

.....

ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

.....

Научно-производственный журнал

.....

№ 3(5), 2013

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

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

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ
ПОГРЕШНОСТЕЙ РАСТРОВЫХ ДАТЧИКОВ
ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

3

Селезнев А. В., Чувыкин Б. В.

ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТОДА
ЛИНЕАРИЗАЦИИ ДЛЯ ОПИСАНИЯ
ПОГРЕШНОСТИ КВАНТОВАНИЯ СИГМА-ДЕЛЬТА АЦП

9

Дмитриенко А. Г., Блинов А. В., Мельников А. А., Цыпин Б. В.

ТЕСТЕР ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ДАТЧИКОВ НА ПРОТЯЖЕНИИ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА

15

Кострикина И. А., Галкина Е. Н.

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕЖПОВЕРОЧНЫХ
ИНТЕРВАЛОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ
УСКОРЕННЫХ ИСПЫТАНИЙ

19

Нефедьев Д. И., Шварев А. В.

ПОСТРОЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ
ПУЛЬСАТОРА ДАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
ДВУМЕРНОЙ АППРОКСИМАЦИИ

25

Бодин О. Н., Сергеенков А. С., Царев П. С., Целикин М. А.
АНАЛИЗ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АНТРОПОМЕТРИЧЕСКОЙ
ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ
КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ТОРСА ПАЦИЕНТА

31

Чувькин Б. В., Долгова И. А., Сидорова И. А.
ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫСОКОТОЧНЫХ
СИГМА-ДЕЛЬТА АЦП В СОСТАВЕ
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

39

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

Дмитриенко А. Г., Папко А. А., Торгашин С. И., Кирынина И. В.
ОБ ИССЛЕДОВАНИИ ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ
ИНЕРЦИАЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ
ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
ОБЪЕМНОЙ МИКРОМЕХАНИКИ

45

Чебурахин И. Н., Нефедьев Д. И.
ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ
ТЕНЗОСТРУКТУР МДМ

54

МЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Васильев В. А., Громков Н. В., Николаев Д. П., Сатыбалдыев О. С.
ДАТЧИКИ ДАВЛЕНИЯ С УМЕНЬШЕННОЙ
ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТЬЮ
НА ОСНОВЕ НАНО-И МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ
СИСТЕМ И ЧАСТОТНЫХ ИНТЕГРИРУЮЩИХ
РАЗВЕРТЫВАЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

61

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 681.2.088

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

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ РАСТРОВЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

A. G. Dmitrienko, A. A. Trofimov, D. I. Nefed'ev

SIMULATION TOOL OF ERRORS RASTER DISPLACEMENT SENSORS

А н н о т а ц и я. Проведено физическое моделирование инструментальных погрешностей растровых электромагнитных датчиков перемещений. Приведены описания установок для исследования комбинационных сопряжений растров и фотографии распределения магнитного поля в зазорах растровых электромагнитных датчиков перемещений.

A b s t r a c t. Conducted physical modeling instrument errors raster electromagnetic displacement sensors. The descriptions of plants for the study of combination of interfaces and raster images of magnetic field distribution in the gaps raster electromagnetic displacement sensors.

К л ю ч е в ы е с л о в а: датчики перемещений, растровое сопряжение, инструментальная погрешность, чувствительный элемент.

К e y w o r d s: displacement sensors, raster blending, instrumental error, the sensor element.

Введение

Важное место в общей номенклатуре первичных преобразователей занимают взаимоиндуктивные (трансформаторные) датчики, среди которых наибольшей метрологической надежностью в жестких условиях эксплуатации обладают растровые трансформаторные датчики перемещений. Это сравнительно новый класс датчиков, теория проектирования которых в настоящее время окончательно не сформировалась, в том числе и по оценке инструментальных погрешностей, вызванных отклонением формы и размеров элементов растрового сопряжения.

Одним из основных типов инструментальных погрешностей трансформаторных датчиков с торцевым сопряжением спирального и кольцевого растров являются погрешности, вызванные изменением рабочего зазора, отклонением от параллельности сопрягаемых поверхностей, несоосностью геометрической оси статора и оси вращения ротора [1].

При повороте ротора датчика на угол α происходит изменение рабочего зазора между статором и ротором, приводящее к изменению значения магнитной проводимости на всех участках, охваченных обмотками считывания. При отсутствии перекосов изменение зазора приводит к равномерному уменьшению или увеличению выходного сигнала во всех обмотках, не влияющего на точность преобразования при выбранном амплитудно-логическом методе обработки.

В отличие от параллельного изменения рабочего зазора, когда сигналы во всех выходных обмотках изменяются равномерно, при непараллельности сопрягаемых поверхностей статора и ротора происходят одновременное уменьшение сигнала в одних обмотках и увеличение в других, приводящее к появлению инструментальной погрешности от перекоса. Если непараллельность вызвана неперпендикулярностью торца статора к оси вращения ротора, то ее последствия легко устраняются за счет введения подстроечных резисторов, выравнивающих выходные напряжения. Непараллельность, полученную за счет биения торцевой поверхности ротора, скомпенсировать подобным образом не представляется возможным, поэтому при разработке чувствительного элемента (ЧЭ) необходимо стремиться к получению минимальных торцевых биений ротора (выбор точных подшипников, подрезка торца в собранном состоянии, возможность регулирования зазора в процессе сборки и т.п.).

Из рассмотренных в [1] видов отклонений наибольшее влияние на погрешность преобразования оказывает несоосность геометрических осей статора и ротора, которую необходимо учитывать как при изготовлении деталей, так и при сборке ЧЭ.

Для расчета выходной ЭДС представим индукцию в зазоре

$$B(x, y) = \frac{d\Phi}{dS} = F(x, y, t) \cdot \lambda(x, y, \epsilon), \quad (1)$$

где Φ – магнитный поток; $F(x, y, t)$ – магнитодвижущая сила (МДС); $\lambda(x, y, \epsilon)$ – текущая магнитная проводимость.

Интегрируя выражение (1), получим значение магнитного потока:

$$\Phi = \iint_S F(x, y, t) \cdot \lambda(x, y, \epsilon) dx dy, \quad (2)$$

где S – контур ЧЭ.

Согласно закону электромагнитной индукции

$$e = -\frac{d\psi}{dt}, \quad (3)$$

так как $\psi = W_2 \frac{d\Phi}{dt}$, где W_2 – число витков вторичной обмотки, тогда

$$e = -W_2 \cdot \frac{d}{dt} \left[\iint_S F(x, y, t) \cdot \lambda(x, y, \epsilon) dx dy \right]. \quad (4)$$

Функцию $F(x, y, t)$ в большинстве случаев можно представить в виде

$$F(x, y, t) = F_0(x, y) \cdot f_0(t). \quad (5)$$

С учетом (5) выражение (4) примет вид

$$e = -W_2 \cdot \frac{df_0(t)}{dt} \cdot \iint_S F_0(x, y) \cdot \lambda(x, y, \epsilon) dx dy, \quad (6)$$

где $-W_2 \cdot \frac{df_0(t)}{dt}$ определяет временной закон модуляции потока возбуждения; $F_0(x, y)$ характеризует распределение МДС по зазору, а $\lambda(x, y, \epsilon)$ описывает текущую проводимость зазора. Выражение (6) можно использовать непосредственно для расчетов простейших растровых

трансформаторных датчиков перемещений при пренебрежении сопротивлением магнитопровода.

При условии постоянства пространственного распределения МДС в пределах контура чувствительного элемента выходная ЭДС будет определяться текущим значением проводимости. Для установления зависимости значения проводимости от погрешностей изготовления статора и ротора спроектирована физическая модель УМ-1, представляющая увеличенный в несколько раз чувствительный элемент, в котором возможно устанавливать определенные значения отклонений от заданных размеров элементов растрового торцевого сопряжения. С помощью разработанной модели проверялось влияние трех основных видов инструментальных погрешностей:

- погрешность от изменения величины рабочего зазора;
- погрешность от несоосности статора и ротора;
- погрешность от непараллельности сопрягаемых поверхностей.

На рис. 1 приведены конструкция модели и ее общий вид. Модель состоит из неподвижного ферромагнитного статора 5, на торцевой поверхности которого имеются кольцевые проточки и прорезаны радиальные пазы с уложенными в них обмотками возбуждения и считывания 4. Внутри статора по плотной посадке крепится втулка 7, в которую вставляется ось 1 с закрепленным на ней диском 2 и свободно вращающимся ротором 3. Ось от поворота фиксируется винтом 9 и шайбой 10. На конической поверхности диска для задания угла поворота нанесены деления с шагом в пять градусов. Необходимый зазор между рабочими поверхностями статора и ротора выставляется с помощью шайб 11. Для получения заданной величины несоосности статора 5 и ротора 3 втулка 7 выполняется сменной с разными значениями несоосности между центральным отверстием и посадочным диаметром. Для получения различных значений непараллельности торцевых сопрягаемых поверхностей статора и ротора имеется комплект втулок 7, в которых центральное отверстие выполнено под разными углами относительно посадочной поверхности и смещено относительно центра посадочного диаметра. Таким образом, с помощью настоящей модели можно анализировать как влияние отдельных составляющих инструментальной погрешности, так и их комплексное воздействие на амплитуду и форму выходного сигнала. Это осуществляется путем изменения количества установочных шайб 11 при одновременной установке втулок 7.

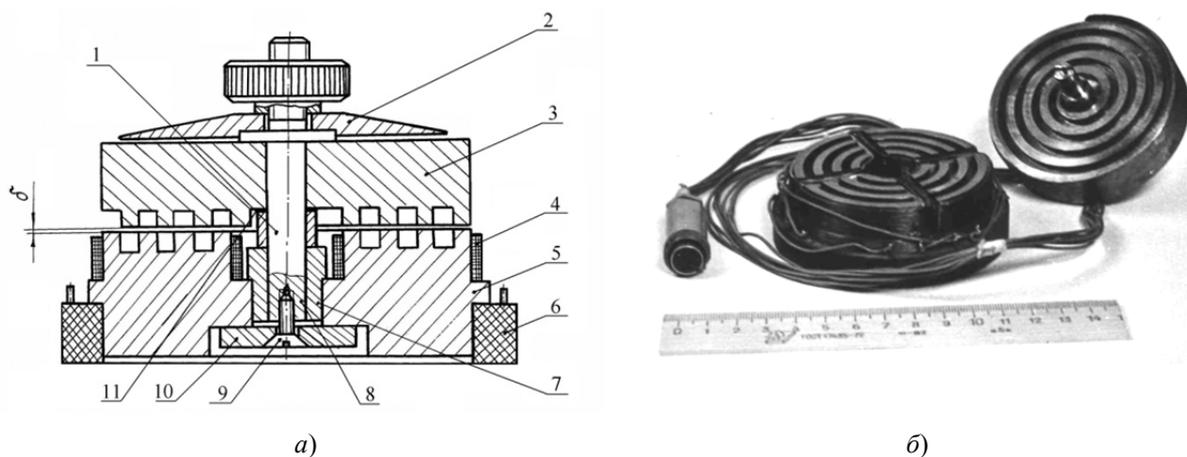


Рис. 1. Конструктивная схема (а) и внешний вид модели УМ-1 (б)

Для исследования цилиндрических растровых электромагнитных сопряжений были изготовлены две установки: У-1 с подвижными растрами и У-2 с подвижными обмотками.

Установка У-1 (рис. 2) содержит П-образный магнитопровод 1 и катушку возбуждения 2, создающую магнитный поток в зазоре, образованном неподвижным зубцовым растром 3, угол установки которого можно изменять в процессе эксперимента. Верхний растр 4 перемещается с помощью микрометрической головки, которая одновременно измеряет перемещение растра. Виды исследуемых растров показаны на рис. 3. Измерительная обмотка наклеивается на нижний растр.

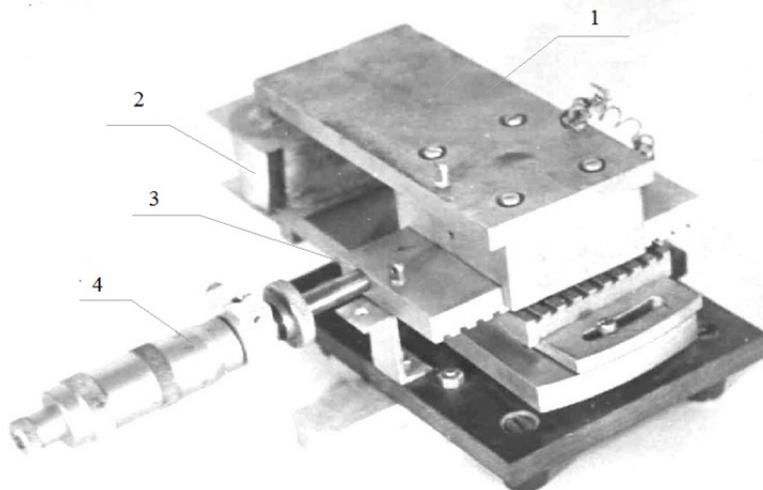


Рис. 2. Установка для исследования комбинационных сопряжений с подвижными растрами

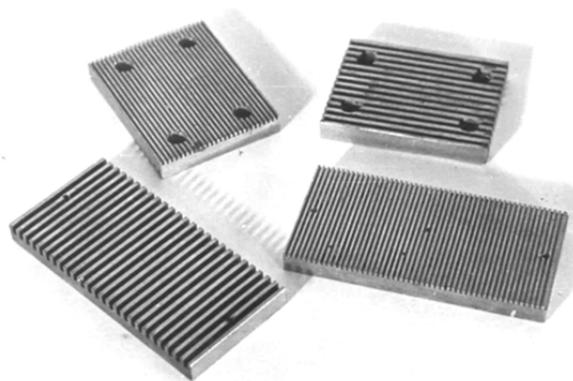


Рис. 3. Исследуемые растры

На рис. 4 изображена установка У-2, состоящая из О-образного магнитопровода 1 и двух катушек 2 и 3, создающих рабочий магнитный поток между двумя полюсными наконечниками 4, расположенными в центре. На полюсные наконечники, которые могут изменять угол наклона, так как они механически соединены с поворотными лимбами 6, укрепляются ферромагнитные зубцовые растры 7. Исследуемые обмотки расположены на текстолитовых пластинах и могут перемещаться с помощью микрометрической головки.

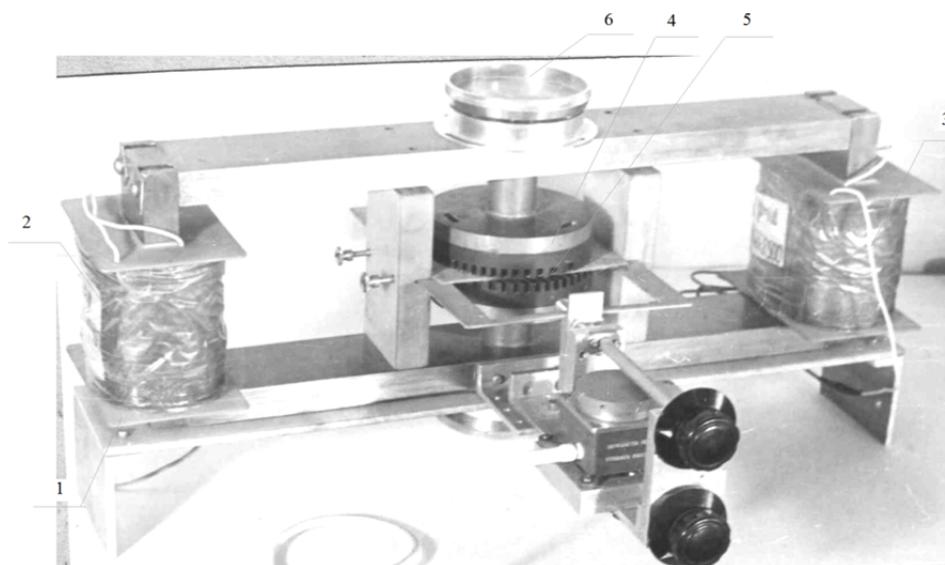


Рис. 4. Установка для исследования комбинационных сопряжений с подвижными обмотками

На рис. 5 изображена комбинационная картина магнитного поля в растровых зазорах установок УМ-1, У-1 и У-2, заполненных магнитной жидкостью, зафиксированная с помощью эпоксидной смолы.

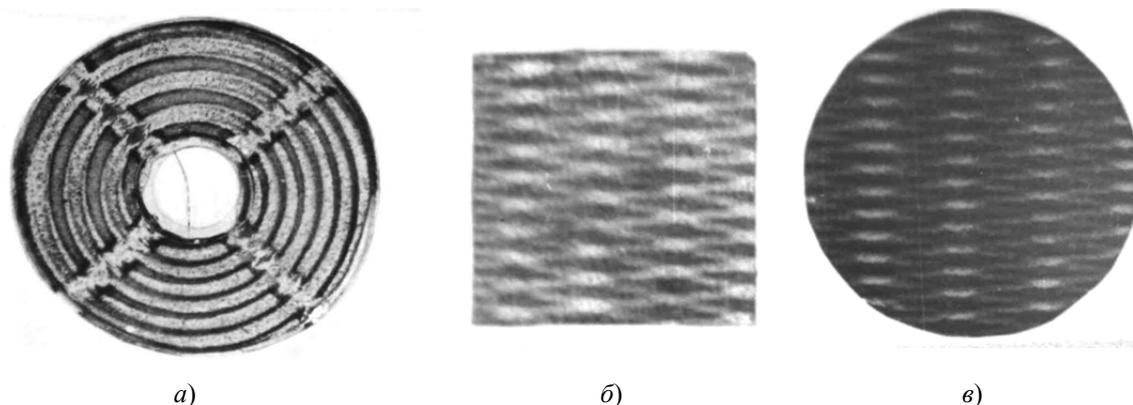


Рис. 5. Картина магнитного поля в комбинационном зазоре установок:
а – установка УМ-1; б – установка У-1; в – установка У-2

Установки У-1 и У-2 использовались для проверки расчетов магнитной проводимости в растровом сопряжении, с их помощью исследовались вопросы влияния параметров обмотки, геометрии растров, а также на них были проведены работы по поиску оптимальных соотношений при разработке датчиков перемещений ПУИ 065, ПУИ 065-01, ПЛИ 086 [2].

Заключение

Проведенные работы по физическому моделированию инструментальных погрешностей растровых трансформаторных датчиков перемещений подтвердили корректность и достоверность полученных расчетных соотношений. Расхождения между расчетными и экспериментальными результатами (10–15 %) объясняются как допущениями, принятыми при расчетах, так и погрешностями определения действительных величин зазоров, несоосностей и перекосов при проведении эксперимента.

Список литературы

1. Конюхов, Н. Е. Электромагнитные датчики механических величин / Н. Е. Конюхов, Ф. М. Медников, М. Л. Нечаевский. – М. : Машиностроение, 1987. – 255 с.
2. Трофимов, А. Н. Унифицированный ряд высокотемпературных растровых электромагнитных датчиков перемещений / А. Н. Трофимов, А. В. Блинов, А. А. Трофимов // Датчики и системы. – 2007. – № 7. – С. 24–29.

Дмитриенко Алексей Геннадьевич

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

Dmitrienko Aleksey Gennad'evich

candidate of technical sciences,
director general,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Трофимов Алексей Анатольевич

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

Trofimov Aleksey Anatol'evich

doctor of technical sciences, associate professor
of 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 681.2.088

Дмитриенко, А. Г.

Моделирование инструментальных погрешностей растровых датчиков перемещений /

А. Г. Дмитриенко, А. А. Трофимов, Д. И. Нефедьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 3–8.

УДК 621.3.087.92

А. В. Селезнев, Б. В. Чувькин

ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТОДА ЛИНЕАРИЗАЦИИ ДЛЯ ОПИСАНИЯ ПОГРЕШНОСТИ КВАНТОВАНИЯ СИГМА-ДЕЛЬТА АЦП

A. V. Seleznev, B. V. Chuvykin

SPECIFICITY OF APPLICATION OF LINEARIZATION METHOD FOR DESCRIBING SIGMA-DELTA ADC QUANTIZATION ERROR

А н н о т а ц и я. Рассмотрен метод линеаризации, широко используемый для проектирования сигма-дельта модуляторов. Проведено имитационное моделирование линеаризованного сигма-дельта модулятора и сигма-дельта модулятора с однобитным квантователем. Проведены результаты моделирования погрешности квантования. Сопоставлены значения СКО погрешности квантования модели линеаризованного сигма-дельта модулятора и модели сигма-дельта модулятора с квантователем. Приведены область применения и особенности метода линеаризации для описания погрешности квантования сигма-дельта АЦП.

A b s t r a c t. Linearization method widely used for sigma-delta modulator designing are considering. Modeling linearized sigma-delta modulator and sigma-delta modulator with 1-bit quantizer is carrying out. Modeling results are representing. Quantization error RMS values for linearized model and model with 1-bit quantizer are comparing. Range of application and specificity of linearization method for describing sigma-delta ADC quantization error is given.

К л ю ч е в ы е с л о в а: метод линеаризации, погрешность квантования, сигма-дельта модулятор, сигма-дельта АЦП.

К e y w o r d s: linearization method, quantization error, sigma-delta modulator, sigma-delta ADC.

В области аналого-цифрового преобразования высокой разрядности (более 18 разрядов) применяются исключительно методы преобразования на основе сигма-дельта модуляции. Основной частью сигма-дельта АЦП является сигма-дельта модулятор, который относится к классу нелинейных непрерывно-дискретных систем. Сигма-дельта модулятор представляет собой непрерывно-дискретную систему замкнутой структуры с нелинейным элементом (квантователь) в цепи обратной связи.

Анализ погрешности квантования сигма-дельта АЦП традиционно начинается с анализа сигма-дельта модулятора и рассмотрения его свойств в частотной области. Для этого рассматривается линеаризованная модель сигма-дельта модулятора, в которой нелинейный элемент (квантователь) заменяется на источник шума квантования $\xi(p)$. Шум квантования полагается некоррелированным со входным сигналом и с равномерной спектральной плотностью мощности [1].

Передаточные функции (ПФ) линеаризованной модели сигма-дельта модулятора для полезного сигнала $H_x(p)$ и для шума квантования $H_\xi(p)$ имеют следующий вид [2]:

$$H_x(p) = \frac{H_{\text{АФ}}(p)}{1 + H_{\text{АФ}}(p)} = \frac{1}{1 + p\tau}; \quad (1)$$

$$H_\xi(p) = \frac{1}{1 + H_{\text{АФ}}(p)} = \frac{p\tau}{1 + p\tau}. \quad (2)$$

Переходя в частотную область с помощью замены $p = j\Omega$, получим амплитудно-фазовые частотные характеристики для полезного сигнала и шума квантования:

$$|H_x(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2\tau^2}}; \quad (3)$$

$$|H_\xi(j\Omega)| = \frac{\Omega\tau}{\sqrt{1 + \Omega^2\tau^2}}. \quad (4)$$

Из выражений (3), (4) следует, что при $\Omega \rightarrow 0$ коэффициент передачи полезного сигнала стремится к 1, а коэффициент передачи шума квантования – к 0. И наоборот, при $\Omega \rightarrow \infty$ коэффициент передачи полезного сигнала стремится к 0, а коэффициент передачи шума квантования – к 1. Таким образом, сигма-дельта модулятор реализует функцию фильтра нижних частот для полезного сигнала и фильтра верхних частот для шума квантования. При $\Omega \rightarrow 0$ передаточная функция линеаризованной модели сигма-дельта модулятора стремится к ПФ идеального дифференциатора.

На рис. 1,а показана структура линеаризованного сигма-дельта модулятора 1-го порядка с учетом процесса дискретизации, где АФ – аналоговый фильтр; $\xi(p)$ – источник шума квантования, на рис. 1,б – линейная Simulink-модель сигма-дельта модулятора 1-го порядка, на рис. 1,в – результат моделирования – спектр шума квантования. Входной сигнал задается равным нулю. Блок Integrator – идеальный интегратор с передаточной функцией $1/p$. Блок Uniform Random Number – генератор случайных чисел в диапазоне $[-1; 1]$ с равномерным законом распределения – реализует источник шума квантования. Блок Zero-Order Hold – интерполятор нулевого порядка – реализует дискретизацию входного сигнала, интервал дискретизации равен 1 с. Блок Spectrum Scope реализует анализатор спектральной плотности мощности, длина блока анализа 1024 отсчета, перекрытие блоков 512 отсчетов, используется весовое окно Хэннинга, усреднение по 100 результатам анализа.

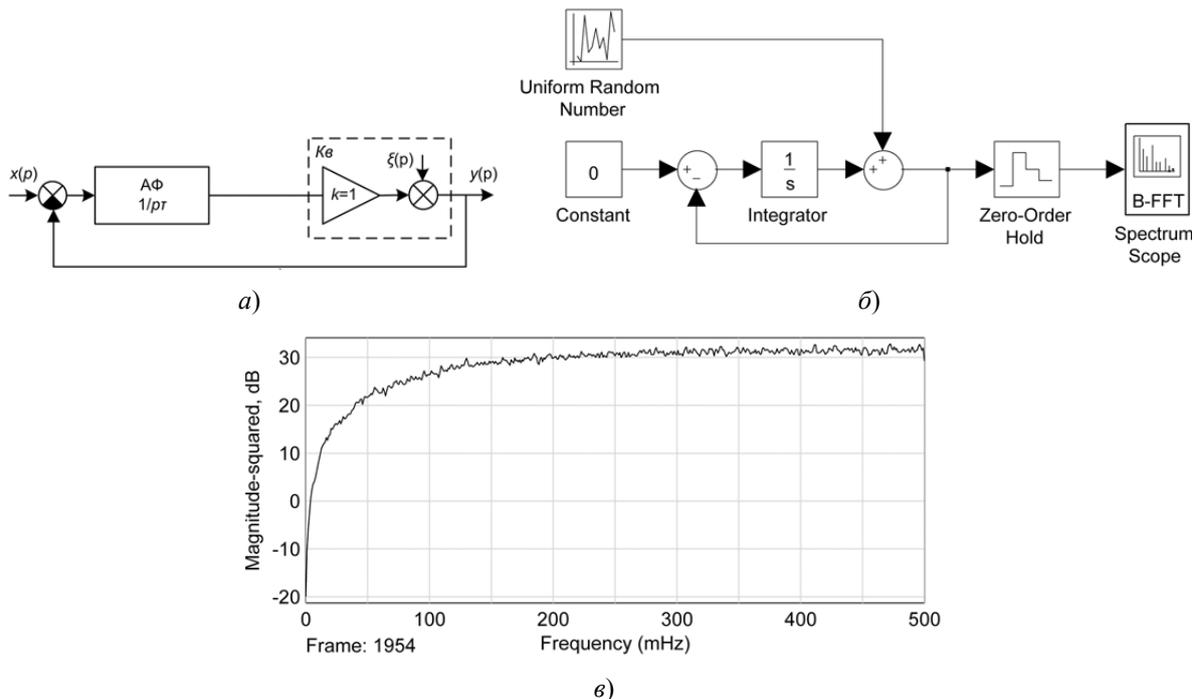


Рис. 1. Линеаризованная модель сигма-дельта модулятора 1-го порядка (а); линеаризованная Simulink-модель сигма-дельта модулятора 1-го порядка (б); спектр шума квантования (в)

График спектральной плотности мощности отображается в полосе частот [0; 0,5] Гц, что соответствует периоду дискретизации 1 с.

В линейризованной модели (см. рис. 1,а) не учитывается процесс дискретизации выходного сигнала АФ. Введем в модель элемент дискретизации и формирователь прямоугольных импульсов обратной связи с передаточной функцией

$$H_{OC}(p) = \frac{1 - e^{-p\tau}}{p}. \quad (5)$$

На рис. 2,а показана структура линейризованного сигма-дельта модулятора 1-го порядка с учетом процесса дискретизации. Передаточные функции для полезного сигнала $H_x(p)$ и шума квантования $H_\xi(p)$ линейризованной модели сигма-дельта модулятора с учетом процесса дискретизации имеют следующий вид [3]:

$$H_x(p) = \frac{p\tau}{1 + p^2\tau - e^{-p\tau}}; \quad (6)$$

$$H_\xi(p) = \frac{p^2\tau}{1 + p^2\tau - e^{-p\tau}}. \quad (7)$$

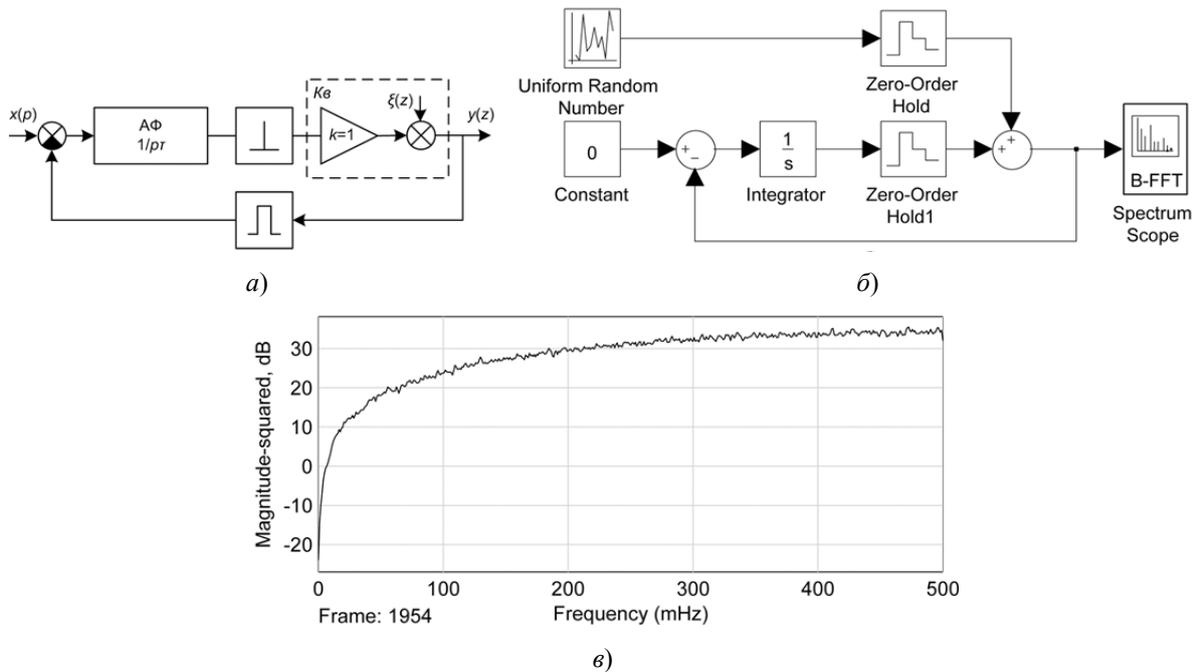


Рис. 2. Модель сигма-дельта модулятора 1-го порядка с дискретизацией (а); Simulink-модель сигма-дельта модулятора 1-го порядка с дискретизацией (б); спектральная плотность мощности шума квантования (в)

Получим амплитудно-фазовые частотные характеристики для полезного сигнала и шума квантования:

$$|H_x(j\Omega)| = \sqrt{\frac{\Omega^2\tau^2}{2 - 2\Omega^2\tau^2 - 2\cos(\Omega\tau) + \Omega^4\tau^4 + 2\Omega^2\tau^2\cos(\Omega\tau)}}; \quad (8)$$

$$|H_\xi(j\Omega)| = \sqrt{\frac{\Omega^4\tau^4}{2 - 2\Omega^2\tau^2 - 2\cos(\Omega\tau) + \Omega^4\tau^4 + 2\Omega^2\tau^2\cos(\Omega\tau)}}. \quad (9)$$

Из выражений (8), (9) следует, что при $\Omega \rightarrow 0$ коэффициент передачи полезного сигнала стремится к 1, а коэффициент передачи шума квантования – к 0. И наоборот, при $\Omega \rightarrow \infty$ коэф-

коэффициент передачи полезного сигнала стремится к 0, а коэффициент передачи шума квантования – к 1.

Имитационное моделирование в среде MATLAB Simulink показывает, что свойства сигма-дельта модулятора по вытеснению шума квантования из области частот полезного сигнала сохраняются в модели с учетом процесса дискретизации. На рис. 2,б показана Simulink-модель сигма-дельта модулятора 1-го порядка с дискретизацией, а на рис. 2,в – спектр шума квантования. Из сопоставления рис. 1,в и 2,в видно, что обе модели демонстрируют свойства вытеснения шума квантования из области частот полезного сигнала.

Для выявления особенностей использования метода линеаризации для описания погрешности квантования сигма-дельта АЦП сопоставлялись результаты моделирования линеаризованной модели и модели сигма-дельта модулятора с квантователем. Для исследования погрешности сигма-дельта АЦП использовалась схема эксперимента [4], в соответствии с которой погрешность квантования определяется как разность выходного сигнала модели сигма-дельта АЦП с модулятором с квантователем и выходного сигнала модели сигма-дельта АЦП с линеаризованным модулятором.

В соответствии с данной методикой была построена Simulink-модель для исследования погрешности квантования, показанная на рис. 3. В качестве тестового сигнала использовался синусоидальный сигнал с амплитудой 0,5 и 10240 отсчетов на период.

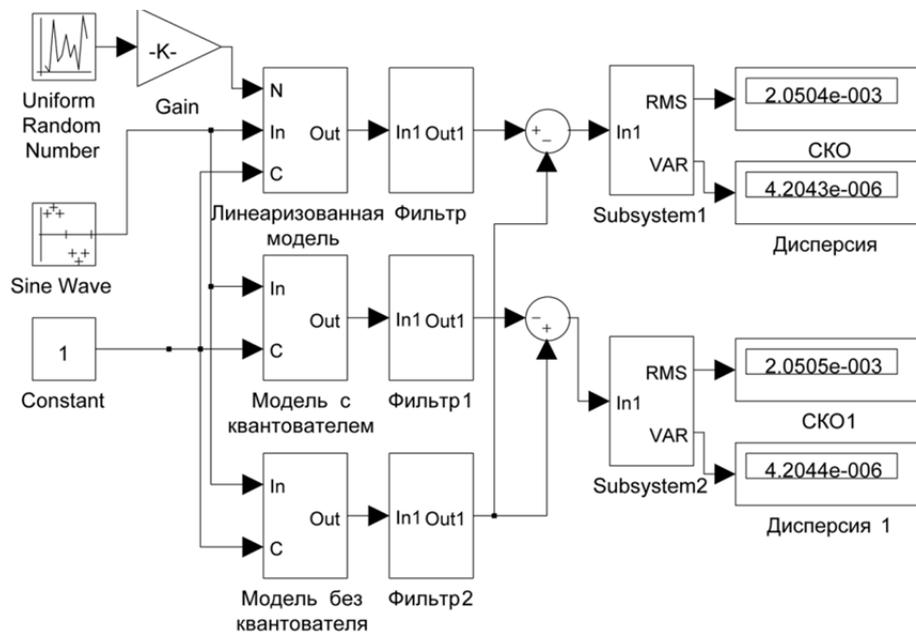


Рис. 3. Simulink-модель исследования погрешности квантования

Масштабный коэффициент $K = 0,408$ подбирался эмпирически по критерию совпадения СКО погрешности квантования сигма-дельта АЦП с линеаризованной моделью модулятора 1-го порядка и модели сигма-дельта АЦП с модулятором 1-го порядка с квантователем. В качестве цифрового фильтра-дециматора использовался фильтр трехкратного скользящего среднего с длиной весового окна 32 отсчета.

Исследуем зависимость погрешности квантования от уровня входного сигнала. В табл. 1 показаны результаты моделирования при разных уровнях входного сигнала. Дисперсия и СКО погрешности квантования модели с дискретизацией совпадают с таковыми для линейной модели с точностью до масштабного коэффициента K , задающего уровень сигнала источника шума квантования, который для линеаризованной модели равен 0,408, а для модели с дискретизацией равен 0,643 при условии равенства значений СКО погрешности квантования при амплитуде входного сигнала, равной 0,5. При использовании модели, учитывающей процесс дискретизации, масштабный коэффициент должен быть увеличен, из чего следует, что влияние шума квантования на результат преобразования отличается для модели сигма-дельта модулятора, учитывающей дискретизацию. Из табл. 1 видно, что линейные модели не описывают процессы в сигма-дельта модуляторе 1-го порядка, что выражается в отсутствии зависимо-

сти значения СКО погрешности квантования от амплитуды входного сигнала в отличие от модели с квантователем, где такая зависимость наблюдается.

Таблица 1

Результаты моделирования погрешности квантования сигма-дельта АЦП с модулятором 1-го порядка

Амплитуда входного сигнала	Линейная модель $K = 0,408$		Линейная модель с дискретизацией $K = 0,643$		Модель с квантователем	
	СКО	Дисперсия	СКО	Дисперсия	СКО	Дисперсия
0,5	$2,05 \cdot 10^{-3}$	$4,24 \cdot 10^{-6}$	$2,05 \cdot 10^{-3}$	$4,24 \cdot 10^{-6}$	$2,05 \cdot 10^{-3}$	$4,24 \cdot 10^{-6}$
0,4					$1,94 \cdot 10^{-3}$	$3,75 \cdot 10^{-6}$
0,3					$1,7 \cdot 10^{-3}$	$2,9 \cdot 10^{-6}$
0,2					$2,0 \cdot 10^{-3}$	$4,01 \cdot 10^{-6}$
0,1					$2,25 \cdot 10^{-3}$	$5,08 \cdot 10^{-6}$

Проведем моделирование погрешности квантования сигма-дельта АЦП с модулятором 3-го порядка в соответствии с методикой эксперимента, описанной выше. В табл. 2 показаны результаты моделирования погрешности квантования сигма-дельта АЦП с модулятором 3-го порядка при разных уровнях входного сигнала.

Таблица 2

Результаты моделирования погрешности квантования сигма-дельта АЦП с модулятором 3-го порядка

Амплитуда входного сигнала	Линейная модель $K = 0,113$		Линейная модель с дискретизацией $K = 0,751$		Модель с квантователем	
	СКО	Дисперсия	СКО	Дисперсия	СКО	Дисперсия
0,5	$2,15 \cdot 10^{-4}$	$4,61 \cdot 10^{-8}$	$2,15 \cdot 10^{-4}$	$4,61 \cdot 10^{-8}$	Модулятор неустойчив	
0,4					$2,14 \cdot 10^{-4}$	$4,6 \cdot 10^{-8}$
0,3					$2 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-8}$
0,2					$1,88 \cdot 10^{-4}$	$3,52 \cdot 10^{-8}$
0,1					$1,87 \cdot 10^{-4}$	$3,51 \cdot 10^{-8}$

При амплитуде входного сигнала, равной 0,5, наблюдается резкий рост погрешности. Это связано с тем, что сигма-дельта модулятор 3-го порядка находится в области неустойчивой работы, чего не наблюдается в линейной модели. Также в рамках линейной модели нельзя объяснить существенное изменение погрешности квантования при изменении амплитуды и вида входного сигнала, которое наблюдается в нелинейной модели с квантователем. Например, при подаче на вход на модели сигма-дельта АЦП с модулятором 3-го порядка с квантователем постоянного сигнала с амплитудой, равной 0,4, значение СКО погрешности квантования в этом случае составляет $3,1 \cdot 10^{-4}$, дисперсия $9,5 \cdot 10^{-8}$. При увеличении амплитуды входного сигнала на $1 \cdot 10^{-5}$ значение СКО погрешности квантования в этом случае составляет $2,5 \cdot 10^{-4}$, дисперсия $6,23 \cdot 10^{-8}$.

Таким образом, учет процесса дискретизации в линеаризованной модели приводит к тому, что масштабный коэффициент источника шума квантования необходимо увеличить в 1,58 раза для модели сигма-дельта модулятора 1-го порядка и в 6,65 раза для модели сигма-дельта модулятора 3-го порядка. Это говорит о том, что влияние шума квантования в модели с учетом процесса дискретизации проявляется в меньшей степени по сравнению с линеаризованной моделью.

Линеаризованная модель инвариантна к уровню входного сигнала в отличие от модели с квантователем, где изменение уровня входного сигнала приводит к существенному изменению погрешности квантования. Поэтому для уточнения результатов необходимо проведение дополнительного моделирования с различными видами тестовых сигналов.

Метод линеаризации позволяет оценить средние значения погрешности квантования для всего ансамбля входных сигналов, но в то же время не описывает изменения погрешности квантования при изменении уровня входного сигнала. Данный метод допустимо применять при оценке погрешности квантования при преобразовании сигналов с равномерным законом распределения амплитуд и непрерывном (следающем) режиме преобразования. При ограничении диапазона преобразуемого сигнала или времени преобразования оценки погрешности, полученные с использованием метода линеаризации, могут значительно отличаться от реальных значений.

Список литературы

1. Data Conversion Handbook / Walt Kester, Editor. – Newnes, 2004. – 976 p.
2. Шахов, Э. К. $\Sigma\Delta$ -АЦП: понятие о передискретизации, шейпинге шума квантования и децимации / Э. К. Шахов // Датчики и системы. – 2006. – № 11. – С. 50–57.
3. Чувькин, Б. В. $\Sigma\Delta$ -АЦП: синтез одноконтурных структур / Б. В. Чувькин, Э. К. Шахов, В. Н. Ашанин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2007. – № 1. – С. 91–106.
4. Чувькин, Б. В. $\Sigma\Delta$ -АЦП – анализ погрешности от краевых эффектов / Б. В. Чувькин, Э. К. Шахов, В. Н. Ашанин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2007. – № 3. – С. 80–90.

Селезнев Антон Владимирович

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

Seleznev Anton Vladimirovich

graduate student,
Penza State University

Чувькин Борис Викторович

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

Chuvykin Boris Viktorovich

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

УДК 621.3.087.92

Селезнев, А. В.

Особенности использования метода линеаризации для описания погрешности квантования сигма-дельта АЦП / А. В. Селезнев, Б. В. Чувькин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 9–14.

УДК 658.562

*А. Г. Дмитриенко, А. В. Блинов, А. А. Мельников, Б. В. Цыпин***ТЕСТЕР ДЛЯ КОНТРОЛЯ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ДАТЧИКОВ НА ПРОТЯЖЕНИИ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА***A. G. Dmitrienko, A. V. Blinov, A. A. Mel'nikov, B. V. Tsy-pin***TESTER FOR PIEZOELECTRIC GAGES CONTROL OVER A
PERIOD OF A LIFE CYCLE**

А н н о т а ц и я. Рассмотрен тестер для контроля пьезоэлектрических датчиков на протяжении их жизненного цикла. Работа тестера основана на использовании обратного пьезоэффекта. Приведены функциональная схема тестера и его основные технические характеристики.

A b s t r a c t. Tester for piezoelectric gages control over a period of a life cycle is presented. Operation of the given tester is based on the usage of inverse piezoeffect. Tester functional block diagram and its basic technical specifications have been given.

К л ю ч е в ы е с л о в а: пьезоэлектрический датчик, обратный пьезоэффект, контроль исправности, контроль на объекте.

K e y w o r d s: piezoelectric gage, inverse piezoeffect, built-in test, in-situ monitoring.

Контроль пьезоэлектрических датчиков на протяжении их жизненного цикла, начиная от стадии изготовления чувствительного элемента и заканчивая работой на объекте, является актуальной задачей. Для ее решения предназначен тестер С-101, функциональная схема которого приведена на рис. 1.

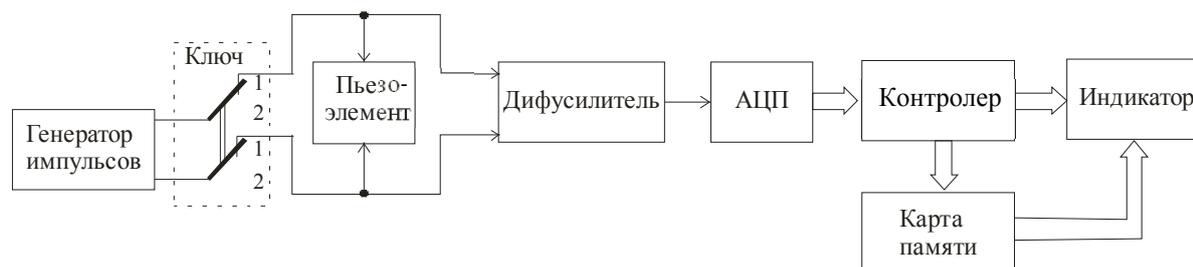


Рис. 1. Функциональная схема тестера С-101

В состав тестера входят:

- генератор импульсов возбуждения, подключенный через размыкающий ключ к электродам датчика;
- предварительный дифференциальный усилитель, необходимый для согласования уровня напряжения реакции пьезоэлемента с динамическим диапазоном АЦП;
- микроконтроллер, в котором осуществляется обработка цифрового массива данных с АЦП, определяются частота, амплитуда и время затухания свободных колебаний напряжения реакции пьезоэлемента, сравнение их с предельно допустимыми значениями, выработка сигналов «Исправен» или «Неисправен» и управление индикатором;

– 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»;

– карта энергонезависимой памяти, предназначенная для хранения результатов экспериментов по контролю датчика, значений параметров напряжения возбуждения в зависимости от типа датчика и диапазонов допустимых значений параметров напряжения реакции пьезоэлемента.

Принцип работы тестера основан на использовании обратного пьезоэффекта при возбуждении резонансной системы пьезоэлемента электрическими колебаниями и оценки параметров свободных колебаний пьезорезонатора [1].

Предварительно, на этапе записи рабочей программы в микроконтроллер, в карту памяти вносятся диапазоны допустимых значений параметров свободных колебаний пьезоэлемента (резонансной частоты, постоянной времени затухания и максимальной амплитуды) для каждого типа датчика на различных этапах его жизненного цикла и текущие значения времени и даты.

При использовании тестера по назначению оператор выбирает тип датчика из числа хранящихся в памяти и задает его номер и этап его жизненного цикла (рис. 2).

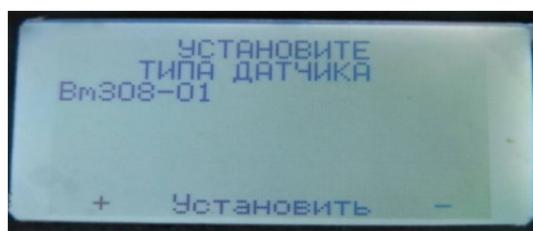
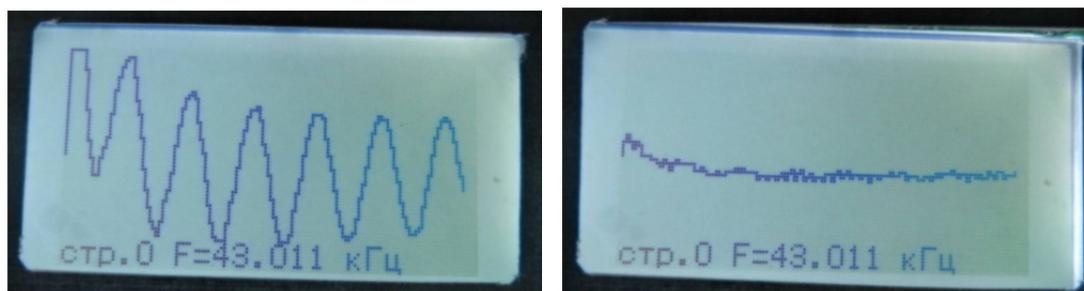


Рис. 2. Вид экрана тестера при установке типа датчика

В процессе контроля генератор возбуждения формирует пакеты прямоугольных импульсов. Частота следования импульсов возрастает от пакета к пакету в пределах диапазона допустимых значений резонансной частоты датчика. После окончания каждой из пакетов ключ (см. рис. 1) размыкается, и на электродах пьезоэлемента появляется затухающее напряжение, вызванное его свободными колебаниями. После усиления напряжение свободных колебаний оцифровывается бортовым АЦП микроконтроллера. В микроконтроллере осуществляются оценка амплитуды свободных колебаний и фиксация частоты возбуждения, при которой амплитуда колебаний максимальна. Это значение частоты соответствует резонансу. Напряжение свободных колебаний при возбуждении на резонансной частоте записывается в карту памяти. Одновременно производится оценка постоянной времени затухания свободных колебаний и допусковый контроль частоты, амплитуды и постоянной времени затухания. Свободные колебания записываются и хранятся в карте памяти с указанием времени и даты испытаний. Результат допускового контроля отображается на индикаторе. В качестве иллюстрации на рис. 3 приведены виды экрана индикатора при отображении свободных колебаний исправного и неисправного датчиков.



а)

б)

Рис. 3. Отображение свободных колебаний на индикаторе:

а – исправный датчик; б – неисправный датчик

Для обеспечения возможности контроля исправности датчиков, допустимые значения параметров свободных колебаний которых не внесены в карту памяти, предусмотрен режим «Тип датчика неизвестен». В этом случае определение частоты собственных колебаний производится во всем рабочем диапазоне тестера от 0,1 до 100 кГц, а допусковая оценка значений параметров колебаний не осуществляется.

Внешний вид макетного образца тестера С-101 показан на рис. 4.



Рис. 4. Внешний вид тестера С-101

Тестер питается от одного аккумулятора с напряжением 3,3 В. Зарядка аккумулятора может производиться от источника постоянного или переменного напряжения от 4 до 30 В, в том числе и от ПЭВМ через USB-порт. Энергонезависимая память позволяет хранить и воспроизводить 500 результатов испытаний.

Включение тестера производится нажатием кнопки «Выбор», после чего появляется экран задания типа датчика (см. рис. 1). «Засыпание» тестера происходит автоматически, если в течение одной минуты не производится никаких действий по программе и не нажимается ни одна кнопка.

Получение и документирование сведений о важнейших параметрах пьезоэлемента позволяют оценить влияние технологических операций, следующих за изготовлением чувствительного элемента, влияние хранения, транспортировки и установки на объекте на работоспособность датчика и выработать рекомендации по совершенствованию его конструкции и способам установки на объекте контроля.

Список литературы

1. Пат. 2176396. Российская Федерация. Способ дистанционного периодического контроля коэффициента преобразования пьезоэлектрического акселерометра / Субботин М. И. // Бюллетень изобретений. – 2001. – № 33.

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

Dmitrienko Aleksey Gennad'evich
candidate of technical sciences,
director general,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Блинов Александр Вячеславович

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

Blinov Aleksandr Vyacheslavovich

candidate of technical sciences,
deputy general director for scientific activity,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Мельников Анатолий Аркадьевич

инженер,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: niifi@sura.ru

Mel'nikov Anatoliy Arkad'evich

engineer,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Цыпин Борис Вульфович

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

Tsy-pin Boris Vul'fovich

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

УДК 658.562

Дмитриенко, А. Г.

Тестер для контроля пьезоэлектрических датчиков на протяжении жизненного цикла /
А. Г. Дмитриенко, А. В. Блинов, А. А. Мельников, Б. В. Цыпин // Измерение. Мониторинг. Управление.
Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 15–18.

УДК 658.562

И. А. Кострикина, Е. Н. Галкина

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕЖПОВЕРОЧНЫХ ИНТЕРВАЛОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ УСКОРЕННЫХ ИСПЫТАНИЙ

I. A. Kostrikina, E. N. Galkina

METHODS OF DETERMINING CALIBRATION INTERVALS BASED ON THE RESULTS OF TESTS OF FORCED

А н н о т а ц и я. Поставлена задача разработки методики определения оптимального межповерочного интервала средств измерений. В результате проведенного анализа доказано, что наиболее корректным и эффективным является метод назначения первичного межповерочного интервала СИ по результатам ускоренных испытаний. Предложена методика назначения межповерочных интервалов по результатам ускоренных испытаний, в которой в качестве критерия нормируемого показателя использовано значение вероятности метрологической исправности компонента в момент поверки.

A b s t r a c t. This article seeks to develop a methodology for determining the optimal recalibration interval of measurement. As a result of analysis, the authors argue that the correct and most effective method is the use of primary recalibration interval SI as a result of the forced trials. The authors proposed a method for use calibration intervals based on the results of the forced trials, which as a criterion of the rated value of the probability measure used metrological serviceability of the component at the time of calibration.

К л ю ч е в ы е с л о в а: межповерочный интервал, средства измерения, ускоренные испытания.

К e y w o r d s: calibration interval, measuring instruments, accelerated testing.

Развитие рыночных отношений в России ужесточило требования к качеству продукции, что в свою очередь привело к необходимости увеличения парка средств измерений (СИ). За последние десятилетия количество типов СИ увеличилось многократно.

Одной из основных форм поддержания СИ в метрологически исправном состоянии является его периодическая поверка. Она проводится метрологическими службами согласно правилам, изложенным в специальной нормативно-технической документации. Поверку необходимо проводить через определенные интервалы времени, называемые межповерочными интервалами (МПИ) [1]. При этом возникает проблема, которая заключается в следующем. С одной стороны, для снижения риска эксплуатации метрологически неисправного оборудования и предотвращения аварийных ситуаций поверка должна проводиться как можно чаще. С другой стороны, частые поверки оказываются экономически нецелесообразными и трудозатратными как человеческих, так и аппаратных ресурсов. То есть возникает задача определения оптимального межповерочного интервала.

Установление значения межповерочного интервала СИ в соответствии с рекомендациями [2] не решает проблему: доступных данных, как правило, недостаточно. Кроме того, если с корректировкой межповерочного интервала СИ в процессе эксплуатации вопрос может быть решен на основе анализа данных, полученных периодическими поверками или калибровками,

то для назначения первичного межповерочного интервала СИ вопрос остается открытым, хотя метрологическая надежность закладывается при проектировании и разработке СИ.

Согласно [2] при назначении первичного межповерочного интервала СИ могут быть приняты во внимание:

- результаты испытаний СИ или его отдельных блоков, данные о нестабильности элементов СИ;
- показатели надежности СИ;
- данные об опыте эксплуатации СИ-аналогов.

Определение межповерочного интервала СИ по итогам длительных испытаний, во-первых, является дорогостоящей процедурой, а, во-вторых, результат таких испытаний теряет свою ценность при последующих изменениях в технологии производства, например, при замене поставщика компонентов или материалов.

Назначение межповерочного интервала СИ по аналогу вносит неопределенность в связи с возможным отличием в свойствах материалов и компонентов, а также в особенностях принятой технологии и условиях эксплуатации. Возрастающая скорость изменения технологий и материалов усугубляет это обстоятельство.

При изучении вопроса авторами были изучены достоинства и недостатки методов назначения МПИ (табл. 1).

Таблица 1

Методы назначения МПИ

Методы назначения МПИ	Достоинства	Недостатки
1. На основе статистически скрытых и явных отказов	Высокая достоверность результатов испытаний	Большое количество экспериментальных данных по процессам изменения во времени; исследования весьма трудоемки
2. По экономическому критерию	Минимизация расходов на эксплуатацию СИ; устранение последствий от возможных ошибок, вызванных погрешностями измерения	Применение приближенных моделей
3. Произвольное назначение первоначального МПИ с последующей корректировкой в течение всего срока службы СИ	Минимальные финансовые и временные затраты	Определение первого МПИ; не на все СИ существуют нормативные документы с рекомендациями первого МПИ; отсутствуют данные о надежности элементов
4. Назначение МПИ по аналогам	Отсутствие финансовых и временных затрат	Результат аналогов не всегда корректно применять к новому разрабатываемому средству измерения; у приборов аналогов отсутствуют данные о параметрах надежности

Как видно из табл. 1, ни один из приведенных методов не дает полной достоверной оценки МПИ.

Наиболее достоверный результат назначения МПИ может быть получен при проведении натурных испытаний в течение сроков наработки до отказа. Однако натурные испытания эффективно проводить при небольших наработках на отказ. Проведение натурных испытаний является очень трудоемким и приводит к затратам финансовых и человеческих ресурсов. В связи с этим целесообразно проводить форсированные испытания, но с возможностью сохранения картины потоков отказов дефектов СИ.

На основании вышеизложенного авторами предложена методика назначения МПИ по результатам ускоренных испытаний.

В данной методике в качестве критерия нормируемого показателя предлагается использовать предел допускаемых значений вероятности метрологической исправности компонента

$P_{ми}^*$ в момент очередной поверки (либо предел средней доли компонентов, забракованных при поверке, ($\varepsilon^* = 1 - P_{ми}^*$)). Рекомендуемые значения $P_{ми}^* = 0,90 \dots 0,95$ [3, 4].

Применительно к выбранному критерию определения МПИ ($P_{ми}^*$) алгоритм испытаний заключается в следующем (рис. 1).

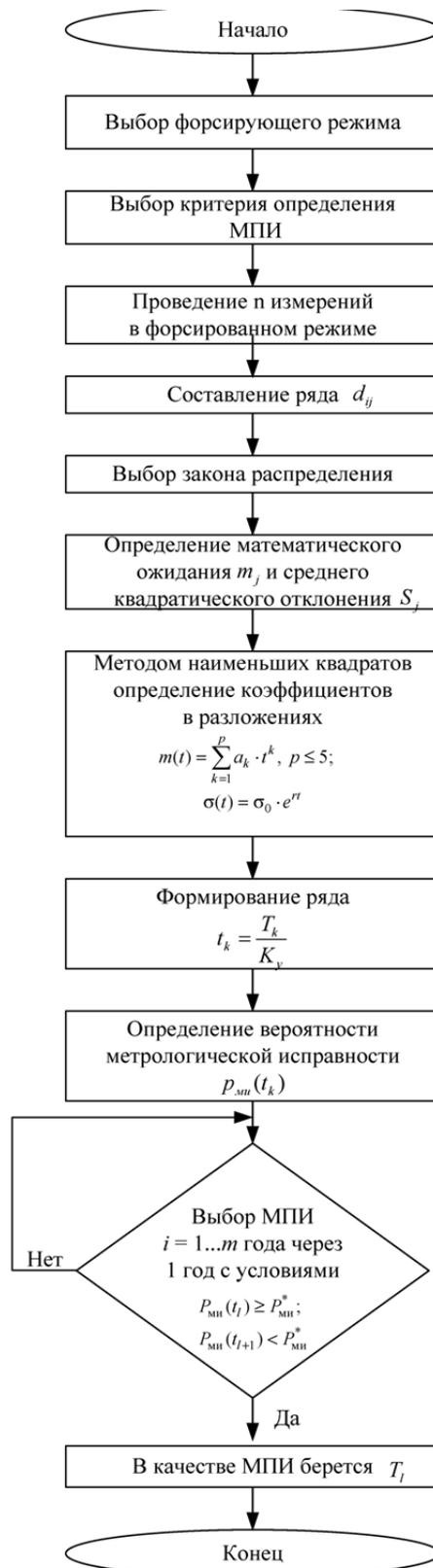


Рис. 1. Алгоритм определения МПИ по результатам ускоренных испытаний

Проводится n измерений характеристик компонентов каждого типа прибора. Составляется ряд d_{ij} , где i – номер образца компонента данного типа; j – номер измерения.

Закон распределения выбирается в процессе анализа опытных данных о наработках аналогичных изделий до отказа. При выборе теоретического закона распределения необходимо учитывать информацию об изменениях, происходящих в объектах перед наступлением отказов, т.е. о характере физических процессов, протекающих в объекте.

Весьма удобной представляется методика определения закона распределения по коэффициентам асимметрии и эксцесса путем проверки гипотез. Задача проверки гипотезы о законах распределения по коэффициентам асимметрии и эксцесса начинается с выбора нулевой гипотезы. По данным эксперимента определяются статистические оценки коэффициента асимметрии $a_{\bar{x}}$ и коэффициента эксцесса $e_{\bar{x}}$. Например, для нормального закона распределения коэффициенты выглядят следующим образом:

$$a_{\bar{x}} = \frac{\mu_3[\bar{x}]}{\sigma_{\bar{x}}^3}; \quad e_{\bar{x}} = \frac{\mu_4[\bar{x}]}{\sigma_{\bar{x}}^4} - 3,$$

$$\text{где } \sigma_{\bar{x}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - M_{\bar{x}})^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n x_i\right)^2}{n-1}}; \quad \mu_3 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - M_{\bar{x}})^3; \quad \mu_4 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - M_{\bar{x}})^4.$$

Значения оценок $a_{\bar{x}}$ и $e_{\bar{x}}$ позволяют приблизительно определить закон распределения. Для этого по полученным значениям оценок на диаграмму наносится точка ($a_{\bar{x}}; e_{\bar{x}}$).

Задача проверки гипотезы о виде распределения происходит по критерию согласия Пирсона χ^2 . Это один из основных критериев, который можно представить как сумму отношений квадратов расхождений между теоретическими (f_T) и эмпирическими (f) частотами к теоретическим частотам:

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^k \frac{(f_i - f_T)^2}{f_T},$$

где k – число групп, на которые разбито эмпирическое распределение; f_i – наблюдаемая частота признака в i -й группе; f_T – теоретическая частота.

Для распределения χ^2 составлены таблицы, где указано критическое значение критерия согласия χ^2 для выбранного уровня значимости α и степеней свободы df . Уровень значимости α – вероятность ошибочного отклонения выдвинутой гипотезы, т.е. вероятность того, что будет отвергнута правильная гипотеза. P – статистическая достоверность принятия верной гипотезы. В статистике чаще всего пользуются тремя уровнями значимости:

- $\alpha = 0,10$, тогда $P = 0,90$;
- $\alpha = 0,05$, тогда $P = 0,95$;
- $\alpha = 0,01$, тогда $P = 0,99$, может быть отвергнута правильная гипотеза.

Число степеней свободы df определяется как число групп в ряду распределения минус число связей: $df = k - z$. Под числом связей понимается число показателей эмпирического ряда, использованных при вычислении теоретических частот, т.е. показателей, связывающих эмпирические и теоретические частоты. Например, при выравнивании по кривой нормального распределения имеются три связи. Поэтому при выравнивании по кривой нормального распределения число степеней свободы определяется как $df = k - 3$. Для оценки существенности расчетное значение сравнивается с табличным $\chi_{\text{табл}}^2$.

При полном совпадении теоретического и эмпирического распределений $\chi^2 = 0$, в противном случае $\chi^2 > 0$. Если $\chi_{\text{расч}}^2 > \chi_{\text{табл}}^2$, то при заданном уровне значимости и числе степеней свободы гипотеза о несущественности (случайности) расхождений отклоняется. В случае, если $\chi_{\text{расч}}^2 < \chi_{\text{табл}}^2$, то гипотеза принимается, и с вероятностью $P = (1 - \alpha)$ можно утверждать,

что расхождение между теоретическими и эмпирическими частотами случайно. Критерий согласия Пирсона используется, если объем совокупности достаточно велик ($N > 50$). При этом частота каждой группы должна быть не менее 5.

Для каждого номера измерения j определяются математическое ожидание и среднее квадратическое отклонение m_j, S_j , например, для нормального закона распределения

$$m_j = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_{ij};$$

$$\sigma_j^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\delta_{ij} - m_j)^2.$$

По полученным значениям m_j, S_j методом наименьших квадратов находятся коэффициенты в разложениях

$$m(t) = \sum_{k=1}^p a_k \cdot t^k, \quad p \leq 5;$$

$$\sigma(t) = \sigma_0 \cdot e^{rt}.$$

Формируется ряд

$$t_k = \frac{T_k}{K_y},$$

где T_k – значения МПИ из ряда 1, 2, 3 и т.д., через 1 год; K_y – коэффициент ускорения для данного компонента.

Вероятность метрологической исправности в момент времени t_k определяется по формуле, например, для нормального закона распределения

$$P_{\text{ми}}(t_k) = \Phi\left(\frac{\delta^* - m(t_k)}{\sigma(t_k)}\right) - \Phi\left(\frac{-\delta^* - m(t_k)}{\sigma(t_k)}\right),$$

где $\Phi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^t e^{-\frac{x^2}{2}} dx$; δ^* – предел допускаемых значений МХ.

Выбирается номер l , такой, что

$$P_{\text{ми}}(t_l) \geq P_{\text{ми}}^*;$$

$$P_{\text{ми}}(t_{l+1}) < P_{\text{ми}}^*.$$

В качестве МПИ компонента берется T_l .

Данная методика позволит более достоверно определять межповерочные интервалы, повысить эффективность поверочных работ и может применяться при разработке новых типов средств измерений или вводе в эксплуатацию средств измерений, ввезенных по импорту в РФ.

Список литературы

1. Сергеев, А. Г. Метрология : учеб. / А. Г. Сергеев. – М. : Логос, 2005. – 272 с.
2. РМГ 74–2004. ГСИ. Методы определения межповерочных и межкалибровочных интервалов средств измерений.
3. МИ 2554–99. Государственная система обеспечения единства измерений. Теплосчетчики. Методика испытаний с целью подтверждения межповерочных интервалов. Общие требования.
4. Дорохов, А. Н. Обеспечение надежности сложных технических систем : учеб. / А. Н. Дорохов, В. А. Керножицкий, А. Н. Миронов. – СПб. : Лань, 2011. – 352 с.

Кострикина Инна Анатольевна

кандидат технических наук,
начальник лаборатории,
Научно-исследовательский институт
электронно-механических приборов
E-mail: tbmc2@mail.ru

Kostrikina Inna Anatol'evna

candidate of technical sciences,
head of laboratory,
Scientific-research Institute
of electro-mechanical devices

Галкина Екатерина Николаевна

студентка,
Пензенский государственный университет
E-mail: katu000.92@mail.ru

Galkina Ekaterina Nikolaevna

student,
Penza State University

УДК 658.562

Кострикина, И. А.

Методика определения межповерочных интервалов по результатам ускоренных испытаний / И. А. Кострикина, Е. Н. Галкина // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 19–24.

УДК 681.586.772:519.65

Д. И. Нефедьев, А. В. Шварев

ПОСТРОЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПУЛЬСАТОРА ДАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВУМЕРНОЙ АППРОКСИМАЦИИ

D. I. Nefed'ev, A. V. Shvarev

BUILDING OF MATHEMATICAL MODEL OF PRESSURE USING TWO-DIMENSIONAL PULSATOR APPROXIMATION

А н н о т а ц и я. Представлена типовая функциональная схема пульсатора давления, являющегося основой метрологического обеспечения ДПА для измерения быстропеременных и импульсных давлений; описаны принцип действия и недостатки пульсатора. Для увеличения производительности выполнения операций градуировки с применением пульсаторов предложен вариант построения автоматизированной системы управления пульсатором давления на основе двумерной математической модели. Приведена структурная схема автоматизированной системы, описан принцип действия, а также даны результаты относительно производительности процесса испытаний датчиков.

A b s t r a c t. The article presents a typical functional diagram of pressure, which was the basis of metrological support of the DPA, for measuring the quick-variable and pulse pressures; the principle of action and disadvantages pulsator. To increase the performance of operations calibration using pulsates offered the option of creating automated control systems pulser pressure on the basis of two-dimensional mathematical model. Structural scheme of the automated system is described by a principle of action and give some results concerning the performance of the testing process sensors.

К л ю ч е в ы е с л о в а: динамическое давление, математическая модель, автоматизированная система управления, аппроксимация, пульсатор давления.

К e y w o r d s: dynamic pressure, mathematical model, automated control system, approximation, the device for creation of dynamic pressure.

В настоящее время все большее распространение получают методы оценки метрологических характеристик датчиков давлений в динамическом режиме. Применение датчиково-преобразующей аппаратуры (ДПА), отградуированной в статическом и квазистатическом режимах, значительно снижает достоверность полученной измерительной информации при контроле параметров динамически изменяющихся процессов.

Основой метрологического обеспечения ДПА для измерения быстропеременных и импульсных давлений являются образцовые пульсаторы давлений, применяемые для градуировки средств измерения давления в динамическом режиме.

Типовая функциональная схема пульсатора давления представлена на рис. 1.

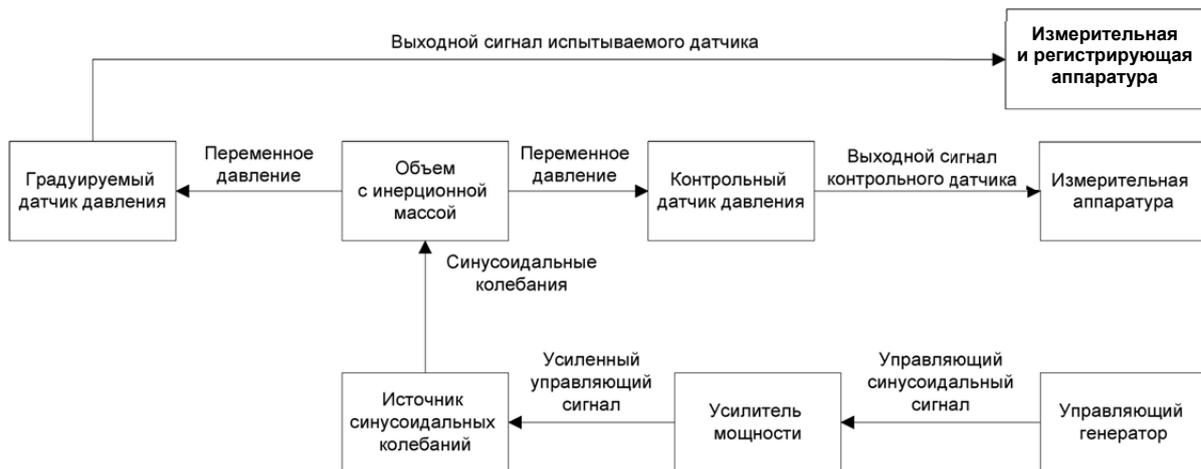


Рис. 1. Функциональная схема пульсатора давления

Принцип действия данного пульсатора основан на возбуждении колебаний инерционной массы в замкнутом объеме, заполненном жидкостью, путем воздействия на объем внешних синусоидальных колебаний с заданными параметрами амплитуды и частоты. Жидкость в замкнутом объеме находится под давлением. Источником возбуждающих колебаний в пульсаторах давления данного типа, как правило, является электродинамический вибростенд, управление которым осуществляется от генератора сигналов синусоидальной формы. Пульсаторы давления указанного типа обеспечивают воспроизведение переменных давлений в диапазоне от 0,1 до 1 МПа на фоне статического давления до 250 МПа в диапазоне частот от 30 до 300 Гц. Значения относительной погрешности воспроизведения переменных давлений не превышает 3 %. К недостаткам следует отнести значительную трудоемкость операций градуировки, связанную со сложностью определения выходных сигналов генератора, соответствующих требуемым параметрам воспроизводимого переменного давления. В условиях современного высокоэффективного производства пульсаторы давлений, применяемые при серийном производстве ДПА, должны обладать не только высокими метрологическими характеристиками, но и обеспечивать требуемые показатели производительности и технологичности.

Пути повышения производительности выполнения операций градуировки с применением пульсаторов давления заключаются в создании автоматизированной системы управления, позволяющей определять требуемые параметры выходного сигнала управляющего генератора и контролировать процесс воспроизведения требуемого переменного давления.

Благодаря развитию микропроцессорной техники при создании автоматизированных систем управления стало возможным перейти от схемотехнических решений к алгоритмическим методам определения параметров управляющих сигналов. Определяющую роль при этом играет правильный выбор математической модели функциональной зависимости показателей контролируемого процесса от параметров управляющих воздействий.

Математическая модель пульсатора давления должна отражать зависимости воспроизводимого переменного давления от частоты и от амплитуды сигнала управляющего генератора. В связи с тем, что при воспроизведении синусоидальных колебаний на различных частотах в пульсаторе возникают осевые и поперечные резонансы, графики зависимости воспроизводимого переменного давления от частоты выходного сигнала управляющего генератора имеют сложную форму, что значительно усложняет идентификацию математической модели. Кроме того, зависимость воспроизводимого переменного давления от амплитуды выходного сигнала управляющего генератора является нелинейной.

Наиболее распространенным методом аппроксимации, позволяющим получить математическую модель на основе экспериментальных данных, является полиномиальная аппроксимация. Однако полиномиальная аппроксимация предъявляет высокие требования к гладкости функции и не подходит для описания зависимости воспроизводимого пульсатором переменного давления от частоты выходного сигнала управляющего генератора. Кроме того, при использовании полиномов высоких степеней возможно накопление ошибок.

В большинстве случаев математическую модель объекта управления можно описать совокупностью полиномов вида $y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_{n-1}x^{n-1} + a_nx^n$, однако сложность функциональных зависимостей переменного давления от параметров сигнала управляющего генератора для обеспечения достаточно высокой сходимости математической модели с экспериментальными данными потребует составления множества полиномов, что значительно усложнит и ограничит возможности ее применения.

Для описания сложных функциональных зависимостей применяется метод аппроксимации с использованием базиса Флоатера–Хорманна. Базисные функции Флоатера–Хорманна образуют хорошо обусловленную систему, устойчивую к численным ошибкам. К недостаткам следует отнести относительно невысокую сходимость полученного математического описания с экспериментальными данными, что применительно к пульсаторам давления может привести к аварийным ситуациям, связанным с перегрузкой поверяемых датчиков по причине неточного определения параметров выходного сигнала управляющего генератора.

Для устранения вышеперечисленных недостатков целесообразно применять аппроксимацию функцией двух переменных (частоты и амплитуды сигнала управляющего генератора) методом наименьших квадратов.

Метод наименьших квадратов – один из базовых методов регрессионного анализа для оценки неизвестных параметров регрессионных моделей по выборочным данным. Метод основан на минимизации суммы квадратов остатков регрессии. Метод наименьших квадратов можно применять для решения задач в любой области, если решение заключается или удовлетворяет некоторому критерию минимизации суммы квадратов некоторых функций от искомым переменных, что позволяет использовать его и для приближенной аппроксимации заданной функции, при нахождении совокупности величин, удовлетворяющих ограничениям, количество которых превышает количество этих величин [1].

Экспериментальные данные для определения функциональной зависимости переменного давления P от обобщенных параметров амплитуды U и частоты f сигнала управляющего генератора представлены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты экспериментальных исследований пульсатора давления, Па

$U, В$	$f, Гц$				
	50	70	90	110	130
4	$1,77 \cdot 10^5$	$1,868 \cdot 10^5$	$1,963 \cdot 10^5$	$1,897 \cdot 10^5$	$1,786 \cdot 10^5$
6	$3,673 \cdot 10^5$	$3,748 \cdot 10^5$	$3,764 \cdot 10^5$	$3,746 \cdot 10^5$	$3,788 \cdot 10^5$
8	$6,75 \cdot 10^5$	$6,784 \cdot 10^5$	$6,864 \cdot 10^5$	$6,799 \cdot 10^5$	$6,805 \cdot 10^5$
10	$9,768 \cdot 10^5$	$9,837 \cdot 10^5$	$9,705 \cdot 10^5$	$9,872 \cdot 10^5$	$9,776 \cdot 10^5$
12	$11,564 \cdot 10^5$	$11,067 \cdot 10^5$	$10,995 \cdot 10^5$	$11,102 \cdot 10^5$	$10,984 \cdot 10^5$

Значение переменного давления в любой точке можно описать полиномом в степени k от аргументов U и f . Для построения характеристического полинома достаточно использовать степени не выше 3. Характеристические полиномы при этом имеют вид:

при $k = 1$:

$$P(U, f) = a_0 + a_1f + a_2U; \quad (1)$$

при $k = 2$:

$$P(U, f) = a_0 + a_1f + a_2U + a_3f^2 + a_4U^2 + a_5Uf; \quad (2)$$

при $k = 3$:

$$P(U, f) = a_0 + a_1f + a_2U + a_3f^2 + a_4U^2 + a_5Uf + a_6fU^2 + a_7Uf^2 + a_8f^3 + a_9U^3. \quad (3)$$

Для описания зависимости переменного давления от параметров сигнала управляющего генератора необходимо использовать функциональную зависимость, при которой сумма квадратов отклонений в каждой экспериментальной точке будет минимальной. При степени характеристического полинома $k = 3$ сумма квадратов отклонений функции преобразования от экспериментальных данных определяется выражением

$$\min J(a_i) = \min \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left(z_{i,j} - (a_9 U^3 + a_8 f^3 + a_7 U f^2 + a_6 f U^2 + a_5 U f + a_4 U^2 + a_3 f^2 + a_2 U + a_1 f + a_0) \right)^2, \quad (4)$$

где $Z_{i,j}$ – значения экспериментальных данных.

Характеристический полином с определенными коэффициентами a_i примет вид

$$P(U, f) = 7,5675U^3 - 3,7776f^3 + 0,112Uf^2 + 0,6964fU^2 + 0,0035Uf - 0,033U^2 - 0,0048f^2 + 0,0111U - 0,0293f - 0,102. \quad (5)$$

Полученные результаты математического моделирования и относительные погрешности в каждой идентифицируемой точке приведены в табл. 2, 3 соответственно.

Таблица 2

Значения переменного давления в контрольных точках, Па

U, В	f, Гц				
	50	70	90	110	130
4	$1,7863 \cdot 10^5$	$1,8841 \cdot 10^5$	$1,9497 \cdot 10^5$	$1,9300 \cdot 10^5$	$1,7609 \cdot 10^5$
6	$3,6304 \cdot 10^5$	$3,6903 \cdot 10^5$	$3,768 \cdot 10^5$	$3,8021 \cdot 10^5$	$3,7313 \cdot 10^5$
8	$6,7930 \cdot 10^5$	$6,7797 \cdot 10^5$	$6,8286 \cdot 10^5$	$6,8784 \cdot 10^5$	$6,8687 \cdot 10^5$
10	$9,8678 \cdot 10^5$	$9,7449 \cdot 10^5$	$9,7268 \cdot 10^5$	$9,7542 \cdot 10^5$	$9,7656 \cdot 10^5$
12	$11,4553 \cdot 10^5$	$11,1811 \cdot 10^5$	$11,0580 \cdot 10^5$	$11,0248 \cdot 10^5$	$11,0201 \cdot 10^5$

Таблица 3

Погрешности определения переменного давления в контрольных точках, %

U, В	f, Гц				
	50	70	90	110	130
4	0,9230	0,7158	0,67887	1,7372	1,4052
6	1,1598	1,4392	0,1053	1,4965	1,4969
8	0,6378	0,0633	0,5161	1,1673	0,9223
10	1,04	0,9367	0,2248	1,1936	0,1064
12	0,9657	1,0307	0,5729	0,6956	0,3287

Применение метода наименьших квадратов для функции зависимости переменного давления от частоты и амплитуды управляющего сигнала генератора позволило построить математическую модель, нечувствительную к случайным отклонениям измеряемой величины, и обеспечить сходимость данных математической модели и результатов экспериментальных исследований с погрешностью не более 1,5 %.

Полученная математическая модель была использована при разработке автоматизированной системы управления пульсатором давления. Структурная схема автоматизированной системы управления приведена на рис. 2.

Принцип действия разработанной автоматизированной системы управления пульсатором давления заключается в определении начальных параметров управляющего сигнала, соответствующих требуемому переменному давлению, на основе полученного характеристического полинома, воспроизведении и регулировке с высокой точностью переменного давления с помощью пропорционального регулятора.

Физически автоматизированная система управления реализуется в виде контроллера на основе персонального компьютера с установленным программным обеспечением управления пульсатором, сопряженным с программируемым генератором сигналов синусоидальной формы и аналого-цифровым преобразователем (АЦП). Программируемый генератор сигналов синусоидальной формы связан через усилитель мощности с электродинамическим вибростендом, на столе которого закреплен замкнутый объем с установленными поверяемым и контрольным датчиками переменных давлений. В качестве контрольного датчика применяется эталонный датчик быстропеременных давлений, выходы которого подключены к АЦП [2].

Программное обеспечение управления пульсатором вычисляет на основе алгоритма, базирующегося на полученной математической модели, и передает в управляющий генератор значения амплитуды и частоты синусоидального сигнала, соответствующие требуемому уровню переменного давления. Усиленный посредством усилителя мощности сигнал управляющего генератора подается на катушку электродинамического вибростенда, возникающие при этом синусоидальные колебания создают в замкнутом объеме с инерционной массой переменное давление, измеряемое контрольным датчиком. Информация о текущем уровне переменного давления, полученная с контрольного датчика, обрабатывается аналого-цифровым преобразователем и передается в программно реализованный пропорциональный регулятор, определяющий рассогласование параметров текущего и требуемого уровня переменного давления и осуществляющего подстройку сигнала управляющего генератора. При достижении требуемого уровня переменного давления осуществляются измерение и регистрация параметров поверяемого датчика.

Применение автоматизированной системы управления позволяет:

- сократить время воспроизведения требуемого значения переменного давления с 3 мин до 12 с;
- сократить общее время операций поверки ДПА с применением пульсатора давлений с 45 до 15–17 мин;
- исключить субъективную погрешность, вносимую оператором при воспроизведении переменного давления в ручном режиме.

Таким образом, применением разработанной автоматизированной системы управления решаются две основные задачи, вытекающие из требований к современным пульсаторам давлений: обеспечение требуемой точности воспроизведения переменного давления и достижение высоких показателей производительности, обеспечивающих возможность применения пульсатора давления в технологическом цикле производства ДПА.

Список литературы

1. Ордынцев, В. М. Математическое описание объектов автоматизации / В. М. Ордынцев. – М. : Машиностроение, 1965. – 360 с.
2. Шеленок, Е. А. Гибридная система управления нелинейным скалярным объектом в циклических режимах / Е. А. Шеленок // Информатика и системы управления. – 2010. – № 3 (25). – С. 147–156.

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

Шварев Алексей Владимирович

инженер,

Научно-исследовательский институт

физических измерений

E-mail: nimk15@niifi.ru

Shvarev Aleksey Vladimirovich

engineer,

Scientific-research Institute

of physical measurements

УДК 681.586.772:519.65

Нефедьев, Д. И.

Построение математической модели пульсатора давления с использованием двумерной аппроксимации / Д. И. Нефедьев, А. В. Шварев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 25–30.

УДК 615.47-114:616-07-08

О. Н. Бодин, А. С. Сергеенков, П. С. Царев, М. А. Целикин

АНАЛИЗ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АНТРОПОМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ТОРСА ПАЦИЕНТА

O. N. Bodin, A. S. Sergeenkov, P. S. Tsarev, M. A. Tselikin

ANALYSIS OF MEASURING ANTHROPOMETRIC INFORMATION TO CONSTRUCT A COMPUTER MODEL OF THE PATIENT'S TORSO

А н н о т а ц и я. Проведен анализ и описаны особенности построения компьютерной модели торса на основании индивидуальных антропометрических данных пациента. Предложена компьютерная модель торса пациента, учитывающая размер и положение сердца в грудной клетке. Реализация компьютерной модели торса пациента возможна средствами компьютерной графики, а также математического моделирования.

A b s t r a c t. This article analyzes and describes the characteristics of building a computer model of the torso on the basis of individual anthropometric data of the patient. Proposed a computer model of the patient's torso, which takes into account the size and position of the heart in the chest. Implementation of a computer model of the patient's torso is possible by means of computer graphics and mathematical modeling.

К л ю ч е в ы е с л о в а: компьютерная модель торса, антропометрия, трансверсальный диаметр, сагиттальный диаметр.

К e y w o r d s: computer model of the torso, anthropometry, transverse diameter, sagittal diameter.

Здравоохранение – одна из важнейших сфер деятельности общества. В наши дни оно переживает период бурного развития, которое по темпам и качеству должно соответствовать потребностям населения.

Приоритетными целями государственной политики в области здравоохранения являются сохранение и улучшение состояния здоровья населения на основе обеспечения доступности медицинской помощи.

Основную проблему для современного здравоохранения представляют сердечно-сосудистые заболевания (ССЗ), которые, по данным Всемирной организации здравоохранения, занимают первое место в мире по причинам смертности, и Россия лидирует по их количеству: ежегодно в нашей стране умирает от ССЗ более 1 млн человек. Особая опасность ССЗ заключается в остром неожиданном начале и атипичной клинической картине, что не позволяет самим пациентам и участковым врачам поликлиник быстро и правильно оценить ситуацию. Профилактика и диагностика ССЗ являются важной задачей, а разработка соответствующих средств – актуальной научно-технической проблемой.

Основное внимание должно уделяться оснащению медицинских учреждений современным диагностическим оборудованием, а также обеспечению населения высокотехнологичной медицинской помощью. Необходимо массовое профилактическое обследование (скрининг) населения, при котором каждый житель страны должен иметь «паспорт здоровья» и ежегодно проходить электрокардиографическое и флюорографическое обследование. При этом основ-

ным принципом использования диагностического оборудования является не замена врача, а помощь врачу в оценке состояния сердечно-сосудистой системы.

Для подобных целей строятся компьютерные модели, позволяющие выявить основные факторы изучаемого объекта, в частности, исследовать отклик моделируемой физической системы на изменения ее параметров и начальных условий.

При диагностике состояния сердечно-сосудистой системы необходимо учитывать положение сердца внутри грудной клетки пациента. Сердце является геометрическим объектом сложной формы, его размеры и расположение у каждого пациента индивидуальны. Форма сердца и его положение меняются во время сокращений, а также при дыхании. Положение сердца в грудной клетке определяется углом наклона к горизонтали длинника сердечной тени («L»). Последний соединяет правый атриовазальный угол («2») с верхушкой сердца («1») [1].

В прямой проекции различают три нормальных варианта положения сердца (рис. 1):

1. Косое положение сердца – у нормостеников, угол наклона длинника сердца составляет около 45° (рис. 1,а).
2. Вертикальное положение – у астеников, угол наклона длинника сердца составляет больше 45° (рис. 1,б).
3. Горизонтальное положение – у гиперстеников, угол наклона длинника сердца составляет меньше 45° (рис. 1,в).

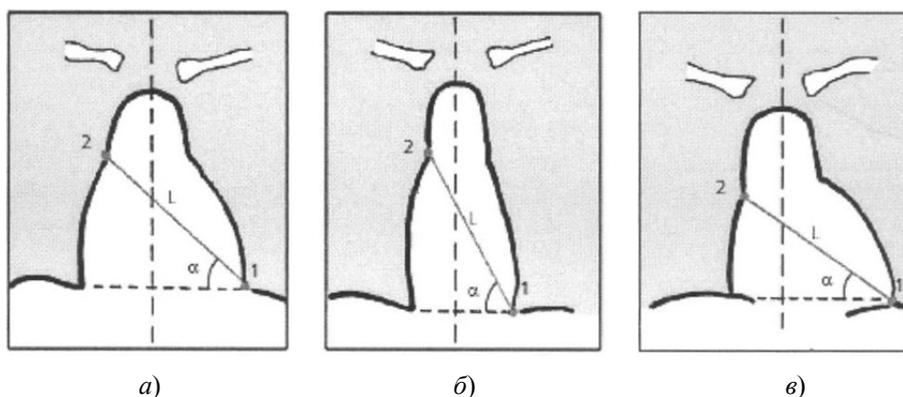


Рис. 1. Варианты расположения сердца в грудной клетке

Возможность проанализировать положение сердца пациента в грудной клетке позволит врачу более точно поставить диагноз и назначить лечение.

Для построения компьютерной модели торса используются методы компьютерной графики и математического моделирования. Алгоритм построения компьютерной модели состоит из следующих этапов [2] (рис. 2).

1 этап: моделирование (создание геометрии).

Создается геометрия тел без учета их физических свойств. Основными приемами для создания модели являются:

- выдавливание;
- вращение;
- булевы операции.

2 этап: наложение текстуры.

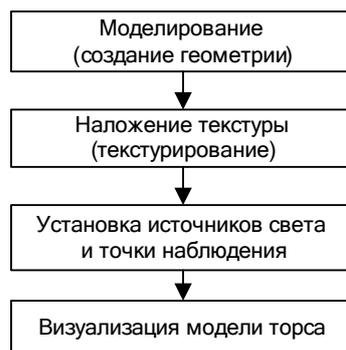


Рис. 2. Этапы построения компьютерной модели торса

Для придания более реалистичного и насыщенного вида поверхности объекта применяется метод текстурирования.

При построении компьютерной модели сердца пациента первоначально строится каркасная модель (видимыми являются только края поверхности трехмерного тела). Каркасная модель затем заполняется внутренним содержанием, цветом, текстурами, а также освещается. Внутреннее заполнение каркасной модели сердца происходит с помощью фрактального алгоритма [3].

Термин «фрактал» введен бельгийским математиком Бенуа Мандельбротом, а сам фрактал по Мандельброту состоит из геометрических фрагментов различного размера и ориентации, но аналогичных по форме. У фракталов есть общее свойство – это наличие рекурсивной процедуры их генерации, которая, как правило, достаточно проста и максимально учитывает свойство самоподобия.

Для получения твердотельного представления модели торса используется подход представления твердого тела восьмеричным деревом. Данный алгоритм является иерархическим. Заполнение объекта происходит элементами максимального размера. Объектное пространство представляется в виде куба и разделяется на восемь равных частей, которые, в свою очередь, могут разделяться таким же образом. После каждого такого разбиения необходимо проверять одно условие – пересечение граней куба с границей объекта. В зависимости от результатов проверки кубу присваивается статус: куб снаружи объекта (в этом случае он не подлежит дроблению); куб внутри объекта (он также не подлежит дроблению); куб пересекается с границей объекта (куб подлежит дроблению). Дробление прекращается, когда все кубы будут иметь первый или второй статус. Набор элементов, которые находятся во внутренней области, будет являться представлением объекта.

Элементы представляют собой кубы (хотя и разного размера), а действие, производимое над ними, – одно и то же, только каждый раз на новом уровне (каждый раз, когда дробится очередной элемент, повышается уровень детализации). Каждый куб представляет собой узел восьмеричного дерева: исходный – корневой узел, а тот, который более не подлежит дроблению, – листовая. Из всех узлов, кроме листовых, исходят восемь ветвей, так как каждый куб дробится на восемь новых.

При построении и визуализации твердотельной модели торса с использованием фракталов время визуализации пропорционально не сложности геометрии моделируемого объекта (как в традиционных алгоритмах синтеза), а числу элементов в исходной модели. Простая итеративная процедура генерирования элементов объекта позволяет построить компьютерную модель за короткое время.

3 этап: установка источников света и точки наблюдения.

На данном этапе происходит выбор яркости, тона света, глубины и резкости. Выбирается точка наблюдения, от которой зависит «эффект присутствия» – вид с высоты «птичьего полета» или с человеческого роста.

4 этап: визуализация.

Этап визуализации является завершающим при работе с моделью [4], он заключается в настройке параметров отображения модели (добавление специальных эффектов: сияние, блики и т.д.) [5].

В результате выполненных действий строится шаблон компьютерной модели торса. Данный шаблон представляет собой осредненную модель торса.

Для построения компьютерной модели торса конкретного пациента необходимо выполнить следующие этапы:

1. Измерение антропометрических данных пациента.
2. Снятие флюорографии пациента.
3. Обработка индивидуальных данных пациента.
4. Трансформация компьютерной модели торса.
5. Построение компьютерной модели торса пациента.

Рассмотрим подробнее выполняемые операции.

На этапах измерения антропометрических данных и снятия флюорографии пациента определяются опорные точки для компьютерной модели пациента.

В горизонтальном сечении грудная клетка человека более всего соответствует эллипсу, в качестве модели торса пациента выбирается осредненная структура в виде эллиптического

цилиндра, имеющая три параметра – a , b и h , которые соответствуют основным антропометрическим параметрам груди – трансверсальному диаметру, сагиттальному диаметру и высоте. Высота, или длина, туловища измеряется как расстояние между уровнями гребня лопатки и верхней части позвоночной кости [6].

На рис. 3 показан контур торса пациента с указанием трансверсального, сагиттального диаметров, длины эллипса и высоты туловища.

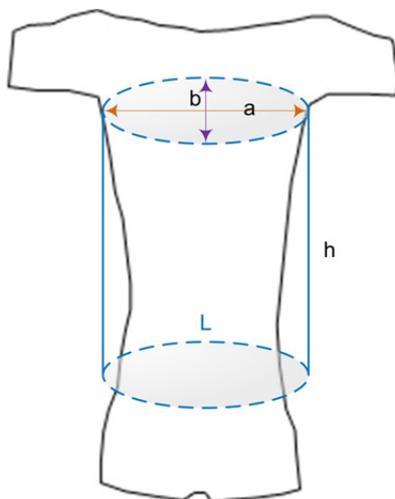


Рис. 3. Изображение контура торса пациента:
 a – трансверсальный диаметр; b – сагиттальный диаметр;
 L – длина эллипса; h – высота (длина туловища)

Для построения компьютерной модели торса пациента измеряются следующие параметры:

- обхват грудной клетки (длина эллипса);
- полуобхват грудной клетки (трансверсальный диаметр).

Рассмотрим формулу для определения длины эллипса [7]:

$$L = \pi \left(\frac{a}{2} + \frac{b}{2} \right).$$

Из указанной формулы получаем выражение для нахождения сагиттального диаметра (b):

$$b = \frac{2L - \pi a}{\pi}.$$

Трансверсальный и сагиттальный диаметры могут быть получены из флюорографических снимков пациента.

После измерения и вычисления основных антропометрических параметров происходит их обработка, а на основании обработанных данных – трансформация уже построенной компьютерной модели торса. Корректируются опорные точки модели. В результате на выходе формируется компьютерная модель торса пациента в соответствии с его индивидуальными антропометрическими данными.

Для выделения контура сердца на модели торса используются флюорографические снимки пациента. Известен способ автоматического определения размеров и положения сердца пациента по флюорографическим снимкам (ФОС) [8]. Данный способ может быть использован в компьютерных диагностических системах при массовых профилактических обследованиях (скрининге) сердечно-сосудистой системы для реконструкции трехмерной структуры сердца.

Данный способ включает следующие этапы:

1. Регистрация фронтального ФОС.

Для регистрации ФОС используется специализированная рентгенографическая аппаратура, включающая люминесцентный экран, электронную камеру, оптическую систему, компьютер, планшет, светозащитный кожух и рентгенопрозрачный экран. ФОС регистрируют в

нескольких стандартных проекциях. ФОС грудной клетки пациента хранятся в цифровом виде в памяти компьютера.

2. Регистрация левобочкового ФОС.

Регистрация осуществляется на рентгенограмме грудной клетки с использованием специализированной рентгенографической аппаратуры. Регистрация левобочковой проекции ФОС осуществляется с целью получения дополнительной информации о контуре сердца, его размерах и положении. Левобочковая проекция сердца совместно с фронтальной проекцией позволит произвести корректировку компьютерной модели сердца с целью получения компьютерной модели сердца пациента.

3. Разложение ФОС на составные части.

Данный этап осуществляется с использованием декомпозиции на эмпирические моды (ДЭМ) для зарегистрированных флюорографических снимков во фронтальной и левобочковой проекциях.

Декомпозиция ФОС на эмпирические моды является адаптивным методом анализа данных. Базис, используемый для разложения ФОС (набор эмпирических мод), конструируется непосредственно из самого регистрируемого ФОС. Это позволяет учесть все его локальные особенности [9].

Эмпирические моды – это монокомпонентные составляющие на ФОС, модулированные по амплитуде и частоте для каждой строчки и столбца снимка, т.е. их амплитуда и частота меняются во времени. Моды не имеют строгого аналитического описания, но должны удовлетворять двум условиям [10]:

- общее число экстремумов и число пересечений нуля должны отличаться не более чем на единицу;

- среднее значение двух огибающих: верхней, интерполирующей локальные максимумы, и нижней, интерполирующей локальные минимумы, – должно быть приближенно равно нулю.

Схема алгоритма ДЭМ ФОС включает следующие действия:

- определение локальных экстремумов (максимумов и минимумов) ФОС;
- определение верхней и нижней огибающих ФОС с помощью кубической сплайн-интерполяции [11] по найденным локальным экстремумам;
- вычисление среднего значения огибающих ФОС в соответствии с выражением;
- вычисление остатка ФОС;
- вычисление значения критерия останова;
- проверка условия останова. На этом этапе осуществляется сравнение значения остатка ФОС со значением нормализованной квадратичной разности;
- вывод эмпирических мод ФОС.

4. Восстановление ФОС путем суммирования отдельных составных частей.

Следующий этап «Восстановление ФОС» осуществляют путем суммирования отдельных составных частей ФОС. На этом этапе осуществляется восстановление флюорографических снимков путем суммирования отдельных эмпирических мод разложенных флюорографических снимков $m_k(m_i, n_i)$. Целью этапа «Восстановление ФОС» является получения ФОС с явными текстурными различиями в области сердца относительно других органов на снимке. Критерием оценки качества изменения текстуры сердца во фронтальной и левобочковой проекциях ФОС является однородная мелкозернистая текстура области сердца, которая позволяет выделить его границы от других органов на снимке.

5. Текстурированный анализ восстановленного ФОС.

Выполнение данного этапа осуществляется на восстановленных ФОС во фронтальной и левобочковой проекциях. Целью текстурного анализа является выделение области сердца от других органов на снимке.

Текстурированный анализ восстановленных ФОС производится с помощью метода скользящего окна. Суть метода заключается в том, что выбирается область на ФОС, представляющая собой квадратный участок, длина стороны которого равна 10 пикселей. Сначала с помощью скользящего окна производится обработка всех участков изображения в определенной последовательности, слева направо сверху вниз. При этом на каждом следующем шаге окно смещается на один элемент (пиксель), т.е. новое окно перекрывает предыдущее. Скользящее окно смещается сначала по горизонтали от левого края изображения к правому, затем при достижении правой границы смещается на 1 пиксель по вертикали от верхней к нижней части изобраа-

жения и возвращается к левому краю изображения. Таким образом осуществляется построчный обход изображения до тех пор, пока окно не достигнет его нижней правой границы.

Затем для выбранного окна оценивается фрактальная размерность содержимого, которая отражает степень зернистости текстуры в данном окне. Численное значение величины фрактальной размерности характеризует степень заполненности окна элементами, в котором существует фрактальная система.

Расчет фрактальной размерности выбранного квадратного участка на восстановленном ФОС осуществляется с целью определения зернистости текстуры на снимках (мелкозернистой и крупнозернистой). Для участка на снимке, в котором имеется только черный цвет, фрактальная размерность будет равна 2, т.е. совпадать с топологической размерностью плоскости изображения, а для участка на снимке, в котором имеется только белый цвет, фрактальная размерность будет равна 1. Для участка на снимке, имеющем градиацию серого цвета, фрактальная размерность будет дробной и варьируется в пределах от 1 до 2.

Расчет фрактальной размерности отдельных квадратных участков осуществляется следующим образом. Сначала на каждый квадратный участок накладывается сетка с квадратной ячейкой размером 1×1 пиксель и подсчитывается число клеток, в которые попадает фрактал (участок только черного цвета). Затем определяется зависимость количества ячеек, занятых черными или белыми пикселями, от размера ячейки, т.е. определяется фрактальная размерность отдельно взятого квадратного участка на ФОС по следующей формуле:

$$D = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{\ln N}{\ln(1/\varepsilon)},$$

где D – фрактальная размерность; N – минимальное число квадратных ячеек, которые полностью покрывают фрактальное множество, т.е. участок только черного цвета; ε – длина стороны квадратной ячейки сетки квадратного участка.

N может изменяться от 1 до 100, так как количество ячеек, перекрывающих участок черного цвета, находится в зависимости от текстуры снимка, при условии, что сторона одной квадратной ячейки, вписанной в квадратный участок на снимке размером 10×10 пикселей, равна 1 пиксель.

6. Определение верхней границы сердца.

Данный этап осуществляется на основе сегментации выделенной области сердца на снимках и анализа его верхней границы методом активных контуров.

Производится сегментация области сердца на снимках путем центрирования области сердца на изображении, т.е. центр снимка (x_s, y_s) совмещается с центром области сердца (x_c, y_c) . Затем относительно центра области сердца (x_c, y_c) проводится центральная вертикальная линия, на которой определяются крайние вертикальные черные точки (пиксели) области сердца, интенсивность которых в пределах своих значений будет отличаться от других точек (пикселей) на снимке: (x_c, y_h) координата верхней и (x_c, y_l) координата нижней точек области сердца, лежащие на центральной вертикальной линии. От найденных крайних точек на снимках отступается $1/4$ для верхней точки вниз, а для нижней – вверх относительно расстояния между точками и центром, находятся дополнительные вертикальные точки области сердца на снимках:

$$(x_c, y_{h1}) = (x_c, y_h) + \frac{1}{4}((x_c, y_c) - (x_c, y_h)).$$

7. Определение нижней границы сердца.

На данном этапе осуществляется определение нижней границы сердца путем обнаружения опорных прямых линий на ФОС с помощью преобразования Хафа. Для выполнения преобразования Хафа необходимо произвести предварительную обработку зарегистрированного ФОС. Сначала зарегистрированный ФОС преобразовывается к оттенкам серого цвета, затем указываются на ФОС резкие перепады интенсивности путем применения цифрового фильтра выделения границ. Далее производится операция негативного преобразования и пороговая бинаризация, которые оставят на снимке только два цвета: черный – цвет объекта, белый – цвет фона. Полученное таким образом бинарное изображение подается на вход алгоритма Хафа – поиска опорных точек, лежащих на нижней границе сердца ФОС.

После выполнения предварительной обработки ФОС приступают к выполнению преобразования Хафа. Преобразование Хафа представляет собой метод определения опорных прямых линий на снимке, заданных параметрически.

Таким образом, в результате определения опорных точек на снимке посредством преобразования Хафа осуществляется определение нижней границы сердца на ФОС.

8. Регистрация левой и правой границ сердца на основе границ легких.

На данном этапе осуществляется регистрация левой и правой границ сердца на основе известных, предварительно выделенных границ правого и левого легкого. Таким образом, этап регистрации левой и правой границ сердца является решенным при заранее известных границах легких.

9. Синтез проекций модели сердца.

Синтез проекций модели сердца заключается в получении проекций трехмерной модели сердца на плоскости, соответствующей прямой и левой боковой проекциям сердца при флюорографическом обследовании. Создается массив контуров проекций компьютерной модели сердца, получаемых последовательными поворотами модели с заданным шагом угла по трем координатным осям (X, Y, Z).

10. Наложение и совмещение проекций модели сердца с изображением на ФОС.

Данный этап заключается в наложении изображения проекции модели сердца на изображение контура сердца, выделенного на ФОС, определении геометрического центра контурного изображения сердца, после чего производится совмещение геометрического центра проекции модели сердца с геометрическим центром контурного изображения сердца с помощью операции сдвига вдоль координатных осей. Данная операция реализуется средствами компьютерной графики.

11. Сравнение и выбор проекций с наименьшим несовпадением контуров.

На данном этапе выполняется последовательное сравнение контуров сердца на ФОС пациента и контуров различных проекций модели сердца из созданного массива. При этом перебираются все возможные сочетания углов поворота вокруг координатных осей.

12. Нелинейное масштабирование модели сердца.

В зависимости от отношения площадей изображения сердца на ФОС и проекции модели сердца, повернутой на соответствующий угол, вычисляются коэффициенты масштабирования модели сердца вдоль каждой из координатных осей (X, Y, Z).

13. Вывод параметров модели сердца.

На данном этапе происходит представление параметров сердца врачу. После определения углов поворота и коэффициентов масштабирования трехмерная модель сердца находится в состоянии подобия сердцу пациента. Врачу представляются вычисленные размеры и положение трехмерной модели сердца, которые сохраняются в базе данных.

При реализации данного способа создается поверхностная модель сердца пациента, позволяющая определить размеры и положение сердца в грудной клетке.

В результате врачу представляется реалистичная компьютерная модель торса пациента с выделенным контуром сердца. Подобная модель позволит повысить качество оказания медицинской помощи и предоставит врачу новые инновационные возможности для диагностики и лечения пациентов.

Список литературы

1. Ройтберг, Г. Е. Лабораторная и инструментальная диагностика заболеваний внутренних органов / Г. Е. Ройтберг, А. В. Струтынский. – М. : Медицина, 2003. – 224 с.
2. Никулин, Е. А. Компьютерная геометрия и алгоритмы машинной графики / Е. А. Никулин. – СПб. : БХВ-Петербург, 2003. – 560 с.
3. Бодин, О. Н. Разработка фрактального алгоритма для построения трехмерной модели сердца / О. Н. Бодин, А. В. Кузьмин // САПР и графика. – 2005. – № 3. – С. 73–75.
4. Энджел, Э. Интерактивная компьютерная графика. Вводный курс на базе OpenGL = Interactive Computer Graphics. A Top-Down Approach with Open GL / Э. Энджел. – 2-е изд. – М. : Вильямс, 2001. – 221 с.
5. Роджерс, Д. Алгоритмические основы машинной графики = Procedural elements for computer graphics / Д. Роджерс. – М. : Мир, 1989. – 445 с.

6. Титомир, Л. И. Неинвазивная электрокардиотопография / Л. И. Титомир, В. Г. Трунов, Э. А. И. Айду. – М. : Наука, 2003. – 198 с.
7. Фильчаков, П. Ф. Справочник по высшей математике / П. Ф. Фильчаков. – Киев : Наукова думка, 1974. – 167 с.
8. Пат. 2372844. Российская Федерация. Способ автоматического определения размеров и положения сердца пациента по флюорографическим снимкам / О. Н. Бодин, А. В. Кузьмин, М. А. Семенкин, А. Е. Мойсеев. – 14 с.
9. Huang, N. E. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis / N. E. Huang, Z. Shen, S. R. Long // Proc. R. Soc. Lond. A. – 1998. – V. 454. – 255 с.
10. Мицель, А. А. Непараметрический алгоритм текстурного анализа аэрокосмических снимков / А. А. Мицель, Н. В. Колодникова, К. Т. Протасов // Известия ТПУ. – 2007. – № 1. – С. 65.
11. Корнейчук, Н. П. Сплайны в теории приближения / Н. П. Корнейчук. – М. : Наука, Гл. ред. физ.-мат. л-ры, 1984. – 352 с.

Бодин Олег Николаевич

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

Bodin Oleg Nikolaevich

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

Сергеенков Антон Сергеевич

магистрант,
Пензенский государственный университет
E-mail: sergeenkov_anton@mail.ru

Sergeenkov Anton Sergeevich

graduate student,
Penza State University

Царев Павел Сергеевич

студент,
Пензенский государственный университет
E-mail: tsarevpavel@mail.ru

Tsarev Pavel Sergeevich

student,
Penza State University

Целикин Михаил Алексеевич

студент,
Пензенский государственный университет
E-mail: Tselikin@mail.ru

Tselikin Mikhail Alekseevich

student,
Penza State University

УДК 615.47-114:616-07-08

Бодин, О. Н.

Анализ измерительной антропометрической информации для построения компьютерной модели торса пациента / О. Н. Бодин, А. С. Сергеенков, П. С. Царев, М. А. Целикин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 31–38.

УДК 681.518.3

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

ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫСОКОТОЧНЫХ СИГМА-ДЕЛЬТА АЦП В СОСТАВЕ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

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

FEATURES OF DESIGN OF HIGH-PRECISION SIGMA-DELTA ADC AS PART OF INFORMATION-MEASURING SYSTEMS

А н н о т а ц и я. Рассмотрены некоторые особенности и методы проектирования высокоточных сигма-дельта АЦП в составе информационно-измерительных систем. Проведен обзор современных сигма-дельта АЦП, производимых ведущими мировыми фирмами. Приведена математическая модель сигма-дельта модулятора k -порядка. Перечислены признаки хаотических колебаний, возникающие в нелинейных непрерывно-дискретных системах, сделаны выводы.

A b s t r a c t. Some features and design methods of high-precision sigma-delta ADCs in the information-measuring systems are considered. A review of modern sigma-delta ADC, produced the world's leading companies is held. A mathematical model of the sigma-delta modulator k -order is presented. The sings of chaotic fluctuations that occur in nonlinear discrete-continuous systems, conclusions are made.

К л ю ч е в ы е с л о в а: сигма-дельта АЦП, информационно-измерительные системы, нелинейные непрерывно-дискретные системы, сигма-дельта модулятор, периодические колебания, хаотические колебания, методы проектирования.

Key words: sigma-delta ADC, information-measuring systems, nonlinear continuous-discrete systems, sigma-delta modulator, periodic fluctuations, chaotic fluctuations, design methods.

Введение

Принципы сигма-дельта модуляции ($\Sigma\Delta$ -модуляции) известны еще с 80-х гг. прошлого века. Однако наибольшее распространение в практических приложениях $\Sigma\Delta$ -модуляция получила в 90-х гг. при построении высокоточных АЦП [1–3]. АЦП, использующие методы $\Sigma\Delta$ -модуляции, выгодно отличаются простотой технической реализации и высокой точностью. Принцип $\Sigma\Delta$ -модуляции используется не только для построения высокоточных АЦП, но и для целого ряда ПИ, входящих в состав информационно-измерительных систем (ИИС), таких как синтезаторы частоты, ЦАП, системы передачи данных и др. [4, 5].

Важным вопросом при проектировании высокоточных сигма-дельта АЦП ($\Sigma\Delta$ -АЦП) является учет некоторых особенностей, которые связаны с тем, что дифференциально-разностные уравнения, описывающие динамику аналого-цифрового преобразования, относятся к классу нелинейных. Нелинейным элементом в структуре $\Sigma\Delta$ -АЦП является однобитный квантователь в составе модулятора, роль которого выполняет компаратор. Таким образом, выходным сигналом модулятора является однобитный цифровой сигнал, а выходной многоуровневый код АЦП получается путем цифровой низкочастотной фильтрации. Именно процедура однобитного квантования в сочетании с процедурой последующей цифровой фильтрации позволяет решить задачу получения высокой точности (до 24 разрядов) и практически абсолютной линейности функции преобразования.

1. Обзор современных $\Sigma\Delta$ -АЦП

Широкое распространение $\Sigma\Delta$ -АЦП получили за счет того, что они обладают высокой надежностью, минимальной потребляемой мощностью, малыми габаритами и низкой стоимостью. В настоящее время производится большое количество высокоточных измерительных $\Sigma\Delta$ -АЦП, имеющих различную архитектуру.

Высокоточные низкочастотные $\Sigma\Delta$ -АЦП серийно выпускаются следующими фирмами: Analog Devices, Linear Technology, Maxim Integrated Products, Microchip Technology, Texas Instruments, Xemics, Cypress Microsystems. Продукция данных фирм является передовой в измерительных технологиях и позволяет охарактеризовать достижения в области $\Sigma\Delta$ -аналого-цифровых преобразователей. В табл. 1 приводится краткий обзор технических характеристик $\Sigma\Delta$ -АЦП, серийно выпускаемых ведущими мировыми фирмами, в которой указаны разрядность $\Sigma\Delta$ -АЦП, порядок $\Sigma\Delta$ -модулятора, тип цифрового фильтра, частота следования выходных отсчетов и степень подавления внешних помех.

Таблица 1

Краткий обзор технических характеристик $\Sigma\Delta$ -АЦП

№	Название	Разрядность АЦП	Модулятор	Фильтр	Fout, Гц	50/60 Гц, Дб
<i>Analog Device</i>						
1	AD7701	16	2	Гаусса	5/10/4000	55/90
2	AD7703	20	2	Гаусса	5/10/4000	55/90
3, 4	AD7705/06	16	2	sinc3	5...50	100
5	AD7709	16	2	sinc3 + доп.	5...100	100
6-8	AD7712/13/14	12-24 (22,5)	2	sinc3	<1000	100
9	AD7715	16	2	sinc3	20... 500	100
10	AD7716	22	2	sinc3	<140...2232	100
11	AD7719	16/24	2	sinc3 + доп.	5...105	110
12	AD7782	24	2	sinc3 + доп.	20	60/94
13, 14	AD7730/31	24	1	sinc3, sinc3 + доп.	800... 6400	88
15	ADuC816	16	2	sinc3 + доп.	5...100	90/70
16	ADuC824	16 + 24	2	sinc3 + доп.	5...100	90/70
17	AD 1555/56	24 (22)	4	Чебышева + доп.	250... 16000	0
<i>Linear Technology Corp.</i>						
18-20	LTC2400/01/02	24(21,6)	3	sinc4	1...120	110
21-28	LTC2410/11/11-1/12/13/14/15/18	24(22,5)	3	sinc4 + доп.	7,5/6,25/6,8	110
29	LTC2440	24(22,5)	3	sinc4 + доп.	6,9...880	110
30,31	LTC2424/28	20	3	sinc4	1...800	110
32, 33	LTC2430/31	20	3	sinc4 + доп.	6,5/7,5	110
<i>Maxim Integrated Products</i>						
34, 35	MAX110/111	+/-14	1	sinc	48... 480	40
36-39	MAX 1400/01/02/03	18(16)	2	sinc, sinc3	<480	100
<i>Microchip Technology Inc.</i>						
40-45	TC3400/01/02/03/04/05	16	1	sinc2	<3500	80
<i>Texas Instruments Inc.</i>						
46	ADS1100	12, 14, 15, 16	2	sinc2	8/16/32/128	80
47	ADS1110	12, 14, 15, 16	2	sinc2	15/30/60/240	80
48, 49	ADS1210/11	24 (20-23)	2	sinc3	<15600	100-140
50, 51	ADS1212/13	16-22	2	sinc3	<62500	100-130
52-54	ADS1216/17/18	22	2	sinc2, sinc3, sinc2 + доп.	<1000	100
55-58	ADS 1240/41/42/43	19-21	2	мод. sinc3 + доп.	3,75/7,5/15	90-130
59	ADS 1244	20	3	мод. sinc3	15	60-100
60	ADS1250	20 (18)	4	sinc5	<25000	160
61-64	ADS 1251/52/53/54	24 (19)	4	sinc5	<40000	160
65	DDC112	20	2	sinc2	2000	80
<i>Xemics SA</i>						
66-68	XE88LC01/03/05	6...16	2	ЦФ, ЦФ + доп.	60... 25000	80
<i>Cypress Microsystems Inc.</i>						
69, 70	CY8C25xxx/26xxx	8/11	1	sinc2	125... 30000	80

В качестве цифровых фильтров в современных $\Sigma\Delta$ -АЦП наиболее распространены цифровые sinc-фильтры. Обозначение $\text{sinc}(x)$ довольно часто встречается в теории спектров, оно соответствует функции $\sin(x)/x$ [1]. Импульсные характеристики (ИХ) таких фильтров образуются сверткой нескольких прямоугольных импульсов во временной области, что соответствует цифровому индексу. Наиболее типичным являются фильтры 3-го, 4-го порядков ($\text{sinc}3$, $\text{sinc}4$).

Как видно из таблицы, $\Sigma\Delta$ -АЦП ориентированы на измерения низкочастотных сигналов звукового диапазона. В качестве сигма-дельта модулятора ($\Sigma\Delta$ -модулятора) используются модуляторы 2–4 порядков с простейшими цифровыми фильтрами, относящимися к классу sinc, либо с классическими фильтрами Гаусса и Чебышева. Также нужно отметить, что область использования $\Sigma\Delta$ -АЦП непрерывно изменяется в область высокочастотных измерений, например в радиосистемах для преобразования промежуточной частоты, оцифровки сигналов и т.д.

2. Методы проектирования высокоточных $\Sigma\Delta$ -АЦП

Классическая структура $\Sigma\Delta$ -модулятора высоких порядков представляет собой структуру интегрирующего дискретизатора (ИД) с многократным интегрированием, в цепи ОС которой включен однобитный ЦАП.

На рис. 1 представлена структура $\Sigma\Delta$ -модулятора k -порядка [6].

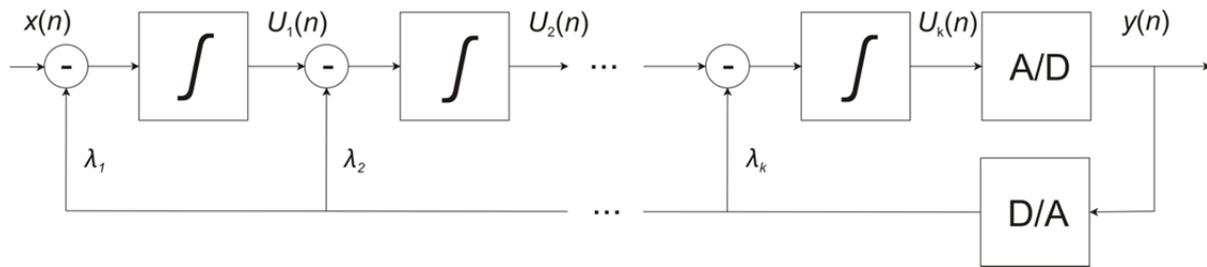


Рис. 1. Структура $\Sigma\Delta$ -модулятора k -порядка

Система разностных уравнений, описывающая работу модулятора 3-го порядка в составе $\Sigma\Delta$ -АЦП, приведена ниже:

$$\begin{cases} U_{1[n]} = U_{1[n-1]} + \epsilon X_{[n]} - \epsilon \lambda_1 Y_{[n-1]}; \\ U_{2[n]} = U_{2[n-1]} + \epsilon U_{1[n-1]} - \epsilon \lambda_2 Y_{[n-1]} - \frac{\epsilon^2}{2!} \lambda_1 Y_{[n-1]} + \frac{\epsilon^2}{2!} X; \\ U_{3[n]} = U_{3[n-1]} + \epsilon U_{2[n-1]} + \frac{\epsilon^2}{2!} U_{1[n-1]} - \epsilon \lambda_3 Y_{[n-1]} - \frac{\epsilon^2}{2} \lambda_2 Y_{[n-1]} - \frac{\epsilon^3}{6} \lambda_1 Y_{[n-1]} + \frac{\epsilon^3}{6} X; \\ Y_{[n]} = \text{sign}(U_{3[n]}), \end{cases} \quad (1)$$

где $U_{k[n]}$ – напряжение на выходе k -го интегратора в моменты времени дискретизации $t_n = nh$; h – шаг дискретизации; n – номер шага; $\epsilon = h\tau^{-1}$ – относительная постоянная времени интегратора; $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ – масштабные коэффициенты обратной связи; X – входной сигнал, Y – выходной сигнал модулятора.

При проектировании высокоточных $\Sigma\Delta$ -АЦП основными являются метод имитационного моделирования (например, пакет ПО MathLab Simulink) и метод численных расчетов (анализ методом рядов Вольтера, теория комплексных функций, метод одномерного и многомерного преобразования Лапласа).

На этапе выбора структурно-алгоритмических решений используется для упрощения метод идеализации реальных структур: вводятся модели идеального интегратора, идеального компаратора, исключается инструментальная погрешность, анализ проводится на ограниченном наборе тестовых сигналов. Это позволяет решить задачу оптимизации алгоритма цифровой фильтрации, определить область допустимых значений параметров модулятора по крите-

рию устойчивости, минимизации СКО шума квантования и максимального динамического диапазона.

Как недостатки этого подхода нужно отметить:

- 1) высокую трудоемкость вычислений (объем численных расчетов);
- 2) невозможность интегральной оценки основных характеристик $\Sigma\Delta$ -АЦП;
- 3) необходимость экспериментальной проверки с целью обеспечения достоверности полученных результатов в ходе численных расчетов;
- 4) невозможность получения простых эмпирических аналитических зависимостей между параметрами структуры и характеристиками АЦП, что является следствием отсутствия аналитических решений систем нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих динамику процессов в $\Sigma\Delta$ -модуляторе.

Вторым подходом к проектированию высокоточных $\Sigma\Delta$ -АЦП является использование свойства подобия на уровне математических моделей нелинейных динамических систем (НДС) детерминированного хаоса.

Свойство подобия в данном случае заключается в том, что математические закономерности, которые получены для определенного класса нелинейных систем, могут быть присущи для другого класса нелинейных систем, поскольку вид нелинейности слабо влияет на закономерности динамических процессов. Такой подход является концептуальным для этапа разработки метода исследования ПИ с нелинейностью класса SIGN. В частности, он позволяет найти аналитические решения задачи устойчивости для частных случаев, выявить эффекты, связанные с нелинейностью, такие как бифуркация частоты, аномально высокая чувствительность к возмущающим факторам, наличие эффекта возникновения периодических колебаний в структуре хаотических колебаний («островки устойчивости»).

Математические закономерности, которые присущи классу нелинейных систем, связаны с так называемым динамическим хаосом, возникновением хаотических колебаний, причиной которых являются не внешние, а внутренние факторы.

Причиной хаотических колебаний могут быть тепловые шумы, фликкер-шумы, нестабильность тактовых частот и опорных напряжений. Поэтому важными вопросами являются выяснение причины хаотических колебаний и разделение их на структурно-алгоритмические, связанные с нелинейностью, и на физические, вызванные физическими факторами, перечисленными выше. Этому вопросу посвящены работы, где в частности указываются методы решения [7]:

1. Чувствительность к изменению начальных условий (измеряемая показателем Ляпунова и границами фрактальной области).
2. Широкий Фурье-спектр движения, возбуждаемого на одной частоте (получаемый быстрым преобразованием Фурье (БПФ) с помощью современных электронных спектроанализаторов).
3. Фрактальные свойства движения в фазовом пространстве, которые указывают на присутствие странного аттрактора (характеризуются отображениями Пуанкаре и фрактальными размерностями).
4. Переходные или перемежаемые хаотические движения; непериодические всплески нерегулярного движения (перемежаемость) или первоначально неупорядоченное движение, которое приводит к регулярному движению (методы экспериментального исследования включают измерение средней длительности хаотических всплесков или переходных режимов в зависимости от значения какого-либо параметра).
5. По мере изменения параметров динамической системы могут меняться число точек равновесия и их устойчивость. Такие изменения нелинейных систем, связанные с изменением параметров системы, являются предметом теории бифуркаций. Те значения параметров, при которых изменяются качественные или топологические свойства движения, называются критическими, или бифуркационными, значениями.

На рис. 2 в фазовой плоскости представлен график зависимости выходного сигнала (по оси Y) от входного сигнала (по оси X) на примере $\Sigma\Delta$ -АЦП 3-го порядка при значении сигнала на входе системы $X = 0,5$. Замкнутая траектория на рис. 2 свидетельствует о наличии в системе периодического процесса.

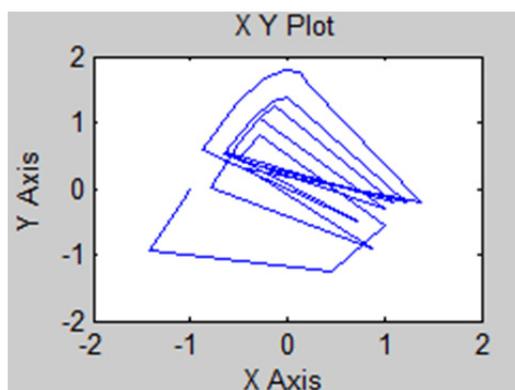


Рис. 2. График зависимости выходного сигнала от входного сигнала в $\Sigma\Delta$ -АЦП 3-го порядка при $X = 0,5$

Результаты моделирования показали, что при отклонении значения сигнала на входе системы X от $X = 0,5$ на величину, большую 10^{-9} , наблюдается постепенный переход от периодических к хаотическим колебаниям. На рис. 3 представлен график зависимости выходного сигнала от входного сигнала для входной величины $X > 0,5 + 10^{-9}$.

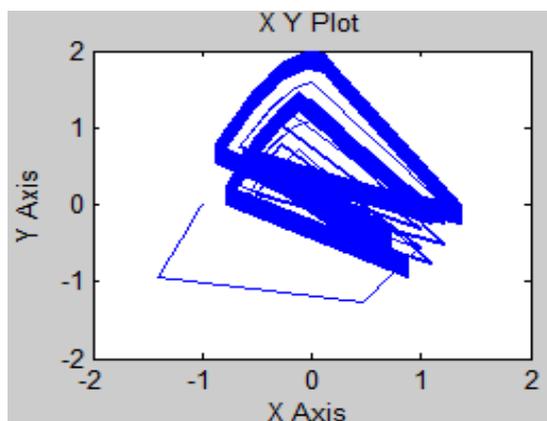


Рис. 3. График зависимости выходного сигнала от входного сигнала в $\Sigma\Delta$ -АЦП 3-го порядка при $X > 0,5 + 10^{-9}$

Наличие незамкнутой траектории на рис. 3 свидетельствует о наличии в системе хаотического процесса.

Выводы

Трудности проектирования высокоточных $\Sigma\Delta$ -АЦП в ИИС на этапе разработки инженерных методик и рекомендаций связаны с большим многообразием вариантов их построения как на уровне структурно-алгоритмических решений, так и в части использования свойств высокоточных $\Sigma\Delta$ -АЦП в ИИС.

Также при проектировании нужно учитывать, что на уровне описания $\Sigma\Delta$ -АЦП как нелинейных непрерывно-дискретных систем для их математического моделирования необходимо использовать опыт проектирования ПИ из смежных областей путем использования метода подобия моделей, структур, алгоритмов управления и обработки информации.

Список литературы

1. Sigma-Delta (S-D) A/D Converters // New Product Application – 1999, winter edition- Analog Devices. – 1998. – P. 113–143.
2. Sigma – Delta ADCs and DACs // Application Reference Manual – Analog Devices. – 1993. – P. 3–18.
3. Синтезаторы частот / Б. И. Шахтарин [и др.]. – М. : Горячая линия – Телеком, 2007. – 128 с.

4. Швец, В. Архитектура сигма-дельта АЦП и ЦАП / В. Швец, Ю. Нищирет // Chip News. – 1998. – № 2. – С. 211.
5. Gary, Ushaw. Sigma Delta Modulation of Chaotic Signal / Ushaw Gary. – Edinburg, 1998.
6. Чувькин, Б. В. $\Sigma\Delta$ -аналого-цифровые преобразователи: основы теории и проектирование : моногр. / Б. В. Чувькин, В. Н. Ашанин, Э. К. Шахов. – Пенза : Информационно-издательский центр ПГУ, 2009. – 188 с.
7. Мун, Ф. Хаотические колебания / Ф. Мун. – М. : Мир, 1990.

Чувькин Борис Викторович

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

Chuvykin Boris Viktorovich

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

Долгова Ирина Анатольевна

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

Dolgova Irina Anatol'evna

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

Сидорова Ирина Александровна

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

Sidorova Irina Aleksandrovna

graduate student,
Penza State University

УДК 681.518.3

Чувькин, Б. В.

Вопросы проектирования высокоточных сигма-дельта АЦП в составе информационно-измерительных систем / Б. В. Чувькин, И. А. Долгова, И. А. Сидорова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 39–44.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

УДК 629.7.072.1

А. Г. Дмитриенко, А. А. Папко, С. И. Торгашин, И. В. Кирянина

ОБ ИССЛЕДОВАНИИ ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ОБЪЕМНОЙ МИКРОМЕХАНИКИ

A. G. Dmitrienko, A. A. Papko, S. I. Torgashin, I. V. Kiryanina

ON STUDY THE POSSIBILITY OF DEVELOPING INERTIAL MODULES ON THE BASIS OF DOMESTIC METHODS OF HIGH-VOLUME MICROMECHANICS

А н н о т а ц и я. Эффективность решения задач навигации подвижных объектов в значительной степени зависит от качества инерциальных модулей, в состав которых входят акселерометры и датчики угловой скорости. В бесплатформенных инерциальных системах выходной сигнал акселерометров подвергается двойному интегрированию для определения скорости и координат. При этом информацию о направлении ускорения получают от датчиков угловой скорости, обеспечивающих для акселерометров опорную систему координат. В настоящее время актуальны исследования и разработки микромеханических инерциальных модулей, обеспечивающих существенное улучшение массогабаритных и энергетических характеристик навигационных систем. Рассмотрены конструктивно-технологические особенности их реализации.

A b s t r a c t. Efficiency of solving moving craft navigation problems mostly depends on the quality of inertial measuring cells comprising accelerometers and angular velocity sensors. In platformless inertial systems to determine velocity and coordinates accelerometer output signal is double integrated. Acceleration direction data at that is received from angular velocity sensors providing reference frame for accelerometers. Currently urgent are investigations and developments of micromechanical inertial measuring cells providing essential improvement of mass-dimensional and energy characteristics of navigation systems. The paper deals with structural and technological peculiarities of their realization.

К л ю ч е в ы е с л о в а: микромеханические инерциальные измерительные модули, микромеханические датчики угловой скорости, микромеханические акселерометры, бес-

платформенные инерциальные навигационные системы, технологии объемной микроэлектроники, МЭМС-технологии, СБИС.

Key words: micromechanical inertial measuring cells, micromechanical angular velocity sensors, micromechanical accelerometers, platformless inertial navigation systems, 3d micro-mechanics technologies, MEMS technologies, VLSI.

Введение

Системы управления движением являются важнейшей частью любого ракетно-космического комплекса.

Для космических аппаратов, движущихся по баллистическим траекториям с большими скоростями и на большом удалении от поверхности Земли, задачи управления решаются посредством использования инерциальных навигационных систем, основными достоинствами которых являются их автономность или независимость от внешних источников информации, возможность выработки данных для управления движением объекта непосредственно на борту и абсолютная помехозащищенность [1].

Основными узлами инерциальной навигационной системы являются:

- измерительный модуль, содержащий по три акселерометра и датчика угловой скорости;
- вычислительный блок, в котором осуществляются интегрирование основного уравнения, вычисление необходимых параметров движения, формирование сигналов управления ориентацией инерциальных измерителей и сигналов компенсации систематических погрешностей;
- блок времени, из которого в измерительный модуль и вычислительный блок поступают сигналы мирового времени;
- блок ввода начальной информации в вычислитель для ориентации инерциальных измерителей и интегрирования основного уравнения;
- блок выдачи информации о параметрах движения.

Датчиками первичной информации для инерциальных измерительных модулей систем управления движением различных объектов являются инерциальные компоненты – датчики угловой скорости и акселерометры.

Датчики угловой скорости (ДУС) измеряют скорость вращения объекта, а акселерометры – ускорение. Для отслеживания ориентации объекта сигналы ДУС интегрируются, а для отслеживания положения объекта сигналы акселерометра дважды интегрируются, что дает представление о положении объекта в глобальной системе координат. При этом известно, что технологии изготовления инерциальных измерительных модулей определяются технологиями изготовления инерциальных компонентов.

Лидирующим российским разработчиком и производителем инерциальных систем управления (термин разработчика) на основе прецизионных акселерометров и поплавковых гироскопов с газодинамической опорой является ФГУП «НПЦ АП им. академика Н. А. Пилюгина». В них опорная система координат обеспечивается установкой акселерометров на платформах, стабилизируемых физическим гирокомпасированием. Платформенная инерциальная система НПЦ АП является универсальным аппаратным ядром ракетносителей разгонных блоков и космических аппаратов различных типов. Несмотря на то что инерциальные компоненты и навигационные системы НПЦ АП с полным правом можно отнести к уровню «High-End» (высшего класса), они не соответствуют современным требованиям из-за неудовлетворительных массогабаритных (масса 30 кг) и энергетических характеристик (энергопотребление 120 Вт).

Известным способом совершенствования инерциальных систем управления и навигации являются бесплатформенная установка акселерометров и гироскопов на борту с жесткой привязкой к осям подвижного объекта и замена физического гирокомпасирования на математическое.

В США лабораторией Дрейпера совместно с фирмой Northrop Electronics Division в конце 80-х гг. прошлого столетия создана одна из первых в мире бесплатформенных инерциальных систем (БИНС) типа AIRS, точность которой до настоящего времени позволяет использовать ее в качестве эталона для других БИНС. Область ее использования из-за значительной сложности примененных технических и технологических решений и высокой стоимости ограничена стратегическими межконтинентальными ракетами серии Minuteman (на конец 1989 г. стоимость одного акселерометра системы AIRS оценивалась в 300 тыс. долл.).

Для зарубежной космической техники бесплатформенные инерциальные навигационные системы в основном разрабатывает и производит фирма Honeywell. В номенклатуру ее продукции входят инерциальные блоки (IMU) и индивидуальные инерциальные компоненты. На

основе технологий Q-Flex фирмой изготавливаются акселерометры типа QA-3000, стоимость которых достигает 14 тыс. долл., и кольцевые лазерные гироскопы HG9848, HG9900, стоимость которых не озвучивается. Системы управления и навигации фирмы Honeywell уровня «High-End» отличаются высокой точностью и по сравнению с отечественными аналогами имеют более совершенные массогабаритные и энергетические характеристики. Их характеристики обеспечивают уникальные и растущие требования управляемых тактических и навигационных платформ всех типов подвижных объектов – изделий РКТ, управляемых снарядов, баллистических перехватчиков, беспилотных транспортных средств, целей, торпед.

ФГУП «НПЦ АП им. академика Н. А. Пилогина» в своих рекламных материалах также заявляет о создании БИНС на основе каналов измерения линейного ускорения на базе маятниковых акселерометров с кремниевым подвесом и магнитоэлектрическим уравниванием типа АКП и каналов измерения угловой скорости на базе трехкоординатного волоконно-оптического датчика угловой скорости с дискретными выходами. Судя по представленным характеристикам акселерометра АКП, каналы измерения ускорения указанной БИНС уступают аналогичным каналам системы фирмы Honeywell не менее чем на порядок по смещению нуля, разрешающей способности, временной и температурной стабильностям коэффициента преобразования. При этом следует отметить, что волоконно-оптические гироскопы также уступают по характеристикам кольцевым лазерным гироскопам, примененным в БИНС фирмы Honeywell. Рекламуемая БИНС НПЦ АП имеет массу 5,2 кг и потребляемую мощность 50 Вт, что более чем вдвое превышает аналогичные характеристики БИНС фирмы Honeywell.

В целях дальнейшего расширения рынка за счет создания сверхминиатюрных БИНС фирма Honeywell достигла определенных успехов на пути практического использования МЭМС-технологий.

Известными целями создания инерциальных МЭМС-компонентов является удовлетворение:

- потребностей рынка специального назначения – военного, космического, сейсмомониторинга и т.д. уровня «High-End»;
- потребностей массового производства автомобильной, строительной и медицинской техники. Приоритетной характеристикой МЭМС-компонентов для этого сектора является низкая стоимость.

Рынок акселерометров массового производства широко известен. Их распространению на другие сегменты рынка препятствуют неудовлетворительные метрологические характеристики, отсутствие индивидуальных характеристик, неудобство механического и электрического подключения на изделия, необходимость использования переходных конструкций и сервисных элементов, ухудшающих массогабаритные характеристики.

Рынок датчиков угловой скорости (ДУС) значительно скромнее в связи с более высокой технологической и конструктивной сложностью по сравнению с акселерометрами.

Возможности развития массовых МЭМС-технологий в РФ ограничены отсутствием гарантированного массового рынка сбыта. Известный российский специалист в области микроэлектроники И. Шахнович пояснял: «Все высокотехнологичные производители электронной продукции ориентированы на массовые сектора рынка. Лучше сразу похоронить какие-либо идеи о применении суперсовременных технологий в немассовых областях, например, военной или военно-космической. Любой другой путь, как показывает практика, не по силам экономике ни одной страны в мире» [2].

Технологии объемной микромеханики не требуют значительных инноваций в свое развитие, в связи с чем и могут эффективно использоваться в мелкосерийном производстве. При этом по сравнению с технологиями массового производства микромеханические акселерометры и ДУС имеют принципиально большие возможности повышения точности. Для них нормируются индивидуальные метрологические характеристики, что является одним из основных преимуществ их применения в инерциальных модулях.

Примером внедрения технологий объемной микромеханики являются акселерометры АЛЕ 049, АЛЕ 050, выпускаемые в ОАО «НИИФИ» с 1998 г.

По сравнению с зарубежными и отечественными аналогами акселерометры типа АЛЕ 049, АЛЕ 050 и новые разработки ОАО «НИИФИ» имеют высокие метрологические характеристики, надежность и механическую прочность, а также отличаются технологичностью механического и электрического подключения к изделиям РКТ. Результаты сравнения микромеханических и интегральных акселерометров нового поколения ОАО «НИИФИ» представлены в табл. 1.

Таблица 1

Технические характеристики микромеханических и интегральных акселерометров

Наименование характеристики и единицы измерений	Характеристики исследуемого акселерометра	Количественные показатели характеристик для каждого типа				Микромеханический акселерометр инерциального модуля HG 1700 фирмы Honeywell	Микромеханический однокомпонентный MS7010 «Colibrys»
		Интегральный акселерометр АЛЕ 064 ОАО «НИИФИ»	Микромеханический акселерометр АЛЕ 065 ОАО «НИИФИ»	Интегральный акселерометр АКП2 ФГУП «НИЦ АП им. академика Н. А. Пилогина»	Интегральный акселерометр АКП2 ФГУП «НИЦ АП им. академика Н. А. Пилогина»		
Диапазон измерений, м/с ²	От ±11 до ±700	От ±2,8 до ±700	От ±2,8 до ±700	±750	±700	±100	
Пределы измерения выходного сигнала, В	(0-6)	(0-6)	(0-6)	±10	(2±1,6)	(2±1,6)	
Среднеквадратическое значение нелинейности градуировочной характеристики, %, не более	0,01	0,001	0,01	0,01	0,05	0,9	
Частотный диапазон измерений, Гц	От 0 до 256	От 0 до 256	От 0 до 256	-	-	0-600	
Разрешающая способность, 10 ⁻⁶ g	100	10	100	-	1000	-	
Температурная стабильность смещения нуля, μg/°C	300	100	300	100	-	-	
Температурная стабильность коэффициента преобразования, %/°C	0,01	0,003	0,01	0,005	-	0,03	
Температура окружающей среды, °C	±65	От минус 50 до +125	±65	От минус 50 до +80	От минус 40 до +105	От минус 40 до 125	
Напряжение питания постоянного тока, В	±(15±0,5)	±(15±0,5)	±15	±15	+5	+5	
Потребляемый ток (мощность), мА, (Вт)	До 2	До 2,5	0,6	До 2,5	До 0,1	До 0,7	
Масса в стальном корпусе, г, не более	50	50	50	50	Масса ЧЭ без корпуса не более 5	Масса ЧЭ без корпуса не более 7	

Интегральными акселерометрами названы прецизионные акселерометры с кремниевым подвесом и магнитоэлектрическим уравниванием. Результаты сравнения показывают:

– метрологические характеристики интегральных акселерометров близки к аналогичным Q-Flex-акселерометрам;

– метрологические характеристики микромеханических объемных акселерометров уступают интегральным по температурной нестабильности смещения нуля и коэффициента преобразования в три раза, по разрешающей способности и линейности функции преобразования – на порядок. Микромеханический акселерометр на основе поверхностной микромеханики по разрешающей способности на порядок уступает объемным акселерометрам и в пять раз – по нелинейности функции преобразования;

– по потребляемой мощности микромеханические объемные акселерометры по технологиям объемной микромеханики превосходят интегральные акселерометры не менее чем в 3,5 раза, а акселерометр на основе поверхностной микромеханики – более чем в 20 раз;

– масса представленных акселерометров, за исключением акселерометров фирм Honeywell и Colibrus, главным образом определяется массой стальных герметичных корпусов.

На основе общего анализа представленных характеристик можно отметить, что явным преимуществом и отличием микромеханических акселерометров от интегральных являются улучшенные энергетические характеристики. Такое преимущество, как малые габариты чувствительного элемента, теряет свою значимость из-за необходимости корпусирования в герметичный корпус.

В связи с этим при выборе акселерометра для микромеханического инерциального блока приоритетными характеристиками будут являться низкая стоимость и необходимость уменьшения потребляемой мощности.

ДУС по сравнению с акселерометрами являются более сложными устройствами, в связи с чем достижения в разработке МЭМС или микромеханических ДУС можно охарактеризовать как менее значительные.

Наиболее распространенным принципом действия микромеханических датчиков угловой скорости является реализация режима вибрационного гироскопа. Такие датчики называются микромеханическими вибрационными гироскопами и работают на принципе Кориолиса, когда при возбуждении первичных колебаний вибрационной структуры по одной оси и при наличии измеряемой угловой скорости по другой оси, перпендикулярной к первой, под действием сил Кориолиса возникают вторичные колебания вибрационной структуры по третьей оси, перпендикулярной к первой и второй осям.

Как правило, микромеханические ДУС воспринимаются потребителем как дешевые датчики средней точности, что в большинстве случаев соответствует действительности. Подобные ДУС выпускаются в значительных количествах фирмами Murata, Epson, Silicon Sensing, Honeywell, Analog Devices. Наиболее распространенной конструктивной схемой построения чувствительных элементов (ЧЭ) ДУС указанных фирм является вариант с плоскопараллельным перемещением инерционных элементов (LL-типа). Подавляющее большинство таких приборов представляет собой микроэлектромеханические системы, которые изготавливают по технологиям поверхностной микромеханики. Однако базовые технологические процессы поверхностной микромеханики не позволяют на требуемом уровне решить проблемы стабильности метрологических характеристик, вызванных отличием реальных электрофизических свойств кремния от ожидаемых. На них значимое влияние оказывают электрические шумы различной природы.

На рынке микромеханических вибрационных гироскопов в качестве разработчиков и изготовителей позиционируют себя следующие российские предприятия:

- ОАО «Концерн ЦНИИ "Электроприбор"» (г. Санкт-Петербург);
- ООО «Айсенс» (г. Москва);
- ЗАО «Инерциальные Технологии "Технокомплекса"» (г. Раменское);
- ЗАО «Гирооптика» (г. Санкт-Петербург).

Наиболее важные технические характеристики микромеханических вибрационных гироскопов указанных фирм приведены в табл. 2.

Таблица 2

Наиболее важные технические характеристики микромеханических вибрационных гироскопов

Наименование предприятия	Диапазон измерений, °/С	Угловой случайный шум, °/√ч	Нестабильность смещения нуля, °/ч
ОАО «Концерн ЦНИИ "Электроприбор"» (г. Санкт-Петербург)	±1000	15	50
ООО «Айсенс» (г. Москва)	±1000	10	30
ЗАО «Инерциальные Технологии "Технокомплекса"» (г. Раменское)	±300	72	70
ЗАО «Гирооптика» (г. Санкт-Петербург)	±200	100	–

Отличительным признаком разработок указанных предприятий является то, что для изготовления они используют микросхемы ДУС таких фирм, как Analog Devices, Northrop Grumman, Silicon Sensing, Sensorog и др. Используемый подход существенно ограничивает возможности использования ДУС указанных фирм на изделиях РКТ. Кроме того, ДУС этих фирм имеют неудовлетворительные показатели углового случайного шума, находящиеся в интервале от 10 до 100 °/√ч.

Улучшения характеристик микромеханических ДУС можно добиться, совершенствуя технологии, конструкции ЧЭ и схемотехнику. Известным путем улучшения метрологических характеристик ДУС является применение в них технологий объемной микромеханики.

Для таких технологий наиболее приемлемо использование конструктивного построения ДУС с кардановым подвесом (RR-типа).

Общий вид ЧЭ ДУС на основе объемной микромеханики показан на рис. 1.

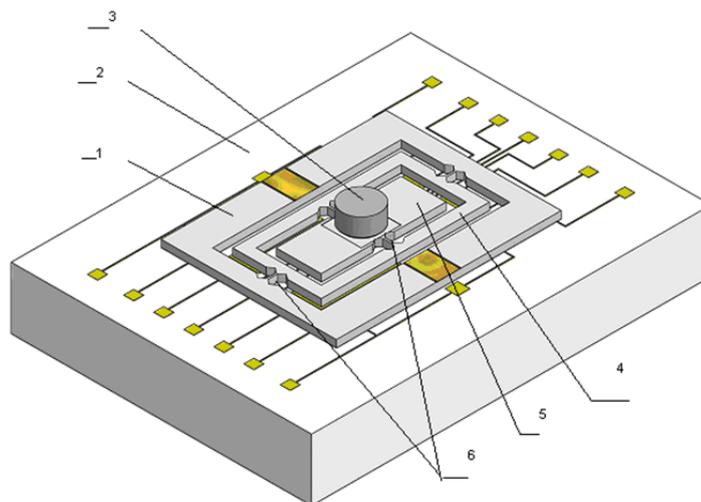


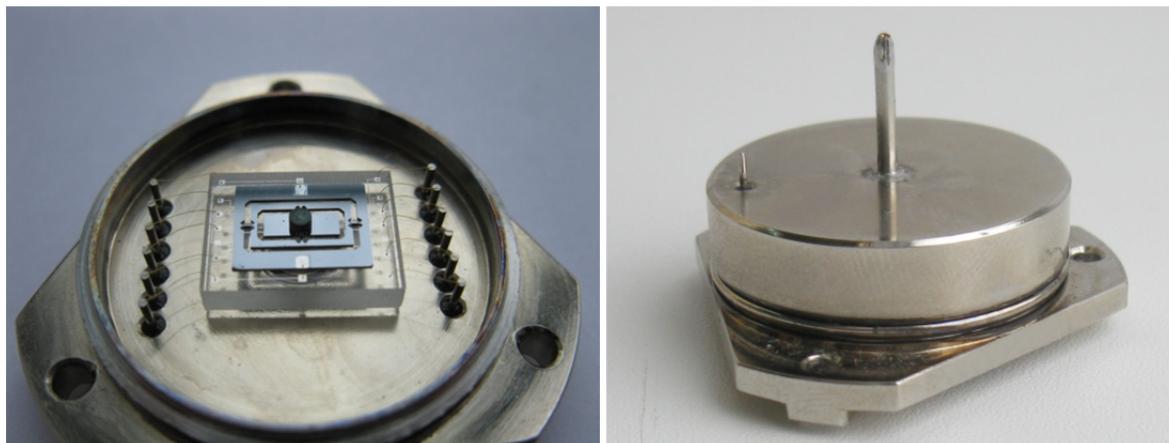
Рис. 1. ЧЭ вибрационного ДУС на основе объемной микромеханики:

1 – кремниевый кристалл; 2 – стеклянная подложка с напыленными неподвижными пластинами дифференциальных конденсаторов; 3 – верхний груз (нижний установлен симметрично верхнему, на рисунке не виден); 4 – наружная рамка; 5 – внутренняя рамка; 6 – торсионы

Как видно из рисунка, ЧЭ содержит две механические колебательные системы (МКС) – внешнюю и внутреннюю. Рамка каждой из МКС выполняет функции подвижных емкостных обкладок дифференциальных конденсаторов датчиков углового перемещения и электростатических обратных преобразователей. С целью выравнивания собственных частот МКС на внутреннюю рамку крепятся дополнительные грузы из вольфрама.

Очевидная возможность использования базовых технологий объемной микромеханики – формообразования МКС из монокристаллического кремния, напыления проводящих слоев на пластинах из стекла, электротермостимулированного сращивания кремния из стекла – позволяет надеяться на получение положительного результата по созданию ЧЭ ММВГ.

В настоящее время в ОАО «НИИФИ» разработаны макетные образцы ДУС, фотографии ЧЭ которых показаны на рис. 2.



а)

б)

Рис. 2. Фотография чувствительного элемента ДУС: без крышки (а); с крышкой (б)

Для них экспериментально подтверждено значение углового случайного шума, не превышающее $5^\circ/\sqrt{ч}$, что почти на порядок лучше аналогичного показателя для ДУС, в изготовлении которых используются зарубежные чувствительные элементы.

Сравнение полученного результата с характеристиками случайного шума, приведенного в табл. 2, показывает, что у экспериментальных образцов ДУС ОАО «НИИФИ» уже в настоящее время получены удовлетворительные результаты по значению углового случайного шума.

Процесс формулирования комплекса причин, препятствующих повышению стабильности МЭМС-компонентов, сопровождался и сопровождается поиском путей по уменьшению их негативного влияния.

В настоящее время пути решения проблемы можно представить в виде:

- совершенствования схемотехники в направлении внедрения импульсных методов многотактного уравнивания зарядов в цепях измерения электрических емкостей и методов широтно-импульсной модуляции в цепях уравнивания механических моментов, пропорциональных измеряемым параметрам;

- обработки технологий их изготовления таким образом, чтобы из всего комплекса электрофизических параметров кремния использовать только его упругие свойства и способность к формообразованию с использованием комбинации анизотропного и реактивного ионно-плазменного травления для получения сквозных отверстий и формирования подвесов сложной формы с вертикальными стенками.

При этом содержание процессов обработки сопряжено с проведением исследований и разработкой новых технологий, предусматривающих:

- исследование конструкторско-технологических решений, обеспечивающих исключение зависимости изолирующих свойств оксидов кремния от значений и полярности информационных сигналов, протекающих через кремниевый кристалл;

- исследование технологий, направленных на снижение плотности поверхностных состояний на кремниевых конструкциях и способствующих повышению временной стабильности акселерометров и ДУС. В первую очередь речь идет об исследовании и особенностях внедрения реактивного ионно-плазменного травления, отличающегося управляемостью, обеспечивающего снижение плотности в поверхностях состояний и, как следствие, повышение стабильности;

- совершенствование технологий нанесения фоторезистивных масок на рельефные поверхности кремниевых кристаллов и технологий анизотропного и изотропного травления кремния;

- обработку технологий металлизации глубокорельефных кремниевых поверхностей;

- обработку технологий вакуумирования с сохранением уровня вакуума, достигнутого при производстве ДУС.

Наряду с решением перечисленных задач в ОАО «НИИФИ» в настоящее время ведется разработка микромеханического инерциального модуля. Основной задачей разработки на этом этапе являются моделирование структурных схем и алгоритмов функционирования вычислителя и моделирование конструктивных решений трехкомпонентного измерительного модуля, направленное на оптимизацию массогабаритных характеристик.

Алгоритмы, позволяющие по сигналам датчиков инерции получить информацию о положении и ориентации, а также скорости объекта в реальном времени, хорошо известны [1] и отражают взаимодействие таких основных блоков, как инерциальный модуль, вычислитель, блоки ввода начальной информации и вывода окончательной информации о параметрах движения.

Заключение

Полученные результаты будут использованы в проведении ОКР по разработке инерциальных элементов и микромеханических измерительных инерциальных модулей, предназначенных для коррекции траектории движения и стабилизации маломерных космических аппаратов (изделия ФГУП «НПО им. С. А. Лавочкина», ОАО «РКЦ им. академика В. П. Макеева», «НПО автоматики им. Н. А. Семихатова»).

Двойное применение результатов исследований предусматривает применение микромеханических инерциальных модулей в интеллектуальном управлении снарядами, разрабатываемых и изготавливаемых ГНПП «Сплав» (г. Тула), КБП (г. Тула), ОАО «Красногорский завод им. С. А. Зверева».

Список литературы

1. Ориентация и навигация подвижных объектов / под общ. ред. Б. С. Алешина, К. К. Веремеенко, А. И. Черноморского. – М. : Физматлит, 2006.
2. Шахнович, И. Технологии уровня 45 нм: 45, 32, далее везде? / И. Шахнович // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2008. – № 2.

Дмитриенко Алексей Геннадьевич

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

Dmitrienko Aleksey Gennad'evich

candidate of technical sciences,
director general,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Папко Антонина Алексеевна

доктор технических наук,
главный конструктор направления,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: inercial@niifi.ru

Papko Antonina Alekseevna

doctor of technical sciences,
chief designer,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Торгашин Сергей Иванович

директор по производству,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: niifi@sura.ru

Torgashin Sergey Ivanovich

director of production,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Кирынина Ирина Владимировна

заместитель начальника комплекса –
начальник отдела,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: niifi@sura.ru

Kiryanina Irina Vladimirovna

deputy head of research
and development department – head of division,
Scientific-research Institute
of physical measurements

УДК 629.7.072.1

Дмитриенко, А. Г.

Об исследовании возможности создания инерциальных модулей на основе отечественных технологий объемной микромеханики / А. Г. Дмитриенко, А. А. Папко, С. И. Торгашин, И. В. Кирянина // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 45–53.

УДК 621.3.049.772.1

*И. Н. Чебурахин, Д. И. Нефедьев***ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ
ТЕНЗОСТРУКТУР МДМ***I. N. Cheburakhin, D. I. Nefed'ev***QUALITY EVALUATION
OF THIN FILM TENZOSTRUKTUR MDM**

А н н о т а ц и я. Представлены результаты исследований способов оперативной оценки качества тонкопленочных тензоструктур в системе «металл – диэлектрик – металл» (МДМ), полученных методом распыления в вакууме на металлических подложках – упругих элементах (УЭ), используемых для изготовления датчиков давления. Показано, что предложенные решения при значительном сохранении времени и затрат позволяют оценивать дефектность (раковины, поры, инородные включения и др.) как на рабочей поверхности отполированного УЭ, так и послойно в тонкопленочной структуре МДМ на этапах отработки технологии, а также при анализе некондиционных ЧЭ (техотхода), появляющихся в процессе производства.

A b s t r a c t. Research methods for rapid assessment of quality of thin-film tenzostруктур in metal-insulator-metal (MDM) obtained by the method of spraying in vacuum on metal substrates-elastic elements (UE) used for the manufacture of pressure sensors. Shown that the proposed decision with significant saving of time and costs to evaluate defect density (sinks, pores, foreign and others) as a working surface polished, UE and in layers in thin film structure MDM technology phases, and analysis of the non-conditioned Jae (tehothoda), appearing in the production process.

К л ю ч е в ы е с л о в а: упругий элемент (УЭ), чувствительный элемент (ЧЭ), диэлектрик, напыление, схема, полировка, поры, раковины, включения, изоляция, дефекты.

К e y w o r d s: elastic element (UE), the sensitive element (CHE), dielectric, sputtering, scheme, polished, pores, sinks, inclusion, exclusion, defects.

Одним из важных требований к качеству сформированной схемы является отсутствие таких дефектов, как раковины, поры, инородные включения и т.д., влияние которых особенно проявляется при воздействии механических и температурных (электрических) нагрузках, а также с течением времени в форме отказов: медленное и скачкообразное изменение начального разбаланса, потеря сопротивления изоляции, пробой диэлектрической пленки [1, 2].

Используемые традиционные методы контроля – внешний вид, сопротивление изоляции, диэлектрические потери, величина разброса резисторов на каждом ЧЭ, ТКС – не позволяют полностью оценивать и прогнозировать степень влияния дефектов во времени на работоспособность ЧЭ, поэтому часть сборок приходится отбраковывать на этапах технологических тренировок при изготовлении датчика.

Целью данной работы является нахождение решения по оперативной оценке степени дефектности (в том числе скрытых дефектов) в тонкопленочных структурах, позволяющих их обнаруживать на любом уровне структуры, находить причины и принимать меры по корректирующим действиям [3].

Объект исследования

В работе используются ЧЭ, отошедшие по несоответствию параметров в отход, специально изготовленные экспериментальные образцы с принятыми корректирующими мерами. Рассматриваемые характерные дефекты в структуре образца представлены на рис. 1.

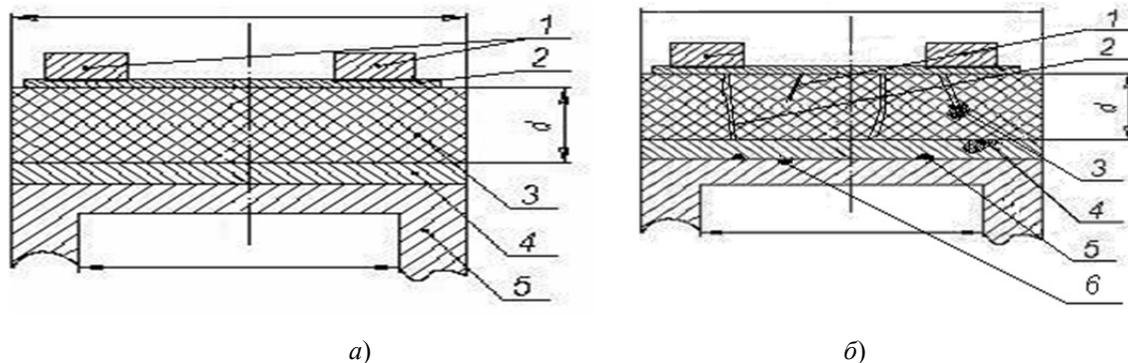


Рис. 1. Схема тонкопленочной гетероструктуры в разрезе (а):

1 – контактные площадки; 2 – тензорезистор; 3 – слой диэлектрика толщиной d ; 4 – буферный адгезионный подслой; 5 – мембрана из специального сплава (13, 14 класс шероховатости); характерные дефекты (б): 1 – микротрещины; 2 – сквозные микропоры (каналы проводимости); 3 – несовершенства диэлектрической пленки (включения частиц испаряемого материала); 4 – загрязнение (сажа); 5 – карбонитриды, инородные включения на УЭ; 6 – раковины, поры на УЭ

На рабочей отполированной поверхности УЭ (подложке, например из 36НХТЮ, ВУС – 22), несмотря на высокий базовый класс обработки, имеются различного рода дефекты, связанные со спецификой получения металла и его обработки (раковины, поры, термические и механические микротрещины, карбонитриды и другие неметаллические включения), а также привнесенные полируемыми материалами (дисперсными порошками). Имеет место неравномерное распределение исходных дефектов по длине используемого проката.

В процессе полирования, из-за пластических деформаций поверхностного слоя, часть таких дефектов (раковины, поры, микротрещины, мелкие включения и др.) заполировываются («замуровываются») и переходят в разряд невидимых, что снижает визуальный эффект обработки УЭ. Они появляются, вскрываются на дальнейших операциях технологического цикла изготовления ЧЭ, где используются высокотемпературные обработки, что приводит к значительным непроизводительным затратам: отбраковка ЧЭ со сформированными тонкопленочными структурами.

Кроме этого, все оговоренные дефекты влияют на характер и условия формирования тонкопленочных структур: несплошность и разнотолщинность пленок, разнотолщинность, появление локальных механических и термических напряжений, микро- и макропоры и т.д.

В дальнейшем это сказывается на перегреве резисторов, разбросе значений температурных коэффициентов сопротивления между собой (отход по температурной погрешности), низкой стойкости диэлектрической пленки электрическим нагрузкам (потеря $R_{из}$, локальный пробой до УЭ с разрушением элементов схемы), нестабильности выходного сигнала мостовой схемы из-за разностойкости резисторов к воздействующим факторам при изготовлении и аттестации датчиков.

При изготовлении ЧЭ (формирование гетероструктуры на подложке), наряду с вышесказанным, появляются новые виды дефектов в тонких пленках, приводящих к нестабильности параметров и отказам:

- наличие возможных локальных органических и пылевых загрязнений после очистки УЭ и между наносимыми слоями (при перезарядке ЧЭ из одной вакуумной установки в другие);
- наличие частичек испаряемых методом сублимирования материалов хрома и монооксида кремния;
- пористость диэлектрической пленки (и как следствие разнотолщинность резисторов и их несплошность) из-за специфики ее формирования.

Экспериментальные исследования

1. Анализ качества рабочей поверхности УЭ. Несмотря на традиционные методы проверки качества металла – определение на специально подготовленных образцах (шлифах) для полученной партии металла (сплава) структуры, загрязненности и неметаллических включений, – в отдельных случаях наблюдаются зоны в прутках с повышенной дефектностью, в том числе скрытой, проявляющихся в процессе проведения доводочных и полировальных операций.

Получение заданного класса шероховатости обеспечивается ступенчатой обработкой УЭ: от 5 мкм (карбид кремния) – до финишной с 0,5–1 мкм (алмазный порошок). В случае явно выраженного отхода УЭ используется оперативный анализ методом форсированного нагрева отполированной и очищенной рабочей поверхности УЭ. Нагревательный плоский элемент (электрическая плитка) доводится до температуры начала покраснения (500–600 °С, определяется визуально). УЭ рабочей поверхностью устанавливается в зону нагрева и выдерживается в течение 10–30 мин в зависимости от его габаритно-массовых размеров.

За счет окислительных процессов вся поверхность окрашивается в цвета, свойственные каждому компоненту сплава. При этом четко проявляются структура металла, форма, размеры и границы зерен («калейдоскоп»), дефектные места (раковины, поры, карбонитриды и др.). В тех местах, где поры были явно не выражены или заполировались, с наличием полировального материала из-за быстрого нагрева они вскрываются взрывным испарением проникшей в них эмульсии, что могло бы проявиться во время воздействия температур при изготовлении ЧЭ (рис. 2).

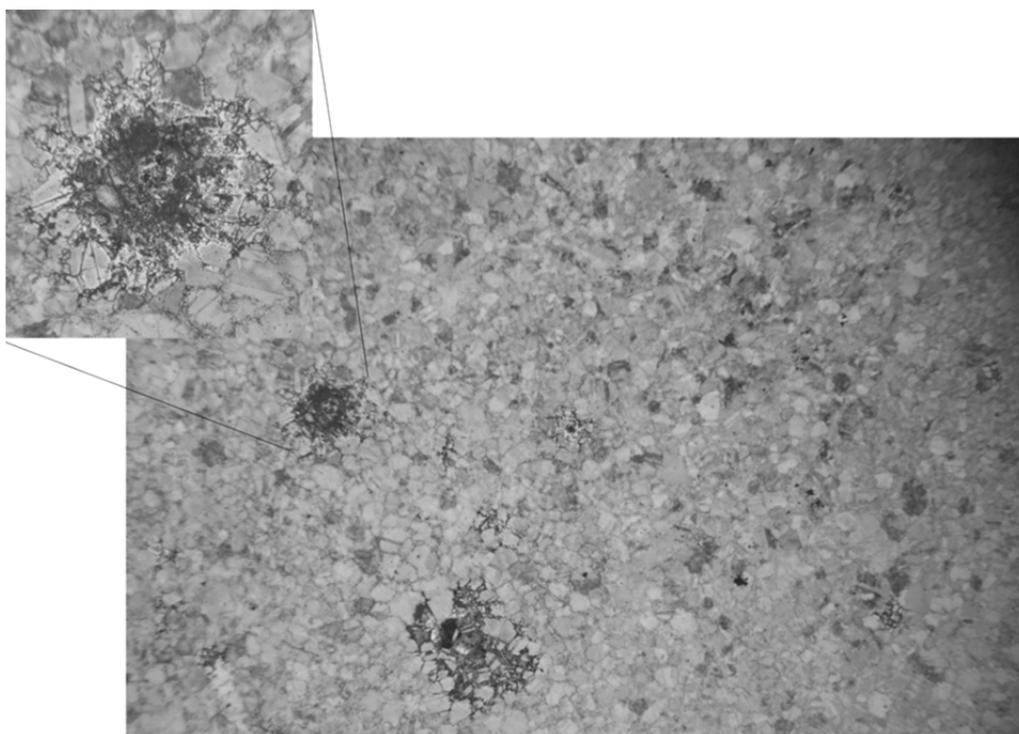


Рис. 2. Структура сплава УЭ после нагрева на электрической плитке и дефект на рабочей поверхности

В случае критичности выявленных дефектов проводится дополнительный анализ прутков по выборочным зонам и принимается решение по их дальнейшему использованию.

На контрольных образцах из запускаемой партии металла дополнительно можно оценивать характер и качество осаждаемой пленки, используя для этого маскирующие нанометровые слои технологического покрытия из SiO_2 или SiO , нанесенные по режимам рабочей технологии напыления в вакууме.

По ним определяется плотность (сплошность) напыленной пленки и оцениваются места и характер дефектов в местах неформирования при увеличении до 800*, в том числе с использованием далее рассмотренных методов анализа. Допускаются дефекты на рабочей поверхности УЭ не более 3 шт., размером не более 20 % от ширины резистора (15–30 мкм в зависимо-

сти от параметров датчика давления, для которого изготавливается УЭ). Если эти условия не выполняются, принимаются технические решения по необходимости замены материала, усовершенствованию технологии полирования или разработке специальной технологии, обеспечивающей с ростом толщины диэлектрической пленки эффект «запечатывания» пор.

2. Анализ качества резистивной пленки. Для оценки влияния скрытых, неявно выраженных дефектов на параметры тонкопленочных резисторов (локальное утонение, наличие несплошности) и для проверки воспроизводимости отработанной технологии используется метод глубокого плазменного окисления в кислородной среде.

В качестве объекта исследования использовались чувствительные элементы датчика давления Вт 212.

Условно разделив общее количество ЧЭ, участвующих в работе, на пять групп с разбросами сопротивлений ΔR : 0–10 Ом, 10–20 Ом, 20–30 Ом, 30–40 Ом, 40–50 Ом, по результатам испытаний можно построить диаграмму изменений сопротивлений резисторов. После обработки в кислородной плазме количество ЧЭ с максимальным разбросом сопротивлений резисторов уменьшается (рис. 3). Это вызвано тем, что за счет глубокого окисления утоненные места, потенциальные источники отказов, окисляются на всю толщину и не участвуют в токовой проводимости резисторов, что сказывается на уменьшении ΔR на ЧЭ.

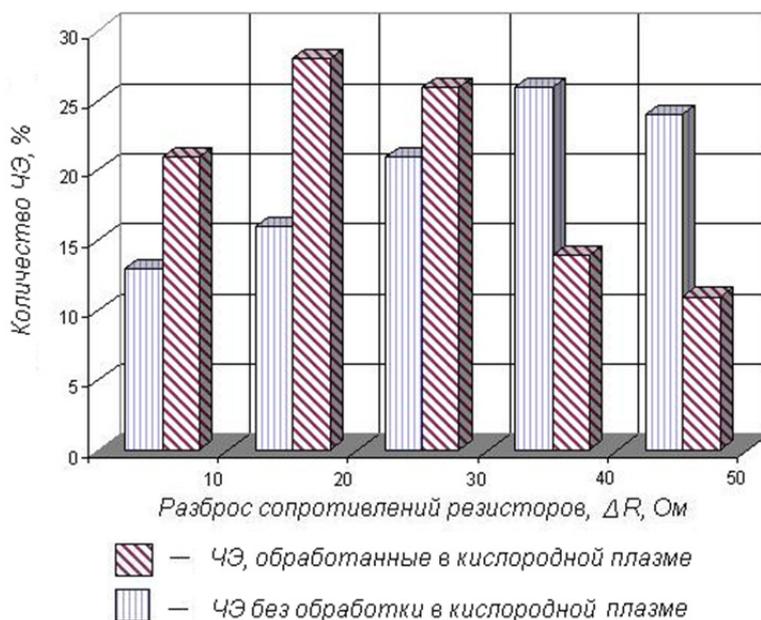


Рис. 3. Диапазоны изменений значений резисторов в процессе испытаний

Утоненные участки с минимальной проводимостью резистивной пленки формируются на дефектных местах, таких как рельефность подложки и диэлектрика (на раковинах, порах, инородных включениях), которые не были выявлены ранее, и являются причиной перегрева и локального теплового излучения. В результате обработка в кислородной плазме исключает влияние скрытых случайных дефектов на электрические параметры тензорезистивной пленки и способствует выравниванию ТКС, приближая его значение к исходному значению материала резистора (X20H75Ю, П65ХС).

В рабочей технологии используются более мягкие режимы плазменной обработки («компромиссные»), так как глубокое окисление с использованием кислорода приводит к неуправляемым процессам при росте окисной пленки как на нихромовых резисторах, так и в диэлектрике (превращение SiO в SiO_2 и т.д.), что может приводить к появлению напряженного состояния тонкопленочной структуры, термическим микротрещинам и локальным отслоениям, возможной временной нестабильности и отказам. Такие процессы (глубокое окисление) в условиях работы датчика не происходят.

Кислородная плазма может применяться помимо повышения стабильности значений сопротивлений тензорезисторов как метод анализа, который позволяет оценивать общее состояние ка-

чества резисторов, так как на них отражены влияние вышеописанных дефектов диэлектрика и УЭ, а также собственные дефекты резистивной пленки (разнотолщинность, фазовый состав, структура и т.д.). По полученным данным (разбросу значений тензорезисторов до и после обработки в кислородной плазме) можно судить о типе дефектов в тензорезистивной пленке и при необходимости принимать оперативные меры по всей технологической цепочке.

3. Анализ качества диэлектрической пленки. Как уже отмечалось ранее, дефектность диэлектрической пленки, кроме собственной, во многом определяется дефектностью отполированной поверхности УЭ, качеством очистки. Поэтому оценке подвергается УЭ, демпфирующий подслоу из хрома, сам диэлектрик, а также характер их влияния на резисторы и коммутационные дорожки в сформированной схеме.

Общая толщина структуры Cr – SiO и Cr – SiO – SiO₂ на использованных образцах достигает 3,5–5 мкм.

Принцип анализа основан на использовании капиллярного эффекта, исходя из предположения, что в пленке диэлектрика над дефектным местом образуется воздушный канал, выходящий на ее поверхность. В зависимости от размера выходное отверстие при контроле под микроскопом в прямом свете выглядит как темная микроточка или в форме поры (в зависимости от того, происходило ли с ростом толщины пленки его зарастивание или наоборот). При таких размерах отличить канал проводимости от микрозагрязнения (например, «сажа» от монооксида кремния при нарушении лабиринтного прохождения потока из-за температурной деформации испарителя) практически невозможно. Однако выявление и недопущение каналов проводимости, особенно до подслоя хрома или УЭ, актуальны, так как они мгновенно заполняются капиллярной жидкостью (любая влажность в гермозоне, «точка росы» при термоциклах) и приводят к отказам по потере сопротивления изоляции или пробоем с разрушением элементов схемы.

По выявлению каналов проводимости и других дефектов задействованы разные варианты, так как они отличаются своими разрешающими возможностями. К ним относятся:

- воспроизведение процесса электролиза;
- воздействие химически активными травителями (хрома, никеля);
- послойное стравливание диэлектрика SiO в горячей щелочи (для определения промежуточных дефектов в слоях);
- форсированное испарение жидкости из пор (растворимые загрязнения);
- провоцирование пробоя при $U = 10 \text{ В}$, 100 В , в том числе с использованием жидкости.

Рассматриваемые методы позволяют оценить характер и место дефектов в тонкопленочной структуре или на промежуточных операциях напыления, или на готовом ЧЭ, со сформированной схемой.

Суть метода определения сквозных пор (каналов проводимости) заключается в воспроизведении процесса электролиза между металлом (УЭ) через диэлектрический слой и технологической проводящей обкладкой, в данном случае водой, с целью повышения эффекта.

На диэлектрическую пленку наносится капля воды так, чтобы не было поверхностного контакта с УЭ. Устанавливаются медные электроды, как показано на рис. 4, и подается напряжение питания (10 В или 100 В в зависимости от степени дефектности). Если имеется сквозная пора до металла, то начинается перенос с образованием четкой картины на диэлектрической пленке (рис. 5) – круглое пятно с темной точкой в центре (порой). Там, где имеются несквозные дефекты (включения частичек испаряемого материала и др.), этого процесса не происходит.

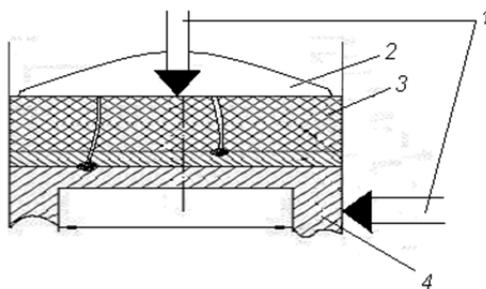


Рис. 4. Определение дефектности диэлектрической пленки:
1 – медные электроды; 2 – капля воды; 3 – пленка диэлектрика; 4 – УЭ

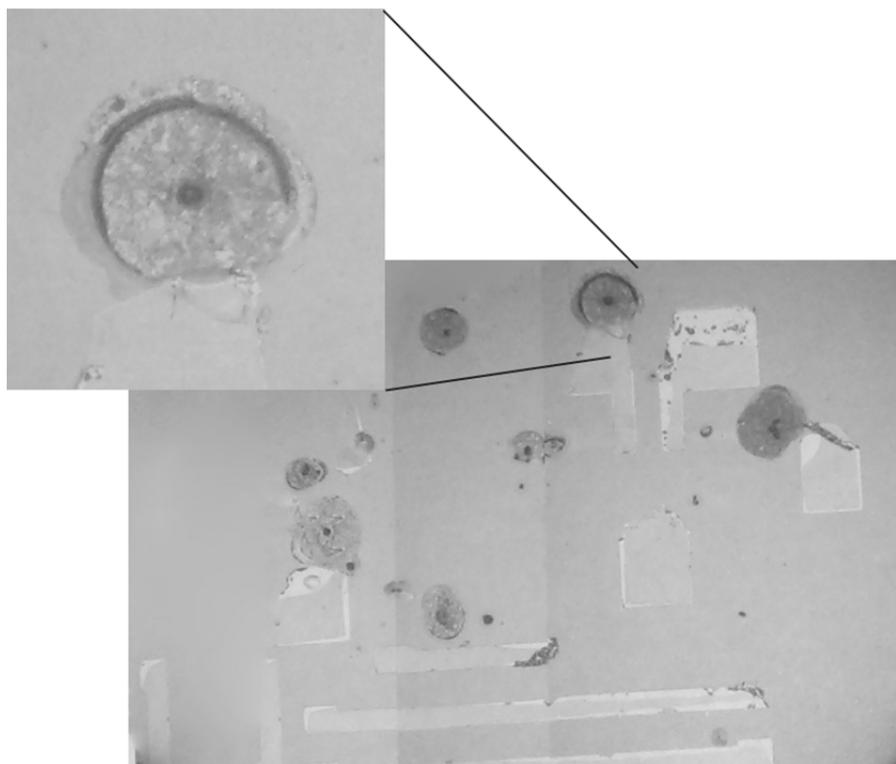


Рис. 5. Процесс электролиза через сквозную пору (черная точка в центре)

Аналогичные результаты получают при воздействии хромового травителя на ЧЭ, при этом УЭ бракуется (растворяется), а в рассматриваемом методе передается на реставрацию (переполіровку) с переводом в другой диапазон измерения.

Анализ причин несквозных дефектов проводится с использованием послойного травления SiO в горячем растворе щелочи.

Как показали экспериментальные данные, плотность дефектов распределяется по разному, индивидуально по каждому ЧЭ, что говорит о случайном характере их появления. Причем размеры скрытых дефектов колеблются от домикронного уровня до 30 мкм. Основная масса образцов не имеет сквозных дефектов.

Список литературы

1. Ефремов, Д. А. Системы контроля многофункциональных СБИС / Д. А. Ефремов // Проблемы информатизации и управления : сб. науч. тр. – М., 1996.
2. Малышева, И. А. Технология производства интегральных микросхем / И. А. Малышева. – М. : Радио и связь, 1991.
3. Смирнов, Н. И. Оценка безотказности интегральных микросхем / Н. И. Смирнов, В. Б. Широков // Библиотека инженера надежности. – М. : Радио и связь, 1983.

Чебурахин Игорь Николаевич

начальник цеха 54,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: niifi@sura.ru

Cheburakhin Igor' Nikolaevich

chief of shop 54,
Scientific-research Institute
of physical measurements

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 621.3.049.772.1

Чебурахин, И. Н.

Оценка качества тонкопленочных тензоструктур МДМ / И. Н. Чебурахин, Д. И. Нефедьев //
Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 54–60.

МЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 621.7.08

*В. А. Васильев, Н. В. Громков, Д. П. Николаев, О. С. Сатыбалдыев***ДАТЧИКИ ДАВЛЕНИЯ С УМЕНЬШЕННОЙ
ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТЬЮ НА ОСНОВЕ
НАНО- И МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
И ЧАСТОТНЫХ ИНТЕГРИРУЮЩИХ
РАЗВЕРТЫВАЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ***V. A. Vasil'ev, N. V. Gromkov, D. P. Nikolaev, O. S. Satybaldyev***PRESSURE SENSORS WITH THE REDUCED TEMPERATURE
ERROR ON THE BASIS OF NANO- END
OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS
AND FREQUENCY INTEGRATING DEVELOPING CONVERTERS**

А н н о т а ц и я. Рассмотрены датчики давления на основе тонкопленочных тензорезисторных нано- и микроэлектромеханических систем с частотным выходным сигналом, устойчивые к воздействию температур. Представлены оригинальные схемы частотных преобразователей и топологии расположения тензоэлементов на мембране чувствительного элемента датчика.

A b s t r a c t. Pressure sensors on the basis of thin-film tenzorezistorny nano – and microelectromechanical systems with the frequency output signal, steady to influence of temperatures are considered. Original schemes of frequency converters and topology of an arrangement of tenzoelement on a membrane of a sensitive element of the sensor are submitted.

К л ю ч е в ы е с л о в а: датчики давления, тонкопленочные тензорезисторные НиМЭМС, температура, частотные преобразователи.

К e y w o r d s: pressure sensors, thin-film tenzorezistorny NIMEMS, temperature, frequency converters.

Датчики давления находят широкое применение в различных отраслях промышленности (в таких как автомобильная, нефтехимическая, авиастроение, производство ракетной и космической техники). К современным датчикам давления постоянно повышаются требования по точности измерения, надежности, массогабаритным размерам, простоте схемной реализации и качеству передачи информации на значительные расстояния. Из большого объема выпускаемых датчиков различного типа (емкостные, индуктивные, резистивные) по различным техноло-

гиям (полупроводниковая, тонкопленочная технология на керамике, NiCr-тонкопленочная технология на стали, Poli-Silicon-тонкопленочная технология на стали) значительное место занимают тонкопленочные тензорезисторные датчики давления ТТДД мембранного типа с измерительной цепью в виде мостовой схемы. В ракетной и авиационной технике используют датчики давления на основе тонкопленочных нано- и микроэлектромеханических систем (НиМЭМС), созданные с применением NiCr-тонкопленочной технологии на стали [1]. Основными качественными и эксплуатационными показателями датчиков давления являются диапазон измерений, погрешность (точность), диапазон рабочих температур, выходной сигнал, тип давления, габариты и вес. Большинство датчиков давления имеют диапазон измерений от минус 0,1 до 100 МПа, точность не хуже 1 %, диапазон рабочих температур от $-50 \dots +125$ °С, выходной сигнал: милливольтный (0...50 мВ), нормализованный (0,5...4,5 В), токовый (4...20 мА), частотный (от 1 до 10 кГц) и цифровой.

Для работы в экстремальных условиях при воздействии различных дестабилизирующих факторов (температура, вибрации, ускорения, нестабильность источников питания и др.) пригоден лишь малое число датчиков. Особое место среди всех дестабилизирующих факторов занимает температура [2]. Для компенсации температурной погрешности датчиков давления используют различные методы: конструктивные, технологические, схемные и др. [3]. Анализ методов уменьшения влияния стационарных и нестационарных температур показывает, что в связи с большим количеством факторов, влияющих на температурные чувствительности тонкопленочных НиМЭМС, не может быть разработан какой-то один универсальный метод, обеспечивающий решение всех задач по уменьшению влияния температур на датчики давления. Для уменьшения влияния температур на тонкопленочные НиМЭМС и датчики давления на их основе необходимо комплексное использование конструктивных, схемных, конструктивно-схемных, технологических и методологических методов.

Перспективным направлением в создании микроэлектронных датчиков давления с частотным выходом, устойчивых к воздействию стационарных и нестационарных температур, является интеграция тонкопленочных НиМЭМС [1] с частотными интегрирующими развертывающими преобразователями (ЧИРП) [4], выполненными в виде интегральных микросхем.

Тонкопленочные НиМЭМС, предназначенные для ТТДД, обычно состоят из упругого элемента (мембрана, стержень, балка и т.п.) простой или сложной формы, образованной на нем методами нано- и микроэлектронной технологии гетерогенной структуры, герметизирующей контактной колодки, соединительных проводников [5, 6]. Для исключения дополнительных передаточных звеньев в качестве упругого элемента используют наиболее широко мембрану. Мостовую измерительную цепь располагают непосредственно на упругом элементе, тензорезисторы, включенные в измерительную цепь, воспринимают деформации упругого элемента, а терморезисторы используются в качестве термокомпенсационных элементов [7–9].

Используя конструктивно-технологические методы, различные варианты топологии измерительной схемы на упругом элементе (мембране) датчика, можно уменьшить погрешности от нелинейности и температурной погрешности первичных измерительных преобразователей (датчиков) в условиях воздействия стационарных и нестационарных температур.

Уменьшение влияния дестабилизирующих факторов на погрешность преобразования тензорезисторных тонкопленочных датчиков давления возможно с помощью схемотехнических решений вторичных измерительных преобразователей, преобразующих выходные сигналы с первичных измерительных преобразователей в частотные сигналы. Применение ЧИРП позволяет также уменьшить составляющие погрешности от нестабильности и несимметрии источников питания, от изменения параметров соединительной кабельной линии, от влияния окружающей температуры на параметры операционных усилителей ЧИРП.

Проведенные исследования показывают, что разработанные ЧИРП хорошо совместимы с измерительными цепями ТТДД, могут быть выполнены в интегральном исполнении и размещены в корпусе датчика. При этом возможно улучшение технических характеристик измерительных преобразователей.

На основе системного подхода, совместного использования первичных и вторичных измерительных преобразователей с учетом их характеристик, путем введения дополнительных элементов в схемы ЧИРП и совмещением функций отдельных элементов схем вторичных и первичных измерительных преобразователей представляется возможным уменьшение по-

грешностей преобразования измерительных преобразователей, состоящих из датчиков давления резистивного типа (ТТДД) и ЧИРП от воздействия различных дестабилизирующих факторов (температуры, нестабильности питания, сопротивления кабельной линии и т.д.). В качестве дополнительных элементов схем могут быть резисторы, включенные в цепь отрицательной обратной связи между выходом измерительного преобразователя и диагональю питания тензомоста, ограничивающие ток потребления тензорезисторов, который приводит к их разогреву. Кроме того, с помощью дополнительных резисторов можно задавать диапазон выходных частот, начальную частоту при нулевом разбалансе тензомоста и осуществлять симметрию напряжения питания измерительной цепи резистивного датчика.

Недостатком некоторых известных конструкций датчиков является то, что с изменением температуры изменяется сопротивление плеч тензомоста (тензорезисторов), которое приводит к изменению чувствительности, повышению нелинейности, соответственно, увеличению погрешности и уменьшению точности измерения. Введение добавочного резистора в цепь питания тензомоста для температурной компенсации [10] при постоянном напряжении питания уменьшает напряжение выходного сигнала с измерительной диагонали тензомоста, которое и без того составляет единицы милливольт. При этом уменьшается помехозащищенность полезного сигнала при передаче его по линии связи к устройствам обработки информации.

В реальных условиях эксплуатации датчиков давления рабочая температура тензомоста может изменяться в широком диапазоне (от минус 200 до 150 °С и даже шире) и тогда с изменением температуры сопротивление тензорезисторов, включенных по мостовой схеме, будет изменяться пропорционально в соответствии со значением температурного коэффициента сопротивления, который, к примеру, для металлопленочных тензорезисторов имеет значение порядка $3 \cdot 10^{-3} \% / 10^{\circ}\text{C}$.

На рис. 1 представлена функциональная электрическая схема частотного преобразователя сигнала тензомоста с уменьшенной температурной погрешностью с дополнительным резистором R_d , включенным последовательно с диагональю питания тензомоста ТМ. Схема содержит интегратор Инт., выполненный на базе операционного усилителя ОУ1, и компаратор – на базе ОУ2 [11].

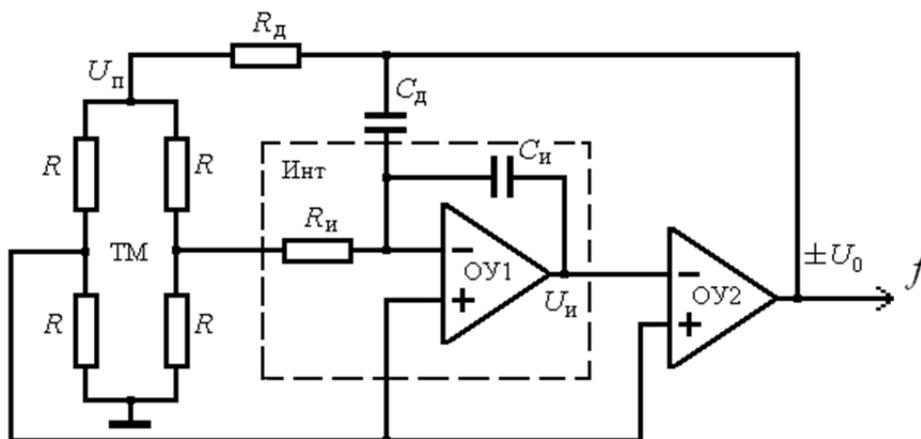


Рис. 1. Функциональная электрическая схема частотного преобразователя сигнала тензомоста с уменьшенной температурной погрешностью

Выражение для выходной частоты данного преобразователя

$$f = \frac{1}{T_k} = \frac{\varepsilon_R}{\left(1 + m \frac{1 + \varepsilon_{dT}}{1 + \varepsilon_T}\right) (1 + \varepsilon_T) 4R_i C_d}, \quad (1)$$

где $\varepsilon_R = \Delta R/R$ – относительное изменение сопротивления тензометрического моста под действием давления; $\varepsilon_T = \frac{\Delta R(T)}{R}$ – относительное изменение сопротивления тензомоста при из-

менении температуры; R_d – сопротивление дополнительного резистора; $\varepsilon_{dT} = \frac{\Delta R_d}{R_d}$ – относительное изменение сопротивления дополнительного резистора при изменении температуры; R – сопротивление тензомоста; $m = \frac{R_d}{R}$ – отношение сопротивлений дополнительного резистора и тензомоста; $R_{\text{и}}$ и C_d – сопротивление интегратора и емкость дозирующего конденсатора соответственно.

Для случая, когда дополнительный резистор R_d расположен в схеме преобразователя, на плате с интегратором и компаратором, при стационарной температуре и не подвержен ее влиянию, можно считать $\varepsilon_{dT} = 0$, и тогда выражение (1) примет вид

$$f = \frac{\varepsilon_R}{(1 + m + \varepsilon_T)4R_{\text{и}}C_d}. \quad (2)$$

Как видно из формулы (2), влияние температуры на выходные параметры частотного преобразователя сигнала разбаланса тензомоста уменьшается примерно в $(m + 1)$ раз, где $m = \frac{R_d}{R}$. Уменьшение выходной частоты преобразователя за счет введения дополнительного резистора можно компенсировать уменьшением величины емкости конденсатора C_d во столько же раз. Уменьшение напряжения питания тензомоста за счет введения дополнительного резистора, соединенного с выходом компаратора, снижает мощность, выделяемую тензорезисторами, не сказывается на чувствительности устройства, поскольку функция преобразования не зависит от напряжения питания. Снижение мощности, выделяемой тензорезисторами, позволяет снизить температуру разогрева тензорезисторов от протекающего через них тока.

Результаты проведенных экспериментальных исследований, представленных на рис. 2 в виде графика зависимости выходной частоты от температуры тензомоста, подтвердили уменьшение температурной погрешности представленного преобразователя сигнала разбаланса тензомоста за счет введения дополнительного резистора.

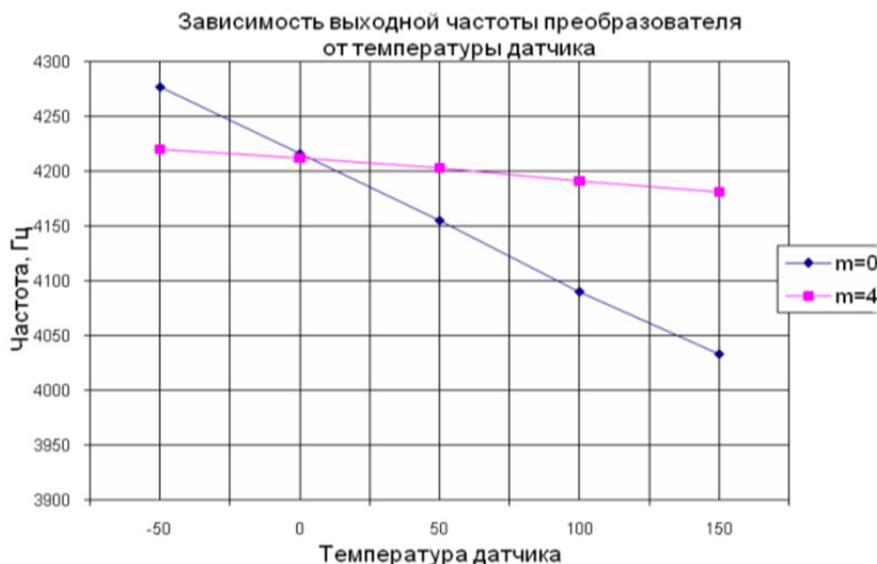


Рис. 2. Зависимость выходной частоты преобразователя от температуры тензомоста

Как видно из рис. 2, в указанном диапазоне температур (от минус 50 до 150 °C) для металлопленочных тензорезисторов с температурным коэффициентом $3 \cdot 10^{-3} \% / 10^\circ \text{C}$ при разбалансе тензомоста $\varepsilon_R = 0,01$ у предлагаемого преобразователя (при $m = 4$) относительное изменение частоты выходного сигнала с изменением температуры уменьшено по сравнению со схемой без дополнительного резистора ($m = 0$) более чем в 6 раз (с 5,7 до 0,9%). Таким образом, повышается точность преобразования сигнала разбаланса тензомоста датчика давления за счет уменьшения влияния температуры тензомоста на выходной сигнал.

Данный частотный преобразователь рекомендуется применять в случае короткой кабельной линии, т.е. в непосредственной близости от датчика (например, в случае интегрального исполнения преобразователя и размещения его в корпусе датчика).

В схеме рассмотренного частотного преобразователя (см. рис. 1) выходная частота определяется по формуле (1), из которой видно, что изменение сопротивления интегратора $R_{и}$, включающее в себя выходное сопротивление тензометрического моста и сопротивление кабельной линии, увеличивает погрешность измерения преобразователя. Кроме того, следует отметить, что данная схема работает только при одностороннем разбалансе тензомоста, а при нулевом разбалансе и при разбалансе в другую сторону происходит «засыпание» схемы.

Избавиться от последнего недостатка позволяет устройство [12], состоящее из нано- и микроэлектромеханической системы НиМЭМС датчика давления с топологией измерительной схемы, представленной на рис. 3, и частотного преобразователя рис. 4.

В топологии измерительной схемы датчика давления на основе НиМЭМС рис. 3 дополнительные резисторы $R_{д1}$ и $R_{д2}$ выполнены из того же материала, что и тензорезисторы (тензоэлементы) тензомоста датчика, их сопротивления равны между собой (по номиналу), могут быть кратными сопротивлению тензомоста, сформированы на основании за границей мембраны в зоне, нечувствительной к механическим деформациям от давления.

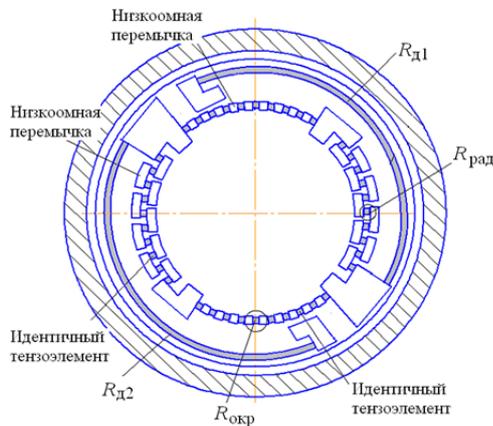


Рис. 3. Топология измерительной схемы НиМЭМС

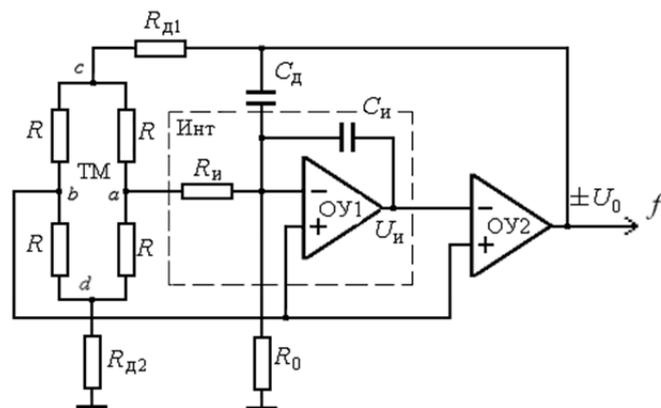


Рис. 4. Функциональная электрическая схема устройства для измерения давления с частотным выходом на основе НиМЭМС

Выражение для выходной частоты преобразователя

$$f = \frac{1}{T_k} = \frac{1}{2(1 - \varepsilon_R + 2m)C_d} \left(\frac{\varepsilon_R}{R_{и}} + \frac{(1 + \varepsilon_R + 2n)}{2R_0} \right), \quad (3)$$

где $\varepsilon_R = \Delta R/R$ – относительное изменение сопротивления R тензомоста под действием давления; $m = \frac{R_{д1}}{R}$ и $n = \frac{R_{д2}}{R}$ – коэффициенты, равные отношению сопротивлений $R_{д1}$ и $R_{д2}$ к сопротивлению R тензомоста; C_d – емкость дозирующего конденсатора; $R_{и}$ – сопротивление резистора интегратора; R_0 – сопротивление второго резистора интегратора.

Из выражения (3) видно, что при нулевом разбалансе тензомоста ($\varepsilon_R = 0$) и равенстве сопротивлений дополнительных резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ ($n = m$) начальная частота f_0 выходного сигнала преобразователя может задаваться с помощью величин емкости конденсатора C_d и сопротивления R_0 второго резистора интегратора и равна

$$f_0 = \frac{(1 + 2n)}{4(1 + 2m)C_d R_0} = \frac{1}{4R_0 C_d}. \quad (4)$$

При разбалансе тензомоста 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 минус 0,01

до 0,01 ($\varepsilon_R = 0 \pm 0,01$). Учитывая то, что эта величина значительно меньше единицы, из выражения (3) можно определить девиацию частоты Δf выходного сигнала преобразователя:

$$\Delta f \approx \frac{\pm \varepsilon_R}{2(1+2m)C_d R_{и}}, \quad (5)$$

которая может задаваться и устанавливаться более точно с помощью величин емкости конденсатора C_d и сопротивления резистора $R_{и}$ интегратора.

Выражения (3)–(5) были получены без учета влияния температуры разогрева тензомоста и не учитывают погрешности преобразования, связанной с изменением сопротивлений тензорезисторов и дополнительных резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$.

С учетом влияния температуры, при которой будут изменяться сопротивления плеч тензомоста (независимо от измеряемого давления) и сопротивления дополнительных резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$, 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 выражение (3) принимает вид

$$f(T) = \frac{1}{2(1 - \varepsilon_{RT} + 2m_T)C_d} \left(\frac{\varepsilon_{RT}}{R_{и}} + \frac{(1 + \varepsilon_{RT} + 2n_T)}{2R_0} \right), \quad (6)$$

где 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 со-

противлений тензорезисторов, связанных с изменением температуры тензомоста и величиной температурного коэффициента сопротивления материала тензорезисторов. Поскольку дополнительные резисторы $R_{д1}$ и $R_{д2}$ выполнены из того же материала, что и тензорезисторы, и расположены в непосредственной близости от тензорезисторов за периферией мембраны на ее основании, они будут претерпевать примерно одинаковые температурные изменения, т.е. с увеличением температуры сопротивление их будет увеличиваться согласно величине температурного коэффициента сопротивления материала (ε_T), которая меняется от минус 0,09 до 0,09 при изменении температуры от минус 150 °С до 150 °С соответственно.

При этом следует отметить, что при отсутствии в схеме преобразователя дополнительных резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ в положительной области температур (+150 °С) частота выходного сигнала уменьшается в зависимости от увеличения разбаланса тензомоста, а в области отрицательных температур (–150 °С) – увеличивается. Приведенная относительная погрешность преобразования на краях диапазонов температур и измеряемых давлений составляет от –9,39 % до +3,33 % для температуры минус 150 °С и от 7,86 до –2,78 % для температуры плюс 150 °С.

При включении в схему устройства дополнительных резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ с увеличением соотношения $m = R_{д1}/R$ и $n = R_{д2}/R$ ($m = n = 1; 4$ и т.д.) и размещении их на основании мембраны датчика давления происходит уменьшение температурной погрешности преобразования частоты выходного сигнала, как показано на рис. 5 и 6.

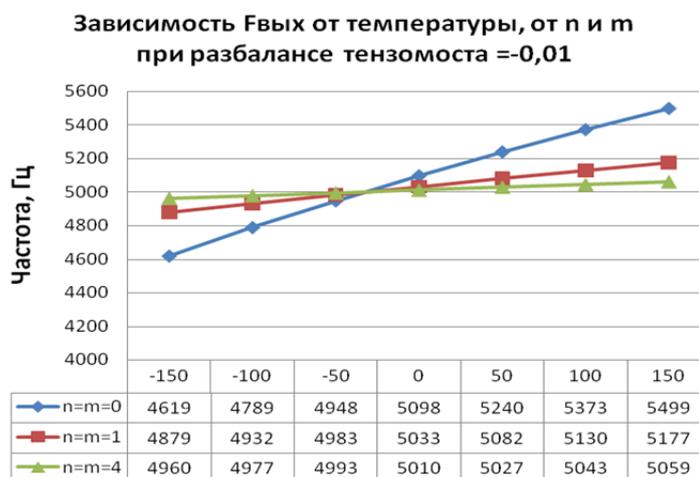


Рис. 5. Зависимость частоты выходного сигнала от n и m при разбалансе тензомоста $\varepsilon_R = -0,01$

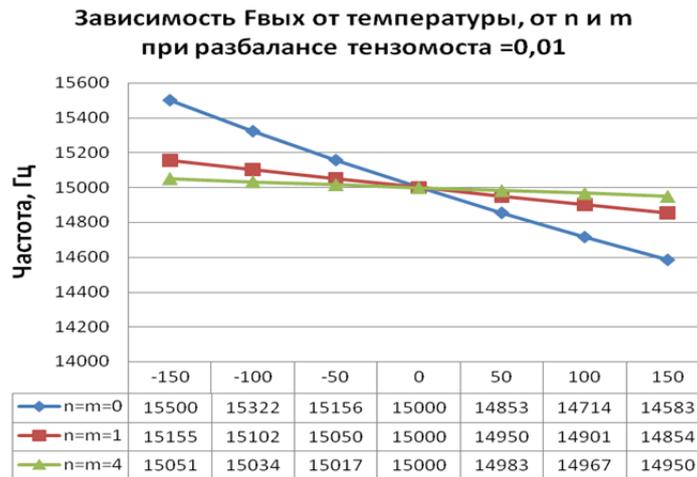


Рис. 6. Зависимость частоты выходного сигнала от n и m при разбалансе тензомоста $\varepsilon_R = 0,01$

С увеличением величины дополнительных резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ в 4 раза ($R_{д1} = R_{д2} = 2800$ Ом) температурная погрешность не превышает 1 % при разбалансе тензомоста, равном $-0,01$, и менее 0,34 % – при разбалансе $+0,01$.

Таким образом, для заданных значений диапазона измеряемых давлений, температуры разогрева тензомоста, частотного диапазона выходного сигнала устройства путем расчета и правильного подбора параметров элементов схемы частотного преобразователя сигнала с выхода тензомоста можно значительно уменьшить (или полностью компенсировать) погрешность измерения устройства, связанную с изменением температуры измеряемой среды и с разогревом тензомоста датчика давления.

Список литературы

1. Belozubov, E. M. Thin-Film Nano- And Micro-Electromechanical Systems – The Basis Of Contemporary And Future Pressure Sensors For Rocket And Aviation Engineering / E. M. Belozubov, V. A. Vasil'ev, N. V. Gromkov // Measurement Techniques. – 2009. – V. 52, № 7. – P. 739–744.
2. Belozubov, E. M. Effect Of Thermal Shock On A Membrane-Type Transducer / E. M. Belozubov, V. A. Vasil'ev, D. A. Izmailov // Measurement Techniques. – 2009. – V. 52, № 2. – P. 155–160.
3. Belozubov, E. M. Minimization Of The Effect Of Temperature On Thin-Film Nano- And Microelectromechanical Systems And Pressure Sensors Based On Them / E. M. Belozubov, V. A. Vasil'ev, N. V. Gromkov // Measurement Techniques. – 2009. – V. 52, № 8. – P. 853–858.
4. Громков, Н. В. Интегрирующие развертывающие преобразователи параметров датчиков систем измерения, контроля и управления : моногр. / Н. В. Громков. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2009. – 244 с.
5. Пат. 1615578. Российская Федерация, 5G01L 9/04. Датчик давления / Белозубов Е. М. // Б.И. № 47 от 23.12.90.
6. А. с. 1515081 СССР, МКИ G 01 L 9/04. Датчик давления / В. А. Васильев, Е. П. Осадчий, А. И. Тихонов // Б. И. № 38 от 15.10.1989.
7. Белозубов, Е. М. Тонкопленочные нано- и микроэлектромеханические системы – основа современных и перспективных датчиков давления для ракетной и авиационной техники / Е. М. Белозубов, В. А. Васильев, Н. В. Громков // Измерительная техника. – 2009. – № 7. – С. 35–38.
8. Белозубов, Е. М. Тонкопленочные микроэлектромеханические системы и датчики на их основе / Е. М. Белозубов, Н. Е. Белозубова, В. А. Васильев // Нано- и микросистемная техника. – 2009. – № 2. – С. 33–39.
9. Белозубов, Е. М. Перспективные тонкопленочные тензорезисторные датчики давления для ракетной и авиационной техники / Е. М. Белозубов // Измерительная техника. – 2004. – № 5. – С. 37.
10. Проектирование датчиков для измерения механических величин / под ред. Е. П. Осадчего. – М. : Машиностроение, 1979. – 480 с.

11. Пат. 2395060. Российская Федерация, Мки G 01 B 7/16. Частотный преобразователь сигнала разбаланса тензомоста с уменьшенной температурной погрешностью / В. А. Васильев, Н. В. Громков. – Бюл. № 20 от 20.07.2010.
12. Пат. 2398196. Российская Федерация, Мки G 01 L 9/04. Устройство для измерения давления с частотным выходом на основе нано- и микроэлектромеханической системы с частотным выходным сигналом / В. А. Васильев, Н. В. Громков. – Бюл. № 24 от 27.08.2010.

Васильев Валерий Анатольевич

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой приборостроения,
Пензенский государственный университет
E-mail: opto@bk.ru

Vasil'ev Valeriy Anatol'evich

doctor of technical sciences, professor,
head of the department of instrument making,
Penza State University

Громков Николай Валентинович

доктор технических наук, профессор
кафедры информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: ngrom@bk.ru

Gromkov Nikolay Valentinovich

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

Николаев Дмитрий Пименович

кандидат технических наук, доцент,
высшая школа экономики
E-mail: dnikolaev@hse.ru

Nikolaev Dmitriy Pimenovich

candidate of technical sciences,
associate professor,
Higher school of economics

Сатыбалдыев Ораз Сатыбалдыевич

доктор физико-математических наук,
заведующий кафедрой математики,
Казахский национальный
технический университет им. К. И. Сатпаева,
E-mail: oraz_55_55@mail.ru

Satybaldyev Oraz Satybaldyevich

doctor of physical and mathematical sciences,
head of the department of mathematics,
Kazakh national technical
University named K. I. Satpayev

УДК 621.7.08

Васильев, В. А.

Датчики давления с уменьшенной температурной погрешностью на основе нано- и микроэлектромеханических систем и частотных интегрирующих развертывающих преобразователей / В. А. Васильев, Н. В. Громков, Д. П. Николаев, О. С. Сатыбалдыев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 61–68.