из всех возможных заключений по каждому правилу, не соответствующему критерию (12), разность данных значений и есть «предел» полноты.

4. Оптимизация базы правил

Оптимизация базы правил производится в целях уменьшения количества правил и улучшения оценок полноты и непротиворечивости. В качестве критериев оптимизации в данной работе были приняты максимумы оценок непротиворечивости и полноты, приведенных в

формулах (11) и (12). Параметрическая оптимизация баз правил производилась посредством изменения типов и параметров функций принадлежности. В качестве функций принадлежности исследовались треугольная, трапецеидальная функции и функция Гаусса. Оптимизация базы правил за счет сокращения числа правил была реализована с помощью метода исключения дублирующих правил, а также сохранения из группы противоречивых правил одного правила с максимальной оценкой. Для алгоритма Абе-Лэна в качестве оценки использовалось максимальное значение C^{sem} , для рейтингового алгоритма – максимальный рейтинг в группе противоречивых правил.

5. Экспериментальные исследования

Результатом работы разработанной программной системы является набор правил, отражающий закономерности предметной области [8]. В качестве обучающего множества для разработанной системы был взят набор данных для задачи классификации – ирисы Фишера из репозитория UCI (Machine Learning Repository) [9]. Ирисы Фишера состоят из данных о 150 экземплярах ириса, по 50 экземпляров из трех видов ириса. Для каждого экземпляра измерялись в сантиметрах четыре характеристики: длина чашелистика; ширина чашелистика; длина лепестка; ширина лепестка.

В табл. 1 приведены результаты исследований зависимости оценок непротиворечивости и полноты базы правил от алгоритма генерации при использовании функции Гаусса с заданным параметром кривизны, равным 1, и настроенными с помощью алгоритма кластеризации k -средних центрами и радиусами. В табл. 2, 3 приведены результаты исследований влияния типа функции фузификации на оценки непротиворечивости и полноты, в табл. 4 – результаты исследований влияния метода сокращения правил на «предел» полноты.

Таблица 1

Зависимость оценок непротиворечивости и полноты базы от алгоритма генерации

Оценка	Алгоритм	
	Алгоритм Абе-Лэна	Рейтинговый алгоритм
Оценка полноты	0,52	0,61
Оценка непротиворечивости	0,68	0,80

Таблица 2

Зависимость степени непротиворечивости и полноты базы от типа функции принадлежности для рейтингового алгоритма

Оценка	Тип функции		
	Треугольная	Трапецеидальная	Функция Гаусса
Оценка полноты	0,61	0,58	0,64
Оценка непротиворечивости	0,75	0,79	0,85

Таблица 3

Зависимость степени непротиворечивости и полноты базы от типа функции принадлежности для алгоритма Абе-Лэна

Оценка	Тип функции		
	Треугольная	Трапецеидальная	Функция Гаусса
Оценка полноты	0,52	0,50	0,55
Оценка непротиворечивости	0,69	0,64	0,70

Таблица 4

Влияние алгоритма сокращения правил на «предел» полноты

Оценка	Тип функции		
	Треугольная	Трапецеидальная	Функция Гаусса
Оценка полноты для рейтингового алгоритма	0,69	0,69	0,75
Оценка полноты для алгоритма Абе-Лэна	0,64	0,60	0,69

Заключение

Сравнительный анализ двух алгоритмов генерации баз нечетких продукционных правил показал преимущество рейтингового алгоритма по сравнению с алгоритмом Абе-Лэна: оценка непротиворечивости базы правил, полученной с помощью рейтингового алгоритма, составляет 0,80, оценка полноты – 0,60. Соответствующие характеристики, полученные с помощью алгоритма Абе-Лэна, равны 0,68 и 0,50. Анализ влияния функции принадлежности на полноту и непротиворечивость базы правил показал более высокие оценки при использовании функции Гаусса по сравнению с треугольной и трапецеидальной функциями: оценка непротиворечивости для рейтингового алгоритма равна 0,85, а оценка полноты 0,64. Для алгоритма Абе-Лэна эти значения соответственно равны 0,70 и 0,55. В соответствии с реализованным алгоритмом сокращения числа правил противоречивые правила исключаются из базы, поэтому оценка непротиворечивости базы равна 1,00; «предел» полноты увеличился для рейтингового алгоритма в среднем на 10 %, а для алгоритма Абе-Лэна – в среднем на 9 %.

Тем не менее можно сделать вывод о неполноте исходных данных в обучающей выборке, так как максимальная оценка полноты не превышает 0,75. Полученные оценки непротиворечивости сгенерированной базы правил можно объяснить наличием пересечений параметров в двух классах ирисов из заданных трех классов.

Список литературы

1. Борисов, В. В. Нечеткие модели и сети / В. В. Борисов, В. В. Круглов, А. С. Федулов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 284 с.
2. Рутковская, Д. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы / Д. Рутковская, М. Пилинский, Л. Рутковский. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 452 с.
3. Abe, S. Fuzzy rule extraction directly from numerical data for function approximation / S. Abe, M.-S. Lan // IEEE Transaction Systems, Man, and Cybernetics. – 1995. – Vol. 25. – P. 119–129.
4. Abe, S. A method for fuzzy rule extraction directly from numerical data and its application to pattern classification / S. Abe, M.-S. Lan // IEEE Transaction on Fuzzy Systems. – 1995. – Vol. 3, № 1. – P. 18–28.
5. Круглов, В. В. Искусственные нейронные сети. Теория и практика / В. В. Круглов, В. В. Борисов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2002. – 382 с.
6. Nelles, O. Comparison of two construction algorithms for Takagi-Sugeno fuzzy models / O. Nelles, A. Fink, R. Babuska, M. Setnes // International Journal of Applied Mathematics and Computer Science. – 2000. – Vol. 4, № 10. – P. 835–855.
7. Новак, В. Математические принципы нечеткой логики / В. Новак, И. Перфильева, И. Мочкорж. – М. : Физматлит, 2006. – 352 с.
8. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2014617382 Программный имитатор нейронных сетей «Нейрокомбайн» / Солдатова О. П., Варжева Н. А., Гусев А. С., Шауберт А. В., Андрианова А. Ю., Ледаков Я. А., Лезин И. А., Лезина И. В. – Заявка № 2014613074, дата поступл. 08.04.2014, зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 18.08.2014.
9. Bache, K. UCI Machine Learning Repository / K. Bache, M. Lichman. – Irvine, CA : University of California, School of Information and Computer Science, 2013. – URL: <http://archive.ics.uci.edu/ml>.

Солдатова Ольга Петровна

кандидат технических наук, доцент,
кафедра информационных систем и технологий,
Самарский государственный аэрокосмический
университет имени академика С. П. Королёва
E-mail: op-soldatova@yandex.ru

Soldatova Olga Petrovna

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of information systems
and technologies,
Samara State Aerospace University
named after academician S. P. Korolev

УДК 004.032.26

Солдатова, О. П.

Сравнительный анализ алгоритмов генерации баз нечетких продукционных правил на примере решения задачи классификации / О. П. Солдатова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 43–48.

В. В. Козлов

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРЯДКА АВТОРЕГРЕССИОННОЙ МОДЕЛИ С ПОМОЩЬЮ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

V. V. Kozlov

THE ESTIMATION AUTOREGRESSIVE MODELS ORDER BY MEANS OF ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

А н н о т а ц и я. Рассмотрены вопросы определения порядка авторегрессионной модели. Показана возможность применения для решения поставленной задачи нейронных сетей.

A b s t r a c t. The article are is devoted to issues of the estimation methods of the order of autoregressive models. The article points out to possibility of neural networks application for this problem to be solved.

К л ю ч е в ы е с л о в а: АР-модель, алгоритм, аппроксимация, гармоническая составляющая, коэффициенты авторегрессии, критерий, порядок модели.

Key words: AR-model, algorithm, approximation, harmonic component, factors to auto-regression criterion, order of model.

В работе [1] был показан метод определения порядка авторегрессионной модели, основанный на использовании искусственных нейронных сетей (ИНС). Недостатком данного метода является то, что порядок модели не является выходом ИНС, а оценивается по значимости весовых коэффициентов, которые соответствуют коэффициентам АР-модели.

В общем случае задача определения порядка авторегрессионной модели является задачей классификации, которая состоит в указании принадлежности входного сигнала, представленного вектором признаков [6], одному или нескольким предварительно определенным классам. В случае, когда выходное признаковое пространство представляет собой дискретный перечень из двух или более групп данных, задачей нейронной сети является отнесение входных векторов к одной из этих групп. В этом случае говорят, что нейросетевая система выполняет классификацию данных.

Термин «класс» можно определить как совокупность предметов или понятий, выделенных и сгруппированных по определенным признакам или правилам. Под классификацией мы будем понимать отнесение некоторого сигнала к классу, т.е. определение порядка его математической модели, выполняемое по этим формальным правилам по совокупности признаков.

Границы классов определены достаточно точно – сигнал относится к данному классу, если известно, что он обладает необходимым числом признаков, характерных для этого класса. Итак, задачей систем-классификаторов является установление принадлежности сигнала к одному из формально определенных классов. В случае обучения с учителем (например, в персептроне) формирование классов происходит методом проб и ошибок на основе примеров с известными ответами, представляемыми экспертом. Учитель управляет обучением с помощью изменения параметров связей и, в некоторых случаях, самой топологии сети.

Данная задача, по своей сути, является нелинейной, так как дискретные отсчеты сигнала изначально не имеют никаких признаков принадлежности к тому или иному классу и ИНС не

может непосредственно из входных данных выделить эти признаки в силу свойства линейной разделимости. Это свойство заключается в том, что каждый нейрон персептрона является формальным пороговым элементом, принимающим единичные значения в случае, если суммарный взвешенный вход больше некоторого порогового значения:

$$y_j = \begin{cases} 1, & \sum_i W_{ij}x_i > \Theta_j; \\ 0, & \sum_i W_{ij}x_i \leq \Theta_j. \end{cases}$$

Таким образом, при заданных значениях весов и порогов нейрон имеет определенное значение выходной активности для каждого возможного вектора входов. Множество входных векторов, при которых нейрон активен ($y = 1$), отделено от множества векторов, на которых нейрон пассивен ($y = 0$), гиперплоскостью, уравнение которой

$$\sum_i W_{ij}x_i - \Theta_j = 0.$$

Следовательно, нейрон способен отделить (иметь различный выход) только такие два множества векторов входов, для которых имеется гиперплоскость, отсекающая одно множество от другого. Такие множества называют линейно разделимыми. Линейная неразделимость множеств аргументов, отвечающих различным значениям функции, означает, что функция «исключающее ИЛИ», столь широко используемая в логических устройствах, не может быть представлена формальным нейроном. При возрастании числа аргументов ситуация еще более катастрофична: относительное число функций, которые обладают свойством линейной разделимости, резко уменьшается, а значит, и резко сужается класс функций, который может быть реализован персептроном (так называемый класс функций, обладающий свойством персептронной представляемости) [2].

Очевидно, что однослойный персептрон крайне ограничен в своих возможностях точно представить наперед заданную логическую функцию. Это ограничение можно преодолеть путем введения нескольких слоев нейронов, каждый из которых будет выполнять определенную задачу. Следовательно, необходимо сформировать многослойную нейронную сеть, которая, за несколько этапов, будет определять порядок математической модели сигнала, т.е. относить его к определенному классу. Таким образом, ИНС должна решать как минимум две задачи: преобразование входных данных к линейно разделимому виду на первом этапе и определение, собственно, порядка модели на втором.

Для того чтобы входные данные удовлетворяли условию линейной разделимости, воспользуемся алгоритмом разложения матрицы входных данных на собственные числа. Как известно, по значимости собственных значений матрицы данных либо автокорреляционной матрицы сигнала можно сказать, какой порядок имеет модель сигнала, т.е. определить, к какому классу он относится [3, 4]. Так что на первом этапе необходимо определить собственные числа матрицы, сформированной из дискретных отсчетов сигнала. Для решения данной задачи необходимо сформировать двухслойную сеть с количеством нейронов первого слоя, равным длине входной выборки, а второго слоя – количеству определяемых собственных значений и нелинейной функцией активации обоих слоев, например сигмоидальной.

На втором этапе построения архитектуры сети необходимо из полученных значений, т.е. собственных чисел матрицы входных данных, определить порядок модели АР-уравнения, или, говоря другими словами, определить принадлежность к определенному классу. Следовательно, третий слой сети будет содержать количество нейронов, равное количеству определяемых собственных значений. Число определяемых сетью собственных значений следует выбирать в зависимости от числа определяемых классов, однако большое число классов может потребовать усложнения архитектуры сети.

На выходе сети целесообразно получить двоичный код, так как в цифровых средствах обработки информации вычисления производятся в двоичной форме, а также это значительно упростит архитектуру сети. Для организации на выходе сети двоичного кода необходимо выбрать нейроны с пороговой функцией активации, каждый из которых по значимости значений предыдущего слоя будет формировать на своем выходе либо 1, либо 0.

Таким образом, получившаяся трехслойная ИНС преобразует массив входных дискретных отсчетов в двоичный код, типа {0001, 0011, ..., 1111}, соответствующий порядку АР-модели.

Для определения порядка авторегрессионной модели можно применить нейронные сети PNN (Probabilistic Neural Network), которые предназначены для решения вероятностных задач и, в частности, задач классификации [5].

Архитектура сети PNN базируется на архитектуре радиальной базисной сети, но в качестве второго слоя использует так называемый конкурирующий слой, который подсчитывает вероятность принадлежности входного вектора к тому или иному классу и, в конечном счете, сопоставляет вектор с тем классом, вероятность принадлежности к которому выше. Структура сети PNN представлена на рис. 1

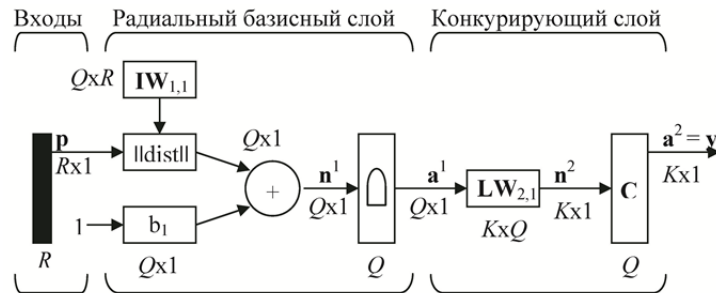


Рис. 1. Структура сети PNN

Предполагается, что задано обучающее множество, состоящее из Q пар векторов вход/цель. Каждый вектор цели имеет K элементов, указывающих класс принадлежности, и, таким образом, каждый вектор входа ставится в соответствие одному из K классов. В результате может быть образована матрица связности T размера $K \times Q$, состоящая из нулей и единиц, строки которой соответствуют классам принадлежности, а столбцы – векторам входа. Таким образом, если элемент $T(i, j)$ матрицы связности равен 1, то это означает, что j -й входной вектор принадлежит к классу i .

Весовая матрица первого слоя IW^{11} формируется с использованием векторов входа из обучающего множества в виде матрицы P^T . Когда подается новый вход, блок $||dist||$ вычисляет близость нового вектора к векторам обучающего множества; затем вычисленные расстояния умножаются на смещения и подаются на вход функции активации $gadbas$. Вектор обучающего множества, наиболее близкий к вектору входа, будет представлен в векторе выхода a^1 числом, близким к 1.

Весовая матрица второго слоя LW^{21} соответствует матрице связности T , построенной для данной обучающей последовательности. Произведение $T \cdot a^1$ определяет элементы вектора a^1 , соответствующие каждому из K классов. В результате конкурирующая функция активации второго слоя $compet$ формирует на выходе значение, равное 1, для самого большого по величине элемента вектора n^2 и 0 в остальных случаях. Таким образом, сеть PNN выполняет классификацию векторов входа по K классам [2].

Итак, сети PNN могут весьма эффективно применяться для решения задач классификации. Недостатком сетей PNN является то, что работают они относительно медленно, поскольку выполняют очень большие объемы вычислений по сравнению с другими типами нейронных сетей, однако их достоинство заключается в быстром обучении.

Рассмотренные методы определения порядка авторегрессионной модели, основанные на применении искусственных нейронных сетей, показали, что решение данной задачи сетью с однородной архитектурой не возможно, необходимо формирование многослойной ИНС, отдельные слои которой решают различные задачи. Рассмотренная выше нейронная сеть, в отличие от сети PNN, обучается значительно медленнее, однако работает гораздо быстрее, что более важно в задачах обработки информации, основанных на авторегрессионном оценивании.

Список литературы

1. Козлов, В. В. Методы определения порядка авторегрессионной модели / В. В. Козлов, М. Г. Мясникова // Современные проблемы оптимизации в инженерных приложениях : сб. тр. Первой Междунар. науч.-техн. конф. – Ярославль, 2005. – С. 48–53.
2. Козлов, В. В. Искусственные нейронные сети в задачах определения параметров гармонических сигналов / В. В. Козлов // Информационно-измерительная техника : межвуз. сб. науч. тр. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2011. – Вып. 36. – С. 169–175.

3. Козлов, В. В. Определение параметров гармонических сигналов в условиях действия шумов и помех на основе метода разложения сигнала на собственные числа / В. В. Козлов // Современные проблемы науки и образования : электронный журнал. – 2013. – № 6. – URL: <http://www.science-education.ru/113-10860>.
4. Козлов, В. В. Определение параметров гармонического сигнала на основе метода разложения на собственные числа / В. В. Козлов, Е. А. Ломтев, С. Б. Шахов // Датчики и системы: методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : тр. Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – С. 260–264.
5. Уоссермен, Ф. Нейрокомпьютерная техника: Теория и практика : пер. с англ. / Ф. Уоссермен. – М. : Мир, 1992. – 184 с.
6. Tsylin, B. V. Estimating the order of autoregressive models in approximation of signals / B. V. Tsylin, A. G. Dmitrienko, M. G. Myasnikova // Measurement Techniques. – 2011. – Vol. 54, № 4. – P. 416–421.

Козлов Валерий Валерьевич

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

Kozlov Valeriy Valer'evich

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

УДК 519.873

Козлов, В. В.

Определение порядка авторегрессионной модели с помощью искусственных нейронных сетей / В. В. Козлов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 49–52.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

УДК 621.317

В. П. Маланин, А. Д. Семенов

ИЗМЕРЕНИЕ ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВИХРЕТОКОВЫХ ДАТЧИКОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НАСТРАИВАЕМЫХ МОДЕЛЕЙ

V. P. Malanin, A. D. Semenov

MEASUREMENT OF INFORMATIVE PARAMETERS OF EDDY CURRENT SENSORS ARE USED, USING CUSTOM MODELS

А н н о т а ц и я. Рассмотрена возможность измерения информативных параметров вихретоковых датчиков с использованием настраиваемых моделей, что позволяет достичь приемлемой для практических целей точности измерения. Определение полного набора параметров схемы замещения расширяет функциональные возможности рассматриваемых датчиков и позволяет осуществлять коррекцию дополнительных погрешностей, вызываемых внешними дестабилизирующими факторами.

А б с т р а к т. The possibility of measuring the informative parameters of eddy current sensors using custom models, allowing you to achieve acceptable for practical purposes the accuracy of the measurement and determination of the complete set of parameters of the circuit extends the functionality of the considered sensors and allows to correct additional errors caused by external destabilizing factors.

К л ю ч е в ы е с л о в а: настраиваемая модель, идентификация параметров, синтез схем замещения датчика, информационная модель, функция преобразования, амплитудно-частотная характеристика.

К е y w o r d s: adjustable model, identification of parameters, synthesis of equivalent circuits of the sensor, information model, the transfer function, the gain frequency characteristic.

Вихретоковые датчики находят самое широкое применение при измерении и контроле самых различных величин в жестких условиях эксплуатации. Важным фактором оптимального их использования для каждого конкретного применения является представление датчика адекватной электрической моделью и определение ее информативных параметров, наиболее чувствительных к входной измеряемой величине и однозначно функционально связанных с ней. Широкое применение в качестве моделей параметрических датчиков находят эквивалентные схемы замещения датчиков. Эквивалентная схема замещения индуктивного вихретокового датчика может быть представлена многоэлементным двухполусником, параметры которого в виде R , L , C элементов и производных параметров двухэлементных соединений: Q – добротности, T – постоянной времени, $\tan \delta$ – тангенса угла потерь – несут информацию как о входных измеряемых величинах, так и о дестабилизирующих факторах, действующих на датчик [1].

При синтезе эквивалентной схемы замещения индуктивного вихретокового датчика (рис. 1,а) обмотку датчика с индуктивностью L_0 и электропроводящий объект контроля с такими контролируемыми его параметрами, как перемещение, вибрации, толщина проводящих и непроводящих покрытий объекта, электропроводность материала объекта, можно считать индуктивно связанными контурами, электромагнитно взаимодействующими друг с другом магнитным потоком Φ_n , создаваемым током I_0 , протекающим по обмотке L_0 датчика под действием приложенного напряжения U_0 , и магнитным потоком Φ_x , создаваемым вихревыми токами I_B в объекте контроля. Аналогично схеме замещения трансформатора, работающего в режиме короткого замыкания, эквивалентная схема замещения индуктивного вихретокового датчика может быть представлена в виде многоэлементного двухполюсника, изображенного на рис. 1,б, где R_0 – резистивное сопротивление обмотки датчика; L_s – индуктивность рассеяния обмотки; L_n – индуктивность обмотки, создающая магнитный поток, вызывающий вихревые токи; L_x и R_x – вносимые объектом контроля индуктивность и резистивное сопротивление. При бесконечном удалении объекта контроля от датчика влияния объекта контроля на датчик нет ($I_B = 0$, $\Phi_x = 0$ и тогда $L_x \rightarrow \infty$, $R_x \rightarrow \infty$), и эквивалентная схема замещения датчика будет содержать только три последовательно включенных элемента R_0 , L_s и L_n , значения которых не зависят от параметров объекта контроля и определяются параметрами обмотки датчика. Эти параметры зависят от температуры датчика и могут быть использованы в качестве информативных при измерении температуры обмотки датчика и для коррекции температурной погрешности при измерении параметров объекта.

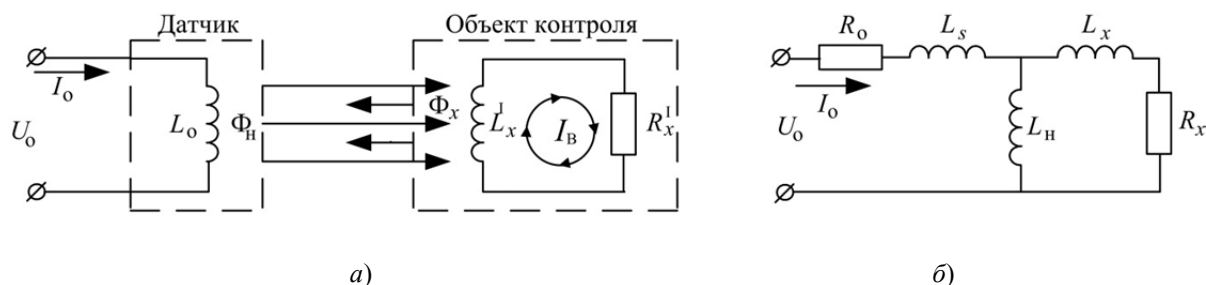


Рис. 1. Синтез эквивалентной схемы замещения вихретокового датчика

Выражение для проводимости двухполюсника, приведенного на рис. 1,б, в операторной форме может быть записано в виде

$$Y(p) = \frac{I_0(p)}{U_0(p)} = \frac{(L_x + L_n)p + R_x}{(L_s L_x + L_s L_n + L_x L_n)p^2 + [(L_s + L_n)R_x + (L_x + L_n)R_0]p + R_0 R_x}, \quad (1)$$

где $U_0(p)$ – напряжение питания обмотки датчика; $I_0(p)$ – ток, протекающий через обмотку; R_0 – резистивное сопротивление обмотки; L_s – индуктивность рассеяния обмотки; L_n – индуктивность намагничивания обмотки; L_x и R_x – индуктивность и резистивное сопротивление, вносимые короткозамкнутой обмоткой объекта контроля в зависимости от изменения его параметров.

Измерительные цепи датчиков уравнивающего метода преобразования с использованием настраиваемых моделей базируются на решении задачи идентификации объекта измерения, в данном случае двухполюсника, в узком смысле, когда априорная информация об объекте достаточно велика: известны вид двухполюсника, характер образующих его элементов и возможные значения этих параметров. Задача идентификации состоит в том, чтобы определить значение параметров исследуемого двухполюсника, поставив в соответствие оператору измерительной цепи с исследуемым двухполюсником $\Phi_0(\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_n)$ некоторый оператор настраиваемой модели $\Phi_m(K_1, K_2, \dots, K_n)$:

$$\Phi_0(\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_n) = \Phi_m(K_1, K_2, \dots, K_n),$$

где $K_1, K_2, \dots, K_n$ – регулируемые параметры настраиваемой модели.

В зависимости от способа организации оператора Φ_m различают математическое моделирование, или аналитические методы построения НМ, и методы физического моделирования. Аналитические методы обеспечивают возможность определения параметров довольно сложных двухполюсников, но требуют относительно большого объема вычислительных процедур, больших аппаратных затрат и высокой точности преобразования параметров исследуемого

иммитанса в активные величины аналоговой частью измерительной цепи или вторичного преобразователя. К недостаткам аналитических методов следует отнести и малую их универсальность: уже некоторые изменения вида двухполосника вызывают сложные перестройки вычислительной процедуры. Преимуществами метода физического моделирования являются сравнительная простота его схемной реализации и универсальность.

Рассмотрим построение структуры преобразований для определения информативных параметров вихретокового датчика с использованием настраиваемых моделей. Выходной сигнал настраиваемой модели неминимальной реализации, соответствующей передаточной функции (1), запишется следующим образом:

$$I_M(p) = \frac{1}{p + \lambda_1} \left[\left(\beta_0 + \lambda_1 + \frac{\beta_1}{p + \lambda_2} \right) I(p) + \left(\beta_2 + \frac{\beta_3}{p + \lambda_2} \right) U(p) \right]. \quad (2)$$

Процедура определения параметров схемы замещения вихретокового датчика, задаваемой передаточной функцией (1), заключается в автоматической подстройке коэффициентов β_i настраиваемой модели (2) в зависимости от ошибки моделирования [2]. Значения параметров схемы замещения находятся из условия равенства передаточных функций двухполосника схемы замещения датчика и настраиваемой модели:

$$\frac{I_0(p)}{U_0(p)} = \frac{I_M(p)}{U_0(p)} = \frac{\beta_2 + \beta_3 \frac{1}{p + \lambda_2}}{p - \beta_0 - \beta_1 \frac{1}{p + \lambda_2}}. \quad (3)$$

Блок настройки параметров настраиваемой модели реализует градиентный метод, задаваемый уравнениями

$$p\beta_0 = -\gamma_0 eI; p\beta_1 = -\gamma_1 e \frac{I}{p + \lambda_2}; p\beta_2 = -\gamma_2 eU; p\beta_3 = -\gamma_3 e \frac{U}{p + \lambda_2}, \quad (4)$$

где γ_i – весовые коэффициенты, задаваемые из условия заданного времени настройки параметров модели.

Известно, что оценки схемы замещения при использовании настраиваемой модели будут сходящимися, если входной сигнал $U_0(p)$ будет иметь статистические характеристики, близкие к характеристикам белого шума.

Процесс настройки модели с последующим определением ее параметров проводился в Simulink. На рис. 2 показана структурная схема определения параметров схемы замещения. Она включает в себя модель вихретокового датчика (рис. 3), записанную относительно потокоцеплений Ψ_1 и Ψ_2 его первичной и вторичной обмоток, настраиваемую модель (рис. 4), блок настройки параметров модели (рис. 5), вычислитель значения сопротивления R_x (рис. 6).

Расчет проводился для схемы замещения, имеющей следующие параметры: $L_s = 2$ мкГн; $L_H = 4$ мкГн; $L_x = 6$ мкГн; $R_0 = 0,2$ Ом; $R_x = 100 \pm 10$ Ом. Для повышения точности вычислений использовался замедленный в 1000 раз масштаб времени.

Simulink – модель вихретокового датчика (см. рис. 3).

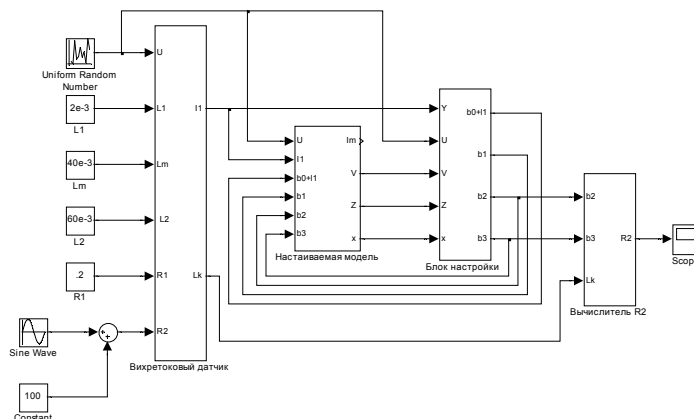


Рис. 2. Структурная схема оценки параметров схемы замещения

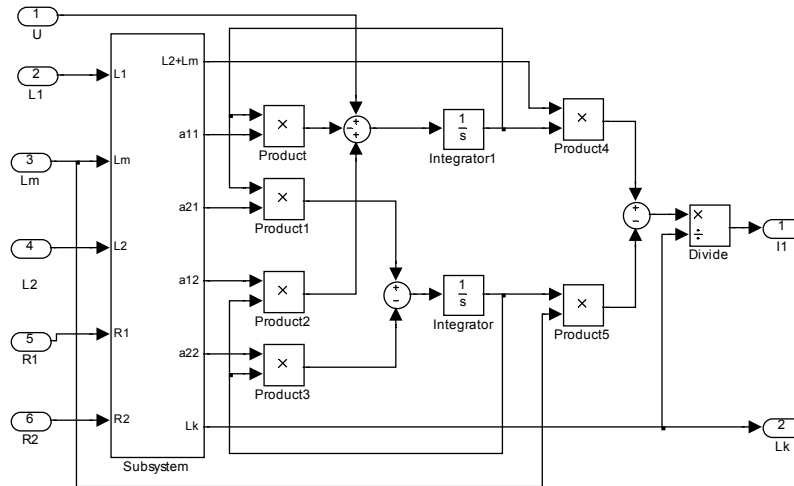


Рис. 3. Simulink – модель вихретокового датчика

Модель реализует дифференциальные уравнения вихретокового датчика, связывающие потокосцепления с входным напряжением:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_1}{dt} &= -a_{11}\Psi_1 + a_{12}\Psi_2 + U_0; \\ \frac{d\Psi_2}{dt} &= a_{21}\Psi_1 - a_{22}\Psi_2, \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} a_{11} &= \frac{R_0 L_H}{L_s L_H + L_x L_H + L_s L_x}; \quad a_{12} = \frac{R_0 (L_H + L_x)}{L_s L_H + L_x L_H + L_s L_x}; \\ a_{21} &= \frac{R_x L_H}{L_s L_H + L_x L_H + L_s L_x}; \quad a_{22} = \frac{R_x (L_H + L_s)}{L_s L_H + L_x L_H + L_s L_x}, \end{aligned}$$

ток первичной обмотки равен $I_0 = (L_H + L_x)\Psi_1 + L_H\Psi_2$.

На рис. 4 показана структура настраиваемой модели, реализующая уравнения (2).

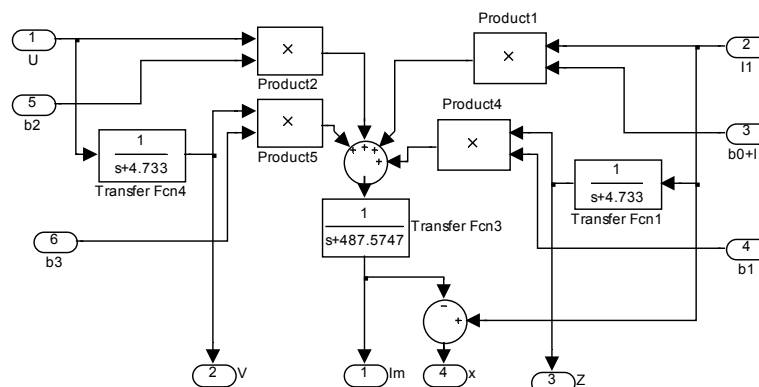
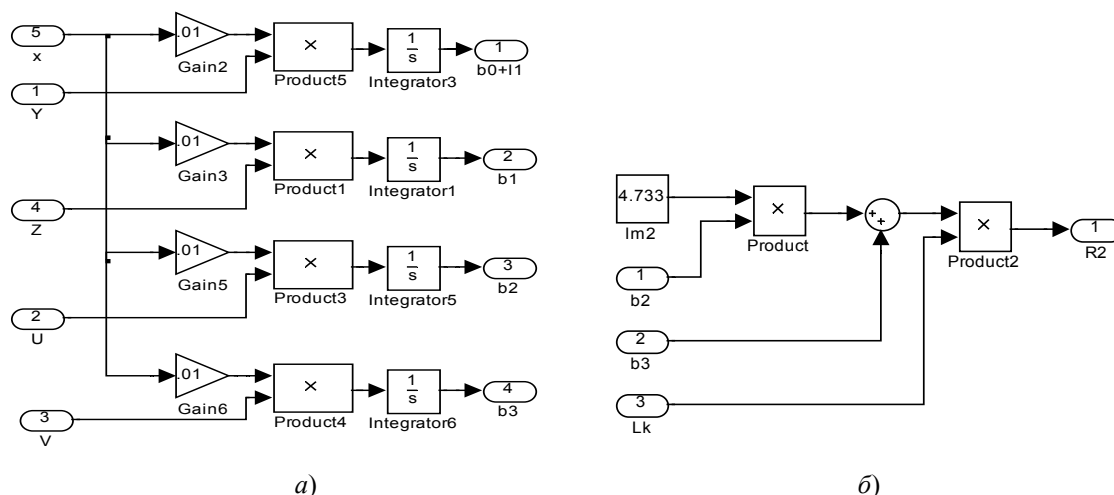


Рис. 4. Структура настраиваемой модели

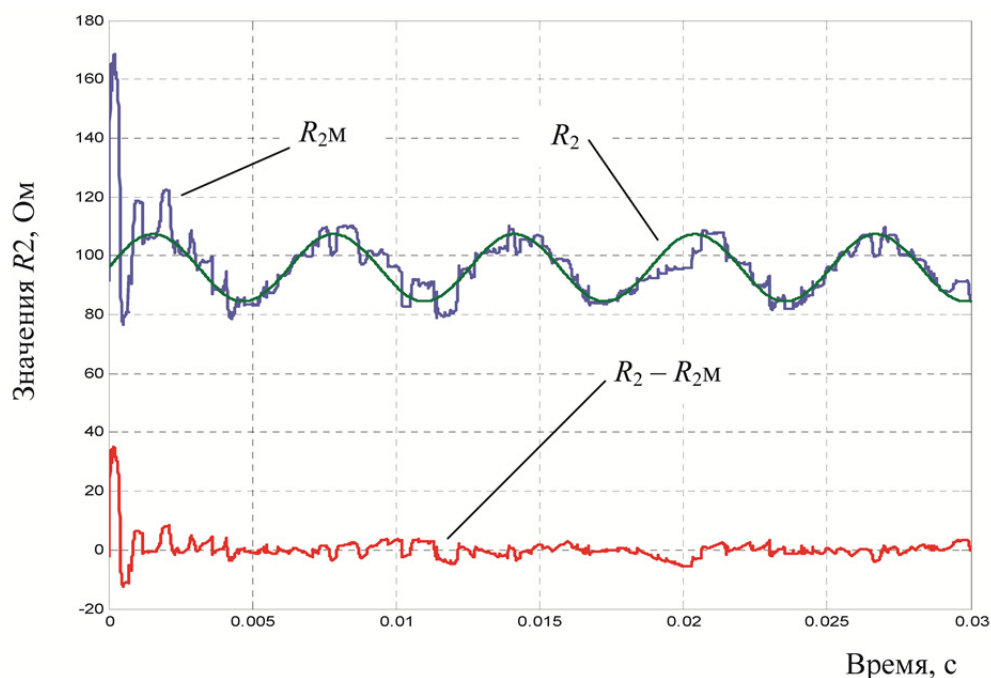
Настройка параметров модели осуществляется градиентным методом (4), структура блока настройки показана на рис. 5, а. Вычисление искомого значения сопротивления R_x производится по уравнению

$$R_x = (\lambda_2 b_2 + b_3)(L_s L_H + L_x L_H + L_s L_x), \quad (6)$$

реализуется структурой, приведенной на рис. 5, б.

Рис. 5. Структуры блока настройки и блока вычисления R_x

На рис. 6 показаны результаты расчета значения информативного параметра R_x , свидетельствующие о приемлемой для практических целей точности его определения. Максимальная ошибка определения R_x после окончания процесса уравнивания настраиваемой модели не превышает 2 %. Время уравнивания соизмеримо с постоянной времени датчика и не превышает 20 мс.

Рис. 6. Результаты определения значения информативного параметра R

Таким образом, использование настраиваемой модели с градиентным алгоритмом настройки параметров позволяет достичь приемлемой для практических целей точности измерения информативных параметров схемы замещения вихретоковых датчиков, а определение полного набора параметров схемы замещения расширяет функциональные возможности рассматриваемых датчиков и осуществляет коррекцию дополнительных погрешностей, вызываемых внешними дестабилизирующими факторами.

Список литературы

1. Малогабаритные вихретоковые датчики для бесконтактного измерения перемещений, вибраций, осевых и радиальных биений валов энергетических установок / В. Н. Колга-

- нов, А. В. Куприянов, В. П. Маланин, М. Д. Пресняков // Датчики и системы. – 2012. – № 9. – С. 12–16.
2. Александров, А. Г. Оптимальные и адаптивные системы / А. Г. Александров. – М. : Высш. шк., 1989. – 263 с.

Маланин Владимир Павлович

кандидат технических наук, доцент,
кафедра автоматики и телемеханики,
Пензенский государственный университет
E-mail: avitel@pnzgu.ru

Malanin Vladimir Pavlovich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of automatics and telemechanics,
Penza State University

Семенов Анатолий Дмитриевич

доктор технических наук, профессор,
кафедра автоматики и телемеханики,
Пензенский государственный университет
E-mail: avitel@pnzgu.ru

Semenov Anatoliy Dmitrievich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of automatics and telemechanics,
Penza State University

УДК 621.317

Маланин, В. П.

Измерение информативных параметров вихретоковых датчиков с использованием настраиваемых моделей / В. П. Маланин, А. Д. Семенов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 53–58.

УДК 681.518.3

Б. В. Чувькин, И. А. Долгова, И. А. Сидорова

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТА АВТОКОРРЕЛЯЦИИ БИНАРНЫХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ АНАЛИЗА ФЛУКТУАЦИОННЫХ ШУМОВ КВАНТОВАНИЯ

B. V. Chuvykin, I. A. Dolgova, I. A. Sidorova

FEATURES OF CALCULATION THE AUTOCORRELATION COEFFICIENT OF BINARY SIGNALS IN PROBLEMS OF ANALYSIS OF THE FLUCTUATION QUANTIZATION NOISES

А н н о т а ц и я. Для анализа периодичности флуктуационных шумов квантования интегрирующих измерительных преобразователей (ИИП) с однобитным квантованием, относящихся к классу систем детерминированного хаоса, предложено использовать автокорреляционную функцию, особенностью расчета коэффициентов которой является представление флуктуационного шума квантования в виде бинарного сигнала. Предложена формула расчета коэффициента автокорреляции бинарного сигнала, в которой учтены статистические свойства выходных однобитных сигналов ИИП в режиме преобразования входных сигналов постоянного уровня. Приведены расчеты коэффициента автокорреляции бинарного сигнала для варианта ИИП с трехкратным интегрированием замкнутой структуры, представленной в виде Simulink-модели.

A b s t r a c t. For the analysis of periodicity of fluctuation quantization noises of the integrating measuring transducers (IMT) with one-bit quantization belonging to the class of systems of the determined chaos it is offered to use an autocorrelation function, feature of which calculation of coefficient is representation of a fluctuation quantization noise in the form of a binary signal. The calculation formula of autocorrelation coefficient of a binary signal in which statistical properties of output one-bit signals of IMT in the mode of conversion of input signals of constant level are considered is offered. Calculations of autocorrelation coefficient of a binary signal for IIP option with three-fold integration of the closed structure presented in the Simulink-model form are given.

К л ю ч е в ы е с л о в а: ИИП замкнутой структуры, однобитный квантователь, периодические колебания, хаотические колебания, корреляционный коэффициент, Simulink-модель.

K e y w o r d s: IMT closed structure, one-bit quantizer, periodic oscillations, chaotic oscillations, the correlation coefficient, Simulink-model.

Введение

Исследование наличия периодических колебаний в ИИП проводилось в работах [1–4]. Флуктуационный шум квантования [5], возникающий в ИИП замкнутой структуры многократного интегрирования, имеет смешанный характер: сам процесс детерминирован и не является случайным, но в силу того, что есть высокая чувствительность к начальным условиям [6], он непредсказуем на больших интервалах. Для хаотических систем существует так называемый барьер неопределенности [7].

Для анализа периодичности флуктуационных шумов квантования ИИП с однобитным квантованием, относящихся к классу систем детерминированного хаоса, предлагается найти

коэффициент автокорреляции знаковой функции и определить количественное соотношение периодических и случайных сигналов.

Расчет коэффициента автокорреляции

Рассмотрим ИИП замкнутого типа с однобитным квантованием. Выходной бинарный сигнал представлен в ИИП в виде знаковой функции x_n , математическое ожидание которого равно входной величине U_x (1):

$$\overline{x_n} = \frac{U_x}{U_{x\max}}. \quad (1)$$

Как известно [8], автокорреляционная функция $r(e)$ для дискретного сигнала x_n находится по формуле (2), где $e = 0, 1, \dots$ – смещение:

$$r(e) = (\overline{x_n - \bar{x}}) \cdot (\overline{x_{n-e} - \bar{x}}); \quad (2)$$

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n, \quad N \rightarrow \infty. \quad (3)$$

Для знаковой функции x_n введем обозначение вероятности событий (4):

$$x_n = \begin{cases} 1 & \text{с вероятностью } p_+; \\ -1 & \text{с вероятностью } p_- = 1 - p_+. \end{cases} \quad (4)$$

Введем функцию среднего значения произведения $R(e)$ (5):

$$R(e) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n \cdot x_{n-e}, \quad N \rightarrow \infty. \quad (5)$$

С помощью графа состояний (рис. 1) определим вероятности событий появления положительных и отрицательных значений сигнала x_{n-e} с учетом формулы (4). Введем коэффициент автокорреляции $\alpha(e)$ для знаковой функции, который определим как вероятность события появления положительного импульса через интервал e , при условии, что предыдущий импульс, смещенный на e тактов, был также положительным и появился с вероятностью p_+ . Аналогично определим коэффициент α для отрицательного импульса. Для некоррелированной составляющей сигнала с весом $1 - \alpha$ вероятности p_+ и p_- сохраняются. Введем событие «А», которое соответствует совпадению знаков. Следовательно, несовпадение знаков означает, что произошло событие «В».

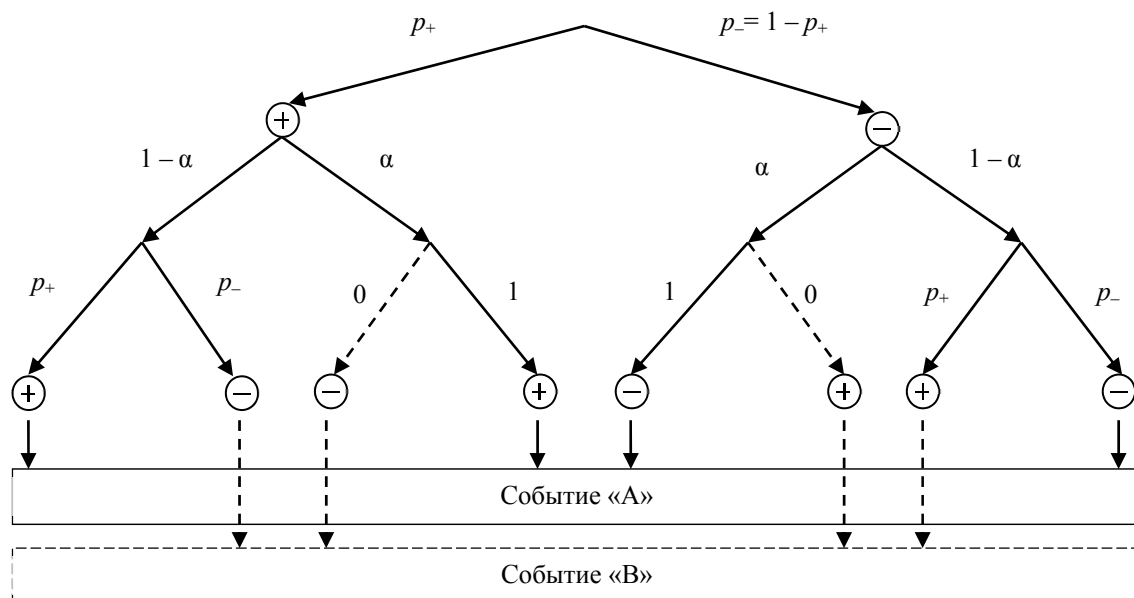


Рис. 1. Граф состояний вероятности событий значений сигнала x_{n-e}

Проведем вывод формулы для расчета коэффициента автокорреляции $\alpha(e)$ для знаковой функции как функцию амплитуды входного сигнала U_x и $R(e)$.

Вероятность появления положительного импульса p_+ рассчитывается по формуле (6), а вероятность появления отрицательного импульса p_- будет рассчитываться исходя из (7) по формуле (8). Для упрощения введем нормированное значение U_x : $-1 < U_x \leq 1$:

$$p_+ = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}U_x = \frac{1+U_x}{2}; \quad (6)$$

$$p_+ + p_- = 1; \quad (7)$$

$$p_- = \frac{1-U_x}{2}. \quad (8)$$

Событие «А» рассчитываем по (9). Применяв подстановку в (9) формулы (7), получим (10):

$$A = p_+(\alpha + (1-\alpha)p_+) + p_-(\alpha + (1-\alpha)p_-) = \alpha(p_+ + p_-) + (1-\alpha)(p_+^2 + p_-^2); \quad (9)$$

$$A = \alpha + (1-\alpha)(p_+^2 + p_-^2). \quad (10)$$

Событие «В» рассчитываем по формуле (11):

$$B = (1-\alpha)p_+p_- + (1-\alpha)p_+p_- = 2(1-\alpha)p_+p_-. \quad (11)$$

Определим R как разность вероятностей событий «А» и «В» (12):

$$A - B = \alpha + (1-\alpha)(p_+ + p_-)^2 = R. \quad (12)$$

Согласно формулам (6)–(8) получаем (13):

$$p_+ + p_- = \frac{1+U_x}{2} + \frac{1-U_x}{2} = U_x. \quad (13)$$

Тогда, подставляя в (12) формулу (13), получаем (14):

$$R = \alpha + (1-\alpha)U_x^2. \quad (14)$$

Таким образом, коэффициент автокорреляции α можно рассчитать по формуле (15):

$$\alpha = \frac{R - U_x^2}{1 - U_x^2}. \quad (15)$$

Анализ периодичности флуктуационных шумов квантования

Построим имитационную модель (рис. 2) для анализа флуктуационных шумов квантования и приведем пример результата расчета коэффициента автокорреляции $\alpha(e)$ знаковой функции для следующих исходных данных: амплитуда входного сигнала $U_x = 1/4$, относительные постоянные времени интеграторов $T_{int1} = 1$, $T_{int2} = 2$, $T_{int3} = 4$, $N = 10000$.

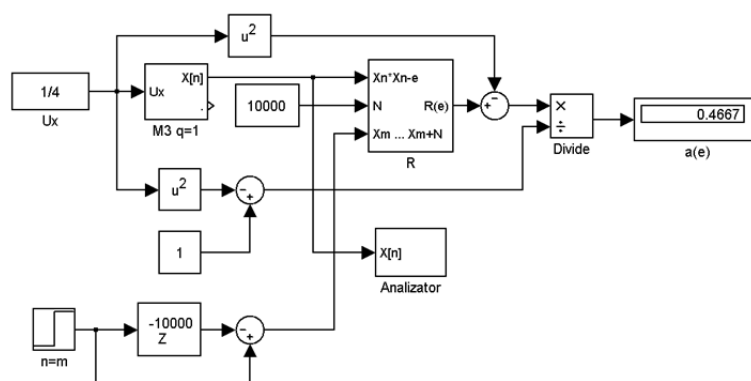


Рис. 2. Simulink-модель для расчета коэффициента автокорреляции $\alpha(e)$ знаковой функции

Блок «R» производит расчет функции среднего значения произведения $R(e)$ за период, равный значению скользящего окна $x_m \dots x_{m+N}$, которое также исключает из расчета время переходного процесса (рис. 3).

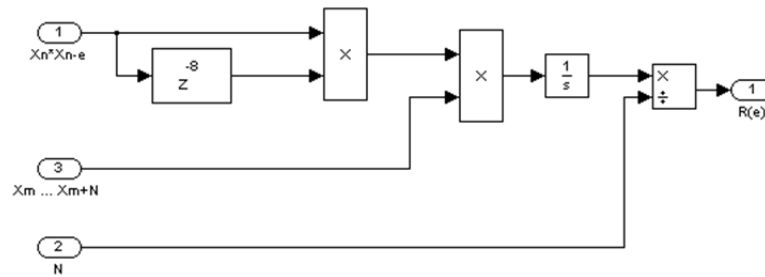


Рис. 3. Simulink-модель блока «R»

Ниже на рис. 4 представлена Simulink-модель блока «M3», имитирующего работу ИИП с трехкратным интегрированием замкнутой структуры, где элементы Int1, Int2, Int3 имитируют работу интеграторов; $h = 1$ – дискретизатор (задает шаг дискретизации); Tint1, Tint2, Tint3 – постоянные времени интеграторов. Сигналы X1, X2, X3 – сигналы с выходов интеграторов. В данной Simulink-модели процедуру определения знака (математическая функция sign) выполняет однобитный квантователь.

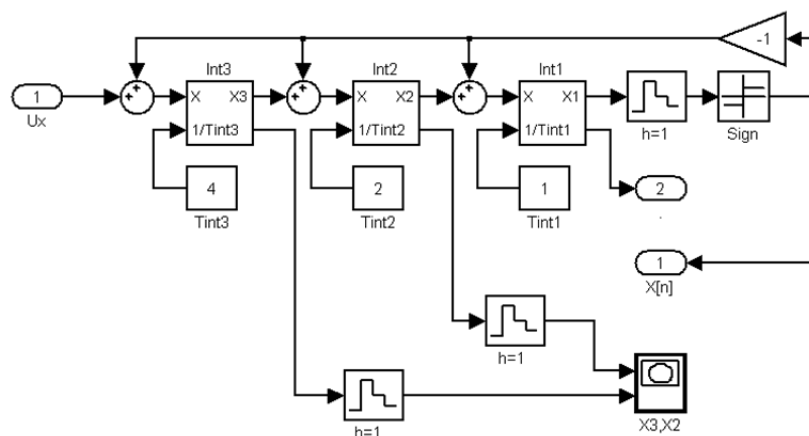


Рис. 4. Simulink-модель блока «M3»

Блок-анализатор «Analizator» выполняет функцию определения наличия периодических колебаний в выходном сигнале ИИП путем их режекторной фильтрации. Функцию режекторной фильтрации выполняет набор из k -цифровых фильтров (ЦФ), каждый из которых подавляет колебание с заданным периодом, кратным iT . В качестве примера ниже на рис. 5 приведена Simulink-модель ЦФ для анализа шести гармоник с периодом T , кратным 8, на рис. 6 – результат моделирования поиска периодичности.

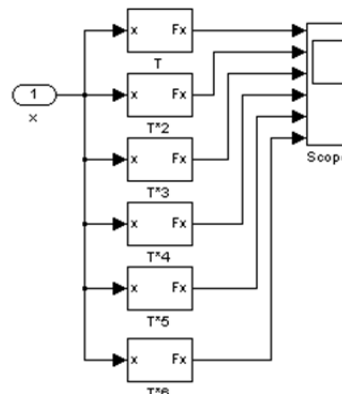


Рис. 5. Simulink-модель блока-анализатора «Analizator»

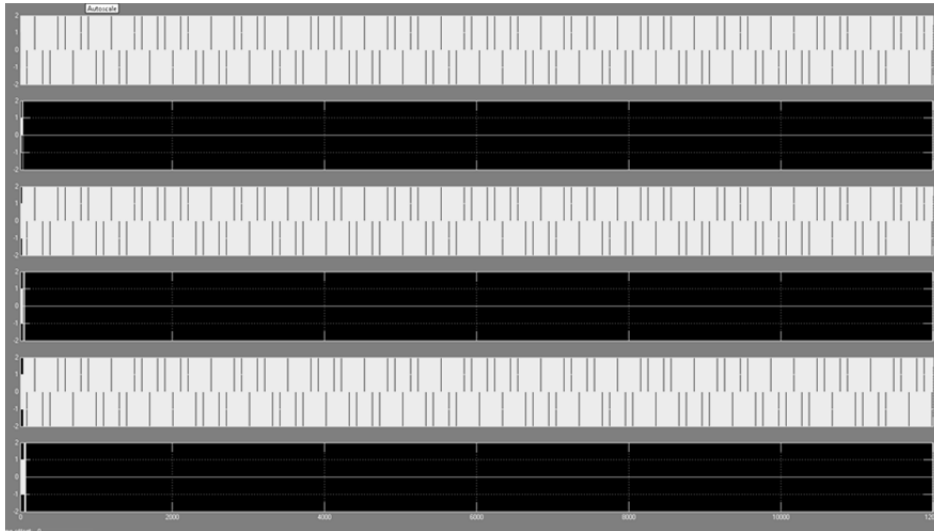


Рис. 6. Результат моделирования поиска периодичности при $U_x = 1/4$, $\alpha = 0,4667$

Наличие нулевой реакции i -го фильтра (отображается как сплошная линия на экране виртуального осциллографа) говорит о присутствии в сигнале периодического колебания с периодом iT . Нумерация гармоник – сверху вниз. Из рис. 6 видно, что на втором, четвертом и шестом выходах ЦФ имеет место отсутствие сигнала, что говорит о наличии низкочастотных периодических колебаний с периодом $T = 8 \cdot 2 = 16$.

При добавлении к входному сигналу U_x небольшого смещения 10^{-9} периодичность нарушается, и на осциллограмме (рис. 7) видно, как периодические колебания сменяются хаотическими и обратно, что еще раз подтверждает высокую чувствительность к начальным условиям ИИП, относящихся к классу систем детерминированного хаоса.

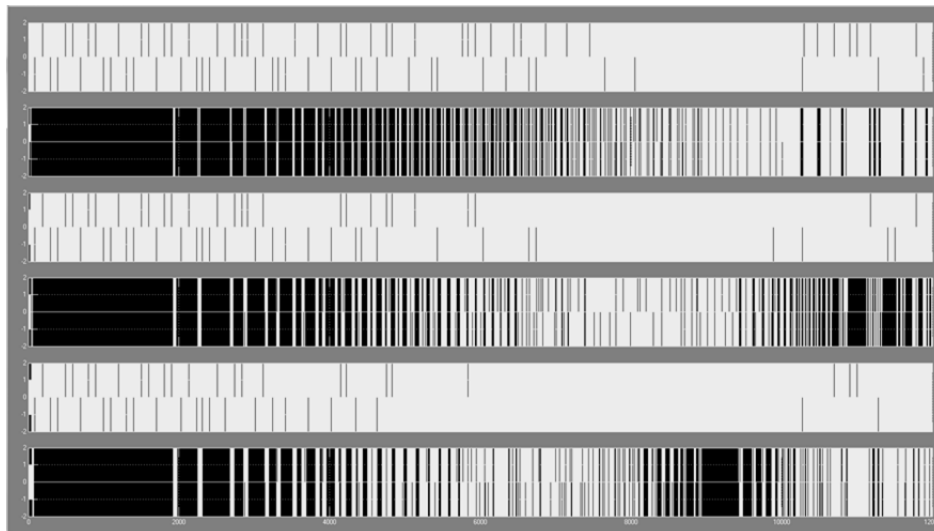


Рис. 7. Результат моделирования поиска периодичности при $U_x = 1/4 + 10^{-9}$, $\alpha = 0,2171$

Выводы

Понятие автокорреляционной функции, которое применимо к линейным процессам, мы использовали для описания системы с нелинейной динамикой. Но в отличие от известной теории используем автокорреляционную функцию, учитывающую специфику знакового представления. Таким образом, находятся как качественная, так и количественная оценки периодичности.

В отличие от прямого алгоритма реализации автокорреляционной функции используется только однобитная форма представления информации в виде логической функции, что позволяет реализовать алгоритм расчета в реальном масштабе времени с минимальными аппа-

ратными затратами. Численное значение автокорреляционной функции дает возможность оптимально решить задачу оптимальной фильтрации флуктуационных шумов квантования и в конечном итоге повысить точность аналого-цифрового преобразования.

Список литературы

1. Чувькин, Б. В. Методика определения низкочастотных периодических колебаний в одноканальных сигналах сигма-дельта модуляторов / Б. В. Чувькин, И. А. Долгова, И. А. Сидорова // Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии. Астраханский ГУ. – 2014. – № 2 (26). – С. 174–181.
2. Сидорова, И. А. Исследование условий возникновения хаотических колебаний в нелинейных непрерывно-дискретных системах, использующих методы сигма-дельта модуляции / И. А. Сидорова // Датчики и системы: методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : сб. ст. междунар. науч.-техн. конф. с элементами научной школы для молодых ученых. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – С. 286–290.
3. Политанский, Р. Л. Исследование зависимости корреляции между несущим и информационным сигналом в системах с динамическим хаосом / Р. Л. Политанский, Л. Ф. Политанский, С. Д. Галюк, Н. Я. Кушнир // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – 2011. – № 3 (50), т. 2. – С. 58–63.
4. Nonlinear dynamical analysis of a bandpass sigma-delta modulator in ideal, imperfect and chaotic regimes. Ina Taralova-Roux, Orla Feely. Electronics, Circuits and Systems, 1999. Proceedings of ICECS '99 // The 6th IEEE International Conference. – 1999. – Vol. 3. – P. 1239–1242.
5. Чувькин, Б. В. Анализ флуктуационных шумов нелинейных динамических систем с одноканальным квантованием / Б. В. Чувькин, А. В. Селезнев, И. А. Сидорова // Научно-технический вестник Поволжья. – 2012. – № 3. – С. 151–154.
6. Долгова, И. А. Анализ устойчивости периодических колебаний в нелинейных непрерывно-дискретных системах / И. А. Долгова, Б. В. Чувькин, А. В. Ерёмченко // Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии. Астраханский ГУ. – 2013. – № 1 (21). – С. 26–30.
7. Мун, Ф. Хаотические колебания / Ф. Мун ; пер. с англ. Ю. А. Данилова, А. М. Шукурова. – М. : Мир, 1990. – 311 с.
8. Харченко, М. А. Корреляционный анализ : учеб. пособие для вузов / М. А. Харченко. – Воронеж : Изд-во ВГУ, 2008. – 31 с.

Чувькин Борис Викторович

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

Chuvykin Boris Viktorovich

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

Долгова Ирина Анатольевна

кандидат технических наук, доцент,
кафедра информационно-вычислительных систем,
Пензенский государственный университет
E-mail: Dolgova_IA@mail.ru

Dolgova Irina Anatol'evna

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of information computer systems,
Penza State University

Сидорова Ирина Александровна

программист,
кафедра информационно-вычислительных систем,
Пензенский государственный университет
E-mail: irina-penza@mail.ru

Sidorova Irina Aleksandrovna

programmer,
sub-department of information computer systems,
Penza State University

УДК 681.518.3

Чувькин, Б. В.

Особенности расчета коэффициента автокорреляции бинарных сигналов в задачах анализа флуктуационных шумов квантования / Б. В. Чувькин, И. А. Долгова, И. А. Сидорова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 59–64.

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 621.3.087.47

М. А. Писарев

ПРОБЛЕМЫ И ДОСТИЖЕНИЯ В ОБЛАСТИ ИЗМЕРЕНИЯ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ

М. А. Pisarev

PROBLEM AND ACHIEVEMENTS IN FIELD OF BLOOD PRESSURE MEASURING

А н н о т а ц и я. Перечислены основные существующие проблемы измерения артериального давления. Определены недостатки манжетных тонометров. Проведен анализ наиболее перспективных и удачных технических решений и патентов на способы измерения артериального давления. На их основе предложена реализация безманжетного пальцевого тонометра, решающего актуальные проблемы, рассмотренные в статье.

А b s t r a c t. Defined main existing problems of blood pressure measurement. Identified limitations of blood pressure monitors cuff. Made an analysis of the most promising and successful solutions and patents. Based on these proposed design of without cuff finger tonometer that solving actual problems discussed in the article.

К л ю ч е в ы е с л о в а: тонометрия, артериальное давление, точность, метод Короткова, манжета.

К e y w o r d s: tonometry, blood pressure, accuracy, Korotkoff metod, cuff.

В настоящее время существует проблема разработки приборов для измерения артериального давления (АД). Несмотря на большое разнообразие, их качество измерения остается на низком уровне. Тем не менее спрос на них очень высок, потому что большое число людей страдает повышением АД. Инфаркт, инсульт, слепота, почечная недостаточность – все это осложнения гипертонии. Постоянный контроль уровня АД – единственный способ избежать этих осложнений.

Точность измерения АД имеет важную роль в диагностике и контроле за лечением АГ. В настоящее время основным, официально утвержденным, способом является определение АД (АДкл) по методу Н. С. Короткова. Определение артериального давления в домашних условиях основывается на результатах измерений АД сфигмоманометром, реализующих измерение АД с помощью манжеты [1]. Однако метод Н. С. Короткова по сравнению с измерениями АД, полученными при катетеризации, дает заниженные значения для систолического (САД) и завышенные для диастолического АД (ДАД), не эффективен при «аускультативном провале», «бесконечном тоне», стенозирующих поражениях и высокой ригидности магистральных артерий. Однако метод Короткова удерживает лидирующую позицию и продолжает оставаться «золотым стандартом» неинвазивного измерения АД [2].

Техника измерения АД состоит в следующем: на первом этапе в манжету накачивается воздух до уровня давления, на 20 мм рт. ст. превышающего систолическое артериальное давление (САД) (т.е. до исчезновения пульса); затем давление снижается в манжете на 2 мм рт. ст. в секунду. Уровню САД соответствует давление, при котором появляется 1 тон (1-я фаза тонов Короткова (рис. 1)); уровню диастолического давления (ДАД) – давление, при котором происходит исчезновение тонов (5-я фаза тонов Короткова) [3].

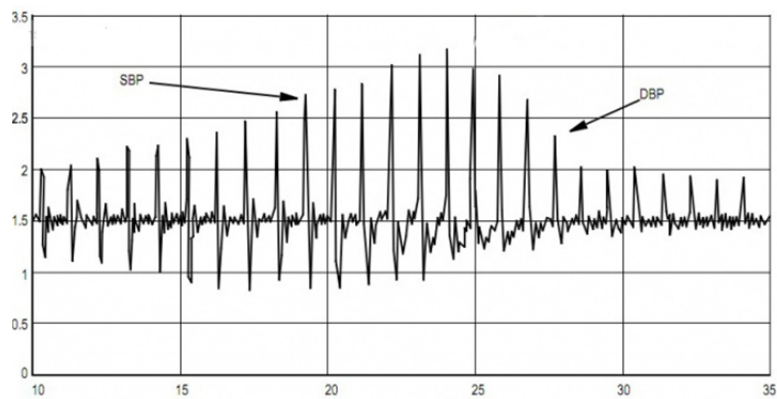


Рис. 1. Тоны Короткова

Достижение высокой точности вне амбулаторных измерений АД является одной из основных проблем, особенно при проектировании портативных приборов для самоконтроля уровня АД.

Рассмотрение методов измерения АД показывает, что подавляющее большинство выпускаемых тонометров независимо от их назначения (для измерения АД по пальцу, по запястью или по предплечью) используют для создания внешнего компенсирующего давления пневматическую манжету. Применение манжеты, помимо несомненных достоинств, имеет и ряд недостатков:

1. Манжета ослабляет сигнал пульсовых колебаний, по которому фиксируются моменты уравнивания, в тех случаях, когда сигнал пульсовой волны снимается с датчика, измеряющего давление внутри манжеты. При этом, помимо демпфирующего действия мягких тканей конечности, амплитуда сигнала пульсовых колебаний снижается также за счет большого отношения объема манжеты и объема части артерии, заключенной под манжетой.

2. Вторым недостатком является наличие индивидуальных и возрастных различий пациентов, что особенно проявляется в случае пальцевых тонометров, в которых размер манжеты, как правило, является фиксированным.

3. Существенным недостатком является то, что наблюдается нарушение гемодинамики кровеносных сосудов за счет их полного пережатия в момент компрессии, что приводит к неизбежным и существенным погрешностям измерения. Процесс многократного повторения измерений не только увеличит и без того сильное стрессорное воздействие, но и может вызвать ишемию окклюзируемого органа, в особенности у пожилых людей. Это объясняет, почему даже хорошие манжетные измерители АД не нашли применения в палате интенсивной терапии и в случае острой необходимости врачи прибегают к прямому методу.

4. Для практической реализации недостатком является необходимость (в случае автоматической накачки манжеты) компрессора, который потребляет значительную мощность и требует частой замены источника питания, что удорожает эксплуатацию тонометра.

Анализ технической литературы и патентов на способы измерения АД показывает, что в настоящее время указанные выше проблемы еще актуальны и не нашли полного решения. Среди наиболее удачных и перспективных решений можно выделить следующие.

В патенте «Способ измерения артериального давления (RU 2280403)» [4] Л. Ш. Розенблатом предложен способ, решающий задачу повышения точности и помехозащищенности измерения артериального давления за счет синхронного использования нескольких сигналов. Надувная измерительная манжета размещается на конечности пациента, происходит накачка манжеты до заданного начального уровня давления, далее – ступенчатый сброс давления в манжете в виде снижающихся плато давлений (рис. 2). На каждом из плато на период измерения и регистрации значения происходит удержание давления и амплитуды осцилляционного сигнала в измерительной манжете.

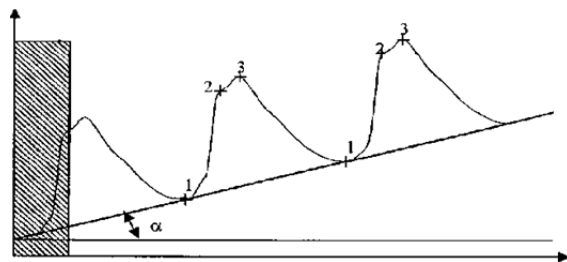


Рис. 2. Вид измерительных плато

В памяти сохраняются результаты измерений, измерения и регистрация значений артериального давления плато повторяются до момента достижения давления на плато определенного установленного значения. Далее строится кривая изменения накопленных амплитуд осцилляторного сигнала в форме «колокола» с последующей аппроксимацией полиномами 2–4-й степени его информационно важных частей – вершины, систолического и диастолического склонов. В конце рассчитываются действительные параметры артериального давления по результатам построения «колокола».

В патенте «Способ измерения артериального давления (RU 2262886)» [5] предложен другой подход, основанный на гипотезе о том, что реальный вид кривой объемного расширения артерии от избыточного давления существенно отличается от его упрощенного представления на рис. 3.

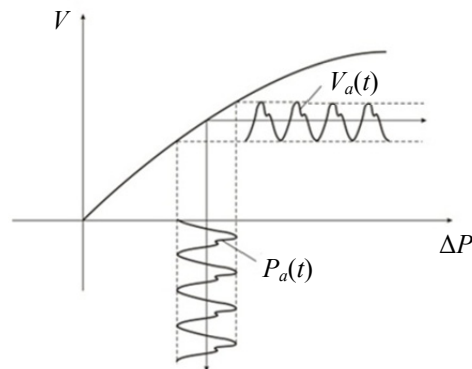


Рис. 3. Традиционный вид кривой объемного расширения

К такому выводу приводят следующие элементарные соображения. Совершенно очевидно, что при нулевом избыточном давлении артерия имеет некоторый, существенно отличный от нуля, начальный объем, причем она сохраняет просвет для беспрепятственного протекания крови. При отрицательном избыточном давлении ее объем также не может быть равен нулю. С учетом сказанного реальная зависимость $V(P)$ должна, скорее всего, иметь вид, близкий к тому, что изображен на рис. 4.

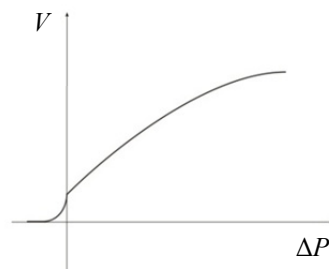


Рис. 4. Реальный вид кривой объемного расширения

В продолжении этого патента [5] предложен безманжетный пальцевый тонометр [6], конструкция которого представлена на рис. 5. На рис. 6 показано положение пальца во время измерения АД на ногтевой фаланге. Палец помещается между штоком и компрессионной камерой, закрепленной в верхней части корпуса. На обеих сторонах балки приклеены фольговые тензометрические датчики, по два датчика сверху и снизу.



Рис. 5. Конструкция безманжетного тонометра

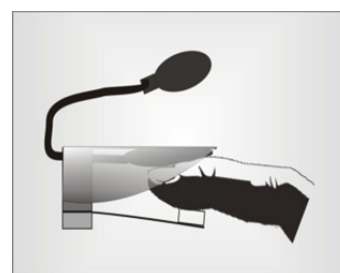


Рис. 6. Положение пальца при измерении

Таким образом, при изгибе балки под действием давления, нагнетаемого в компрессионной камере, одна пара тензодатчиков воспринимает деформацию растяжения, другая пара – деформацию сжатия. Процесс измерения состоит в следующем. С помощью груши в компрессионной камере создается давление, под действием которого палец прижимается к штоку, укрепленному на тензодатчикской балке. Исходное давление в камере должно быть таким, чтобы шток перекрыл кровоток в артерии. После этого с помощью клапана осуществляется выпуск воздуха из компрессионной камеры, в результате чего давление штока на палец начинает снижаться по закону, близкому к линейному. Такая конструкция тонометра решает такие перечисленные выше проблемы тонометрии, как возможность измерения АД в процессе компрессирования артерии; проблема индивидуального подбора размера манжеты и соответственно чрезмерного пережатия ей артерии; уменьшение потребления энергии от автономного источника питания.

Заключение

Метод Короткова в наше время остается безальтернативным при всех его недостатках, и поэтому в настоящее время задачи повышения точности будут решаться только аппаратным путем, особенно при разработке аппаратуры, предназначенной не для клинических испытаний, а для домашнего мониторинга давления.

Список литературы

1. Хамбли, П. Измерение артериального давления / П. Хамбли. – URL: <http://www.ua.arh.ru>
2. Рогоза, А. Н. К вопросу о точности измерения АД автоматическими приборами / А. Н. Рогоза // Функциональная диагностика. – 2003. – № 1. – С. 216–220.
3. Орнатский, П. П. Автоматические измерения и приборы / П. П. Орнатский. – Киев : Вища школа, 1973. – 552 с.
4. Пат. 2280403 Российская Федерация. Способ измерения артериального давления. – URL: <http://www.findpatent.ru/patent/228/2280403.html>
5. Пат. 2262886 Российская Федерация. Способ измерения артериального давления. – URL: <http://www.findpatent.ru/patent/226/2262886.html>
6. Писарев, М. А. АРМ врача терапевта / М. А. Писарев, М. А. Голобокова // Современные проблемы компьютерных наук : сб. материалов I Междунар. науч.-практ. конф., посвящ. 70-летию образования Пензенского государственного университета. – Пенза, 2013. – С. 117–123.

Писарев Максим Аркадьевич

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: Pisarevmx@gmail.com

Pisarev Maksim Arkad'evich

postgraduate student,
Penza State University

УДК 621.3.087.47

Писарев, М. А.

Проблемы и достижения в области измерения артериального давления / М. А. Писарев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 65–68.

А. К. Алимуратов, Ю. С. Квитка

ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕМЕНТАРНОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ ДЛЯ АНАЛИЗА РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

A. K. Alimuradov, Yu. S. Kvitka

APPLICATION COMPLEMENTARY ENSEMBLE EMPIRICAL MODE DECOMPOSITION FOR ANALYSIS OF SPEECH SIGNALS

А н н о т а ц и я. Рассмотрены проблемы применения адаптивных методов обработки речевых сигналов. Представлены теоретические исследования методов декомпозиции на эмпирические моды для анализа нелинейных и нестационарных сигналов, обоснование метода комплементарной множественной декомпозиции на эмпирические моды (КМДЭМ) для решения задач обработки речевых сигналов. Приведены результаты экспериментальных исследований, направленных на определение оптимальных параметров работы метода КМДЭМ для речевых сигналов.

A b s t r a c t. The paper considers the problem of applying adaptive methods of speech signal processing. Theoretical studies on the decomposition methods for the analysis of the empirical mode of nonlinear and non-stationary signals. The substantiation of the method of complementary ensemble empirical mode decomposition (CEEMD) for solving the problems of speech signal processing. The results of experimental studies aimed at determining the optimal parameters of the method KMDEM for speech signals.

К л ю ч е в ы е с л о в а: речевые технологии, адаптивная обработка, речевые сигналы, декомпозиция на эмпирические моды.

K e y w o r d s: speech technologies, adaptive processing, voice signals, empirical mode decomposition.

В настоящее время понятие «обработка речевых сигналов» имеет достаточно широкое значение, которое включает в себя вид, задачи, способы и методы, алгоритмы, средства и инструменты обработки.

Речевые сигналы представляют собой нестационарные (квазипериодические) и нелинейные сигналы сложной формы, состоящие из звуков, отождествляемых значимые единицы языка – фонемы – в предложения и слова. При обработке речевых сигналов, как правило, оперируют не исходным сигналом, а его параметрами, вычисленными с помощью его цифрового представления. Все информативные параметры можно разделить на три группы: амплитудно-частотные, спектрально-временные и кепстральные.

Для инженеров-исследователей и разработчиков наибольший интерес вызывает поиск адаптивных методов анализа и обработки речевых сигналов. На сегодняшний день для их анализа используются временная, частотная и частотно-временная области обработки [1]. Во временной области применяются методы с использованием корреляционной и автокорреляционной функций, в частотной области – методы, основанные на использовании преобразования Фурье и нахождения кепстра. Оба подхода не адаптированы ко всем задачам обработки

речевых сигналов. Так, из-за нестационарности они не позволяют фиксировать кратковременные локальные изменения в сигналах, что приводит к некорректному выявлению уникальных свойств и информативных параметров речи. Немного лучше ситуация обстоит в частотно-временной области, где применяется метод вейвлет-преобразования. Его особенность – использование базисов, с помощью которых можно обрабатывать нестационарные сигналы [2]. Недостатком вейвлет-преобразования является сложность в подборе адаптированного базиса из-за особенностей, свойственных речевому сигналу: зависимость параметров и характеристик от эмоциональной составляющей, тембра, высоты, громкости и длительности сигнала.

Все вышеперечисленное подчеркивает актуальность выбора нового метода адаптивной обработки и анализа речевых сигналов.

Декомпозиция на эмпирические моды

При обработке нестационарных и нелинейных сигналов, таких как речевые, необходимо проводить кратковременный анализ локальных явлений. Математический аппарат – декомпозиция на эмпирические моды (ДЭМ) – представляет собой итерационную вычислительную процедуру отсеивания, в результате которой сигнал раскладывается на эмпирические моды (ЭМ), или внутренние колебания [3]. Особенность ДЭМ заключается в том, что базисные функции, используемые для разложения в процедуре отсеивания, извлекаются непосредственно из исходного сигнала. Разложение на ЭМ позволяет анализировать кратковременные локальные изменения в сигнале, поэтому данный метод может быть использован при обработке нелинейных и нестационарных сигналов. При декомпозиции модель сигнала не задается заранее – ЭМ вычисляются в ходе процедуры отсеивания: по характерным точкам сигнала, например, по экстремумам, строится функция, называемая огибающей сигнала. У каждого сигнала имеются локальные экстремумы: локальные максимумы и минимумы. В результате строятся две огибающие: нижняя, построенная по точкам локального минимума, и верхняя, построенная по точкам локального максимума. При построении огибающих в качестве приближающих функций используются кубические сплайны. Сама же эмпирическая мода обладает двумя свойствами:

1. Количество экстремумов и количество пересечений нуля не должны отличаться более чем на единицу.

2. Среднее значение, которое определяется по двум огибающим, должно быть равно нулю.

В общем виде алгоритм метода выглядит следующим образом [4]:

1. Определение локальных экстремумов (максимумов и минимумов) сигнала $f_j(t_i)$:

– значение i -го отсчета $f_j(t_i)$ является локальным максимумом, если выполняется условие $f_j(t_{i-1}) < f_j(t_i) \geq f_j(t_{i+1})$;

– значение i -го отсчета $f_j(t_i)$ является локальным минимумом, если выполняется условие $f_j(t_{i-1}) > f_j(t_i) \leq f_j(t_{i+1})$, где t_i – дискретные отсчеты времени.

2. Определение верхней $e_j(t_i)$ и нижней $g_j(t_i)$ огибающих сигнала с помощью кубической сплайн-интерполяции по найденным локальным экстремумам $f_j(t_i)$:

$$e_j(t_i) = a_B t_i^3 + b_B t_i^2 + c_B t_i + d_B; \quad (1)$$

$$g_j(t_i) = a_H t_i^3 + b_H t_i^2 + c_H t_i + d_H, \quad (2)$$

где a_B, b_B, c_B, d_B – коэффициенты для каждого значения i -го отсчета верхней огибающей сигнала; a_H, b_H, c_H, d_H – коэффициенты для каждого значения i -го отсчета нижних огибающих сигнала.

3. Вычисление среднего значения огибающих сигнала в соответствии с выражением

$$h_j(t_i) = \frac{e_j(t_i) + g_j(t_i)}{2}, \quad (3)$$

где $h_j(t_i)$ – среднее значение огибающих сигнала; $e_j(t_i)$ и $g_j(t_i)$ – верхняя и нижняя огибающие исходных сигналов соответственно.

4. Вычисление остатка сигнала по формуле

$$s_j(t_i) = f_j(t_i) - h_j(t_i), \quad (4)$$

где $s_j(t_i)$ – остаток сигнала.

5. Вычисление значения критерия останова. В качестве критерия останова декомпозиции используется значение нормализованной квадратичной разности, определяемое как

$$SD = \sum_{i=1}^n \left[\frac{(|f_j(t_i) - s_j(t_i)|)^2}{f_j(t_i)^2} \right]. \quad (5)$$

6. Проверка условия останова. На этом этапе осуществляется сравнение значения остатка сигнала со значением нормализованной квадратичной разности. Если $SD > s_j(t_i)$, то переходят к выполнению действия 1; если $SD < s_j(t_i)$ и $h_j(t_i) > s_j(t_i)$, то переходят к выполнению следующего действия.

7. Вывод мод сигнала. На этом этапе осуществляется вывод мод $f_i(t)$ и остатка $r_v(t)$ сигнала.

Недостатками ДЭМ являются:

- частое смешивание нескольких мод, которые интерпретируются как одна;
- получение ЭМ, состоящих из участков сигнала несоизмеримых масштабов или участков соизмеримых масштабов, но находящихся в различных точках ЭМ.

Данные недостатки являются следствием нестационарности исходного речевого сигнала.

Множественная декомпозиция на эмпирические моды

Для решения обозначенной проблемы предложен новый метод анализа речевых сигналов, основанный на многократном добавлении к сигналу белого шума и вычислении среднего значения ЭМ как конечного истинного результата. Данный метод называется множественной декомпозицией на эмпирические моды (МДЭМ) [5]. Конечный, не бесконечно малый по амплитуде белый шум делает сигналы в ЭМ сопоставимыми со значениями участков сигнала несоизмеримых масштабов и находящихся в различных точках ЭМ для получения всех возможных решений в процессе отсеивания. Таким образом, анализируемый сигнал представляет собой объединение сигнала и шума:

$$f_j(t_i) = x_j(t_i) + n_j(t_i), \quad (6)$$

где $x_j(t_i)$ – исходный речевой сигнал; $n_j(t_i)$ – белый шум.

Данный подход в полной мере использует преимущество статистических характеристик белого шума для обнаружения слабых периодических или квазипериодических сигналов. Таким образом, МДЭМ является более точным способом анализа данных, чем ДЭМ, посредством добавления белого шума.

Комплементарная множественная декомпозиция на эмпирические моды

Использование белого шума в МДЭМ для решения проблемы смешивания ЭМ порождает в сигнале новый шумовой остаток, влияющий на реконструкцию исходного сигнала. По этой причине был предложен улучшенный метод МДЭМ с внесением дополнительного белого шума, называющегося комплементарной множественно эмпирической декомпозицией [6]. В этом методе остаток белого шума может быть удален с помощью пар дополнительного множества ЭМ с прямыми и инверсными значениями добавленного белого шума:

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} s \\ n \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где s – первоначальные данные; n – добавленный белый шум; M_1 – сумма первоначальных данных с белым шумом; M_2 – сумма первоначальных данных с инверсным белым шумом.

В КМДЭМ множество ЭМ, полученных при добавлении белого шума, порождает ЭМ с прямым остатком добавленных белых шумов, точно так же множество ЭМ, полученных при добавлении инверсного белого шума, порождает ЭМ с инверсным остатком добавленных белых шумов. Таким образом, итоговое множество ЭМ представляет собой ЭМ с прямыми и отрицательными шумами. Сравнивая КМДЭМ с МДЭМ можно заключить, что в первом случае возможна значительная экономия времени, так как парные шумы эффективно ликвидируют остаток белого шума в ЭМ полностью независимо от того, сколько шумов использовалось.

Следует выделить общие правила в МДЭМ и КМДЭМ:

1. Добавление шума в МДЭМ может заставить высокочастотную составляющую быть «замаскированной», если количество циклов не будет достаточно большим.
2. Энергетический уровень добавленного шума должен быть на уровне встроенного шума (если уровень известен), в противном случае добавленный уровень помех не должен быть больше, чем 20 % от исходного сигнала.

Важными исходными параметрами для МДЭМ и КМДЭМ является амплитудный (или энергетический) уровень добавляемого белого шума (ϵ) и количество итераций вычисления ЭМ (N).

Применение декомпозиции для анализа речевых сигналов

Принимая во внимание преимущества и недостатки вышеизложенных методов декомпозиции, провели экспериментальное исследование метода КМДЭМ как наиболее адаптивного к нестационарным и нелинейным сигналам. Исследование направлено на определение оптимальных значений уровня добавляемого белого шума и количества итераций вычисления ЭМ для последующего эффективного анализа речевых сигналов.

Для исследования авторами рассмотрен речевой сигнал – отрезок звука согласной звонкой фонемы «а» длительностью 30 мс. Длительность одной фонемы варьируется от 10 до 25 мс, поэтому обработка речевых сигналов осуществляется последовательно отрезками в среднем по 10–30 мс. Считается, что речевые сигналы такой длительности сохраняют целостность слуховой информации фонемы. Речевой сигнал зарегистрирован с посторонними шумами с соотношением сигнал/шум 30 дБ, частота дискретизации 8000 Гц, 16 бит [7] (рис. 1).

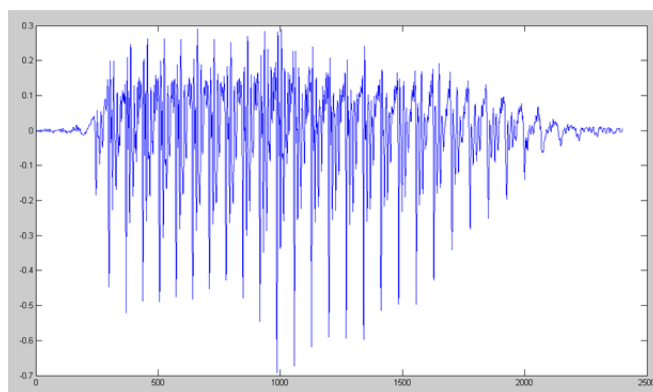


Рис. 1. Речевой сигнал – звук согласной звонкой фонемы «а»

Исследование проводилось в пакете прикладных программ для решения технических и математических задач – MATLAB 7.0.1 – и состояло из двух частей:

1. Определение оптимального значения добавляемого белого шума проводилось с уровнями шума – 0,25, 0,5, 1,0 и 3,0.
2. Определение количества итераций вычисления ЭМ проводилось со значениями – 10, 100, 1000.

На рис. 2–5 приведены результаты исследования.

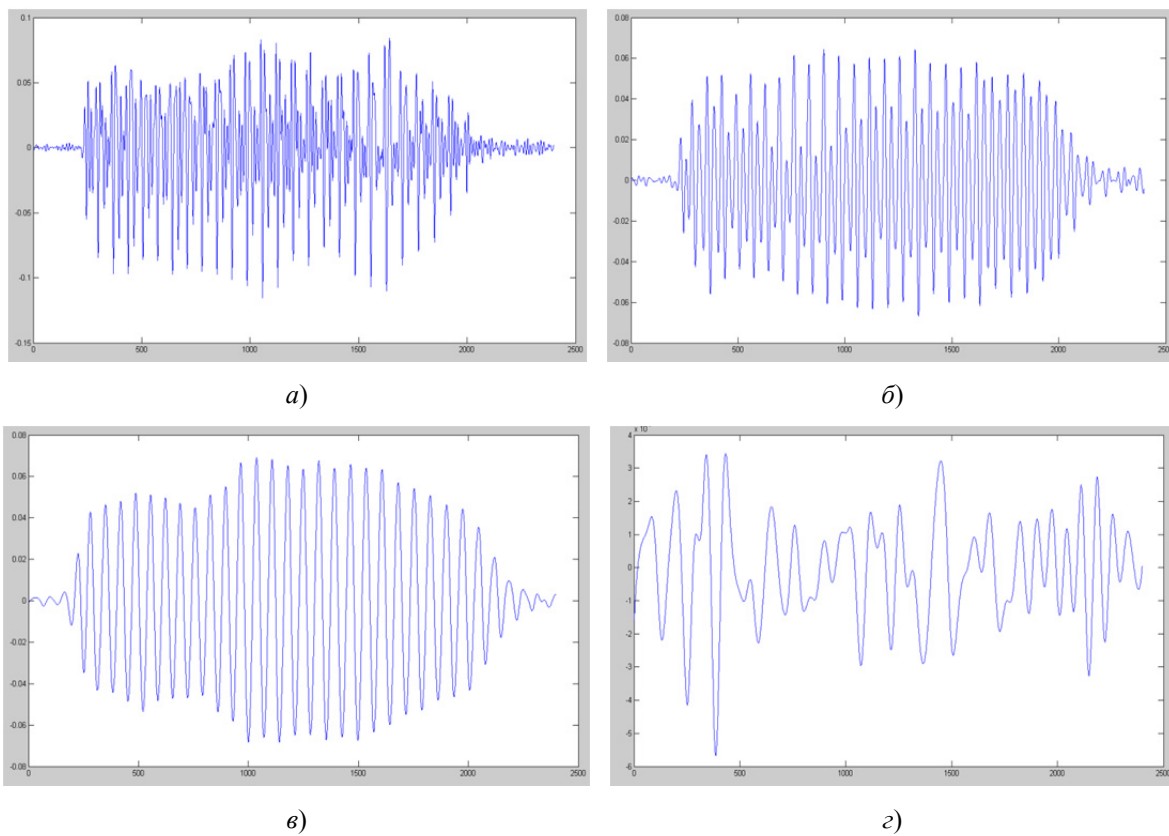


Рис. 2. Эмпирические моды 3 – 6 при $\varepsilon = 0,25$; $N = 100$:
 а – ЭМ 3; б – ЭМ 4; в – ЭМ 5; з – ЭМ 6

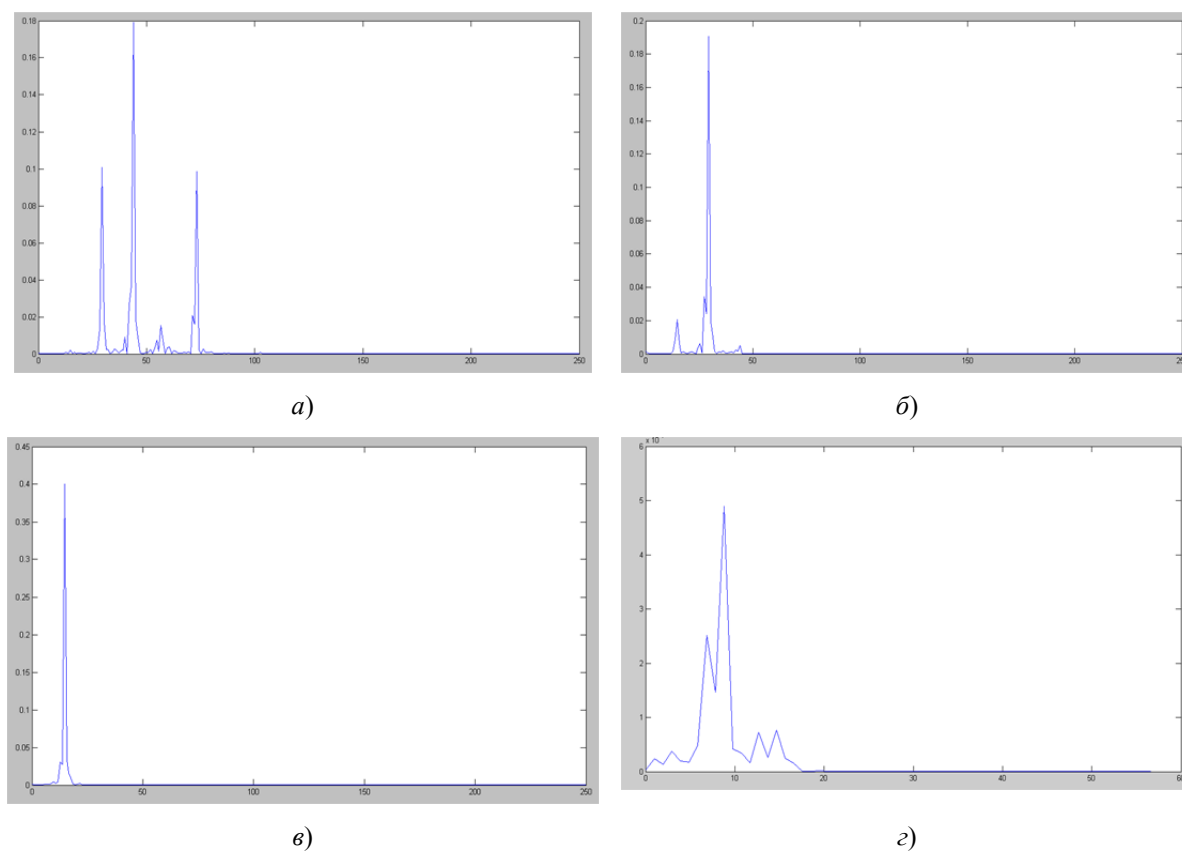


Рис. 3. Спектральное представление эмпирических мод 3 – 6 при $\varepsilon = 0,25$; $N = 100$:
 а – спектральное представление ЭМ 3; б – спектральное представление ЭМ 4;
 в – спектральное представление ЭМ 5; з – спектральное представление ЭМ 6

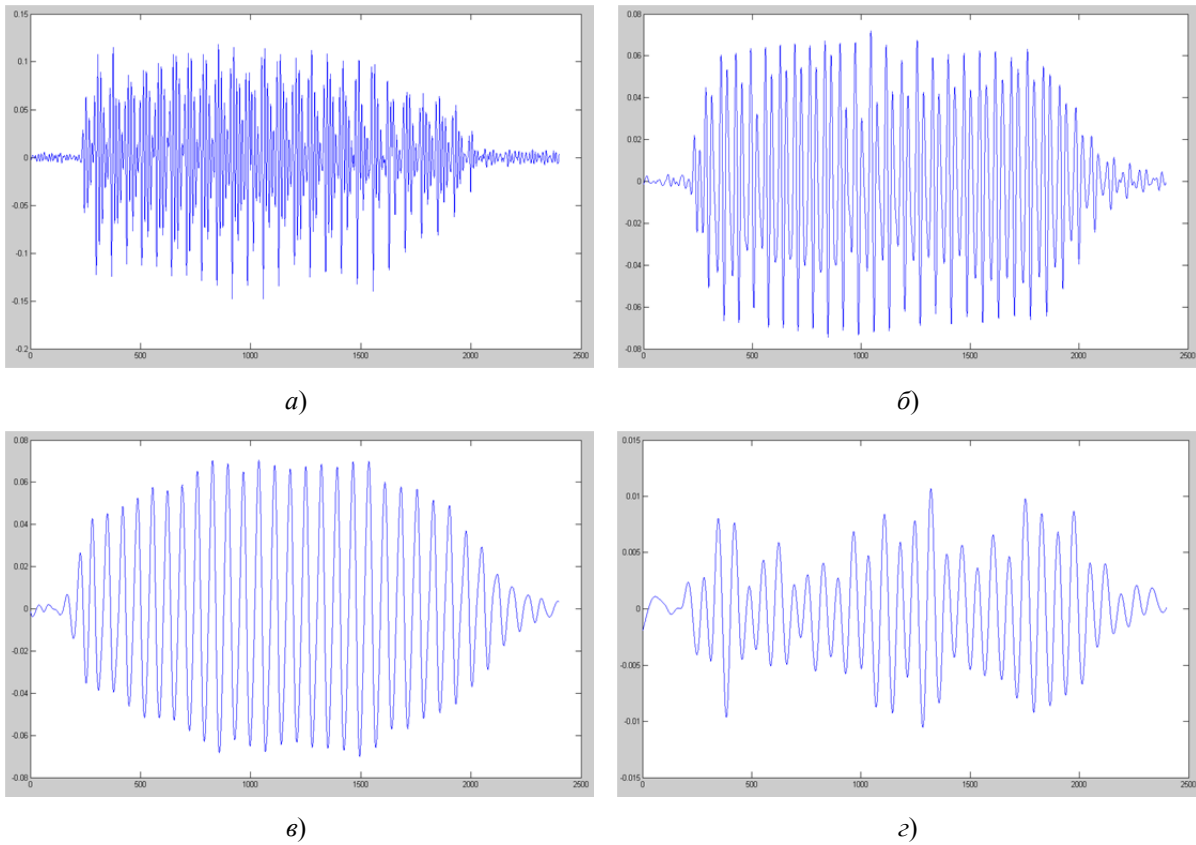


Рис. 4. Эмпирические моды 3 – 6 при $\epsilon = 0,5$; $N = 100$:
 а – ЭМ 3; б – ЭМ 4; в – ЭМ 5; г – ЭМ 6

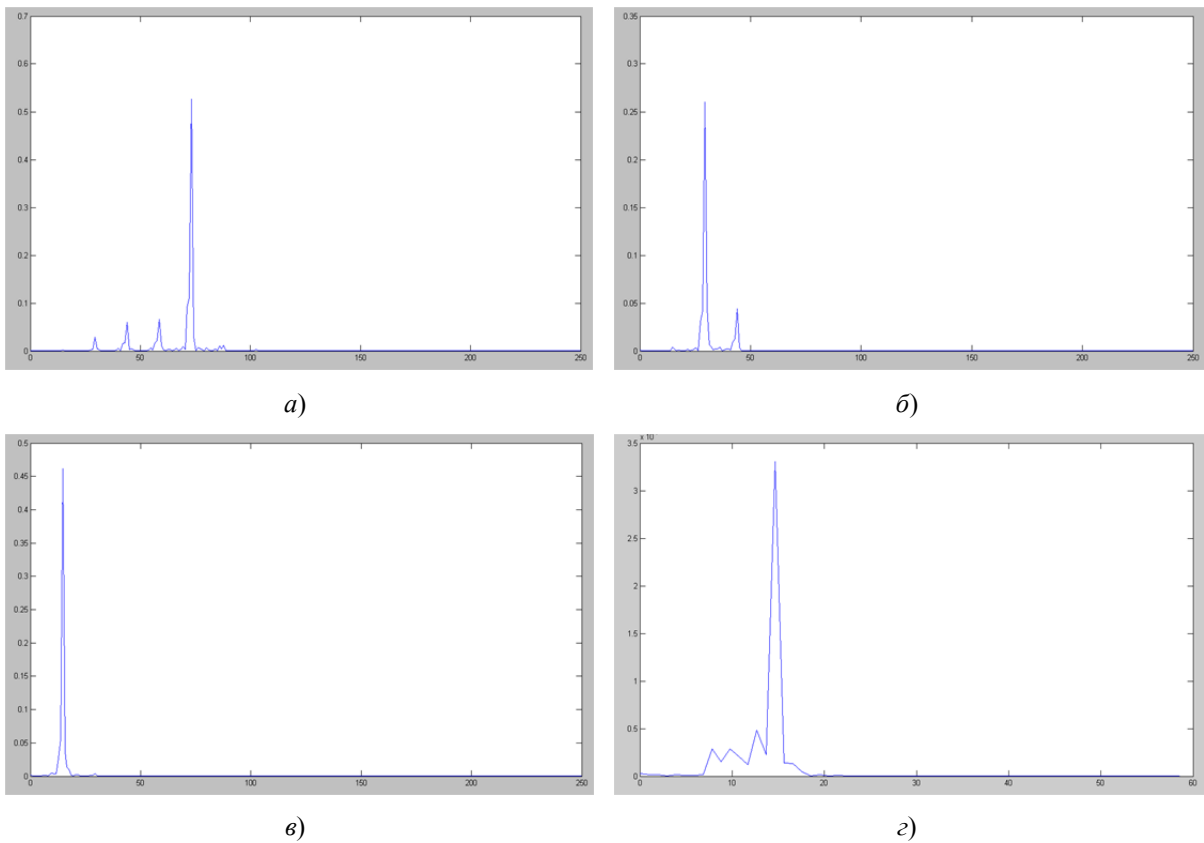


Рис. 5. Спектральное представление эмпирических мод 3 – 6 при $\epsilon = 0,5$; $N = 100$:
 а – спектральное представление ЭМ 3; б – спектральное представление ЭМ 4;
 в – спектральное представление ЭМ 5; г – спектральное представление ЭМ 6

Согласно полученным результатам наиболее оптимальными значениями белого шума и количества итераций являются $\varepsilon = 0,25 - 0,5$ и N – не более 100. При анализе учитывались только информативные ЭМ 3 – ЭМ 6 [4, 8]. Эффективность декомпозиции метода КМДЭМ оценивалась по качеству выделения частотных составляющих исходного речевого сигнала в отдельные ЭМ, а также по наличию паразитных частотной и амплитудной модуляций в ЭМ.

Заключение

Итогом проведенной работы являются следующие теоретические и практические результаты:

- проведены теоретические исследования адаптивных методов декомпозиции на эмпирические моды для применения в задачах обработки речевых сигналов;
- проведены экспериментальные исследования, направленные на определение наиболее оптимальных значений уровня добавляемого белого шума и количества итераций вычисления ЭМ для эффективного анализа речевых сигналов.

Список литературы

1. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2002. – 608 с.
2. Рабинер, Л. Р. Цифровая обработка речевых сигналов / Л. Р. Рабинер, Р. В. Шафер. – М. : Радио и связь, 1981. – 496 с.
3. Huang, N. E. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis / N. E. Huang // Proc. R. Soc. Lond. A. – 1998. – Т. 454. – С. 903–995.
4. Алимуратов, А. К. Фильтрация речевых сигналов с использованием метода множественной декомпозиции и оценки энергии эмпирических мод / А. К. Алимуратов, П. П. Чураков, А. Ю. Тычков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2012. – № 4. – С. 50–61.
5. Wu, Z. Ensemble empirical mode decomposition a noise-assisted data analysis method / Z. Wu, N. E. Huang // Calverton, MD 20705, USA, NASA Goddard Space Flight Center Greenbelt.
6. Yeh, J.-R. Complementary ensemble empirical mode decomposition: A novel noise enhanced data analysis method / J.-R. Yeh, J.-S. Shieh, N. E. Huang. Adv. Adapt. Data Anal. – 2010. – № 2. – P. 135–156.
7. Алимуратов, А. К. Исследование и разработка верифицированной базы звуков речи для анализа речевых сигналов / А. К. Алимуратов, А. Ю. Тычков, Ю. С. Квитка, Д. А. Ярославцева // Современные проблемы компьютерных наук (СПКН-2013) : сб. материалов I Междунар. науч.-практ. конф., посвящ. 70-летию образования Пензенского государственного университета / под ред. Л. Р. Фионовой. – Пенза, 2013. – С. 156–159.
8. Алимуратов, А. К. Интеллектуальная обработка речевых сигналов в системах автоматического управления / А. К. Алимуратов, А. Ю. Тычков // Известия Кабардино-балкарского государственного университета. – 2012. – Т. 2. – № 5. – С. 66–67.

Алимуратов Алан Казанферович

соискатель,
кафедра информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: alansapfir@yandex.ru

Alimuradov Alan Kazanferovich

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

Квитка Юрий Сергеевич

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: aravikfleur@gmail.com

Kvitka Yuriy Sergeevich

postgraduate student,
Penza State University

УДК 621.391; 519.21

Алимуратов, А. К.

Применение комплементарной множественной декомпозиции на эмпирические моды для анализа речевых сигналов / А. К. Алимуратов, Ю. С. Квитка // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 69–75.

МЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 681.586.7

*С. В. Абрамов***ПОВЫШЕНИЕ ИНФОРМАТИВНОЙ СПОСОБНОСТИ
ВИХРЕТОКОВЫХ ДАТЧИКОВ***S. V. Abramov***INCREASE OF INFORMATION ABILITY EDDY
CURRENT SENSORS**

А н н о т а ц и я. Рассмотрены вопросы синтеза эквивалентных схем замещения вихре-
токовых датчиков (ВД) перемещений по частотным характеристикам иммитанса двухпо-
люсной цепи датчика. Показана возможность повышения информативной способности
ВД. Приведены методика синтеза схемы замещения и пример построения оптимальной по
чувствительности измерительной цепи квазидифференциального ВД перемещений. Пред-
ложенная методика синтеза двухэлементной схемы замещения ВД позволила определить
неинформативный параметр и устранить его с помощью схемотехнического решения и
при этом снизить габаритные размеры ВД.

A b s t r a c t. In article raise questions of synthesis of equivalent equivalent circuits the eddy
current sensors of movements according to frequency characteristics of an immittance of a bipo-
lar chain of the sensor . Possibility of increase of informative ability of VD is shown. The tech-
nique of synthesis of an equivalent circuit and example of construction optimum on sensitivity
of a measuring chain of quasidifferential VD of movements is given. The offered technique of
synthesis of a two-element equivalent circuit of VD allowed to determine not informative pa-
rameter and to eliminate it by means of the circuitry decision and thus to lower overall dimen-
sions of VD.

К л ю ч е в ы е с л о в а: вихретоковые датчики, синтез, схема замещения, информа-
тивная способность, квазидифференциальная схема.

K e y w o r d s: eddy current sensors, synthesis, equivalent circuit, informative ability, qua-
sidifferential scheme.

Вихретоковые датчики (ВД) нашли широкое применение при контроле и диагностике
состояния вращающихся валов различных энергетических установок. С помощью ВД обеспе-
чивают бесконтактное измерение относительной вибрации, частоты вращения, искривления, а
также тепловых расширений вала ротора, осевых смещений и радиальных вибраций вала ро-
тора относительно корпуса.

Параметрический накладной ВД имеет одну обмотку, представляющую собой катушку
индуктивности. Принцип работы ВД основан на явлении электромагнитной индукции. Пере-
менное электромагнитное поле, созданное катушкой ВД, создает вихревые токи в металличе-

ском объекте, которые воздействуют на поле возбуждающей катушки и изменяют ее индуктивность. Это вызывает изменение параметров катушки (амплитуды, частоты, фазы). По изменению этих параметров можно судить о свойствах объекта.

Модуль вносимой величины, зависящей от перемещения, гораздо меньше соответствующих собственных начальных величин ВД (максимально может составлять половину от начального значения), поэтому чтобы выделить полезную информацию, проводят компенсацию начальных собственных параметров ВД тем или иным образом.

В литературе для решения этой проблемы применяются комбинированные ВД, позволяющие достаточно просто подавлять влияние внешних влияющих факторов, наиболее важным из которых является температура.

Примером комбинированного накладного ВД является дифференциальный датчик с двумя идентичными и встречно включенными обмотками, расположенными в одной плоскости со смещением их относительно центра возбуждающей катушки и симметричным их расположением [1].

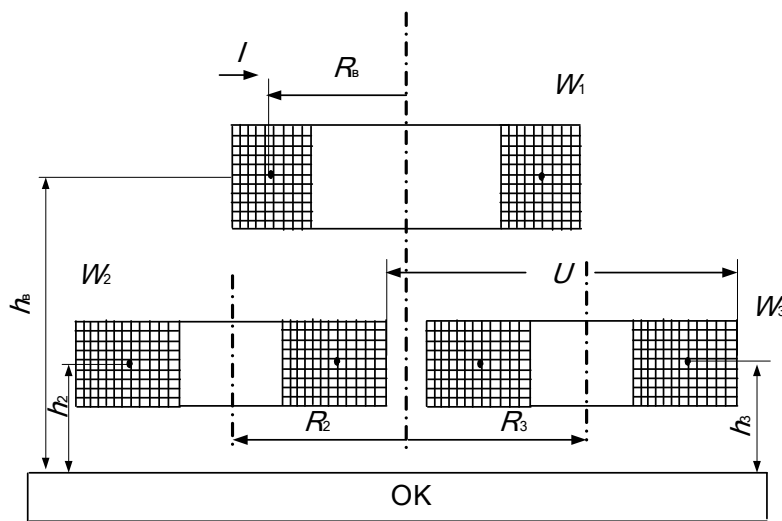


Рис. 1. Сечение дифференциального датчика с двумя идентичными обмотками

При равенстве количества обмоток W_2 и W_3 добиваются равенства нулю выходного напряжения:

$$\dot{U} = \dot{U}_2 - \dot{U}_3 = 0.$$

Когда объект помещается в измерительную зону накладного ВД, на выходе датчика появляется напряжение, равное вносимому напряжению. Преимущество такого включения состоит в том, что полностью компенсируется неинформативное напряжение, не зависящее от перемещения, и, соответственно, его температурная погрешность при работе в широком диапазоне нестационарных температур. Недостаток – существенные габаритные размеры, потому как обе измерительные катушки находятся на одной плоскости по отношению к объекту контроля.

Авторами предлагается решение задачи по устранению неинформативного сигнала и снижению габаритных размеров. Для этого необходимо провести анализ и синтез эквивалентной схемы замещения измерительной катушки ВД.

В [2] схема замещения измерительной катушки параметрического ВД представляет собой последовательные соединения собственной начальной индуктивности $L_0 = \text{const}$ с последовательным соединением вносимого комплексного сопротивления, состоящего из последовательного соединения вносимой отрицательной индуктивности $L_{\text{вн}}$ и вносимого активного сопротивления $R_{\text{вн}}$, зависящих от измеряемого перемещения h . Годограф полного относительного сопротивления витка в присутствии проводящего образца и схема замещения измерительной катушки ВД представлены на рис. 2.

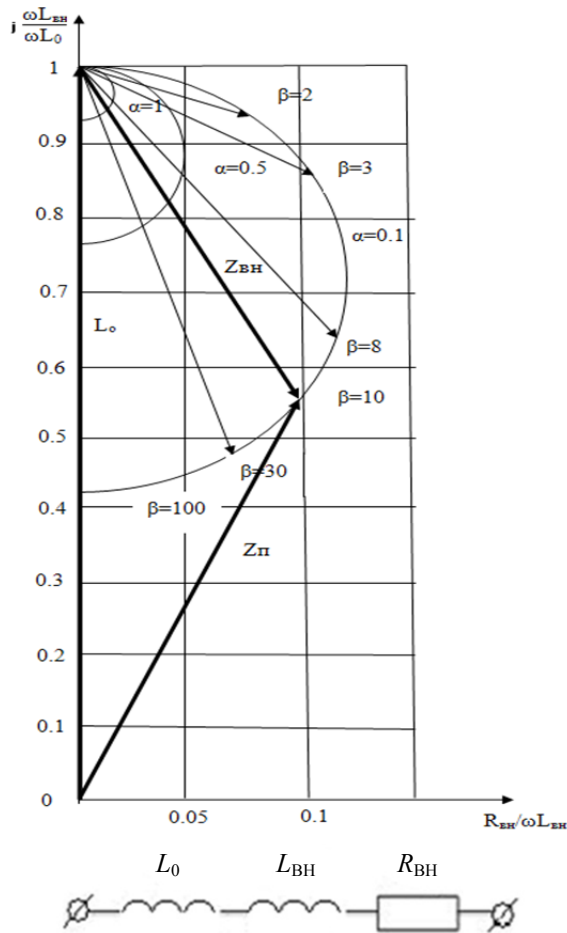


Рис. 2. Годограф полного относительного сопротивления витка в присутствии проводящего образца и эквивалентная схема замещения измерительной катушки ВД

Параметры схемы замещения имеют следующие соотношения:

$$Z_0 = j\omega L_0;$$

$$Z_{\Pi} = Z_0 - Z_{\text{ВН}};$$

$$Z_{\text{ВН}} = \sqrt{j\omega L_{\text{ВН}}^2 + R_{\text{ВН}}^2}.$$

На годографе по осям отложены активная и реактивная компоненты полного сопротивления витка, отнесенные к его индуктивному сопротивлению в отсутствие образца. Как видно по годографу, при увеличении β активная составляющая вносимого сопротивления растет (достигает максимума при $\beta = 5$), а затем падает. Вносимая индуктивность из начальной индуктивности вычитается и с увеличением β растет. Максимум вносимой индуктивности при $\beta \rightarrow \infty$.

Информативными параметрами в схеме замещения являются $L_{\text{ВН}}$ и $R_{\text{ВН}}$. Как видно по годографу, максимальное изменение $L_{\text{ВН}}$ по отношению к L_0 составляет 55 %, а $R_{\text{ВН}}$ по отношению к L_0 – 15 %.

Предлагается методика построения модели в виде эквивалентной схемы замещения по экспериментально снятым логарифмическим амплитудно-частотным и фазочастотным характеристикам комплексного иммитанса (сопротивления или проводимости) двухполюсника. На рис. 3 приведены экспериментально снятые амплитудно- и фазочастотные характеристики проводимости $Y(\omega)$ двухполюсной цепи ВД в логарифмическом масштабе для двух предельных значений перемещения: $h = 0$ и $h = \infty$.

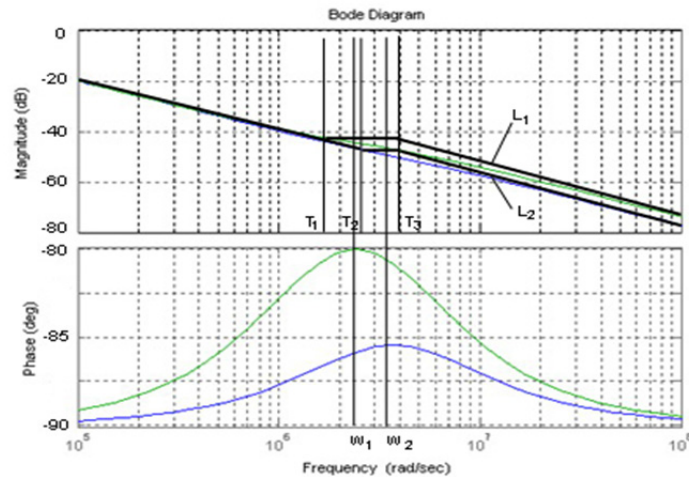


Рис. 3. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики измерительной катушки ВД

По снятым амплитудно-частотным и фазочастотным характеристикам импеданса в зависимости от перемещения h методом аппроксимации реальных амплитудно- и фазочастотных характеристик были построены логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ) L_1 для $h = 0$ и L_2 для $h = \infty$ в виде прямых с наклоном 0 дБ/дек, ± 20 дБ/дек и фазочастотные характеристики.

По виду аппроксимированной логарифмической амплитудно-частотной характеристики иммитанса комплексную проводимость Y измерительной катушки ВД можно представить в операторном виде:

$$Y(p) = \frac{k_0(T_1 p + 1)}{p(T_3 p + 1)} = \frac{\dot{I}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}.$$

Анализ этого выражения с позиции теории автоматического управления позволяет синтезировать эквивалентную схему замещения измерительной катушки, и этому выражению соответствуют эквивалентные схемы, представленные на рис. 4.

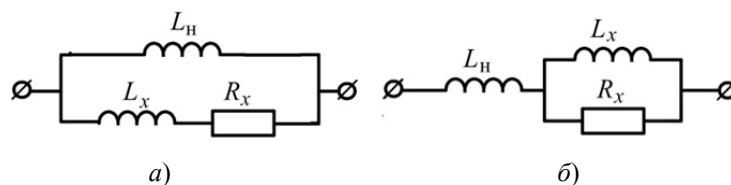


Рис. 4. Эквивалентные схемы замещения измерительной катушки ВД

Постоянные времени T_1 и T_3 , коэффициент усиления K_0 для эквивалентной схемы замещения, представленной на рис. 4, а, имеют следующий вид:

$$K_0 = L_n; T_1 = \frac{L_n + L_x}{R_x}; T_3 = \frac{L_x}{R_x}.$$

Постоянные времени T_1 и T_3 , коэффициент усиления K_0 для эквивалентной схемы замещения, представленной на рис. 4, б, имеют следующий вид:

$$K_0 = L_n + L_x; T_1 = \frac{L_x}{R_x}; T_3 = \frac{L_x L_n}{R_x (L_n + L_x)}.$$

Как видно по экспериментально снятым АЧХ, величина K_0 не зависит от измеряемого перемещения и является постоянной величиной. Таким образом, эквивалентная схема замещения измерительной катушки ВД представляет собой параллельное соединение начальной индуктивности и последовательно соединенных активной и реактивной составляющих вносимого сопротивления (см. рис. 4, а).

При протекании переменного электрического синусоидального тока через измерительную катушку основной магнитный поток, создаваемый этим электрическим током, будет наводить во всех электропроводящих объектах, которые пронизывает этот магнитный поток, 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 пронизывают магнитный поток, различны, для уменьшения температурной погрешности необходимо устранить с пути протекания магнитного потока все электропроводящие объекты, кроме объекта контроля, перемещение которого измеряется, что обеспечивается соответствующим пространственным расположением и взаимодействием элементов конструкции. При перемещении электропроводящего объекта контроля относительно измерительной катушки в зависимости от расстояния между ними изменяется величина магнитного потока, пронизывающего электропроводящий объект контроля, и, следовательно, изменяется величина суммарных вихревых токов в объекте контроля и создаваемого ими встречного магнитного потока, что приводит к изменению потокосцепления измерительной катушки индуктивности.

Для повышения точности измерения и уменьшения температурных погрешностей в измерительной технике широко используют так называемый 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.

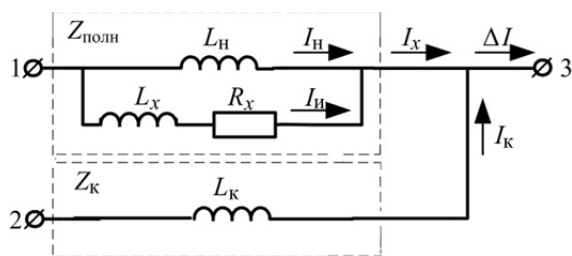


Рис. 5. Квазидифференциальная схема включения

Внешний вид ВД с применением квазидифференциальной схемы представлен на рис. 6.

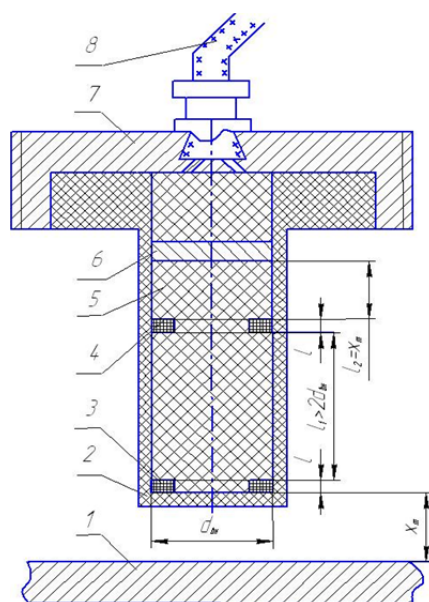


Рис. 6. Внешний вид ВД:

- 1 – объект; 2 – керамический корпус; 3 – измерительная катушка;
4 – компенсационная катушка; 5 – керамический каркас; 6 – экранирующая пластина;
7 – металлическая катушка; 8 – кабельная перемычка

Таким образом, предложен вариант решения задачи по устранению неинформативного начального сигнала ВД с использованием квазидифференциальной схемы включения, при этом диаметр ВД уменьшается в 2 раза.

Список литературы

1. Неразрушающий контроль : справочник : в 7 т. / под общ. ред. В. В. Клюева. – М. : Машиностроение, 2003.
2. Соболев, В. С. Накладные и экранные датчики / В. С. Соболев, Ю. М. Шкарлет. – Новосибирск : Наука, Сибир. отд-е, 1967. – 144 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 measurement

УДК 681.586.7

Абрамов, С. В.

Повышение информативной способности вихретоковых датчиков / С. В. Абрамов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 76–81.

ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 697.1

*Д. А. Кудрявцева***МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГАЗОВ
В РАЗЛИЧНЫХ УСЛОВИЯХ НА ОСНОВЕ
ПОВЕРХНОСТНОГО МЕХАНИЧЕСКОГО НАПРЯЖЕНИЯ***D. A. Kudryavtseva***METHODS OF MEASUREMENT OF VOLUME AND WEIGHT
OF GASES ON THE BASIS OF SURFACE MECHANICAL STRESS**

А н н о т а ц и я. Статья посвящена сравнительному анализу тензорезистивного и оптического методов измерения параметров газов в различных условиях. Показано преимущество тензорезистивного метода мембранного сенсора поверхностного напряжения по сравнению с традиционно применяемыми оптическими методами.

A b s t a r c t. Given paper is devoted the comparative analysis piezoresistive and an optical read-out methods, allowing to measure parametres of gases in various conditions. As a result of the spent researches presented Membrane-type Surface stress Sensor improves sensitivity in 3–4 times in comparison with the presented method.

К л ю ч е в ы е с л о в а: мембранный сенсор поверхностного напряжения, наномеханические сенсоры, чувствительность.

K e y w o r d s: membrane-type surface stress, nanomechanical sensors, sensitivity.

Изготовление современных чувствительных элементов датчиков механических величин невозможно без использования последних достижений науки и техники, в том числе нанотехнологий. Например, к современным средствам измерения объема и массы газов в различных условиях эксплуатации предъявляются требования высокой чувствительности, которую невозможно получить без использования нано- и микроэлектромеханических систем (МЭМС). В данной статье представлены конструктивные решения для повышения чувствительности мембранного сенсора поверхностного напряжения (МСПН) на основе тензорезистивного метода по сравнению с традиционно применяемыми оптическими методами.

Широкое применение в МЭМС нашли наномеханические сенсоры для измерения объема и массы газов в различных условиях эксплуатации. Общая идея таких сенсоров состоит в том, что химическое или биологическое воздействие может влиять на механические характеристики микромеханического преобразователя таким образом, что их изменение может быть измерено с помощью электронных, оптических или других устройств [1]. Обязательным элементом таких сенсоров является кантилевер с модифицированной поверхностью или даже целый набор таких кантилеверов. Кантилевер представляет собой зонд в виде иглы, выращенной на конце прямоугольной балки, используется в атомно-силовой микроскопии.

На рис. 1 представлен принцип регистрации отклонения кантилевера с помощью оптической системы. После отражения от кантилевера луч лазера падает на зеркало и только затем на четырехсекционный фотодиод.

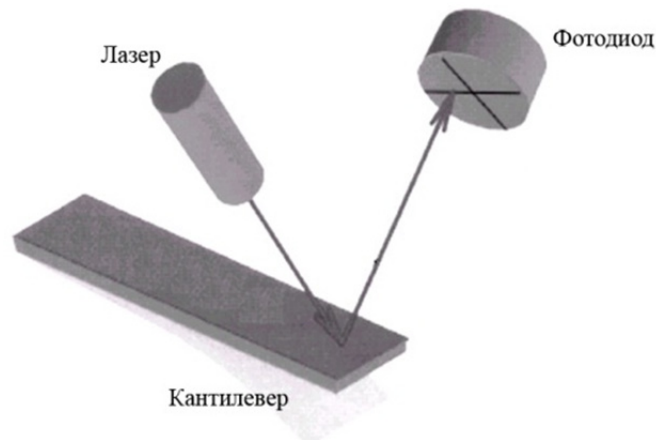


Рис. 1. Принцип регистрации отклонения кантилевера с помощью оптической системы

Поверхностное натяжение σ вызывает смещение конца кантилевера на величину Δz , при этом выполняется закон Стоуни:

$$\Delta z = \frac{3(1-\nu)L^2}{Et^2}, \quad (1)$$

где L и t – соответственно длина и толщина кантилевера; E – модуль упругости материала, из которого он изготовлен; ν – коэффициент Пуассона. Согласно формуле Стоуни (1), величина отклонения кантилевера, а значит, и чувствительность обратно пропорциональны модулю Юнга материала кантилевера. Установлено, что чувствительнее будет кантилевер, сделанный из материала с меньшим модулем Юнга. Недостатком данного метода является использование громоздких и сложных периферийных устройств с оптическим считыванием. Особенно важным является точность измерения отклонения кантилевера. Она характеризуется уровнем тепловых шумов самого кантилевера, а также шумами оптической системы [2].

Величина шумов оптической системы определяется в основном качеством лазера. Шумы оптической системы появляются в связи с использованием лазера в качестве измерителя положения кантилевера. Лазер может быть нестабилен по мощности. Интенсивность излучения лазера может слегка отклоняться от среднего, номинального значения. Так как чаще всего нецентральная часть лазерного пучка отражается от кантилевера и, следовательно, попадает на фотодиод, нестабильность может привести к изменению сигнала, несущего информацию об изгибе. Например, если часть пятна, попадающая на верхнюю половину фотодиода, находится ближе к центру гауссовского распределения интенсивности в пучке, чем нижняя, то при небольшом увеличении мощности суммарная интенсивность на верхней половине фотодиода увеличится сильнее, чем на нижней. Это приведет к увеличению сигнала, несущего информацию об изгибе, и, как следствие, ложному срабатыванию обратной связи.

Шум также может возникать в результате флуктуаций оси лазерного луча. Отклонение оси луча приводит к отклонению отраженного пятна на фотодиоде. При этом отклонение оси луча на 50 мкрад равносильно перемещению кантилевера с длиной балки 1 мм на ~20 нм по вертикали.

Одним из наиболее перспективных решений перечисленных проблем является тензорезистивный метод [3–5], однако тензорезистивные кантилеверы широко не применялись для сенсорной обработки в связи с их низкой чувствительностью по сравнению с кантилеверами с оптическим считыванием данных. Существуют конструктивные решения, позволяющие устранить вышеуказанные недостатки и улучшить чувствительность сенсора. Примером таких конструктивных решений является мембранный сенсор поверхностного напряжения (МСПН), состоящий из «адсорбируемой мембраны», поддерживаемой четырьмя перемычками, на которых интегрированы тензорезисторы (рис. 2) [4].

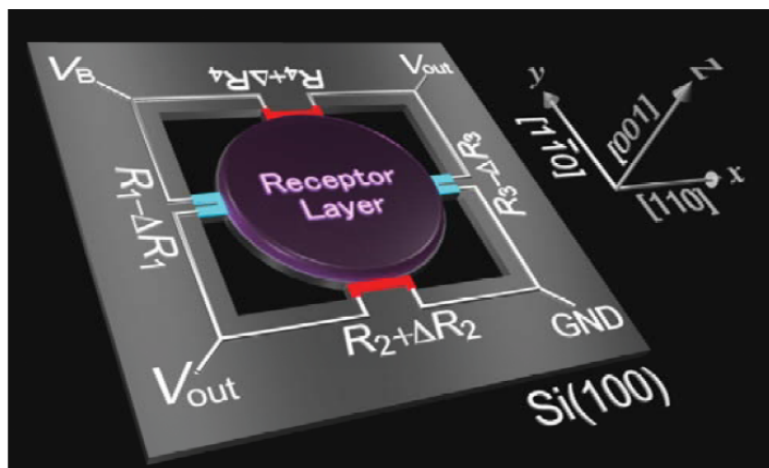


Рис. 2. Конструкция МСПН

На основе анализа различных конструкций наномеханических сенсоров [3] были предложены следующие варианты изменения структуры МСПН, позволяющие повысить чувствительность:

1. Более тонкая чувствительная балка с уменьшенными геометрическими размерами.
2. Более тонкие пассивирующие слои на тензорезисторах.
3. Тензорезисторы с более низким уровнем легирования.
4. Расположение тензорезисторов в зонах максимальной чувствительности.

Для количественного подтверждения каждого из вышеуказанных вариантов проведен анализ по методу конечных элементов с использованием Comsol Multiphysics 3.5. Были установлены следующие модули Юнга и коэффициенты Пуассона: Si [170 ГПа, 0.28], SiO₂ [70 ГПа, 0.17], и Si₃N₄ [250 ГПа, 0.23].

В основе имитационного моделирования лежит структурный (системный) подход, когда в создаваемой математической модели сохраняются наиболее характерные черты и в то же время значимые для практики компоненты. Кроме того, имитационное моделирование подразумевает применение в качестве законов поведения экспериментальные данные, полученные в результате натурного эксперимента или испытаний.

Имитационное моделирование может включать в себя множество отдельных направлений, таких как линейный статический анализ, термический анализ, испытания на ударную нагрузку, частотный анализ и т.д. Каждое из направлений само по себе является замкнутым типом анализа, но также может опираться на результаты, полученные в другом направлении (типе) моделирования. Одним из перспективных направлений является мультифизическое имитационное моделирование – расчет проводится при одновременном воздействии нескольких внешних воздействующих факторов, таких как температура, давление, электрический ток и т.д. Этот тип моделирования позволяет описать внутренние и внешние процессы, связанные с конструкцией, наиболее правдоподобным образом, однако требует применения дорогого специализированного программного обеспечения и сверхвычислительного оборудования класса суперЭВМ.

Результаты имитационного моделирования с применением современных автоматизированных средств проектирования наглядно демонстрируют эффективность при разработке новых сенсоров для особо жестких условий эксплуатации. Проводя такие работы, конструктор и разработчик способны избежать на ранней стадии проектирования существенной части ошибок и недочетов будущего изделия, а также наметить пути дальнейшего совершенствования конструкции измерительной части [4].

Разработка современной конкурентоспособной датчиково-преобразующей аппаратуры в настоящее время невозможна без применения современных средств автоматизированного проектирования. Ведущие производители САПР включают в свои программные продукты средства имитационного моделирования CAE, например, Ansys Multiphysics и Solid Works Simulation, использующие различные виды инженерно-физических расчетов: механическое воздействие (линейная и нелинейная статика, линейная динамика), тепловой расчет, гармонический анализ, аэрогидродинамика и т.д. Концепция имитационного моделирования позволяет

проводить компьютерное моделирование, максимально близкое к реальным условиям работы будущего изделия.

Однако случается так, что при проведении моделирования средств САЕ, предоставляемых САПР, недостаточно в силу особой специфики работы будущего изделия. В этом случае эффективно применение дополнительных возможностей, предоставляемых чисто математическими программными продуктами, такими как Comsol Multiphysics, Matlab, Mathcad и др. Естественно, что в этом случае требуется существенная и разносторонняя подготовка специалиста, проводящего инженерный анализ с привлечением подобных, менее специализированных программных средств.

В данном исследовании моделирование проводилось с использованием Comsol Multiphysics 3.5. Представленный пакет моделирования позволяет решать систему нелинейных дифференциальных уравнений в частных производных методом конечных элементов в одном, двух и трех измерениях. Он позволяет решать задачи из области электромагнетизма, теории упругости, динамики жидкости и газов и химической газодинамики. Также дает возможность решить задачу как в математической постановке (в виде системы уравнений), так и в физической (выбор физической модели, например модели процесса диффузии). Безусловно, в любом случае будет решаться система уравнений, и различие заключается лишь в возможности использовать физические системы единиц и физическую терминологию. В так называемом физическом режиме работы также можно использовать заранее определенные уравнения для большинства явлений, имеющих место в науке и технике, таких как перенос тепла и электричества, теория упругости, диффузия, распространение волн и поток жидкости.

При решении дифференциальных уравнений в частных производных система Multiphysics использует давно проверенный метод конечных элементов. Программное обеспечение выполняет МКЭ вместе с адаптивным построением сетки, используя целый ряд численных решений [5].

Анализ по методу конечных элементов способствует улучшению конструкции, помогая удостовериться в том, что деталь обладает достаточным запасом механической прочности. Хотя этот метод не является заключительным или решающим испытанием детали на целостность, он позволяет расчетным путем выявить области высоких напряжений, выполнить их анализ и представить разработчикам в наглядном виде.

После этого разработчик может воспользоваться данной информацией для улучшения конструкции. На первом этапе анализа по методу конечных элементов требуется задать ограничения и силы, действующие на моделируемую деталь. Следующий шаг таков: деталь разбивается на сетку элементов, в результате чего в каждой ячейке этой сетки может быть выполнен анализ напряжений. Полученное решение выводится на экран, при этом используются различные методы отображения.

С помощью анализа по методу конечных элементов выявлено, что напряжение, прикладываемое к перемычкам, возрастает практически линейно при уменьшении толщины мембраны и перемычек.

Далее рассмотрим одну из наиболее важных технологий, применяемых в устройствах на тензорезисторах, – пассивацию. Она позволяет предотвращать электрические утечки в различных, особенно в жидких, средах. Между качеством защиты и чувствительностью имеется обратная связь: более толстый пассивирующий слой обеспечивает более качественную защиту, а более тонкие слои повышают гибкость, что приводит к повышенной чувствительности тензорезистора. Благодаря использованию тонкой пленки нитрида кремния (Si_3N_4), полученной химическим осаждением паров при низком давлении (LPCVD), удалось обеспечить высокое качество защиты без ущерба для чувствительности [6]. Анализ по методу конечных элементов чипов МСПН, покрытых толстым (SiO_2 650 нм + Si_3N_4 100 нм) и тонким (SiO_2 80 нм + Si_3N_4 80 нм) пассивирующими слоями, позволил установить, что более тонкий пассивирующий слой SiO_2 улучшает чувствительность примерно на 40 % по сравнению со стандартными тензорезистивными сенсорами.

Согласно фундаментальной механике, напряжение (σ), вызванное в сгибающей балке, определяется следующим образом:

$$\sigma = \frac{E}{R} z,$$

где E – модуль Юнга балки; R – радиус изгиба; z – расстояние от нейтральной оси, вдоль которой нет никакого сжатия и растяжения. В случае постоянного изгиба напряжение пропорционально расстоянию z от нейтральной оси и достигает максимума на поверхности балки.

Установлено, что тензорезисторы, расположенные вблизи поверхности, подвержены большему напряжению и, соответственно, большей чувствительности. В данном исследовании тензорезисторы с помощью легирования бором сформированы на глубине 300 нм от поверхности каждой балки в чипе. Необходимо отметить, что ионная имплантация обеспечивает более низкий уровень легирования, так как показатель коэффициента тензочувствительности возрастает с уменьшением концентрации [7]. Тензорезисторы, полученные с помощью ионной имплантации в МСПН, должны увеличить свою суммарную чувствительность:

$$V_{out} = \frac{V_B}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right),$$

где V_B – напряжение смещения, прикладываемое к мосту. МСПН спроектирован так, как показано на рис. 3, где тензоэлементы расположены в зонах наилучшей чувствительности. Металлизация заменяется сильно легированными областями, которые просто дают электрическое соединение тензорезисторов. Данное конструктивное изменение улучшает чувствительность примерно на 30 % по сравнению со стандартным тензорезистивным методом.

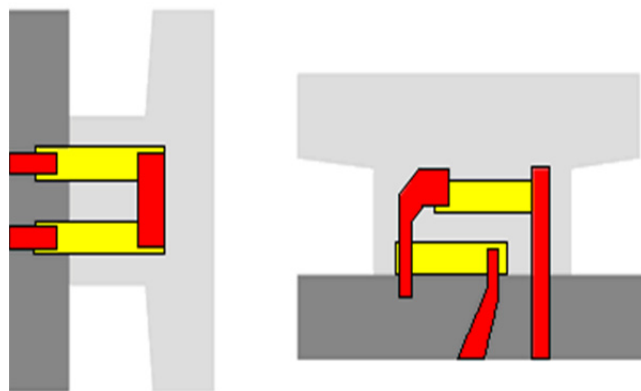


Рис. 3. Тензорезисторы на перемычках R_1 и R_2 в чипе МСПН

В табл. 2 представлены параметры, необходимые для определения шумов оптического и тензорезистивного методов.

Таблица 2

Параметры для определения шумов оптического и тензорезистивного методов

Описание	Обозначение	Единицы измерения	Значение	
			Оптический метод	Тензорезистивный метод
Длина тензорезистора	l_p	см	$20 \cdot 10^{-4}$	$90 \cdot 10^{-4}$
Ширина тензорезистора	w_p	см	$3,8 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^{-4}$
Толщина тензорезистора	t_p	см	$0,3 \cdot 10^{-4}$	$0,1 \cdot 10^{-4}$
Концентрация носителей заряда	p	см ⁻³	$4 \cdot 10^{18}$	$8 \cdot 10^{19}$
Подвижность носителей заряда	μ	см ² /В·с	100	50
Постоянная Хьюджи	α		10^6	10^6
Максимальная частота	f_{max}	Гц	3	3
Минимальная частота	f_{min}	Гц	0,1	0,1
Напряжение смещения	V_B	В	1,5	1,5
Температура	T	К	293	293
Постоянная Больцмана	k_B	Дж/К	$1,38 \cdot 10^{-23}$	$1,38 \cdot 10^{-23}$
Заряд электрона	q	Кл	$1,60 \cdot 10^{-19}$	$1,60 \cdot 10^{-19}$
Общий шум	V_{Total}	В	$6,37 \cdot 10^{-7}$	$3,76 \cdot 10^{-8}$

Конструктивные решения, применяемые в МСПН, приводят к изменениям собственных шумов сенсора, таких как шум Джонсона (термический) и шум Хьюджи ($1/f$).

Термический шум происходит из-за возбуждения электронов внутри сопротивления и устанавливает низкий уровень шума в имеющихся циклах [8]:

$$\overline{V_{J^2}} = 4k_B T \frac{l_p}{w_p t_p \mu q p} (f_{\max} - f_{\min}).$$

Спектральная зависимость вида $1/f$ наблюдается у некоторых микроволновых приборов в очень широком диапазоне, перекрывающем двенадцать порядков частоты (от 10^{-6} до 10^6 Гц) и более. Шум, подчиняющийся закону «спектральная плотность обратно пропорциональна частоте», проявляется практически у всех материалов и элементов, используемых в электронике: у собственных полупроводников, приборов на p - n -переходах, у металлических пленок и вискометров (металлические нити), у жидких металлов и растворов электролитов, ламп с термокатодами, и обычно, где бы это явление ни наблюдалось, оно имеет общее название: $1/f$ -шум. Шум определяется как [8]

$$\overline{V_{H^2}} = \frac{a V_B^2}{l_p w_p t_p p} \ln \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right).$$

Таким образом, общий шум в тензорезисторах рассчитывается следующим образом:

$$V_{\text{Total}} = \sqrt{\overline{V_{J^2}} + \overline{V_{H^2}}} = \sqrt{4k_B T \frac{l_p}{w_p t_p \mu q p} (f_{\max} - f_{\min}) + \frac{a V_B^2}{l_p w_p t_p p} \ln \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right)}.$$

Общий уровень шума для оптического метода составляет $V_{\text{Total}} = 6,37 \cdot 10^{-7}$ В, а для тензорезистивного метода $V_{\text{Total}} = 3,76 \cdot 10^{-8}$ В.

На рис. 4 представлена зависимость отношения сигнал/шум от функции поверхностного напряжения. Минимальное поверхностное напряжение для каждого чувствительного элемента соответствует отношению сигнал/шум $S/N_{\text{exp}} \sim 1$. Выявлено, что при увеличении поверхностного напряжения отношение сигнал/шум для чувствительных элементов увеличивается линейно [9].

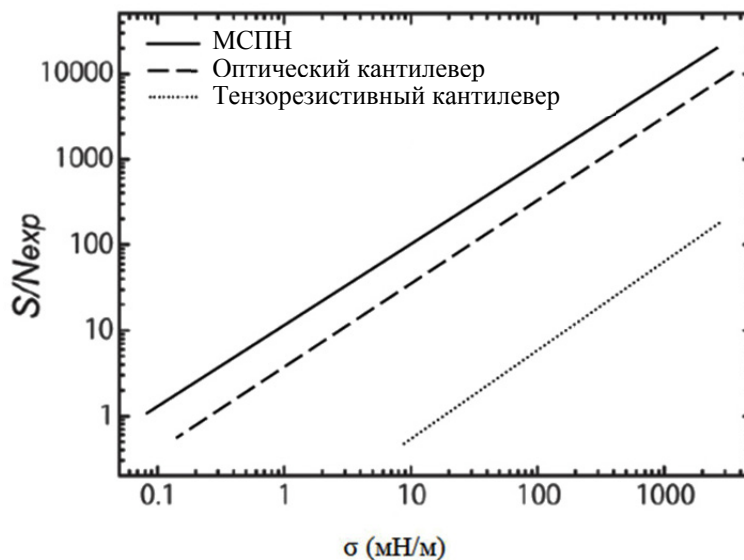


Рис. 4. Зависимость отношения сигнал/шум (S/N_{exp}) для МСПН, оптического и тензорезистивного кантилеверов от функции поверхностного напряжения (σ)

Поскольку МСПН измеряет поверхностное напряжение под воздействием зависящих от объема сил отталкивания адсорбированных молекул анализируемого объекта, он способен обнаруживать почти любые виды молекул в различных условиях, включая жидкие, газовые, и вакуумные среды. Сравнительный анализ оптического и тензорезистивного методов измерения параметров газов показывает, что тензорезистивный преобразователь типа МСПН обладает более высокой чувствительностью по сравнению со стандартными тензорезистивными сен-

сорами и не требует громоздких и сложных устройств обработки информации, характерных для оптических методов измерений, что подтверждает перспективность его применения для измерения объема и массы газов в различных условиях эксплуатации. Данный ЧЭ может применяться в различных датчиках для контроля состава топливных смесей РКТ, мониторинга атмосферы на важных объектах экономической инфраструктуры (АЭС, нефтегазодобывающая промышленность и т.д.).

Список литературы

1. Микроэлектронные датчики физических величин на основе МЭМС-технологий / С. А. Козин, А. В. Федулов, В. Е. Пауткин, И. Н. Баринов // Компоненты и технологии. – 2010. – № 1. – С. 24–27.
2. Баринов, И. Н. Датчики давления на основе резонансного преобразователя с повышенной временной стабильностью метрологических и эксплуатационных характеристик / И. Н. Баринов, В. С. Волков, Н. И. Баринов // Датчики и системы. – 2012. – № 10. – С. 6–9.
3. Волков, В. С. Полупроводниковые датчики давления на основе резонансного преобразователя / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. – 2012. – № 7. – С. 9–13.
4. Волков, В. С. Исследования диагностических моделей интеллектуальных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов, Б. В. Цыпин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 39–45.
5. Баринов, И. Н. Использование системы Simulink при имитационном моделировании высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы. – 2011. – № 7. – С. 50–54.
6. Mukhopadhyay, R. Cantilever sensor for nanomechanical detection of specific protein conformations / R. Mukhopadhyay, V. V. Sumbayev // Nano Lett. – 2005. – № 12. – С. 238–239.
7. 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.
8. Genki Yoshikawa. Two Dimensional Array of Piezoresistive Nanomechanical Membrane-Type Surface Stress Sensor(MSS) with Improved Sensitivity / Genki Yoshikawa, Terunobu Akiyama // Sensors. – 2012. – № 2 (11). – С. 32–39.
9. Observation of a chemical-reaction using a micromechanical sensor / J. K. Gimzewski, C. Gerber, E. Meyer, R. R. Schlittler // Chem. Phys. Lett. – 1994. – № 5–6. – С. 589–594.

Кудрявцева Дарья Александровна

инженер-технолог,

Научно-исследовательский институт
физических измерений

E-mail: dashuliy2308@yandex.ru

Kudryavtseva Dar'ya Aleksandrovna

process engineer,

Scientific-research Institute
of physical measurement

УДК 697.1

Кудрявцева, Д. А.

Методы измерения параметров газов в различных условиях на основе поверхностного механического напряжения / Д. А. Кудрявцева // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 82–88.