№ 3 (9), 2014

ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Дмитриенко А. Г., Трофимов А. А.
МОДЕЛЬ ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ, ПРОТЕКАЮЩИХ В ДАТЧИКЕ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ 3

Нефедьев А. И., Нефедьев Д. И.
ТОЧНЫЙ ТРЕХФАЗНЫЙ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ КОМПАРАТОР НАПРЯЖЕНИЯ, ТОКА И МОЩНОСТИ 10

Вершинин Н. Н., Безбородова О. Е., Грузин Д. П., Авдонина Л. А.
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ БАЛАНСИРОВОЧНОГО СТАНКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАССОВО-ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТЕЛ ВРАЩЕНИЯ 16

Баринов И. Н., Волков В. С., Евдокимов С. П.
ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТОДИОДОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ШИРОКОГО ДИАПАЗОНА ТЕМПЕРАТУР 26

Мелентьев В. С., Иванов Ю. М., Пескова А. С.
СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ ИХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ 34

Смыслов В. И., Клементьев А. Т., Демин А. Н.
ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА НА ОСНОВЕ МАГНИТООПТИЧЕСКИХ КРИСТАЛЛОВ $Bi_{12}SiO_{20}$ И $Bi_{12}GeO_{20}$ С ЧУВСТВИТЕЛЬНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ ОДНОПРОХОДНОГО ТИПА **41**

Майоров А. В.
ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА ПОГРЕШНОСТЬ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ МЕДЛЕННОМЕНЯЮЩИХСЯ СИГНАЛОВ В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ **47**

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Смагин С. А.
МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ МНОГОКАНАЛЬНОГО НОНИУСНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ «ВРЕМЯ-КОД» С ОПЕРАТИВНОЙ КАЛИБРОВКОЙ **52**

Полосин В. Г., Нефедьев Д. И.
МОДЕЛИРОВАНИЕ УПРУГИХ СВОЙСТВ МОЛЕКУЛЯРНОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ИЗМЕНЕНИЯ ЕЕ ЭНТРОПИИ **58**

Нефедьев А. И., Горобцов А. С., Кобышев В. А., Горелик Р. Е.
ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕДЕНИЯ ПОДВЕСКИ ПОДВИЖНОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ВОЗМУЩЕНИИ ОПОРНОЙ ПОВЕРХНОСТИ **65**

Маланин В. П., Шамраков А. Л., Кикот В. В.
УСТРОЙСТВО КОРРЕКЦИИ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ **71**

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 531.787.084.2

А. Г. Дмитриенко, А. А. Трофимов

МОДЕЛЬ ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ, ПРОТЕКАЮЩИХ В ДАТЧИКЕ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

A. G. Dmitrienko, A. A. Trofimov

THE MODEL OF THERMAL PROCESSES IN LINEAR DISPLACEMENT SENSOR

А н н о т а ц и я. На основании расчета температурных полей датчика линейных перемещений, построенного на применении численного метода и метода «элементарных» балансов с использованием основных законов теплообмена, получены результаты математического моделирования тепловых режимов его работы при различных условиях его эксплуатации в соответствии с воздействием на него теплового потока. Рассмотрена конструкция и тепловая модель бесконтактного трансформаторного датчика перемещений, представлены топограммы температурного поля датчика при различных режимах его работы.

A b s t r a c t. On the basis of the calculation of the temperature fields of the linear displacement sensor, built on the application of the numerical method and the method of "elementary" balances using basic laws of heat transfer, the results of mathematical modeling of thermal operating modes under various conditions in accordance with the influence of the heat flux. Considered design and the thermal model of the contactless transformer motion sensor, presents topogram temperature field of the sensor at different operation modes.

К л ю ч е в ы е с л о в а: датчик перемещений, тепловая модель, топограмма, температурное поле, градиент температуры.

K e y w o r d s: motion sensor, thermal model topogram, temperature field, the temperature gradient.

Современные датчики физических величин (давления, температуры, перемещений, инерциальной информации и др.) представляют собой сложные многокомпонентные динамические системы, в которых протекают взаимосвязанные физические процессы различной природы (тепловые, механические, упругие и термоупругие, электрические, оптические и др.), в связи с этим становится актуальным исследование воздействия неоднородных нестационарных тепловых полей на датчиковую аппаратуру [1–4]. Тепловые переходные процессы во многом определяют не только точность датчиков, но и такие важные характеристики как долговечность, надежность, время готовности и в конечном итоге эффективность их работы. Для ускорения разработки датчиковой аппаратуры необходимо уже на этапе проектирования, не

прибегая к дорогостоящим натурным испытаниям, знать влияние реальных условий эксплуатации на выходные характеристики датчика. При использовании математического моделирования становится возможным комбинирование различных начальных условий эксплуатации, материалов и временных характеристик воздействия возмущающих факторов, поэтому одной из актуальных задач при построении и исследовании математических моделей датчиков и приборов на их основе является определение с достаточно высокой точностью (до десятых долей градуса) температурного поля датчика, а также оценка его влияния на работоспособность и метрологические характеристики.

На базе Научно-исследовательского института физических измерений (НИИФИ, г. Пенза) с помощью программных комплексов «Термоудар» и «DLP», разработанных в сотрудничестве с институтом проблем точной механики и управления (ИПТМУ РАН, г. Саратов), был проведен ряд исследований в области математического моделирования воздействия нестационарных температур на датчики перемещений.

Объект исследований – датчик линейных перемещений (ДЛП) [5–7], предназначенный для бесконтактного преобразования статико-динамических линейных перемещений контролируемого объекта в разность фаз между двумя синусоидальными напряжениями. В конструкции датчика реализована дифференциально-трансформаторная схема, основным элементом которой является чувствительный элемент, содержащий магнитопровод с разделенными цепями рабочей и компенсационных частей.

Была поставлена задача аналитического и компьютерного исследования нестационарного, неоднородного, осесимметричного температурного поля бесконтактного электромагнитного датчика перемещений, предназначенного для измерения линейных перемещений в диапазоне до 40 мм, при воздействии на него теплового потока с температурой до 2500 ºС в течение 2,5 с в соответствии с требованиями заказчика. График воздействия окружающего теплового потока на ДЛП представлен на рис. 1.

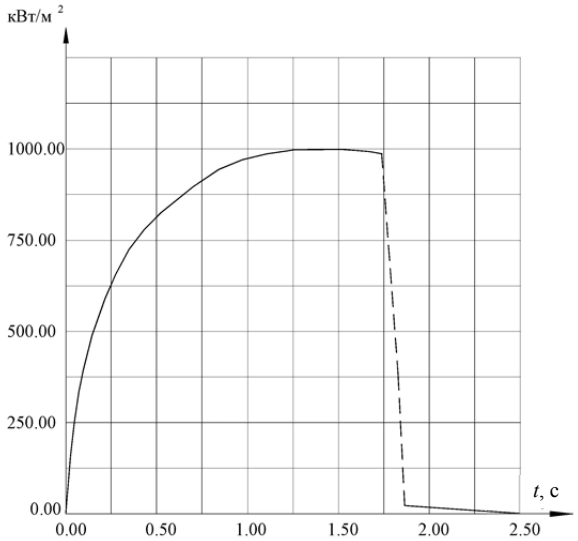


Рис. 1. Зависимость мощности усредненного теплового потока от времени

На рис. 2 приведена конструктивная схема ДЛП, где: *1* – корпус (соответствующие объемы на рис. 3): (объемы 23, 24, 40, 41); *2* – сердечник (объемы 11, 20–22, 37); *3* – ближняя к рабочему зазору разделительная пластина (объемы 12–14); *4* – дальняя от рабочего зазора обмотка 4-секционной катушки (объемы 27, 32, 33); *5* – ближний к рабочему зазору фланец (объемы 4–6); *6* – контактная плата (объемы 42–44); *7* – экран (объемы 45–47); *8*, *9* – средние обмотки 4-секционной катушки (объемы 15–17, 25, 28, 29); *10* – дальний от рабочего зазора фланец (объемы 38–39); *11* – ближняя к рабочему зазору обмотка 4-секционной катушки (объемы 7–9); *12* – дальняя от рабочего зазора разделительная пластина (объемы 26, 30, 31); *13* – лента на подвижной части изделия (объект контроля); *14* – тепловоспринимающая пластина (объемы 1–3), а на рис. 3 – разбивка модели датчика на элементарные объемы.

Элементарные объемы имеют теплофизические и геометрические характеристики и тепловые связи, соответствующие реальной конструкции. Для упрощения на элементарные объемы разбивается половина датчика, остальная часть полностью ей симметрична. Крышка (объемы 48–50) и клей-отвердитель ВК-9 (объемы 10, 18, 19, 34–36) на рис. 2 не обозначены.

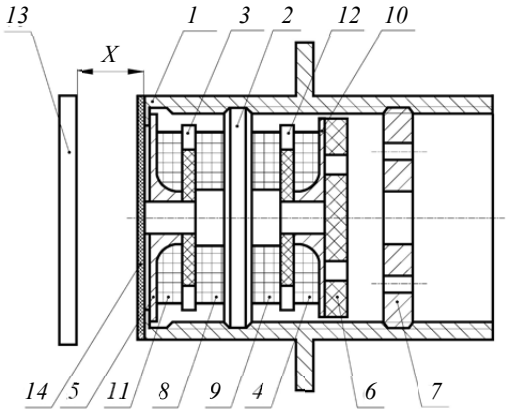


Рис. 2. Конструктивная схема бесконтактного датчика линейных перемещений

При отсутствии термостатирования для уменьшения температурной погрешности необходимо обеспечивать тепловую защиту ДЛП от нестационарного воздействия теплового потока со стороны торцевой поверхности (плоскости чувствительности). Для тепловой защиты ДЛП применена тепловоспринимающая пластина из фторопласта (поз. *14* рис. 2). Итогом исследований явилось нахождение такого оптимального сочетания материалов и конструктивных особенностей датчика, при котором обеспечивается надежная теплозащита чувствительного элемента за время воздействия теплового потока.

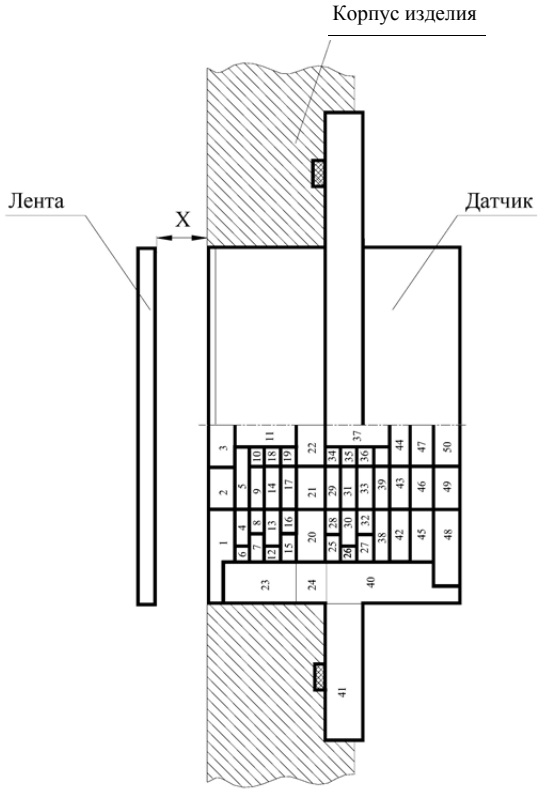


Рис. 3. Тепловая модель датчика перемещений с разбиением на элементарные объемы

При расчете неоднородных трехмерных нестационарных температурных полей датчиков физических величин используется приближенный численный метод [8], представляющий

собой модифицированный вариант метода «элементарных» балансов. Для составления тепловых балансов используются такие основные законы теплообмена, как закон сохранения энергии, закон Фурье, закон Ньютона, закон Стефана–Больцмана и др. Использование основных законов и гипотез теплообмена приводит к непосредственному получению расчетных алгоритмов, минуя стадию составления дифференциальных уравнений. «Элементарными» геометрическими объемами, на которые разбиваются модели датчиков, могут быть параллелепипеды, цилиндрические, шаровые сегменты и другие канонические формы, определяемые конструктивными особенностями различных типов датчиков. Основной алгоритм расчета температурного поля, полученный на основе метода тепловых балансов и принятых допущений для рассматриваемого типа датчиков, состоящих из твердотельных элементарных объемов, имеет следующий вид [7]:

$$T_i(t+\Delta t)=\left[1-\frac{\Delta t}{c_i}\left(\sum_{j=1}^{M} q_{ij}+q_{ic}\right)\right]T_i+\frac{\Delta t}{c_i}\left(\sum_{j=1}^{M} q_{ij}T_j+q_{ic}T_c+Q_i\right), \quad (1)$$

где $T_i(t)$, $T_i(t+\Delta t)$ – температуры i-го объема в настоящий и последующий моменты времени соответственно; Δt – шаг расчета; c_i – теплоемкость; q_{ij} – термопроводимости между объемами i, j; q_{ic} – термопроводимость между i-м объемом и окружающей или измеряемой средой; q_i – мощность источников или стоков тепла; m – количество объемов, имеющих тепловой контакт с i-м объемом; n – количество объемов; $i = 1, ..., n$.

Значение суммарной тепловой проводимости, характеризующейся входящими в (1) коэффициентами термопроводимости q_{ij}, может быть представлено в виде

$$q_{ij}=q_{\text{т}}+q_{\text{к}}+q_{\text{и}}=\alpha_{\text{т}}f_{\text{т}}+\alpha_{\text{к}}f_{\text{к}}+\alpha_{\text{и}}f_{\text{и}}, \quad (2)$$

где $q_{\text{т}}, q_{\text{к}}, q_{\text{и}}$ – коэффициенты термопроводимости, учитывающие теплообмен в соответствии с теплопроводностью, конвекцией и излучением; $\alpha_{\text{т}}, \alpha_{\text{к}}, \alpha_{\text{и}}$ – функции геометрических и теплофизических параметров элементарных объемов; $f_{\text{т}}, f_{\text{к}}, f_{\text{и}}$ – функции температур.

Таким образом, предложенный способ расчета позволяет учитывать основные виды теплообмена, имеющие место в рассматриваемых классах датчиков. Формулы и соотношения, по которым рассчитываются эти коэффициенты, для основных случаев теплообмена в приборах и некоторых специальных случаев получены на основе законов тепломассообмена и критериальных уравнений Нуссельта, Рейнольдса, Грасгофа, Прандля, теории подобия аэродинамических, электрических и тепловых процессов и экспериментальных исследований. К полученным разностным и другим соотношениям (1), (2) и формулам необходимо добавить начальные условия, и задача сведется к определению функций $T_i(t)$ по всем элементарным объемам в каждый момент времени. Построенные и реализованные в программных комплексах алгоритмы, соотношения, формулы составляют основу математической модели тепловых процессов в сложных датчиках, приборах и устройствах и позволяют рассчитывать и проводить анализ в общем случае трехмерных, неоднородных, нестационарных температурных полей этих приборов и устройств в заданном числе расчетных точек.

Моделирование проводилось в трех режимах:

1-й режим. Моделируются нестационарные тепловые процессы в датчике линейных перемещений.

2-й режим. Соблюдаются условия, как в первом режиме. При этом варьируется толщина тепловоспринимающей пластины для определения ее минимального значения, при котором датчик остается работоспособным в течение заданного интервала времени 2,5 с.

3-й режим. Для определения постоянной времени тепловых процессов и выявления интервалов времени, в течение которых скорость изменения температуры в датчике линейных перемещений максимальна, моделируются нестационарные тепловые процессы остывания датчика при отключенном питании и «обычных» (не экстремальных, как в предыдущих режимах) внешних условиях.

Топограммы температурного поля датчика перемещений представлены на рис. 4.

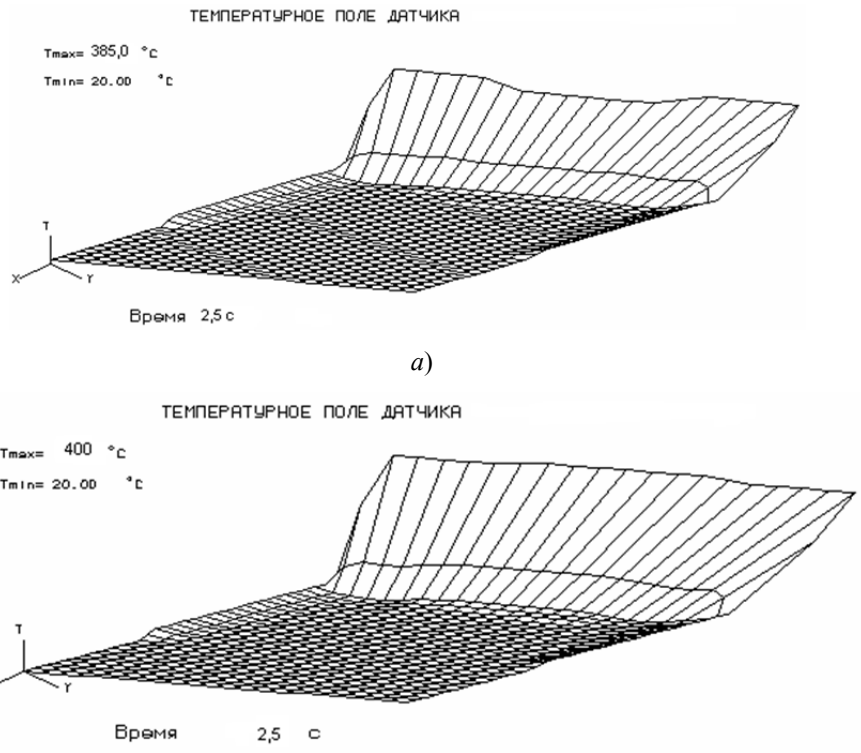


Рис. 4. Топограммы температурного поля датчика перемещений:
а – T_{min} = 20 ºС, T_{max} = 385 ºС, номинальная толщина тепловоспринимающей пластины 2,0 мм;
б – T_{min} = 20 ºС, T_{max} = 400 ºС, минимальная толщина тепловоспринимающей пластины 1,2 мм

Топограмма пространственного распределения температурного поля в момент времени, когда градиенты температур в датчике максимальны, приведена на рис. 5.

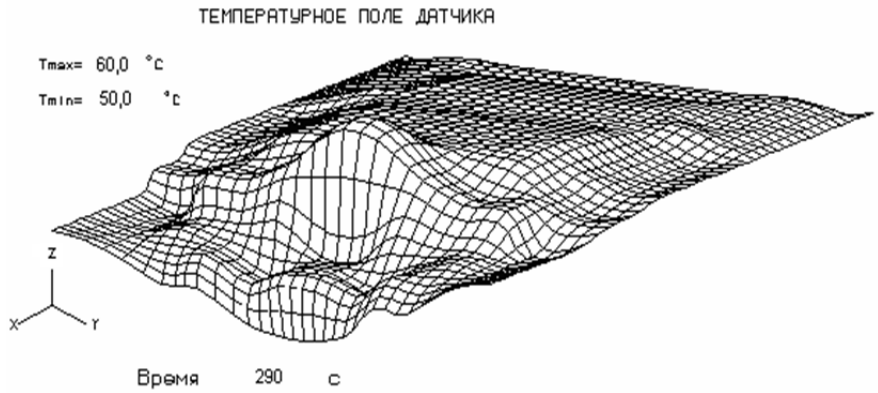


Рис. 5. Топограмма температурного поля датчика перемещений в 3-м режиме (обесточенный прибор) в момент времени 290 с, когда градиенты температур в датчике максимальны

По результатам проведенного моделирования получена картина распределения теплового поля в датчике при воздействии теплового потока в течение 2 с, представленная на рис. 6.

Математическое моделирование базовых тепловых режимов работы бесконтактного ДЛП при воздействии температуры рабочей среды по заданному закону позволило при разработке датчиков определить их работоспособность и рассчитать в заданный момент времени температуру в любой точке датчика и эффективность теплозащиты в зависимости от мощности и характера теплового потока.

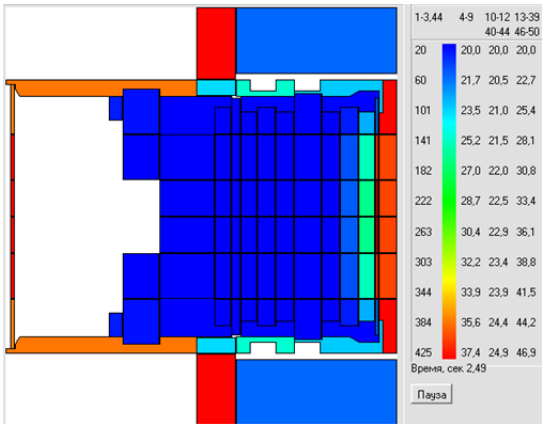


Рис. 6. Распределения теплового поля в датчике

Точность, с которой математическая модель отражает тепловые процессы в реальных конструкциях датчиков, приборов и систем, была подтверждена результатами натурных испытаний, проведенных как на базе ОАО НИИФИ, так и на базе заказчика (ФГУП ГРЦ «КБ им. академика В. П. Макеева»).

Список литературы

1. Баринов, И. Н. Высокотемпературные полупроводниковые датчики давления с повышенной временной стабильностью / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2011. – № 8. – С. 51–55.
2. Баринов, И. Н. Повышение долговременной стабильности высокотемпературных полупроводниковых датчиков давлений / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы. – 2010. – № 3. – С. 9–15.
3. Трофимов, А. А. Взаимоиндуктивные датчики перемещений : моногр. / А. А. Трофимов, А. Н. Трофимов. – Пенза, 2009. – 200 с.
4. Баринов, И. Н. Состояние разработок и тенденции развития высокотемпературных тензорезистивных датчиков давлений на основе карбида кремния / И. Н. Баринов, Б. В. Цыпин // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2010. – № 11. – С. 50–60.
5. Трофимов, А. А. Трансформаторные датчики перемещений с расширенным диапазоном измерений / А. А. Трофимов, Н. Д. Конаков // Датчики и системы. – 2005. – № 9. – С. 8–10.
6. Гаврилов, В. А. Система измерения линейных перемещений / В. А. Гаврилов, А. А. Трофимов // Датчики и системы. – 2005. – № 9. – С. 44–46.
7. Пат. 2208762 Российская Федерация. Амплитудно-фазовый трансформаторный датчик перемещения с фазовым выходом / Трофимов А. А., Конаков Н. Д., Глухов О. Д. – Опубл. 03.12.2001.
8. Джашитов, В. Э. Динамика температурно-возмущенных гироскопических приборов и систем / В. Э. Джашитов, В. М. Панкратов. – Саратов : Изд-во Сарат. ун-та, 1998. – 236 с.

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

Trofimov Aleksey Anatol'evich
doctor of technical sciences, associate professor,
sub-department of information
and measuring equipment,
Penza State University

УДК 531.787.084.2

Дмитриенко, А. Г.

Модель тепловых процессов, протекающих в датчике линейных перемещений / А. Г. Дмитриенко, А. А. Трофимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 3–9.

УДК 621.38

А. И. Нефедьев, Д. И. Нефедьев

ТОЧНЫЙ ТРЕХФАЗНЫЙ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ КОМПАРАТОР НАПРЯЖЕНИЯ, ТОКА И МОЩНОСТИ

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

ACCURATE THREE-PHASE ELECTRODYNAMIC COMPARATOR VOLTAGE, CURRENT AND POWER

А н н о т а ц и я. Электродинамический трехфазный компаратор напряжения, тока и мощности предназначен для эталонных измерений мощности в трехфазных цепях переменного тока в широком диапазоне частот. Электродинамический трехфазный компаратор содержит подвижную систему в виде трех горизонтальных балок, по краям каждой из которых укреплены подвижные электроды электродинамических преобразователей с возможностью регулирования их параметров. Положение балок зарегистрировано с помощью двух фотоэлектрических преобразователей. Равенство напряжений, тока и мощности на переменном и постоянном токах определено с помощью нулевого индикатора.

A b s t r a c t. Electrodynamic three-phase comparator voltage, current and power is intended for reference measurements of power in three-phase circuits of alternating current in a wide frequency range. Electrodynamic three-phase comparator contains a dynamic system in the form of three horizontal beams on the edges of each fortified movable electrodes of electrodynamical to control their settings. The position of the beams is logged using two photovoltaic converters. Equality of voltage, current and power in AC and DC current is determined by using a null indicator.

К л ю ч е в ы е с л о в а: электродинамический компаратор, напряжение, ток, мощность, преобразователь, независимая поверка, подвижная система, растяжка.

K e y w o r d s: electrodynamics comparator voltage, current, power, frequency Converter, independent verification, mobile system, stretching.

Для проверки и калибровки образцовых счетчиков электроэнергии и мощности в настоящее время выпускаются трехфазные компараторы мощности, применяемые в универсальных и испытательных лабораториях. Примером такого устройства является трехфазный компаратор К2006 фирмы MTE Meter Test Equipment AG (Швейцария), имеющий погрешность 0,01 по току и напряжению [1]. Обработка измерительной информации в этом компараторе основывается на принципе аналого-цифрового преобразования, осуществляемого цифровыми процессорами сигналов. Достоинствами данного компаратора мощности являются возможность управления с помощью компьютера, автоматическое переключение диапазонов измерения, наличие встроенного вычислителя погрешности и графическое отображение векторной диаграммы, недостатком – высокая стоимость.

Для измерения мощности в трехфазных цепях используется измерительный ЭДП мощности Ф5076, входящий в состав установки У1134М. Компаратор преобразователя является двухэлементным измерителем мощности ЭД типа, охваченным обратной отрицательной связью по электромеханическому моменту. Вращающий момент, создаваемый двумя ЭДП, уравновешивается противодействующим моментом, создаваемым преобразователем магнитоэлектрической системы. Все преобразователи находятся на общей оси. Положение преобразовате-

лей в этом компараторе регистрируется с помощью ФЭП [2]. В режиме измерения активной мощности подвижные и неподвижные элементы компарирующих преобразователей включены по схеме двух ваттметров, в режиме преобразователя реактивной мощности – по схеме с искусственной нейтральной точкой.

Недостаток измерительного преобразователя мощности Ф5076 заключается в недостаточной точности и узком частотном диапазоне, что обусловлено большой реактивностью неподвижных и подвижных катушек ЭДКМ.

Среди электромеханических компараторов можно выделить электродинамические компараторы (ЭДК) напряжения, тока и мощности одновременного сравнения ЭД/ЭД, предназначенные для эталонных измерений в однофазных цепях [3–7]. ЭДК содержит подвижную часть в виде горизонтальной балки, по краям которой находятся два электродинамических преобразователя (ЭДП). Каждый ЭДП состоит из одной подвижной катушки, закрепленной на конце горизонтальной балки, и двух неподвижных катушек. Положение подвижной системы регистрируется с помощью двух фотоэлектрических преобразователей (ФЭП). Подвижная часть ЭДК закреплена с помощью системы из четырех растяжек с каждой стороны горизонтальной балки, которые позволяют получить низкий суммарный противодействующий момент, а также снижают воздействие механических помех на подвижную систему.

Погрешность, обусловленная порогом чувствительности однофазного ЭДК, была определена экспериментально, путем сличения его показаний с показаниями электростатического компаратора напряжений [6, 7]. При исследовании погрешности компарирования ЭДК применялись калибратор постоянного напряжения П320, калибратор переменного напряжения 745А и усилитель 746А. При измерении напряжения последовательно с ЭДП подключался шунт коаксиальной конструкции. Измерения проводились при двух полярностях постоянного напряжения.

Анализ экспериментальных данных, приведенных в табл. 1, показывает, что левый и правый электродинамические преобразователи сохраняют идентичность при переходе с переменного напряжения на постоянное с погрешностью не более 0,01 %.

Таблица 1

Напряжение, В	Погрешность компарирования (%) при частоте (Гц)				
	50 Гц	100 Гц	1000 Гц	10 000 Гц	20 000 Гц
200	0,001	0,001	0,001	– 0,002	– 0,008
300	0,001	0,001	0,001	– 0,002	– 0,008
400	0,001	0,001	0,001	– 0,002	– 0,008
500	0,001	0,001	0,001	– 0,002	– 0,01
600	0,001	0,001	0,001	– 0,002	– 0,01

Погрешность компарирования на частотах 50–1000 Гц не обнаружена. В таблице показана погрешность, обусловленная зоной нечувствительности электродинамического компаратора напряжения.

На основе однофазного ЭДК для повышения точности измерения напряжения, тока и мощности в трехфазных цепях в широком диапазоне измеряемых величин и частот была разработана конструкция трехфазного ЭДК [8], предназначенная для использования при эталонных измерениях в трехфазных цепях в широком диапазоне измеряемых величин и частот.

На рис. 1 изображен в двух проекциях трехфазный ЭДК, который содержит подвижную систему в виде трех балок *1*, *2*, *3*, закрепленных на общей оси *4* параллельно друг другу. На концах балок укреплены подвижные катушки *5*, *7*, *9* и *6*, *8*, *10* шести идентичных ЭДП. Неподвижные катушки *11* и *13*, *15* и *12*, *14* и *16* ЭДП закреплены на основании компаратора.

В трехфазном ЭДК применено устройство для крепления подвижной части электроизмерительных приборов [9], которое содержит растяжки *17–20*, попарно расположенные во взаимно перпендикулярных плоскостях и под острым углом одна к другой. С внешней стороны растяжки прикреплены к амортизационным пружинам *21*, *22* и *23*, *24*. Внутренние концы растяжек *17*, *18* прикреплены к оси *4*, а растяжек *19*, *20* – к кольцам *25*. Применение данного устройства позволило получить низкий суммарный противодействующий момент растяжек и снизило влияние механических помех на работу трехфазного ЭДК.

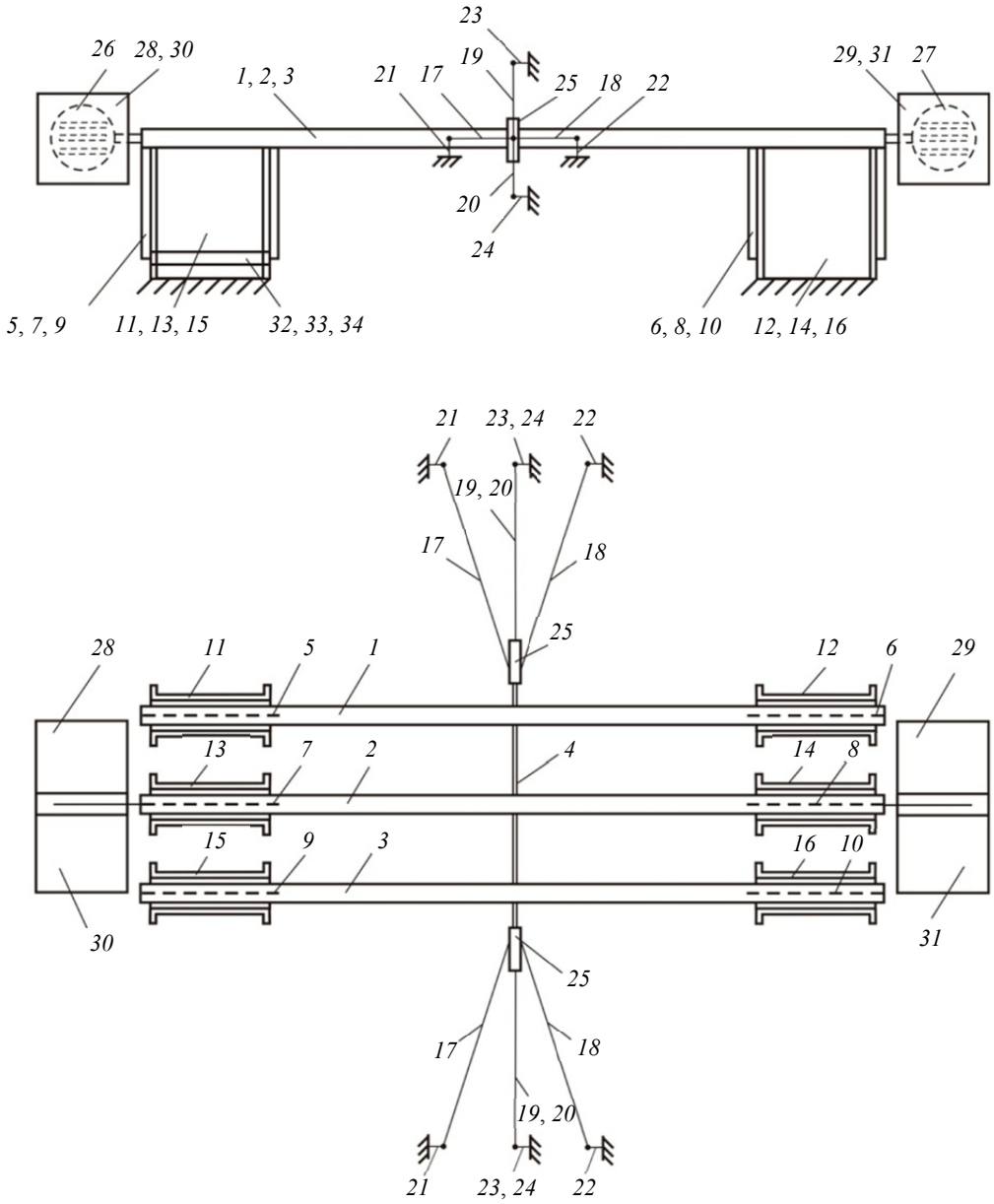


Рис. 1. Трехфазный электродинамический компаратор

Положение подвижной части трехфазного ЭДК регистрируется с помощью двух ФЭП, флажки *26*, *27* которых укреплены на концах горизонтальной балки *2*. ФЭП также содержат светодиод с конденсором *28*, *29* и измерительные мосты *30*, *31*. Сигнал с измерительных мостов суммируется, усиливается с помощью усилителя постоянного тока и подается на нулевой индикатор (на рис. 1 не показаны).

Каждый из шести идентичных ЭДП содержит подвижную катушку и неподвижную катушку, симметрично расположенную с двух сторон подвижной катушки. Катушки выполнены плоскими ленточными проводниками. Идентичность характеристик ЭДП регулируется с помощью измерения расстояния между подвижной катушкой и одним витком неподвижной катушки.

Вращающий момент D_0 на постоянном токе с учетом влияния подвижного электрода равен

$$D_0 = I_{1A}I_{2A}\left(\frac{dM_{12A}}{dz}+\frac{dM_{ППА}}{dz}\right)l + I_{1B}I_{2B}\left(\frac{dM_{12B}}{dz}+\frac{dM_{ППВ}}{dz}\right)l + I_{1C}I_{2C}\left(\frac{dM_{12C}}{dz}+\frac{dM_{ППС}}{dz}\right),$$

где l – длина коромысла; z – координата движения ЭДП с учетом влияния подвижного проводника; $M_{\text{ППА}}$, $M_{\text{ППВ}}$, $M_{\text{ППС}}$ – взаимная индукция между подвижным проводником и подвижной катушкой в фазах A, B и C соответственно, где I_{1A}, I_{1B}, I_{1C} и I_{2A}, I_{2B}, I_{2C} – действующие значения тока в подвижной и неподвижной катушках в фазах A, B и C соответственно.

Среднее значение вращающего момента на переменном токе ($D_{ср}$) равно

$$D_{ср} = I_{1A}I_{2A}\cos(I_{1A}I_{2A})\left(\frac{dM_{12A}}{dz}+\frac{dM_{ППА}}{dz}\right)l + I_{1B}I_{2B}\cos(I_{1B}I_{2B})\left(\frac{dM_{12B}}{dz}+\frac{dM_{ППВ}}{dz}\right)l +$$
$$+ I_{1C}I_{2C}\cos(I_{1C}I_{2C})\left(\frac{dM_{12C}}{dz}+\frac{dM_{ППС}}{dz}\right)l.$$

Поскольку характеристики ЭДП идентичны, выражение вращающего ($D_{ср}$) и противодействующего (D_0) моментов имеют одинаковый вид:

$$D_{ср} = k_f p_f^2 x^2;$$
$$D_0 = k_0 p_0^2 x_0^2,$$

где k_f и k_0 – коэффициенты преобразования электродинамического преобразователя на переменном и постоянном токах соответственно; p_f и p_0 – коэффициенты преобразования приемного преобразователя на переменном и постоянном токах соответственно, зависящие от значений добавочного резистора или шунта, если таковые имеются; x и x_0 – измеряемая величина на переменном и постоянном токах соответственно.

Если коэффициенты преобразования не зависят от частоты, т.е. $k_f p_f = k_0 p_0$, то при равенстве моментов $D_{ср} = D_0$ получается результат в виде

$$x_0 = x.$$

Поскольку при проведении измерений все характеристики ЭДП одинаковы, а сопротивления коаксиальных шунтов и добавочных резисторов (рис. 2) не зависят от частоты в широких пределах, показания ЭДК на постоянном и переменном токах будут идентичными.

Рис. 2. Добавочные резисторы и шунты коаксиальной конструкции

Для экспериментального определения погрешности компарирования ЭДК методом противопоставления была собрана схема в соответствии с рис. 3. Перед началом работы с помощью механического и электрического корректоров устанавливают горизонтальное положение подвижной системы трехфазного ЭДК, при этом на ЭДП сигналы не подаются. Далее поочередно добиваются идентичности пар ЭДП, находящихся на каждой балке, путем последовательной подачи на них одного и того же значения напряжения, тока или мощности на постоянном или переменном токе и плавного изменения расстояния между витком подвижной катушки и подвижным витком неподвижной катушки одного из преобразователей соответственно. Идентичность ЭДП определяется по нулевому показанию нулевого индикатора при подаче на левые и правые ЭДП одной и той же величины напряжения, тока или мощности. Затем на левые ЭДП подается величина напряжения, тока или мощность на переменном токе, а на правые ЭДП – мощность на постоянном токе, которая регулируется таким образом, чтобы нулевой индикатор показывал нуль. Далее величина напряжения, тока или мощность на постоянном токе измеряется компенсационным методом с применением компенсатора постоянного тока, делителя напряжения и эталонной катушки сопротивления.

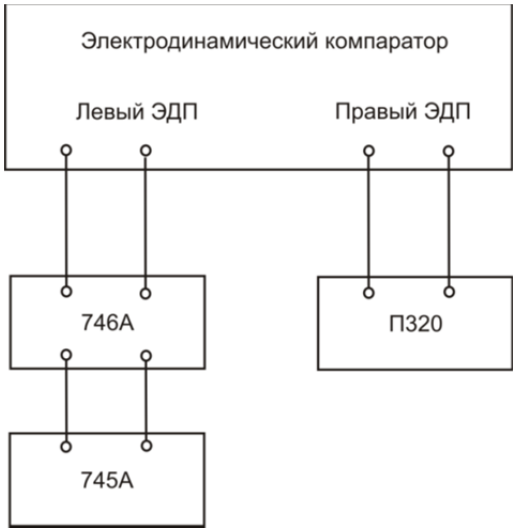


Рис. 3. Схема экспериментального определения погрешности компарирования электродинамического компаратора

Поскольку подвижная система трехфазного ЭДК имеет большую длину и растяжки крепления подвижной системы имеют малый противодействующий момент, это позволяет использовать малое количество витков в каждом из шести ЭДП и, следовательно, получить малую индуктивность подвижных и неподвижных катушек. Таким образом, конструкция предложенного трехфазного ЭДК позволит расширить частотный диапазон и повысить точность измерения напряжения, тока и мощности в трехфазных цепях переменного тока.

Список литературы

1. MTE. – URL: http://www.mte.ch/data/files/K_2006_english.pdf
2. Векслер, М. С. Проблемы метрологического обеспечения средств измерений мощности и энергии переменного тока в широком диапазоне частот / М. С. Векслер, М. В. Попов. – М. : Машиностроение, 1983. – С. 33–34.
3. Пат. 2302010 Российская Федерация, МПК G 01 R 17/00. Электродинамический компаратор напряжения, тока и мощности / Нефедьев А. И. – № 2006104421/28 ; заявл. 15.02.2006 ; опубл. 27.06.2007, Бюл. № 18.
4. Пат. 2351938 Российская Федерация, МПК G 01 R 17/00. Электродинамический компаратор напряжения, тока и мощности / Нефедьев А. И. – № 2007143778/28 ; заявл. 26.11.2007 ; опубл. 10.04.2009, Бюл. № 10.
5. Пат. 2414716 Российская Федерация, МПК G 01 R 17/08. Электродинамический компаратор напряжения, тока и мощности / А. И. Нефедьев. – № 2009143177/28 ; заявл. 23.11.2009 ; опубл. 20.02.2011, Бюл. № 8.
6. Нефедьев, А. И. Новый метод построения электродинамических компараторов напряжения, тока и мощности / А. И. Нефедьев // Измерительная техника. – 2007. – № 3. – С. 58–60.
7. Nefed'ev, A. I. A new method of constructing electrodynamic voltage, current, and power comparators / A. I. Nefed'ev // Measurement Techniques. – 2007. – Vol. 50, № 3. – С. 325–328.
8. Пат. 2361224 Российская Федерация, МПК G 01 R 17/08. Электродинамический трехфазный компаратор мощности / Нефедьев А. И. – № 2007143813/28 ; заявл. 26.11.2007 ; опубл. 10.07.2009, Бюл. № 19.
9. А. с. 1668997 SU, МПК G 12 B 13/00. Устройство для крепления подвижной части электроизмерительных приборов / И. А. Нефедьев, А. И. Нефедьев. – № 4481079/21 ; заявл. 06.06.88 ; опубл. 07.08.91, Бюл. № 29.

Нефедьев Алексей Иванович
доктор технических наук, доцент,
кафедра электротехники,
Волгоградский государственный
технический университет
E-mail: nefediev@rambler.ru

Nefed'ev Aleksey Ivanovich
doctor of technical sciences, associate professor,
sub-department of electrical engineering,
Volgograd State Technical 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 science,
head of sub-department
of information and measuring equipment,
Penza State University

УДК 621.38
Нефедьев, А. И.
Точный трехфазный электродинамический компаратор напряжения, тока и мощности / А. И. Нефедьев, Д. И. Нефедьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 10–15.

УДК 621.317

Н. Н. Вершинин, О. Е. Безбородова, Д. П. Грузин, Л. А. Авдонина

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ БАЛАНСИРОВОЧНОГО СТАНКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАССОВО-ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТЕЛ ВРАЩЕНИЯ

N. N. Vershinin, O. E. Bezborodova, D. P. Gruzin, L. A. Avdonina

STUDY OF THE DYNAMICS OF THE BALANCING MACHINE FOR MEASURING MASS-GEOMETRIC PARAMETERS OF BODYS OF REVOLUTION

А н н о т а ц и я. Проведено исследование динамических характеристик станка для балансировки ротора. Приведены методика и расчет кинетической и потенциальной энергии балансировочной системы. Построена векторная диаграмма процесса балансировки ротора. Предложена схема определения обобщенных сил упругости. Проведен расчет значений обобщенных координат.

A b s t r a c t. A study of the dynamic characteristics of the machine for rotor balancing. The method and calculation of kinetic and potential energy balancing system. Constructed a vector diagram of the balancing of the rotor. A scheme for determining the generalized elastic forces. The calculation of the values of generalized coordinates.

К л ю ч е в ы е с л о в а: измерение, тело вращения, ротор, динамика процесса, балансировочный процесс, массово-геометрические параметры.

K e y w o r d s: measurement, body of revolution, rotor, dynamics of the process, balancing process, mass-geometric parameters.

Рост скоростей вращения роторов и им подобных деталей в различных изделиях машиностроения требует создания высокотехнологичного оборудования, обеспечивающего эффективный контроль качества их изготовления.

Повышение скорости, долговечности и точности работы машин непосредственно связано с совершенствованием методов и средств динамического уравновешивания их узлов и деталей. Поэтому проблеме создания технических средств измерения неуравновешенности тел вращения постоянно уделяется большое внимание [1, 2]. В нашей стране созданы балансировочные автоматические линии для балансировки коленчатых валов автомобильных двигателей, автоматы для балансировки гидродвигателей, микродвигателей и приборных систем, балансировочные станки для балансировки в собранном виде электродвигателей и т.д. [3].

В настоящее время для балансировки тел вращения типа роторов применяются станки, в которых реализуется метод малых угловых колебаний, который позволяет исключить высокую скорость вращения роторов при измерении неуравновешенности [4].

Для реализации системы контроля качества роторов была разработана динамическая модель балансировочного станка с шестью степенями свободы и дано ее математическое описание системой линейных дифференциальных уравнений.

Решение задачи было проведено с помощью уравнений Лагранжа второго рода:

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{dT}{dq_i}\right)-\frac{dT}{dq_i}=-\frac{d\Pi_1}{dq_i}-\frac{d\Pi_2}{dq_i}. \qquad (1)$$

Не раскрывая всех преобразований, покажем последовательность решения задачи и результат.

Во-первых, строим векторную диаграмму процесса балансировки ротора и выбираем системы координат (рис. 1), где используем следующие обозначения: $[x_1, y_1, z_1]$, $[x_2, y_2, z_2]$, $[x_3, y_3, z_3]$ – системы координат; φ – угол собственного вращения; ψ – угол прецессии; θ – угол нутации; ξ, η, ζ – координаты центра тяжести платформы относительно неподвижной системы координат.

Во-вторых, производим преобразование координат.

В-третьих, определяем кинетическую и потенциальную энергию системы.

Для ориентации тел механической системы выберем следующие системы координат:

S_0 (x_0, y_0, z_0) – система координат (инерциальная), жестко связанная с основанием и совпадающая с центром масс платформы в состоянии ее покоя;

S (x, y, z) – система координат, движущаяся поступательно относительно инерциальной системы S_0, начало координат которой совпадает в процессе движения с центром масс платформы O_1. Ее положение по отношению к S_0 задается координатами ξ, η, ζ;

$S_{0\psi}$ $(\tilde{o}_{0\psi}, \acute{o}_{0\psi}, z_{0\psi})$ – промежуточная система координат, получающаяся поворотом системы S на угол ψ вокруг оси Z;

$S_{0\theta}$ $(\tilde{o}_{0\theta}, \acute{o}_{0\theta}, z_{0\theta})$ – промежуточная система координат, получающаяся поворотом системы $S_{0\psi}$ на угол θ вокруг оси $\tilde{O}_{0\psi}$;

S_1 $(\tilde{o}_1, \acute{o}_1, z_1)$ – система координат, жестко связанная с платформой, получающаяся поворотом системы $S_{0\,\theta}$ на угол φ вокруг оси $Z_{0\theta}$. Положение S_1 относительно S определяется углами ψ, θ, φ, относительно S_0 – координатами $\xi, \eta, \zeta, \psi, \theta, \varphi$;

S_2 $(\tilde{o}_2, \acute{o}_2, z_2)$ – система координат, жестко связанная с обоймой, получающаяся поворотом системы S_1 на угол φ_m вокруг оси Z_1. Положение S_2 относительно S определяется углами $\psi, \theta, \varphi, \varphi_m$, относительно S_0 – параметрами $\xi, \eta, \zeta, \psi, \theta, \varphi_m, \varphi_0$;

S_{2l} $(\tilde{o}_{2l}, \acute{o}_{2l}, z_{2l})$ – система координат, получающаяся параллельным переносом системы S_2 вдоль оси Z_2 на величину l;

S_3 $(\tilde{o}_3, \acute{o}_3, z_3)$ – система координат, жестко связанная со снарядом, получающаяся поворотом системы S_{2l} вокруг оси X_{2l} на угол α.

Положение S_3 относительно S определяется параметрами $\psi, \theta, \varphi, \varphi_m, \alpha$, относительно S_0 – параметрами $\xi, \eta, \zeta, \psi, \theta, \varphi_m, \varphi_0, \alpha$.

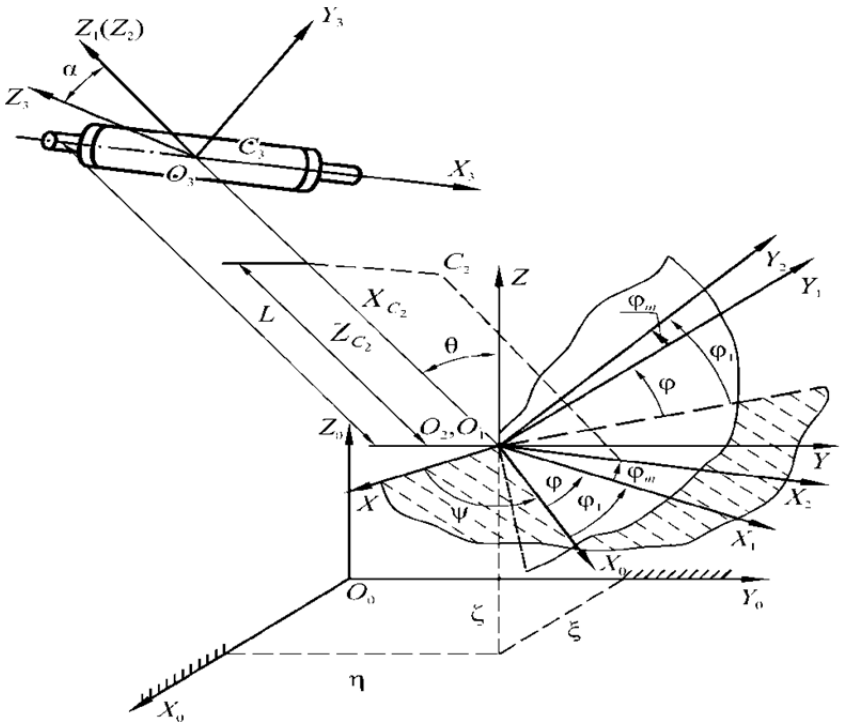


Рис. 1. Векторная диаграмма процесса балансировки ротора

Для решения задачи необходим переход из одной системы координат в другую систему.

Координаты точки в системе $S(õ, ó, z)$ через координаты системы $S_0(õ_0, ó_0, z_0)$ производятся с помощью матричного равенства

$$\overline{r} = A_0 \cdot \overline{r}_0;\ \overline{r}(x, y, z);\ \overline{r}_0(x_0, y_0, z_0).$$

Полученные матрицы будем использовать в дальнейшем для получения кинетической и потенциальной энергии и обобщенных сил.

Для нахождения кинетической энергии платформы необходимо выполнить следующие преобразования. Предполагая, что перемещения линейны, а угловые перемещения настолько малы, что величинами второго и более высоких порядков относительно координат и их производных можно пренебречь. Это предположение означает также, что тригонометрические функции углов θ, ψ, φ можно заменить первыми членами их разложений в степенные ряды [5].

Центр масс платформы C_1 совпадает с системой координат S_1, а главные центральные оси – с координатными осями x_1, y_1, z_1, тогда кинетическая энергия платформы будет равна

$$T_1 = \frac{1}{2} m_1 V_{o_1}^2 + \frac{1}{2}\left[I_{1x_1}\dot{\theta}^2 + I_{1z_1}\left(\dot{\psi}^2 + 2\dot{\psi}\dot{\phi} + \dot{\phi}^2\right)\right], \tag{2}$$

где m_1 – масса платформы; $\overline{V_1}$ – скорость центра масс платформы; $I_{1x_1}, I_{1y_1}, I_{1z_1}$ – главные центральные моменты инерции платформы относительно координатных осей x_1, y_1, z_1.

Для вычисления кинетической энергии T_2 обоймы запишем выражение

$$T_2 = \frac{1}{2} m_2 V_{o_2}^2 + m_2 \overline{V}_{o_2} \overline{V}_{c_2}^{(r)} + T_2', \tag{3}$$

где m_2 – масса обоймы (включая ротор двигателя); $\overline{V_{o_2}}$ – абсолютная скорость полюса O_2; $\overline{V}_{c_2}^{(r)}$ – скорость центра масс по отношению к поступательно движущейся системе $S(x, y, z)$ с началом в центре O_2; T_2' – кинетическая энергия системы в ее движении относительно поступательно движущейся системы $S(x, y, z)$ с началом в центре O_2.

После преобразования получим кинетическую энергию T_2 обоймы:

$$T_2 = \frac{1}{2} m_2 \left(\dot{\xi}^2 + \dot{\eta}^2 + \dot{\zeta}^2\right) + m_2 \left\{ x_{2c_2}\dot{\eta}\left(\dot{\psi} + \dot{\phi}_1\right) + y_{2c_2}\left[\zeta\dot{\theta} - \dot{\xi}\left(\dot{\psi} + \dot{\phi}_1\right)\right] - \right.$$
$$\left. - z_{2c_2}\dot{\eta}\dot{\theta}\right\} + \frac{1}{2}\left[I_{2x_2}\dot{\theta}^2 + I_{2z_2}\left(\dot{\psi} + \dot{\phi}_1\right)^2 - 2I_{2z_2x_2}\left(\dot{\psi} + \dot{\phi}_1\right)\dot{\theta}\right]. \tag{4}$$

Определяем кинетическую энергию T_3 тела 3 (ротора) по формуле

$$T_3 = \frac{1}{2} m_3 V_{o_3}^2 + m_3 \overline{V}_{o_3} \overline{V}_{c_3}^{(r)} + T_3',$$

где V_{o_3} – скорость полюса O_3; $\overline{r}_{c_3}\left(x_{c_3}, y_{c_3}, z_{c_3}\right)$ – радиус-вектор центра масс C_3 в системе осей (x_3, y_3, z_3), связанных с телом 3; $\omega_{3x_3}, \omega_{3y_3}, \omega_{3z_3}, V_{o_3x_3}, V_{o_3y_3}, V_{o_3z_3}$ – проекции векторов $\overline{\omega}_3$ и $\overline{V}_{o_3}$ в системе осей, связанных с телом 3.

После преобразования получим кинетическую энергию T_3 ротора:

$$T_3 = \frac{1}{2} m_3 \left[\dot{\xi}^2 + \left(\dot{\eta} - l\dot{\theta}\right)^2 + \dot{\zeta}^2\right] + m_3 \left\{ x_{3c_3}\left(\dot{\eta} - l\dot{\theta}\right)\left(\dot{\psi} + \dot{\phi}_1\right) + \right.$$
$$+ y_{3c_3}\left[\zeta\left(\dot{\theta} + \dot{\alpha}\right) - \dot{\xi}\left(\dot{\psi} + \dot{\phi}_1\right)\right] + z_{3c_3}\left(\dot{\eta} - l\dot{\theta}\right)\left(\dot{\alpha} + \dot{\theta}\right)\Big\} +$$
$$\left. + \frac{1}{2}\left[I_{3x_3}\left(\dot{\theta} + \dot{\alpha}\right)^2 + I_{3z_3}\left(\dot{\psi} + \dot{\phi}_1\right)^2 - 2I_{3z_3x_3}\left(\dot{\psi} + \dot{\phi}_1\right)\left(\dot{\theta} + \dot{\alpha}\right)\right]. \tag{5}$$

Кинетическая энергия всей системы будет равна сумме

$$T = T_1 + T_2 + T_3. \tag{6}$$

Выражение для кинетической энергии системы с учетом формул (2), (4), (5) запишем в виде

$$\begin{aligned} \mathrm{T} = \frac{1}{2}m_1\left(\xi^2+\eta^2+\xi^2\right)+\frac{1}{2}\left[A_1\theta^2+c_1\left(\psi+\phi^2\right)\right]+\frac{1}{2}m_2\left(\xi^2+\eta^2+\xi^2\right)+ \\ +m_2\left\{x_{c_2}\eta\left(\psi+\phi_1\right)+y_{c_2}\left[\xi\theta+\xi\left(\psi+\phi_1\right)\right]-z_{c_2}\eta\theta\right\}+ \\ +\frac{1}{2}\left[A_2\theta^2+c_2\left(\psi+\phi_1\right)^2-2F\left(\psi+\phi_1\right)\theta\right]+\frac{1}{2}m_3\left[\xi^2+\left(\eta-l\cdot\theta\right)^2+\xi^2\right]+ \\ +m_3\left\{x_{c_3}\left(\eta-l\cdot\theta\right)\left(\psi+\phi_1\right)+y_{c_3}\left[\xi\left(\theta+\alpha\right)-\xi\left(\psi+\phi_1\right)-z_{c_3}\left(\eta-l\cdot\theta\right)\left(\alpha+\theta\right)\right]\right\}+ \\ +\frac{1}{2}\left[A_3\left(\theta+\alpha\right)^2+c_3\left(\psi+\phi_1\right)^2-2F\left(\psi+\phi_1\right)\left(\alpha+\theta\right)\right]. \end{aligned} \tag{7}$$

Для составления дифференциальных уравнений движения системы найдем частные производные от кинетической энергии по обобщенным скоростям.

Далее вычислим потенциальную энергию сил тяжести системы, которая будет складываться из потенциальной энергии тел 1, 2 и 3:

$$\Pi_1 = \Pi\left(\bar{P}_1\right)+\Pi\left(\bar{P}_2\right)+\Pi\left(\bar{P}_3\right), \tag{8}$$

где $\Pi\left(\bar{P}_1\right), \Pi\left(\bar{P}_2\right), \Pi\left(\bar{P}_3\right)$ – соответственно потенциальная энергия платформы, обоймы и ротора.

Определение обобщенных сил упругости проводим следующим образом [6, 7]. Изобразим схему определения обобщенных сил упругости (рис. 2).

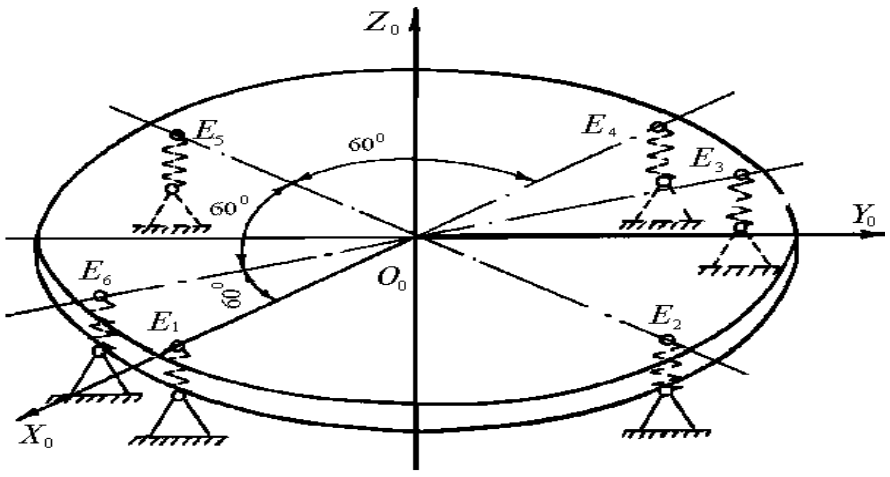


Рис. 2. Схема определения обобщенных сил упругости

Пружины параллельны оси Z_0. Обозначим для i-й пружины точки E_i координаты ее крепления к твердому телу x_{1i}, y_{1i}, z_{1i} в системе S_1. Деформации в направлении осей x_0, y_0, z_0 обозначим U_i, V_i, W_i, жесткости в направлении этих же осей обозначим k_x^i, k_y^i, k_z^i.

$$\Pi_2 = \frac{k_z}{2}\sum_1^6 w_i^2 + \frac{k}{2}\sum_1^6\left(u_i^2+v_i^2\right). \tag{9}$$

Определяем координаты точек крепления пружин: $E_1(R, 0, 0)$; $E_2(R\cos60°)$, $R(\cos30°, 0)$; $E_3(-R\cos60°, R\cos30°, 0)$; $E_4(-R, 0, 0)$; $E_5(-R\cos60°, -R\cos30°, 0)$; $E_6(R\cos60°, -R\cos30°, 0)$.

Находим деформации пружин:

$$\begin{array}{lll} u_1=\xi; & v_1=\eta+R(\psi+\phi); & w_1=\zeta; \\ u_2=\xi-R(\psi+\phi)\cos 30°; & v_2=\eta+R(\psi+\phi)\cos 60°; & w_2=\zeta+R\theta\cos 30°; \\ u_3=\xi-R(\psi+\phi)\cos 30°; & v_3=\eta-R(\psi+\phi)\cos 60°; & w_3=\zeta+R\theta\cos 30°; \\ u_4=\xi; & v_4=\eta-R(\psi+\phi); & w_4=\zeta; \\ u_5=\xi+R(\psi+\phi)\cos 30°; & v_5=\eta-R(\psi+\phi)\cos 60°; & w_5=\zeta-R\theta\cos 30°; \\ u_6=\xi+R(\psi+\phi)\cos 30°; & v_6=\eta+R(\psi+\phi)\cos 60°; & w_6=\zeta-R\theta\cos 30°. \end{array}$$

Потенциальная энергия пружин равна

$$\Pi_2=\frac{1}{2}k_z\left[6\zeta^2+4R^2\theta^2\cos^2 30°\right]+\frac{1}{2}k\Big[6\xi^2+4R^2(\psi+\phi)^2\cos 30°+$$
$$+6\eta^2+3R^2(\psi+\phi)^2\Big]\cdot\left[\eta+R(\psi+\phi)\right]^2+\left[\eta-R(\psi+\phi)\right]^2+$$
$$=2\left[\eta+R(\psi+\phi)\cos 60°\right]^2+2\left[\eta-R(\psi+\phi)\cos 60°\right]=$$
$$=6\eta^2+2R^2(\psi+\phi)^2+4R^2(\psi+\phi)^2\left(\frac{1}{4}\right)=6\eta^2+3R^2(\psi+\phi)^2;$$

$$\Pi_2=\frac{1}{2}k_z\left(6\zeta^2+3R^2\theta^2\right)+\frac{1}{2}k\Big[6\xi^2+3R^2(\psi+\phi)^2+6\eta^2+3R^2(\psi+\phi)^2\Big]^2+\frac{1}{2}C_\alpha\alpha^2;$$

$$\Pi_2=\frac{3}{2}k_z\left(2\zeta^2+R^2\theta^2\right)+3k\left[\xi^2+\eta^2+R^2(\psi+\phi)^2\right]+\frac{1}{2}C_\alpha\alpha^2.$$

Находим частные производные (силы упругости):

$$\frac{\partial\Pi_2}{\partial\xi}=-6k\xi;\ \frac{\partial\Pi_2}{\partial\eta}=-6k\eta;\ \frac{\partial\Pi_2}{\partial\zeta}=-6k_z\zeta;$$
$$\frac{\partial\Pi_2}{\partial\psi}=-6kR^2(\psi+\phi);\ \frac{\partial\Pi_2}{\partial\theta}=-3kR^2\theta;\ \frac{\partial\Pi_2}{\partial\phi}=-6kR^2(\psi+\phi);$$
$$\frac{\partial\Pi_2}{\partial\alpha}=-C_\alpha\alpha. \qquad (10)$$

Запишем дифференциальные уравнения движения, подставив зависимости (8), (9), (10) в уравнения Лагранжа второго рода (1):

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial T}{\partial\dot{q}_j}\right)-\frac{\partial T}{\partial q_j}=-\frac{\partial\Pi_1}{\partial q_j}-\frac{\partial\Pi_2}{\partial q_j},\quad (j=1,2,...,7), \qquad (11)$$

в которых $\frac{\partial T}{\partial q_j}=0$, т.е. кинетическая энергия системы не зависит от обобщенных координат.

Уравнения (11) называют дифференциальными уравнениями вынужденных колебаний с семью степенями свободы. Общий интеграл системы дифференциальных уравнений является суммой общего решения соответствующей однородной системы и частного решения рассматриваемой неоднородной системы, т.е. [5]

$$q_j=q_j^*+q_j^{**}. \qquad (12)$$

Первое решение q_j^* представляет свободные колебания системы, второе решение q_j^{**} определяет вынужденные колебания системы. Определим все частоты свободных колебаний системы $k_j (j = 1, 2, ..., 7)$.

Введем обозначения и перепишем систему дифференциальных уравнений (11) с учетом обозначений (12):

$$
\begin{gathered}
M\ddot{\xi} - B_1\ddot{\psi} - B_1\ddot{\phi} + D_1\xi = \ddot{\phi}_m B_1; \\
M\ddot{\eta} + B_2\ddot{\psi} + B_2\ddot{\phi} - B_3\ddot{\theta} - B_4\ddot{\alpha} + D_1\eta = -\ddot{\phi}_m B_2; \\
M\ddot{\zeta} + B_3\ddot{\theta} + B_5\ddot{\alpha} + D_2\zeta = 0; \\
-B_1\ddot{\xi} + B_2\ddot{\eta} + B_6\ddot{\psi} - B_7\ddot{\theta} + B_6\ddot{\phi} - B_8\ddot{\alpha} + D_3\psi + D_3\phi = -\ddot{\phi}_m B_9; \\
-B_3\ddot{\eta} + B_1\ddot{\zeta} - B_7\ddot{\psi} + B_{10}\ddot{\theta} - B_7\ddot{\phi} + B_{11}\ddot{\alpha} + D_6\theta + D_4\phi - D_5\alpha = -\ddot{\phi}_m B_7 - D_4\phi_m; \\
-B_1\ddot{\xi} + B_2\ddot{\eta} + B_6\ddot{\psi} - B_7\ddot{\theta} + B_6\ddot{\phi} - B_8\ddot{\alpha} + D_3\psi + D_4\theta + D_3\phi = -\ddot{\phi}_m B_9; \\
B_5\ddot{\zeta} - B_4\ddot{\eta} - B_8\ddot{\psi} + B_{11}\ddot{\theta} - B_8\ddot{\phi} + B_{12}\ddot{\alpha} + D_7\alpha - D_5\theta = \ddot{\phi}_m D_8 .
\end{gathered} \tag{13}
$$

Найдем частоты свободных колебаний системы. Общие решения соответствующих уравнений (12) без правой части находим в следующем виде:

$$
\begin{gathered}
q_1 = \xi = A_1 \sin(kt + \beta) = \mu_1 A_1 \sin(kt + \beta); \\
q_2 = \eta = A_2 \sin(kt + \beta) = \mu_2 A_1 \sin(kt + \beta); \\
q_3 = \zeta = A_3 \sin(kt + \beta) = \mu_3 A_1 \sin(kt + \beta); \\
q_4 = \psi = A_4 \sin(kt + \beta) = \mu_4 A_1 \sin(kt + \beta); \\
q_5 = \theta = A_5 \sin(kt + \beta) = \mu_5 A_1 \sin(kt + \beta); \\
q_6 = \phi = A_6 \sin(kt + \beta) = \mu_6 A_1 \sin(kt + \beta); \\
q_7 = \alpha = A_7 \sin(kt + \beta) = \mu_7 A_1 \sin(kt + \beta),
\end{gathered} \tag{14}
$$

где $\mu_j = \dfrac{A_j}{A_1}$ $(j = 1, 2, ..., 7)$.

Значения вторых производных равны:

$$
\begin{gathered}
\ddot{q}_1 = \ddot{\xi} = A_1 k^2 \sin(kt + \beta) = -\mu_1 A_1 k^2 \sin(kt + \beta); \\
\ddot{q}_2 = \ddot{\eta} = A_2 k^2 \sin(kt + \beta) = -\mu_2 A_1 k^2 \sin(kt + \beta); \\
\ddot{q}_3 = \ddot{\zeta} = A_3 k^2 \sin(kt + \beta) = -\mu_3 A_1 k^2 \sin(kt + \beta); \\
\ddot{q}_4 = \ddot{\psi} = A_4 k^2 \sin(kt + \beta) = -\mu_4 A_1 k^2 \sin(kt + \beta); \\
\ddot{q}_5 = \ddot{\theta} = A_5 k^2 \sin(kt + \beta) = -\mu_5 A_1 k^2 \sin(kt + \beta); \\
\ddot{q}_6 = \ddot{\phi} = A_6 k^2 \sin(kt + \beta) = -\mu_6 A_1 k^2 \sin(kt + \beta); \\
\ddot{q}_7 = \ddot{\alpha} = A_7 k^2 \sin(kt + \beta) = -\mu_7 A_1 k^2 \sin(kt + \beta).
\end{gathered} \tag{15}
$$

Подставляя зависимости (14) и (15) в систему дифференциальных уравнений (13) без правой части, получим систему алгебраических уравнений:

$$
\begin{gathered}
\left(D_1 - k^2 M\right)\mu_1 + k^2 B_1 \mu_4 + k^2 B_1 \mu_6 = 0; \\
\left(D_2 - k^2 M\right)\mu_2 - k^2 B_2 \mu_4 + k^2 B_3 \mu_5 - k^2 B_2 \mu_6 + k^2 B_4 \mu_7 = 0; \\
\left(D_3 - k^2 M\right)\mu_3 - k^2 B_1 \mu_5 - k^2 B_5 \mu_7 = 0
\end{gathered} \tag{16}
$$

Система алгебраических уравнений (16), линейных и однородных относительно неизвестных постоянных μ_j (j = 1, 2, ..., 7) может иметь решение, отличное от нуля лишь в том случае, если определитель этой системы равен нулю. Из этого условия получаем следующее уравнение частот свободных колебаний системы:

$$\Delta\left(k^2\right)=$$

$$=\begin{Vmatrix} D_1-k^2M & 0 & 0 & k^2B_1 & 0 & k^2B_1 & 0 \\ 0 & D_2-k^2M & 0 & -k^2B_2 & k^2B_3 & -k^2B_2 & k^2B_4 \\ 0 & 0 & D_3-k^2M & 0 & -k^2B_1 & 0 & -k^2B_5 \\ k^2B_1 & -k^2B_2 & 0 & D_4-k^2B_6 & k^2B_7 & D_4-k^2B_6 & k^2B_8 \\ 0 & k^2B_3 & -k^2B_1 & k^2B_7 & D_5-k^2B_{10} & D_4+k^2B_7 & -D_5-k^2B_{11} \\ k^2B_1 & -k^2B_2 & 0 & D_4-k^2B_6 & D_4+k^2B_7 & D_6-k^2B_6 & k^2B_8 \\ 0 & k^2B_4 & -k^2B_5 & k^2B_8 & -D_5-k^2B_{11} & k^2B_8 & D_7-k^2B_{12} \end{Vmatrix}=0. \quad (17)$$

Уравнение (17) является уравнением седьмой степени относительно k^2; из этого уравнения определяем все частоты свободных колебаний системы k_j (j = 1, 2, …, 7), так как k_j^2 – корни уравнения частот.

Определение корней уравнений произведено на ЭВМ при следующих значениях коэффициентов M_1, B_1, …, B_{12}, D_1, …, D_7:

$$M = (m_1 + m_2 + m_3) = 300 \text{ кг};$$

$$B_1 = \left(m_2 y_{c_2} + m_3 y_{c_2}\right) = 0{,}04 \text{ кгм};$$

$$B_2 = \left(m_2 x_{c_2} + m_3 x_{c_2}\right) = 4{,}36 \text{ кгм};$$

$$B_3 = \left(m_2 z_{c_2} + m_3 z_{c_3} + m_3 l\right) = 12{,}0 \text{ кгм};$$

$$B_4 = m_3 z_{c_3} = 0{,}04 \text{ кгм};$$

$$B_5 = m_3 y_{c_3} = 0{,}04 \text{ кгм};$$

$$B_6 = (c_1 + c_2 + c_3) = 21{,}3 \text{ кгм}^2;$$

$$B_7 = \left(F_2 + F_3 + m_3 x_{c_3} l\right) = 1{,}2 \text{ кгм}^2;$$

$$B_8 = F_3 = 0{,}01 \text{ кгм}^2;$$

$$B_9 = (c_1 + c_2) = 4{,}3 \text{ кгм}^2;$$

$$B_{10} = \left(A_1 + A_2 + A_3 + m_3 l^2 + 2 m_3 z_{c_3} l\right) = 9{,}51 \text{ км}^2;$$

$$B_{11} = \left(A_3 + z_{c_3} l m_3\right) = 0{,}04 \text{ кгм}^2;$$

$$B_{12} = A_3 = 0{,}15 \text{ кгм}^2;$$

$$D_1 = 50\,000 \text{ Н/м}; \; D_2 = 50\,000 \text{ Н/м}; \; D_3 = 8000 \text{ Н/м};$$

$$D_4 = \left(P_1 x_{c_1} + P_2 x_{c_2} + P_3 x_{c_3}\right) = 4 \text{ Н/м};$$

$$D_5 = P_3 z_{c_3} \approx 0;$$

$$D_6 = 3 k_z R^2 = 8000 \text{ Н/м};$$

$$D_7 = c_\alpha = 2000 \text{ Н·м/рад}. \quad (18)$$

Значения коэффициентов жесткости D_4 и D_6 на несколько порядков меньше, чем значения коэффициентов D_1, D_2, D_3, D_5, D_7. Вычисление корней определителя (17) показывает, что значения D_4 и D_5 практически не влияют на собственные частоты колебания системы, поэтому примем $D_4 = D_6 = 0$. Тогда определитель (17) будет иметь вид

$$\Delta\left(k^2\right)=\begin{Vmatrix} D_1-k^2M & 0 & 0 & k^2B_1 & 0 & k^2B_1 & 0 \\ 0 & D_2-k^2M & 0 & -k^2B_2 & k^2B_3 & -k^2B_2 & k^2B_4 \\ 0 & 0 & D_3-k^2M & 0 & -k^2B_1 & 0 & -k^2B_5 \\ k^2B_1 & -k^2B_2 & 0 & -k^2B_6 & k^2B_7 & -k^2B_6 & k^2B_8 \\ 0 & k^2B_3 & -k^2B_1 & k^2B_7 & D_5-k^2B_{10} & k^2B_7 & -k^2B_{11} \\ k^2B_1 & -k^2B_2 & 0 & -k^2B_6 & k^2B_7 & -k^2B_6 & k^2B_8 \\ 0 & k^2B_4 & -k^2B_5 & k^2B_8 & -k^2B_{11} & k^2B_8 & D_7-k^2B_{12} \end{Vmatrix}=0. \quad (19)$$

Анализ определителя показывает, что 4-я и 6-я строки и 4-й и 6-й столбцы одинаковы, следовательно, и уравнения движения по обобщенным координатам φ и ψ будут одинаковыми, что обусловлено: во-первых, линеаризацией дифференциальных уравнений; во-вторых, принятием $D_4 = D_6 = 0$.

На основании сказанного сведем определитель (19) к 6-му порядку (20) путем исключения 6-го столбца и 6-й строки. В этом определителе и дальнейших выкладках значение D_7 заменено на D_6.

$$\Delta\left(k^2\right)=\begin{Vmatrix} D_1-k^2M & 0 & 0 & k^2B_1 & 0 & 0 \\ 0 & D_2-k^2M & 0 & -k^2B_2 & k^2B_3 & -k^2B_4 \\ 0 & 0 & D_3-k^2M & 0 & -k^2B_1 & -k^2B_5 \\ k^2B_1 & -k^2B_2 & 0 & D_4-k^2B_6 & k^2B_7 & k^2B_8 \\ 0 & k^2B_3 & -k^2B_1 & k^2B_7 & D_5-k^2B_{10} & k^2B_{11} \\ 0 & k^2B_4 & -k^2B_5 & k^2B_8 & -k^2B_{11} & D_6-k^2B_{12} \end{Vmatrix}=0. \quad (20)$$

Для надежной и устойчивой работы балансировочного станка необходимо определить собственные частоты $k_1, \ldots, k_6$ и исследовать их поведение в зависимости от физических параметров колеблющейся системы.

Параметры системы определяются совокупностью коэффициентов $B_1, \ldots, B_{12}$ и $D_1, \ldots, D_6$, которые, в свою очередь, зависят от формы, масс и распределения масс тел системы, а именно:

$$m_i, x_{c_i}, y_{c_i}, z_{c_i}, c_i, A_i\,(i=1,\ldots,3), l, F_2, F_3.$$

Наличие большого количества факторов, влияющих на собственные частоты системы, представляет задачу практически невыполнимой. На основании анализа определителя (20) выявлены только те параметры системы, которые существенно влияют на собственные частоты $k_1, \ldots, k_6$.

Анализ точного определения значений k_i (i = 1, …, 6) показывает, что члены, не лежащие на главной диагонали определителя, ввиду их малости практически не влияют на k_i. Поэтому в первом приближении с достаточной для практических расчетов точностью значения k_i можно определить из выражения, представленного произведением главных элементов диагонали определителя (20), т.е.

$$\left(D_1-k^2M\right)\left(D_2-k^2M\right)\left(D_3-k^2M\right)\left(D_4-k^2B_6\right)\left(D_5-k^2B_{10}\right)\left(D_6-k^2B_{12}\right)=0. \quad (21)$$

Откуда получим приближенные значения k_i':

$$k_1'=\sqrt{\frac{D_1}{M}};\ k_2'=\sqrt{\frac{D_2}{M}};\ k_3'=\sqrt{\frac{D_3}{M}};\ k_4'=\sqrt{\frac{D_4}{B_6}};\ k_5'=\sqrt{\frac{D_5}{B_{10}}};\ k_6'=\sqrt{\frac{D_6}{B_{12}}}. \quad (22)$$

Из сравнения значений k_i', приведенных в [5], со значениями, вычисленными по определителю (20), видно, что ошибка приближенного вычисления не превышает 1 %. Анализ пока-

зывает, что существенно влияют на собственные частоты коэффициенты жесткости D_1, …, D_6. Это влияние отражено в графиках $k_i = f(D_1, \ldots, D_6)$.

При этом установлено, что изменение жесткости в направлении одной из обобщенных координат несущественно влияет на собственные частоты по другим обобщенным координатам, что обусловлено сравнительно малыми коэффициентами определителя (20), не лежащими на главной диагонали.

Вторым фактором, влияющим на k_i по приближенным выражениям (22), являются суммарные коэффициенты:

$$M = m_1 + m_2 + m_3;$$

$$B_6 = c_1 + c_2 + c_3;$$

$$B_{10} = A_1 + A_2 + A_3 + m_3 l^2 + 2m_3 z_{c_3} l;$$

$$B_{12} = A_3,$$

увеличение которых ведет к уменьшению собственных частот колебаний системы. Для надежной и устойчивой работы балансировочного станка определены собственные частоты k_1, …, k_6 и амплитуды вынужденных колебаний колеблющейся системы в зависимости от ее физических параметров. Анализ показывает, что коэффициенты жесткости пружин D_1, …, D_6 существенно влияют на собственные частоты. Это влияние отражено в графиках $k_i = f(D_1, \ldots, D_6)$.

Результаты вычисления амплитуды обобщенных координат приведены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты расчета значений обобщенных координат

P, 1/с	ξ, м	η, м	ζ, м	$\varphi_в$, рад	$\theta_в$, рад	$\alpha_в$, рад
20.0000000 0	–0.7088417E-04	0.3410730E-02	–0.2119076E-04	–0.1518960E-00	0.2701907E-01	0.7938468E-03
21.0000000 0	–0.1141215E-04	0.6449048E-03	–0.5049223E-05	–0.6647128E-01	0.68038113E-02	0.2113144E-03
22.0000000 0	0.3036039E-05	–0.2304004E-03	0.2296500E-05	–0.4560277E-01	–0.2982209E-02	–0.1066814E-03
23.0000000 0	0.8227464E-05	–0.1259567E-02	0.1627050E-04	–0.3804761E-01	–0.2126479E-01	–0.8342064E-03
24.0000000 0	0.3498602E-04	0.9740334E-02	–0.1678607E-03	0.9605959E-03	0.2204834E-00	0.9450950E-02
25.0000000 0	0.1956524E-04	0.9704130E-03	–0.2340641E-04	–0.2143470E-01	0.3086028E-01	0.1440610E-02

Анализ полученных графиков $\alpha_в$ позволяет утверждать, что математическое описание модели при принятых допущениях приемлемо. Впервые предложенный способ балансировки роторов методом малых угловых колебаний открывает большие возможности по упрощению контроля их параметров и повышению безопасности.

Рациональные рабочие частоты кинематического возбуждения системы находятся в диапазонах: 11…18 1/с; 25…80 1/с; 155…295 1/с.

Выводы

1. Для обеспечения безопасности роторов предложен научно-методический аппарат, в основе которого лежат разбиение технической системы на характеристические звенья и переход от показателей безопасности к показателям риска, которые в упрощенном виде позволяют определить безопасность всей системы на этапе ее проектирования.

2. Проведен мониторинг образования и контроля динамической неуравновешенности роторов при их изготовлении и ее влияния на поведение ротора в рабочем состоянии.

3. Разработана математическая модель движения неуравновешенного ротора на упругом подвесе, которая позволила с помощью ЭВМ при заданных массово-жесткостных параметрах механической системы определить рабочие характеристики балансировочного оборудования. Правильность результатов исследований подтверждена экспериментальными данными при контроле дисбалансов роторов на действующем макете. Впервые предложенный способ балансировки роторов методом малых угловых колебаний открывает большие возможности по упрощению контроля их параметров и повышению его безопасности.

Список литературы

1. Основы балансировочной техники : в 2 т. / под общ. ред. В. А. Щепетильникова. – М. : Машиностроение, 1975. – 679 с.
2. Использование автоматической подачи уравновешивающей массы при балансировке цилиндрических тел вращения / Н. Н. Вершинин, О. Е. Безбородова, Д. П. Грузин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 31–35.
3. Вершинин, Н. Н. Гибкие автоматизированные производства в радиоаппарато- и приборостроении / Н. Н. Вершинин, В. Е. Мячин, В. В. Пузарин // Опыт создания и применения автоматических систем уравновешивания деталей и узлов для условий гибкого автоматического производства / под ред. Б. Н. Деньдобренко. – Л. : ЛДНТП, Знания, 1984. – С. 57–61.
4. Вершинин, Н. Н. Технологический контроль динамической неуравновешенности артиллерийских снарядов методом малых угловых колебаний / Н. Н. Вершинин. – Пенза : Изд-во ПГУ, 1999. – 148 с.
5. Ганиев, Р. Ф. Колебания твердых тел / Р. Ф. Ганиев, В. О. Кононенко. – М. : Наука, 1976. – 432 с.
6. Чуфистов, Е. А. Конструкторско-технологическое повышение надежности подшипниковых узлов коленчатых валов среднеоборотных дизельных двигателей / Е. А. Чуфистов, Н. В. Родайкин, О. Е. Чуфистов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 2. – С. 156–165.
7. Брякин, А. Л. Двухкоординатный датчик положения / А. Л. Брякин, В. В. Кожевников, С. В. Кочкин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 4. – С. 225–236.

Вершинин Николай Николаевич
доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой техносферной безопасности,
Пензенский государственный университет
E-mail: nvershinin@yndex.ru

Vershinin Nikolay Nikolaevich
doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of technospheric security,
Penza State University

Безбородова Оксана Евгеньевна
кандидат технических наук, доцент,
заместитель заведующего кафедрой техносферной безопасности,
Пензенский государственный университет
E-mail: ot@pnzgu.ru

Bezborodova Oksana Evgen'evna
candidate of technical sciences, associate professor,
deputy head of sub-department of technospheric security,
Penza State University

Грузин Дмитрий Павлович
доцент,
заместитель заведующего кафедрой техносферной безопасности,
Пензенский государственный университет
E-mail: ot@pnzgu.ru

Gruzin Dmitriy Pavlovich
associate professor,
deputy head of sub-department of technospheric security,
Penza State University

Авдонина Любовь Александровна
аспирант,
кафедра техносферной безопасности,
Пензенский государственный университет
E-mail: laviks@yandex.ru

Avdonina Lyubov' Aleksandrovna
postgraduate student,
sub-department of technospheric security,
Penza State University

УДК 621.317
Вершинин, Н. Н.
Исследование динамики балансировочного станка для измерения массово-геометрических параметров тел вращения / Н. Н. Вершинин, О. Е. Безбородова, Д. П. Грузин, Л. А. Авдонина // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 16–25.

УДК 621.315.592:546.28

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

ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТОДИОДОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ШИРОКОГО ДИАПАЗОНА ТЕМПЕРАТУР

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

RESEARCH OF MAGNETODIODES AT INFLUENCE OF WIDE TEMPERATURES INTERVAL

А н н о т а ц и я. Рассмотрены конструкция, технология изготовления и некоторые результаты исследований чувствительного элемента датчиковой аппаратуры, в качестве которого использован магнитодиод. Приведены результаты испытаний магнитодиода при воздействии криогенных температур. На основе результатов испытаний рассчитаны магнитная чувствительность магнитодиодов и максимально допустимый обратный ток. Результаты исследований подтвердили перспективность использования магнитодиодов для создания датчиков физических величин.

A b s t r a c t. Results of tests of the magnetodiode are given at influence of cryogenic temperatures. On the basis of results of tests magnetic sensitivity of magnetodiodes and the most admissible return current is calculated. Results of researches confirmed prospects of use of magnetodiodes for creation of physical quantities sensors.

К л ю ч е в ы е с л о в а: магнитодиод, датчик частоты вращения, криогенная температура, результат испытаний.

K e y w o r d s: magnetodiode, sensor of frequency of rotation, cryogenic temperature, result of tests.

Введение

В настоящее время актуальной задачей является создание датчиков для контроля большой номенклатуры параметров в ракетных двигателях, использующих криогенные компоненты топлива: угловых и линейных перемещений, частоты вращения, давления и др. [1–3]. Создание датчиков частоты вращения для систем управления таких двигателей требует разработки чувствительных элементов, позволяющих получить высокое значение выходного сигнала и работоспособных в широком диапазоне температур (от минус 196 до 85 °С). Наиболее полно таким требованиям удовлетворяют магнитодиоды [4–6].

Магнитодиод представляет собой полупроводниковый прибор с p–n-переходом и невыпрямляющими контактами, между которыми находится область высокоомного полупроводника [7, 8]. Отличие от обычных полупроводниковых диодов состоит в том, что магнитодиод изготавливается из высокоомного полупроводникового материала, проводимость которого близка к собственной, а ширина базы d в несколько раз больше длины диффузионного смещения, в то время как в обычных диодах $d < L$. В «длинных» диодах при прохождении электрического тока определяющими становятся процессы, зависящие от рекомбинации и движения неравновесных носителей заряда в базе и на поверхности [9].

В прямом направлении при высоких уровнях инжекции проводимость магнитодиода определяется инжектированными в базу неравновесными носителями. Падение напряжения происходит не на p–n-переходе, как в диоде, а на высокоомной базе.

Если магнитодиод, через который протекает ток, поместить в поперечное магнитное поле, то произойдет увеличение сопротивления базы. Сопротивление базы увеличивается и за

счет повышения роли поверхностной рекомбинации отклоняющихся к поверхности полупроводника носителей заряда. Эквивалентную схему магнитодиода можно представить в виде магниторезистора с последовательно включенным усилителем.

Конструкция и технология изготовления магнитодиода

В качестве объектов исследования были выбраны планарные несимметричные бескорпусные кремниевые магнитодиоды, технология изготовления которых разработана и применяется в НИИФИ (г. Пенза). Чувствительный элемент магнитодиода выполнен из высокоомного кремния марки КБО-20-ДМ/20,5-Е4 и представляет собой кристалл размером 2,8×1,2×0,3 мм (во втором случае 2,8×1,2×0,275 мм) с длиной базовой области b = 580 мкм, к контактным площадкам которого припаяны круглые проволочные выводы (рис. 1).

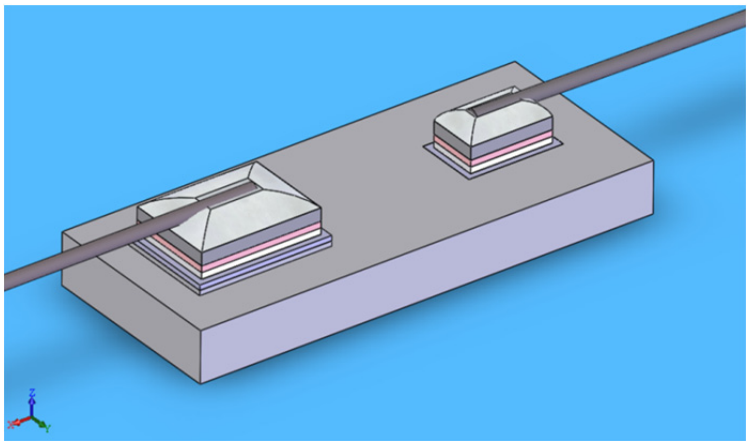


Рис. 1. Внешний вид магнитодиода

Пластины кремния КБО-20 имели кристаллографическую ориентацию по плоскости (111) и первоначальную толщину 400 мкм. Для создания *n*-области применяли ионы фосфора (проводили процесс низкотемпературного осаждения фосфора в диффузионной печи типа «СДО-125/3-15» при температуре 820 ºС в атмосфере PCL_3 по всей поверхности пластины с последующей фотолитографией для выявления *n*-области). Для создания *p*+-области применяли ионы бора (проводили процесс ионного легирования на ускорителе типа «Везувий-3» с защитой *n*- и базовой областей фоторезистом). Для активации внедренных ионов бора проводили отжиг при температуре 600 ºС в среде аргона в течение 40 мин. Контактные площадки к *n*– и *p*+-областям представляют собой структуру, состоящую из слоев алюминия, ванадия, меди, сплава олово–свинец и припоя ПОС-61 (рис. 2).

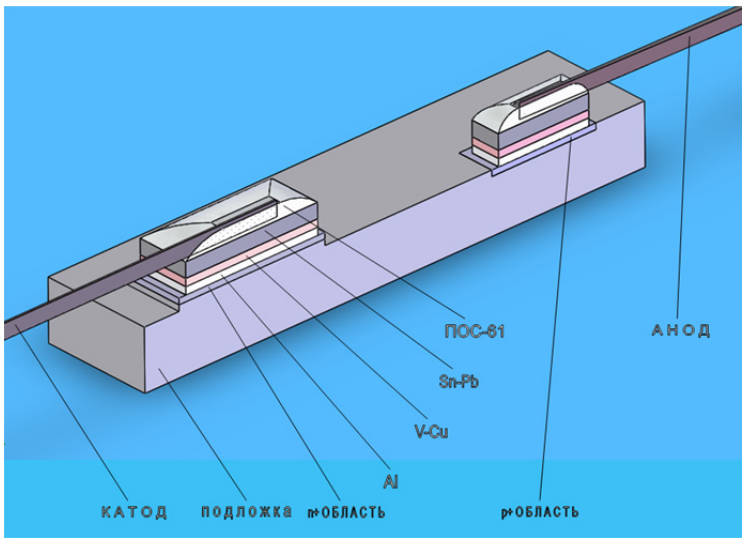
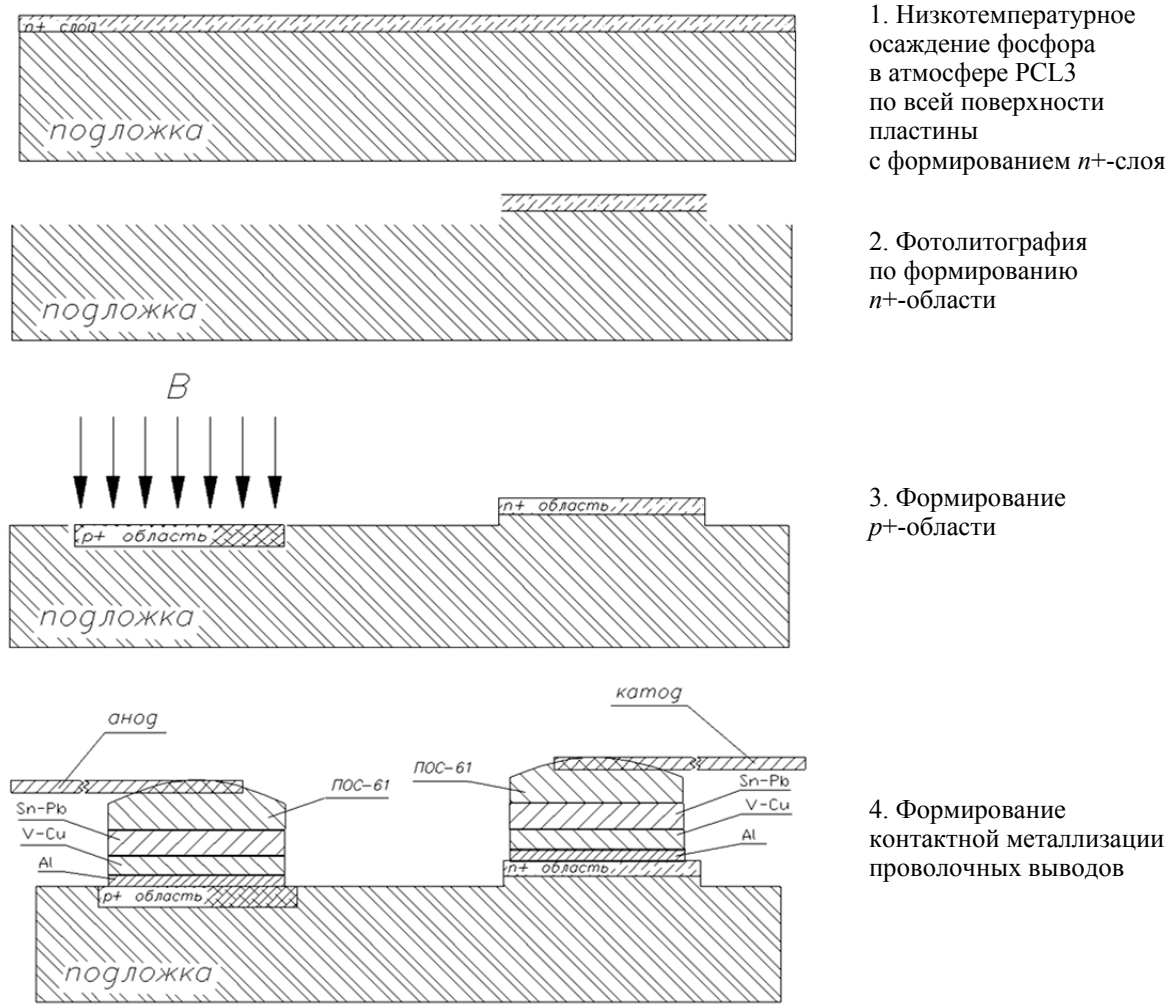


Рис. 2. Конструкция кристалла магнитодиода

Технологическая последовательность операций по изготовлению магнитодиода изображена на рис. 3.



1. Низкотемпературное осаждение фосфора в атмосфере PCL3 по всей поверхности пластины с формированием *n*+-слоя

2. Фотолитография по формированию *n*+-области

3. Формирование *p*+-области

4. Формирование контактной металлизации проволочных выводов

Рис. 3. Последовательность операций по изготовлению магнитодиода

С целью защиты элементов конструкции магнитодиода весь прибор покрыт лаком ФП-525. В процессе изготовления непланарная сторона пластины подвергалась процессу подшлифовки с целью уменьшения толщины чувствительного элемента: в первом случае с 400 до 300 мкм, во втором – с 400 до 275 мкм, а также с целью создания на непланарной стороне зон с повышенной по сравнению с планарной скоростью поверхностной рекомбинацией носителей.

Номинальное значение индукции в установке воспроизведения магнитных полей составила 0,3 Тл. Для контроля параметров при температурах 85 ºС и минус 60 ºС использовалась камера тепла и холода КТХ-НМ. Испытания при температуре минус 196 ºС проводились в среде жидкого азота.

Для магнитодиодов при температурах 85, 25 ºС, минус 60 ºС, минус 196 ºС были определены следующие параметры:

1) прямое напряжение $U_м$, В;
2) прямой рабочий ток $I_{ном}$, мА;
3) максимально допустимый постоянный обратный ток при приложении к магнитодиоду обратного напряжения 100 В $I_{обр}$, мА (только для температуры 25 ºС);
4) магнитная чувствительность магнитодиода по напряжению γ_U, В/Тл;
5) степень асимметрии магнитодиода $\Delta\gamma_U$, В/Тл.

Результаты испытаний магнитодиодов

В табл. 1 и на рис. 4 приведены значения прямого напряжения на выходе пяти магнитодиодов и зависимости средних значений напряжения на выходе магнитодиодов от температу-

ры для различных значений индукции при токе питания $I_{ном}$ = 3±0,1 мА. Толщина кристалла h = 275 мкм.

Таблица 1

Значения напряжения на выходе магнитодиодов, В

Температура окружающей среды											
25 ºС			85 ºС			минус 60 ºС			минус 196 ºС		
Значение индукции, Тл											
0	+0,3	–0,3	0	+0,3	–0,3	0	+0,3	–0,3	0	+0,3	–0,3
6,99	15,09	16,29	6,99	9,38	9,18	5,89	28,86	33,38	5,88	99,80	97,80
7,59	16,40	18,69	7,98	10,80	10,70	6,19	26,06	29,06	4,38	72,30	86,30
7,19	14,49	15,49	7,29	9,18	9,28	5,79	27,86	32,68	4,78	76,70	88,60
7,59	15,89	16,90	7,69	10,30	10,00	6,49	22,16	35,67	5,18	90,70	87,70
7,19	15,59	15,99	7,49	9,88	9,38	5,88	25,46	30,48	3,98	72,90	85,90
Средние значения напряжений на выходе магнитодиодов, В											
5,22	11,07	13,89	5,35	7,08	8,09	4,32	18,63	26,88	3,46	58,91	74,38

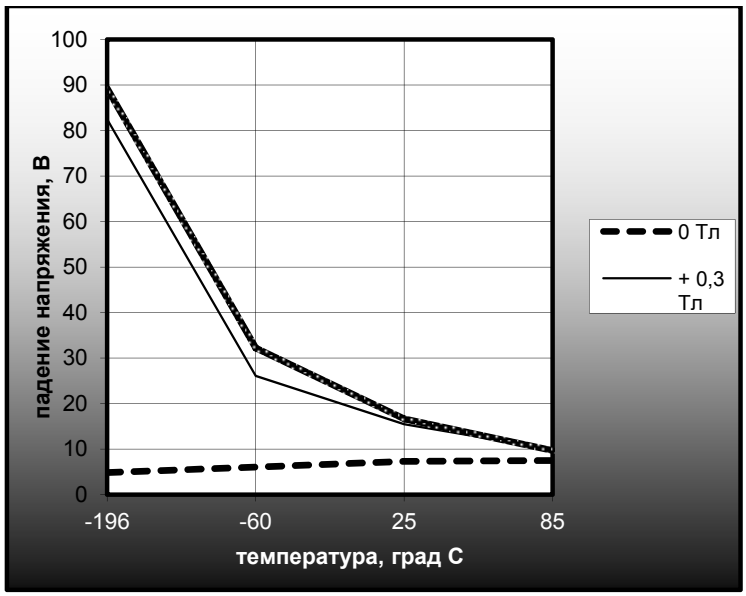


Рис. 4. Зависимости средних значений напряжения на выходе магнитодиодов от температуры для различных значений индукции для толщины кристалла h = 275 мкм

На основании табл. 1 определялась средняя для каждой температуры и направления магнитного поля магнитная чувствительность магнитодиода по напряжению γ_U:

$$\gamma_U = \frac{U_{вых}}{B_1 - B_0}, \quad (1)$$

где $U_{вых}$ – выходной сигнал по напряжению; B_1 – номинальное значение индукции магнитного поля (0,3 Тл); B_0 – нулевое значение индукции магнитного поля;

$$U_{вых} = U_B - U_0, \quad (2)$$

где U_B – напряжение на выходе магнитодиода при индукции B_1 = 0,3 Тл; U_0 – напряжение на выходе магнитодиода при индукции B_0 = 0 Тл.

Полученные данные сведены в табл. 2 и представлены на рис. 5.

Таблица 2

Средние значения вольтовой магнитной чувствительности магнитодиодов, γ_U, В/Тл

25 ºС		85 ºС		минус 60 ºС		минус 196 ºС	
+0,3 Тл	–0,3 Тл	+0,3 Тл	–0,3 Тл	+0,3 Тл	–0,3 Тл	+0,3 Тл	–0,3 Тл
27,2	31,2	8,0	7,4	66,7	87,3	258,8	281,4

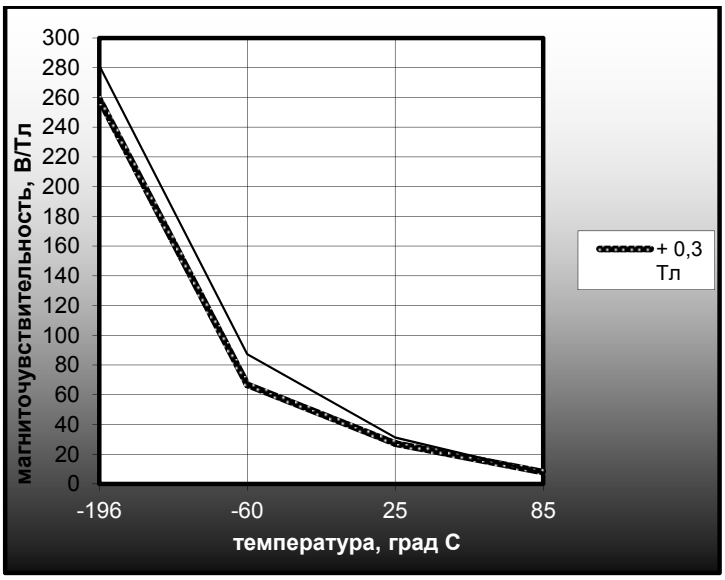


Рис. 5. Зависимость вольтовой магнитной чувствительности от температуры для различных значений индукции; толщина кристалла h = 275 мкм

В табл. 3 и на рис. 6 приведены значения прямого напряжения на выходе пяти магнитодиодов и зависимости средних значений напряжения на выходе магнитодиодов от температуры для различных значений индукции при токе питания $I_{ном}$ = 3±0,1 мА. Толщина кристалла h = 300 мкм.

Таблица 3

Значения напряжений на выходе магнитодиодов, В

Температура окружающей среды											
25 ºС			85 ºС			минус 60 ºС			минус 196 ºС		
Значение индукции, Тл											
0	+0,3	–0,3	0	+0,3	–0,3	0	+0,3	–0,3	0	+0,3	–0,3
9,38	23,08	26,98	9,48	16,29	15,49	7,59	36,20	42,40	6,29	99,80	110,00
5,99	10,71	11,70	6,18	7,97	8,07	4,78	22,30	25,80	5,38	95,30	90,30
5,89	11,41	13,81	6,09	8,18	8,08	4,88	25,80	29,80	4,58	90,50	90,50
5,79	10,91	10,60	5,88	7,79	7,49	4,78	24,70	24,80	4,78	95,40	84,40
6,39	12,41	13,01	6,49	8,88	8,38	5,16	23,10	27,10	5,08	79,00	92,00
Средние значения напряжений на выходе магнитодиодов, В											
4,78	9,790	12,68	4,87	7,02	7,920	3,88	18,87	24,98	3,73	65,71,00	77,87

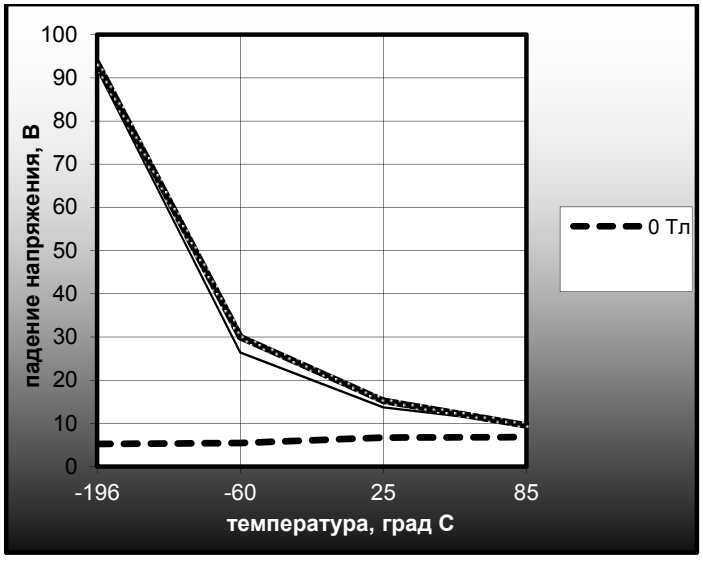


Рис. 6. Зависимости средних значений напряжения на выходе магнитодиодов от температуры для различных значений индукции; толщина кристалла h = 300 мкм

Аналогично для табл. 3 по формуле (1) определялась средняя для каждой температуры и направления магнитного поля вольтовая магнитная чувствительность магнитодиода, γ_U, В/Тл. Полученные данные сведены в табл. 4 и представлены на рис. 7.

Таблица 4

Средние значения вольтовой магнитной чувствительности магнитодиодов, γ_U, В/Тл

25 ºС		85 ºС		минус 60 ºС		минус 196 ºС	
+0,3 Тл	–0,3 Тл	+0,3 Тл	–0,3 Тл	+0,3 Тл	–0,3 Тл	+0,3 Тл	–0,3 Тл
23,3	28,4	10,0	8,9	69,9	81,8	289,2	294,0

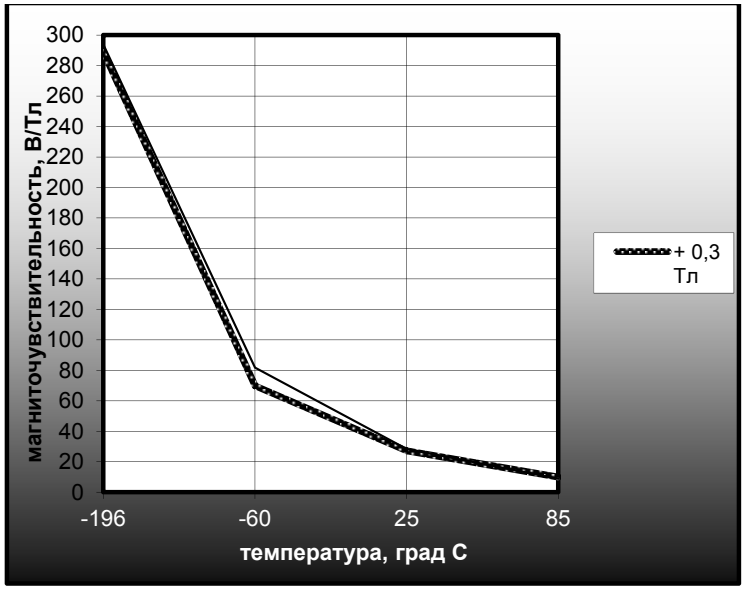


Рис. 7. Зависимость вольтовой магнитной чувствительности от температуры для различных значений индукции; толщина кристалла h = 300 мкм

Далее на основании табл. 2 определялась средняя для каждой температуры степень асимметрии магнитодиодов $\Delta\gamma_U$, В/Тл:

$$\Delta\gamma_U = (\gamma_U +) - (\gamma_U -), \quad (3)$$

где $(\gamma_U +)$ – чувствительность при «положительном» направлении магнитного поля; $(\gamma_U -)$ – чувствительность при «отрицательном» направлении магнитного поля.

Полученные данные сведены в табл. 5.

Таблица 5

Средние значения степени асимметрии магнитодиодов, $\Delta\gamma_U$, В/Тл

25 ºС	85 ºС	минус 60 ºС	минус 196 ºС
–4,0	0,6	–20,6	–22,6

Аналогично для табл. 4 по формуле (3) определялась средняя для каждой температуры степень асимметрии магнитодиодов $\Delta\gamma_U$, В/Тл.

Полученные данные сведены в табл. 6.

Таблица 6

Средние значения степени асимметрии магнитодиодов, $\Delta\gamma_U$, В/Тл

25 ºС	85 ºС	минус 60 ºС	минус 196 ºС
–5,1	1,1	–11,9	–4,8

Далее для температуры 25 ºС определялся максимально допустимый постоянный обратный ток $I_{обр.}$ (мА) при приложении к магнитодиоду обратного напряжения 100 В. Его среднее значение для выбранной партии из пяти магнитодиодов составило 0,03 мА.

Данные магнитодиоды, подвергшиеся испытаниям, были выбраны из многообразия образцов с другой топологией и технологией изготовления на основе предварительных экспериментальных работ как наиболее подходящие для работ в диапазоне температур от минус 196 до 85 ºС. На данный момент проводятся работы по изготовлению и испытанию датчиков частоты вращения, использующих в качестве чувствительного элемента данные магнитодиоды, работоспособные в диапазоне температур от минус 196 до 85 ºС.

Заключение

Получены результаты исследования магнитодиодов в диапазоне температур от минус 196 ºС (жидкий азот) до 85 ºС. Показано, что магнитная чувствительность при температуре минус 196 ºС на порядок выше, чем аналогичный параметр при нормальных условиях, что следует учитывать при разработке датчиков параметров движения, работающих при температурах криогенных сред и использующих в качестве чувствительного элемента магнитодиод. Вместе с тем магнитная чувствительность при температуре 85 ºС достаточна для получения минимального выходного сигнала с датчика порядка 1 В. В дальнейшем планируется проведение работ по изготовлению и испытанию магнитодиодов, работоспособных в диапазоне температур от минус 60 до 250 ºС.

Список литературы

1. Баринов, И. Н. Конструктивно-технологические проблемы обеспечения долговременной стабильности параметров высокотемпературных полупроводниковых тензорезистивных датчиков давлений / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – Спец. выпуск № 3. – С. 85–95.
2. Волков, В. С. Полупроводниковые датчики давления на основе резонансного преобразователя / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. – 2012. – № 7. – С. 9–13.
3. Нефедьев, Д. И. Датчики динамических давлений для сверхвысоких температур / Д. И. Нефедьев, П. Н. Ефимов, Б. В. Цыпин // Метрология. – 2013. – № 6. – С. 16–21.
4. Дмитриенко, А. Г. Датчики частоты вращения на основе магнитодиода / А. Г. Дмитриенко, А. А. Трофимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2 (4). – С. 38–43.
5. Баринов, И. Н. Конструкция и некоторые результаты исследований магнитодиодов при воздействии температур широкого диапазона / И. Н. Баринов // Компоненты и технологии. − 2009. − № 1. − С. 18–21.
6. Баринов, И. Н. Конструкция и некоторые результаты исследований магнитодиодов при воздействии температур широкого диапазона / И. Н. Баринов // Гетеромагнитная микроэлектроника. – 2008. – № 5. – С. 55–64.
7. Хомерики, О. К. Полупроводниковые преобразователи магнитного поля / О. К. Хомерики. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 136 с.
8. Бараночников, М. Л. Микромагнитоэлектроника. Т. 1 / М. Л. Бараночников. – М. : ДМК Пресс, 2001. – 544 с.
9. Егиазарян, Г. А. Магнитодиоды, магниторезисторы и их применение / Г. А. Егиазарян, В. И. Стафеев. – М. : Радио и связь, 1987. – 88 с.

Баринов Илья Николаевич
кандидат технических наук, доцент,
кафедра информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: mzungu@inbox.ru

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

Волков Вадим Сергеевич
кандидат технических наук, доцент,
кафедра приборостроения,
Пензенский государственный университет
E-mail: distorsion@rambler.ru

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

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

Evdokimov Sergej Pavlovich
applicant,
Penza State University

УДК 621.315.592:546.28
Баринов, И. Н.
Исследование магнитодиодов при воздействии широкого диапазона температур / И. Н. Баринов, В. С. Волков, С. П. Евдокимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 26–33.

УДК 621.317

В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. С. Пескова

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ ИХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ[1]

V. S. Melent'ev, Ju. M. Ivanov, A. S. Peskova

AN IMPROVEMENT IN THE METHODS AND MEANS USED FOR THE MEASUREMENT OF THE PARAMETERS OF HARMONIC SIGNALS BASED ON A COMPARISON OF THEIR ORTHOGONAL COMPONENTS

А н н о т а ц и я. Исследован новый метод измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям гармонических сигналов, основанный на формировании ортогональной составляющей напряжения и сравнении входного и дополнительного сигналов напряжения. Метод позволяет начинать процесс измерения в произвольный момент времени. Приведены результаты анализа погрешностей измерения параметров сигналов, обусловленных отклонением реального сигнала от гармонической модели.

A b s t r a c t. Investigate a new method for measuring the integral characteristics for instant values of harmonic signals. The method is based on the formation of the orthogonal component of the input voltage and the comparison voltage, and an additional signal. Method allows you to start the measurement process at any given time. The results of the analysis of measurement errors of the signal parameters due to the deviation of the real signal from the harmonic model are examined.

К л ю ч е в ы е с л о в а: параметры сигналов, гармоническая модель, мгновенные значения, дополнительные сигналы, ортогональные составляющие, погрешность.

K e y w o r d s: signal parameters, harmonious model, instant values, the additional signals, orthogonal component, an error.

Введение

При решении ряда задач измерения, контроля и испытаний, в которых вид сигнала строго обусловлен физическими законами исследуемых явлений, а погрешности измерений малы, может быть успешно использован подход, заключающийся в определении информативных параметров по отдельным мгновенным значениям сигналов с последующей оценкой погрешностей, обусловленных несоответствием принятых моделей реальным сигналам [1, 2]. К таким сигналам относятся периодические сигналы и, как частный случай, гармонические.

Возможны три основных способа построения средств измерений (СИ) параметров по мгновенным значениям гармонических сигналов, не связанным с периодом входного сигнала и обеспечивающим время измерения менее периода.

[1] Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках базовой части государственного задания ФГБОУ ВПО «СамГТУ» (код проекта: 1392).

Первый способ заключается в разделении мгновенных значений сигналов во времени. Второй способ предусматривает пространственное разделение мгновенных значений за счет формирования дополнительных сигналов, сдвинутых относительно входных на определенный угол. При реализации третьего способа производится разделение мгновенных значений как во времени, так и в пространстве.

Как показывает анализ [3], в большинстве случаев меньшее время измерения обеспечивает второй способ.

Упрощение аппаратной реализации и алгоритма определения параметров гармонических сигналов (ПГС) достигается в случае, когда в качестве дополнительных сигналов используются ортогональные составляющие [4].

В [5] авторами предложен метод определения ПГС, использующий формирование ортогональных составляющих и сравнение их мгновенных значений. В соответствии с методом формируют дополнительный сигнал напряжения, сдвинутый относительно входного на 90°; в момент равенства входного и дополнительного сигналов напряжения измеряют мгновенное значение тока; через (произвольный в общем случае) интервал времени Δt одновременно измеряют мгновенные значения входного и дополнительного напряжений и тока и определяют ПГС по измеренным значениям.

К недостаткам метода и реализующего его СИ можно отнести достаточно большое время измерения, которое зависит от соотношения между моментом начала измерения и моментом равенства мгновенных значений напряжений и длительности интервала времени Δt, а также необходимость использования трех аналого-цифровых преобразователей (АЦП): двух в канале напряжения и одного в канале тока.

Сокращение времени определения ПГС обеспечивает разработанный авторами метод, согласно которому также формируют дополнительный сигнал напряжения, сдвинутый относительно входного на 90°; в произвольный момент времени измеряют мгновенные значения входного и дополнительного сигналов напряжения и тока; в момент равенства входного и дополнительного напряжений измеряют мгновенные значения входного напряжения и тока. Информативные параметры определяют по измеренным мгновенным значениям [6].

Однако реализация метода также предусматривает наличие трех АЦП.

Метод измерения параметров гармонических сигналов с пространственным разделением мгновенных значений и сравнением ортогональных составляющих сигналов

Авторами разработан новый метод, реализация которого обеспечивает сокращение аппаратурных затрат за счет использования только двух АЦП.

Метод заключается в том, что формируют дополнительный сигнал напряжения, сдвинутый относительно входного на 90°; в произвольный момент времени измеряют мгновенные значения входного напряжения и тока; в момент равенства входного и дополнительного сигналов напряжения измеряют мгновенные значения входного напряжения и тока. ПГС определяют по измеренным значениям.

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

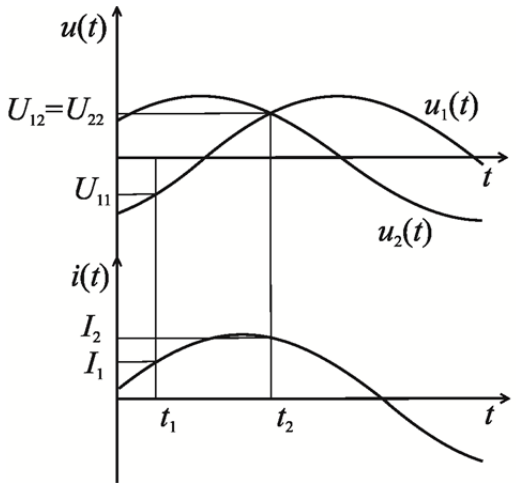


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Входные гармонические напряжение и ток, дополнительный сигнал напряжения имеют следующий вид:

$$u_1(t) = U_m \sin\omega t\ ;\ i(t) = I_m \sin(\omega t + \phi);\ u_2(t) = U_m \cos\omega t\ ,$$

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

В произвольный момент времени t_1 выражения для мгновенных значений сигналов будут равны

$$U_{11} = U_m \sin\alpha_1\ ;\ I_1 = I_m \sin(\alpha_1 + \phi)\ ,$$

где α_1 – начальная фаза входного напряжения в момент времени t_1.

В момент равенства входного и дополнительного напряжений (момент времени t_2) мгновенные значения сигналов примут вид

$$U_{12} = U_m \sin\alpha_2\ ;\ I_2 = I_m \sin(\alpha_2 + \phi)\ ;\ U_{22} = U_m \cos\alpha_2\ ,$$

где α_2 – начальная фаза входного напряжения в момент времени t_2.

Мгновенные значения U_{12} и U_{22} будут равны при угле $\alpha_2 = \frac{\pi}{4} + \pi l$, где $l = 0,1$. В этом случае мгновенные значения сигналов преобразуются к виду

$$U_{12} = U_m \sin\left(\frac{\pi}{4} + \pi l\right) = \pm\frac{U_m}{\sqrt{2}}\ ;\ I_2 = I_m \sin\left(\phi + \frac{\pi}{4} + \pi l\right) = I_m \sin\left(\phi + \frac{\pi}{4}\right).$$

Аналогично, мгновенные значения сигналов в момент времени t_1 можно представить как

$$U_{11} = U_m \sin(\alpha_2 - \omega\Delta t_1) = U_m \sin\left(\frac{\pi}{4} + \pi l - \omega\Delta t_1\right) = \pm U_m \sin\left(\frac{\pi}{4} - \omega\Delta t_1\right);$$

$$I_1 = I_m \sin\left(\phi + \frac{\pi}{4} + \pi l - \omega\Delta t_1\right) = \pm I_m \sin\left(\phi + \frac{\pi}{4} - \omega\Delta t_1\right),$$

где Δt_1 – интервал времени с момента начала измерения (момент времени t_1) до момента равенства сигналов напряжений (момент времени t_2).

Используя мгновенные значения сигналов, можно получить выражения для определения основных параметров гармонических сигналов:

– среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока:

$$U_{\text{СКЗ}} = |U_{12}|\ ; \tag{1}$$

$$I_{\text{СКЗ}} = \frac{\sqrt{U_{12}^2\left(I_1^2 + I_2^2\right) - I_1 I_2 U_{12}\left(U_{11} + \sqrt{2U_{12}^2 - U_{11}^2}\right)}}{\left|U_{11} - \sqrt{2U_{12}^2 - U_{11}^2}\right|}\ ; \tag{2}$$

– активная (АМ) и реактивная (РМ) мощности:

$$P = \frac{|U_{12}|\left(I_1 U_{12} - I_2\sqrt{2U_{12}^2 - U_{11}^2}\right)}{U_{11} - \sqrt{2U_{12}^2 - U_{11}^2}}\ ; \tag{3}$$

$$Q = \frac{|U_{12}|\left(I_2 U_{11} - I_1 U_{12}\right)}{U_{11} - \sqrt{2U_{12}^2 - U_{11}^2}}\ . \tag{4}$$

Средство измерения, реализующее метод, представлено на рис. 2.

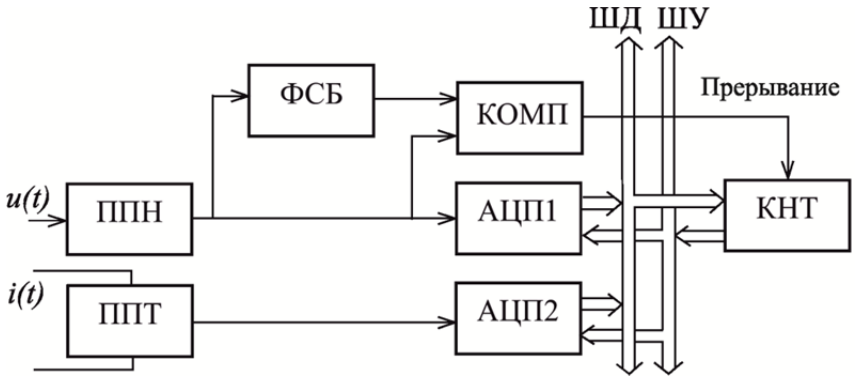


Рис. 2. Схема СИ, реализующего метод

В состав СИ входят первичные преобразователи напряжения ППН и тока ППТ, аналого-цифровые преобразователи АЦП1 и АЦП2, компаратор КОМП, фазосдвигающий блок ФСБ, контроллер КНТ, шины управления ШУ и данных ШД.

Оценка погрешности, обусловленной отклонением реального сигнала от гармонической модели

Рассматриваемый метод предназначен для измерения параметров гармонических сигналов. При отклонении реального сигнала от гармонической модели неизбежно возникает погрешность.

Проведем оценку данного вида погрешности. Для этого можно использовать методику оценки погрешности результата измерения интегральной характеристики как функции, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью, соответствующей отклонению модели от реального сигнала [1]. Погрешность вычисления значения какой-либо функции, аргументы которой заданы приближенно, может быть оценена с помощью дифференциала этой функции. Погрешности функции соответствует ее возможное приращение, которое она может получить, если аргументам дать приращения, равные их погрешностям.

Если погрешности аргументов соответствуют наибольшему отклонению моделей от реальных сигналов, то предельные значения абсолютных погрешностей определения СКЗ напряжения и тока, АМ и РМ в соответствии с (1)–(4) примут вид

$$\Delta U_{\text{СКЗ}} = \left|\frac{\partial U_{\text{СКЗ}}}{\partial U_{12}}\right| \Delta U_{\max}; \tag{5}$$

$$\Delta I_{\text{СКЗ}} = \left[\left|\frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial I_1}\right| + \left|\frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial I_2}\right|\right] \Delta I_{\max} + \left[\left|\frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial U_{11}}\right| + \left|\frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial U_{12}}\right|\right] \Delta U_{\max}; \tag{6}$$

$$\Delta P = \left[\left|\frac{\partial P}{\partial I_1}\right| + \left|\frac{\partial P}{\partial I_2}\right|\right] \Delta I_{\max} + \left[\left|\frac{\partial P}{\partial U_{11}}\right| + \left|\frac{\partial P}{\partial U_{12}}\right|\right] \Delta U_{\max}; \tag{7}$$

$$\Delta Q = \left[\left|\frac{\partial Q}{\partial I_1}\right| + \left|\frac{\partial Q}{\partial I_2}\right|\right] \Delta I_{\max} + \left[\left|\frac{\partial Q}{\partial U_{11}}\right| + \left|\frac{\partial Q}{\partial U_{12}}\right|\right] \Delta U_{\max}, \tag{8}$$

где $\Delta U_{\max}$, $\Delta I_{\max}$ – предельные абсолютные погрешности аргументов, соответствующие наибольшим отклонениям моделей от реальных сигналов.

В общем случае $\Delta U_{\max} = U_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}$, $\Delta I_{\max} = I_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}$, где $h_{uk} = \frac{U_{km}}{U_{1m}}$ и $h_{ik} = \frac{I_{km}}{I_{1m}}$ – коэффициенты k-тых гармоник напряжения и тока; U_{1m} и I_{1m} – амплитуды первых гармоник сигналов; U_{km} и I_{km} – амплитуды k-тых гармоник напряжения и тока.

Используя (1)–(4) с учетом предельных значений абсолютных погрешностей (5)–(8), можно определить относительные погрешности измерения СКЗ напряжения и тока и приведенные погрешности измерения АМ и РМ:

$$\delta_{U_{\text{СКЗ}}} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{\sqrt{1+\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}}; \tag{9}$$

$$\delta_{I_{\text{СКЗ}}} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} \left|\sin\phi - \cos\phi\right| \left(\left|2\sin\omega\Delta t_1\right| - \left|\cos 2\omega\Delta t_1 + \sin 2\omega\Delta t_1 + 1\right|\right)}{\sqrt{1+\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2\, 2\sqrt{2}\sin^2\omega\Delta t}} +$$

$$+ \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{\sqrt{1+\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}\sqrt{2}\left|\sin\omega\Delta t_1\left(\cos\omega\Delta t_1 + \sin\omega\Delta t_1\right)\right|} \left\{\left|\sin\left(2\phi - \omega\Delta t_1\right) + \cos\omega\Delta t_1\right| + \left|\cos\omega\Delta t_1\right| \times \right.$$

$$\left. \times \left|1 + \cos\omega\Delta t_1 + \sin\left(2\phi - \omega\Delta t_1\right) + \sin\omega\Delta t_1 \left[3\sin\left(2\phi - \omega\Delta t_1\right) + \cos\omega\Delta t_1 + \sin\omega\Delta t_1\right]\right|\right\}; \tag{10}$$

$$\gamma_P = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{\sqrt{1+\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}\sqrt{1+\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}\sqrt{2}\left|\sin\omega\Delta t_1\left(\cos\omega\Delta t_1 + \sin\omega\Delta t_1\right)\right|} \times \left[\left|\cos\left(\omega\Delta t_1 + \phi\right) + \sin\left(\phi - \omega\Delta t_1\right)\right| + \right.$$

$$\left. + \left|\left(\cos\phi - \sin\phi\right)\left(\sin 2\omega\Delta t_1 - 1\right) + 4\cos\phi\sin^2\omega\Delta t_1\right|\right] + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}\left(1 + \left|\cos\omega\Delta t_1 + \sin\omega\Delta t_1\right|\right)}{\sqrt{1+\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}\sqrt{1+\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}\sqrt{2}\left|\sin\omega\Delta t_1\right|}; \tag{11}$$

$$\gamma_Q = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{\sqrt{1+\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}\sqrt{1+\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}\sqrt{2}\left|\sin\omega\Delta t_1\left(\cos\omega\Delta t_1 + \sin\omega\Delta t_1\right)\right|} \times \left[\left|\sin\left(\phi - \omega\Delta t_1\right) - \cos\left(\phi - \omega\Delta t_1\right)\right| + \right.$$

$$\left. + \left|\left(\cos\phi + \sin\phi\right)\left(\sin 2\omega\Delta t_1 + 1\right) - 4\sin\phi\cos^2\omega\Delta t_1\right|\right] + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}\left(1 + \left|\cos\omega\Delta t_1 - \sin\omega\Delta t_1\right|\right)}{\sqrt{1+\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}\sqrt{1+\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}\sqrt{2}\left|\sin\omega\Delta t_1\right|}. \tag{12}$$

Анализ выражения (9) показывает, что относительная погрешность определения СКЗ напряжения зависит только от спектра сигнала.

Погрешности определения остальных интегральных характеристик зависят от угла сдвига фаз между первыми гармониками напряжения и тока φ и интервала времени Δt_1, т.е. от соотношения между моментом начала измерения и моментом равенства входного и дополнительного напряжений.

На рис. 3 представлены графики зависимости относительной погрешности определения СКЗ тока от угла φ и Δt_1 при наличии в сигнале первой и третьей гармоник с коэффициентом $h_{u3} = 0{,}1$ % в соответствии с (10).

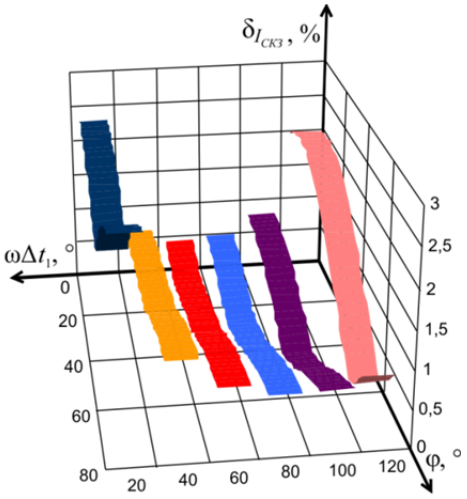


Рис. 3. Графики зависимости погрешности $\delta_{I_{СКЗ}}$ от φ и ωΔt_1

На рис. 4 и 5 представлены графики зависимости приведенных погрешностей определения АМ и РМ от угла φ и Δt_1 при наличии в сигналах первой и третьей гармоник с коэффициентом $h_{u3} = h_{i3} = 0{,}1\,\%$ согласно выражениям (11) и (12).

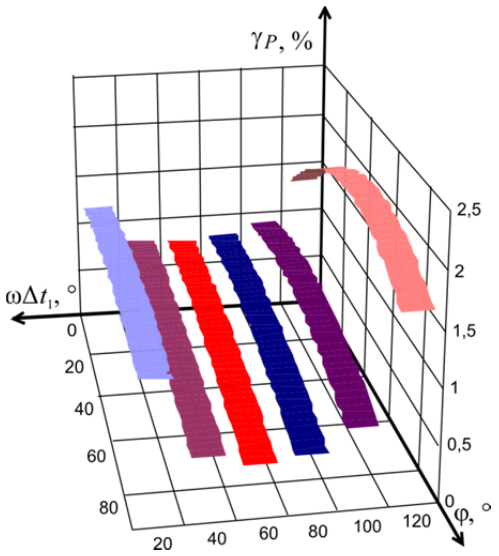


Рис. 4. Графики зависимости погрешности γ_P от φ и ωΔt_1

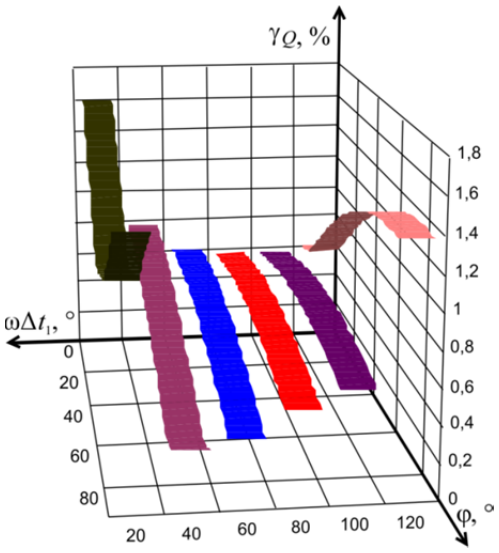


Рис. 5. Графики зависимости погрешности γ_Q от φ и ωΔt_1

Анализ рис. 3–5 показывает существенную зависимость погрешностей измерения параметров сигналов от ωΔt_1, т.е. от момента начала измерения. Меньшие значения погрешностей имеют место при ωΔt_1 = 50–100°.

Для снижения погрешностей можно начинать процесс измерения не в произвольный момент времени, а в момент равенства входного и дополнительного сигналов напряжения. При этом вторые мгновенные значения напряжения и тока следует измерять сразу же после момента равенства напряжений.

Заключение

Рассматриваемый метод, в отличие от других, основанных на формировании ортогональных составляющих сигналов напряжения, обеспечивает возможность начала измерения в произвольный момент времени, что сокращает общее время измерения.

При реализации метода используются только два АЦП, что сокращает аппаратурные затраты.

Полученные в работе результаты позволяют оценивать погрешность измерения при известном спектре сигналов, а также выбирать параметры измерительного процесса в соответствии с требованиями по точности и времени измерения.

Список литературы

1. Мелентьев, В. С. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев. – М. : Физматлит, 2011. – 240 с.
2. Оценка погрешностей в системах спектрального анализа / С. В. Ионов, Е. А. Ломтев, М. Г. Мясникова, Б. В. Цыпин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 3. – С. 218–224.
3. An improvement in the methods used for the measurement of the integrated characteristics of harmonic signals / V. S. Melentiev, V. I. Batishchev, A. N. Kamyshnikova, D. V. Rudakov // Measurement Techniques. – 2011. – Vol. 54, № 4. – P. 407–411.
4. Мелентьев, В. С. Синтез методов измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Синицын // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2012. – № 3 (35). – С. 84–90.
5. Мелентьев, В. С. Метод измерения интегральных характеристик на основе сравнения ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. В. Симонов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2 (4). – С. 58–62.
6. Мелентьев, В. С. Метод измерения характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, Е. Е. Ярославкина // Техника и технологии: Пути инновационного развития : материалы III Междунар. науч.-практ. конф. – Курск : Юго-Зап. гос. ун-т, 2013. – С. 123–126.

Мелентьев Владимир Сергеевич
доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой информационно-измерительной техники,
Самарский государственный технический университет
E-mail: vs_mel@mail.ru

Melent'ev Vladimir Sergeevich
doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of information and measuring equipment,
Samara State Technical University

Иванов Юрий Михайлович
кандидат технических наук,
старший научный сотрудник,
кафедра информационно-измерительной техники,
Самарский государственный технический университет
E-mail: fuego@rambler.ru

Ivanov Yuriy Mikhaylovich
candidate of technical sciences,
senior stuff scientist,
sub-department of information and measuring equipment,
Samara State Technical University

Пескова Анастасия Сергеевна
аспирант,
Самарский государственный технический университет
E-mail: kalaschnikova_90@mail.ru

Peskova Anastasia Sergeevna
postgraduate student,
Samara State Technical University

УДК 621.317

Мелентьев, В. С.

Совершенствование методов и средств измерения параметров гармонических сигналов на основе сравнения их ортогональных составляющих / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. С. Пескова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 34–40.

УДК 687.586.5

В. И. Смыслов, А. Т. Клементьев, А. Н. Демин

ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА НА ОСНОВЕ МАГНИТООПТИЧЕСКИХ КРИСТАЛЛОВ $Bi_{12}SiO_{20}$ и $Bi_{12}GeO_{20}$ С ЧУВСТВИТЕЛЬНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ ОДНОПРОХОДНОГО ТИПА

V. I. Smyslov, A. T. Klement'ev, A. N. Demin

OPTICAL FIBER ELECTRICAL CURRENT TRUNSDUCER WITH SENSE ELEMENT ONEWAY TYPE ON BASE MAGNETOOPTIKAL KRISTALLS $Bi_{12}SiO_{20}$ AND $Bi_{12}GeO_{20}$

А н н о т а ц и я. В настоящее время все более широкое применение находят волоконно-оптические датчики электрического тока. Проведенные расчеты и конструктивная проработка показали, что создание датчиков возможно на основе кристаллов типа $Bi_{12}GeO_{20}$ и $Bi_{12}SiO_{20}$ с чувствительным элементом однопроходного типа. Такое решение позволяет в максимальной степени удовлетворить требования по миниатюрности, чувствительности, минимальной основной и дополнительной температурной погрешности датчиков.

A b s t r a c t. Currently, more and more applications are fiber-optical sensors of electric current. Calculations and design study has shown that the establishment of the sensors is possible on the basis of crystals of type $Bi_{12}GeO_{20}$ and $Bi_{12}SiO_{20}$ with a sensitive element of one-pass type. This solution allows the maximum extent possible to meet demands for miniaturization, sensitivity, the minimum basic and additional temperature error of sensor.

К л ю ч е в ы е с л о в а: электрический ток, волоконно-оптический датчик тока, чувствительный элемент, основная погрешность, температурная погрешность.

K e y w o r d s: electrical current, optical fiber current trunduser, sense element, temperature distortion.

Исследованиям и разработкам миниатюрных волоконно-оптических датчиков электрических токов (ВОДТ), в том числе для подвижных объектов, посвящено достаточно большое число работ. Это обусловлено необходимостью разработки новых, более совершенных методов измерения электрических токов в энергетически насыщенном оборудовании, в том числе в цепях электропитания мобильных объектов. Такие ВОДТ обладают рядом преимуществ [1–5], которые вызывают к ним значительный практический интерес и уже обеспечивают их применение. Основными из этих преимуществ являются пассивность чувствительных элементов (отсутствие электрического питания), помехозащищенность, миниатюрность, дистанционность измерений при высокой чувствительности и быстродействии.

С точки зрения указанного, включая миниатюрность конструкции, из всех типов ВОДТ наиболее перспективными являются ВОДТ на основе эффекта Фарадея в оптически активных кристаллах с кубической симметрией $Bi_{12}SiO_{20}$ и $Bi_{12}GeO_{20}$. Кубическая структура этих кристаллов обусловливает изотропность диэлектрической проницаемости и, как следствие этого, отсутствие естественного линейного двулучепреломления. Отсутствие естественного линейного двулучепреломления, в свою очередь, снимает жесткие ограничения на апертуры световых пучков в кристаллах, что позволяет согласовывать чувствительные элементы с многомодовыми оптическими трактами с достаточно малыми потерями. Кроме этого, отсутствие есте-

ственного линейного двулучепреломления, которое весьма чувствительно к температуре, существенно может упростить задачу создания термостабильных чувствительных элементов ВОДТ [6, 7]. Кристаллы со структурой силленита обладают относительно низкой температурой плавления (около 930 ºС), поэтому выращивание достаточно больших однородных кристаллов высокого оптического качества является относительно несложной задачей.

Кристаллы со структурой силленита и, в частности $Bi_{12}SiO_{20}$ и $Bi_{12}GeO_{20}$, являются диамагнетиками. Они обладают значительной величиной константы Верде $V = 0{,}1$ мин/Гс·см для $Bi_{12}SiO_{20}$ и $V = 0{,}188$ мин/Гс·см для $Bi_{12}GeO_{20}$, что в несколько раз превышает значения V для диамагнитных стекол.

Область прозрачности $Bi_{12}SiO_{20}$ и $Bi_{12}GeO_{20}$ лежит в диапазоне длин волн $\lambda > 0{,}5$ мкм. Особенностью данных кристаллов является наличие в них собственного кругового двулучепреломления или оптической активности. Поэтому при анализе эффектов, связанных с модуляцией света электромагнитными полями, необходимо учитывать влияние оптической активности.

Анализ магнитооптической модуляции света в чувствительных элементах ВОДТ электрического тока на основе кристаллов $Bi_{12}GeO_{20}$ *и* $Bi_{12}SiO_{20}$

Магнитооптическая модуляция света в кристаллах $Bi_{12}GeO_{20}$ и $Bi_{12}SiO_{20}$ возникает как следствие наводимого магнитным полем H кругового двулучепреломления (эффект Фарадея), приводящего к повороту плоскости поляризации световой волны. Особенностью данных кристаллов является наличие у них естественной оптической активности, поэтому угол поворота плоскости поляризации световой волны, проходящей через кристалл, будет определяться как

$$\varphi = VHL + \Theta L, \qquad (1)$$

где V – константа Верде $Bi_{12}GeO_{20}$; H – проекция вектора приложенного магнитного поля на направление распространения световой волны в кристалле; L – длина кристалла; Θ – коэффициент оптической активности $Bi_{12}GeO_{20}$.

Чувствительность ВОДТ к магнитному полю и электрическому току определяется коэффициентом преобразования чувствительного элемента (ЧЭ) или первичного измерительного преобразователя, который пропорционален углу Фарадея φ. Для расчета коэффициента преобразования при заданной интенсивности света на входе ЧЭ необходимо определить состояние поляризации световой волны и ее интенсивности на выходе. Расчет проведен с помощью формализма матриц Джонса.

Матрица Джонса для среды, обладающей как линейным, так и круговым двулучепреломлением (эллиптической фазовой пластины в базисе осей линейного двулучепреломления), имеет вид

$$\hat{M} = \begin{pmatrix} \cos(mL) + i\dfrac{\beta}{m}\sin(mL) & \dfrac{C}{m}\sin(mL) \\ -\dfrac{C}{m}\sin(mL) & \cos(mL) - i\dfrac{\beta}{m}\sin(mL) \end{pmatrix}, \qquad (2)$$

где $m = \sqrt{C^2 + \beta^2}$; C – коэффициент кругового двулучепреломления; β – коэффициент линейного двулучепреломления; L – длина кристалла.

Для кристалла $Bi_{12}GeO_{20}$ в магнитном поле суммарное круговое двулучепреломление складывается из собственного и наведенного полем (эффект Фарадея) двулучепреломлений: $C = \Theta + F$, где Θ – коэффициент собственного кругового двулучепреломления (оптической активности) в кристалле; $F = VH$; V – константа Верде; H – проекция приложенного магнитного поля на направление распространения световой волны. В идеальных кристаллах $Bi_{12}GeO_{20}$ собственное линейное двулучепреломление β отсутствует, так как кристалл имеет кубическую симметрию и является изотропным. На практике, вследствие несовершенств и дефектов кристаллов, могут возникать внутренние напряжения и, как следствие этого, возникает и наведенное этими эффектами линейное двулучепреломление. Однако для ограниченных длин оптического пути света в кристалле величина его мала по сравнению с величиной собственного

кругового двулучепреломления Θ [8], что позволяет упростить расчеты коэффициентов преобразования чувствительных элементов. На практике применяют три типичные оптические схемы чувствительных элементов ВОДТ: «проходная» схема, когда излучение проходит через кристалл один раз; «отражательная» схема, когда излучение проходит через кристалл дважды туда и обратно, отражаясь от задней грани кристалла чувствительного элемента, и многопроходная схема, в которой луч света несколько раз проходит через кристалл, что позволяет повысить чувствительность ВОДТ за счет увеличения длины оптического пути. Из них наиболее простым с точки зрения практической реализации является схема с однопроходным ЧЭ.

Анализ характеристик однопроходного ЧЭ

Для построения миниатюрных ВОДТ в наибольшей степени подходит схема однопроходного ЧЭ, представленная на рис. 1.

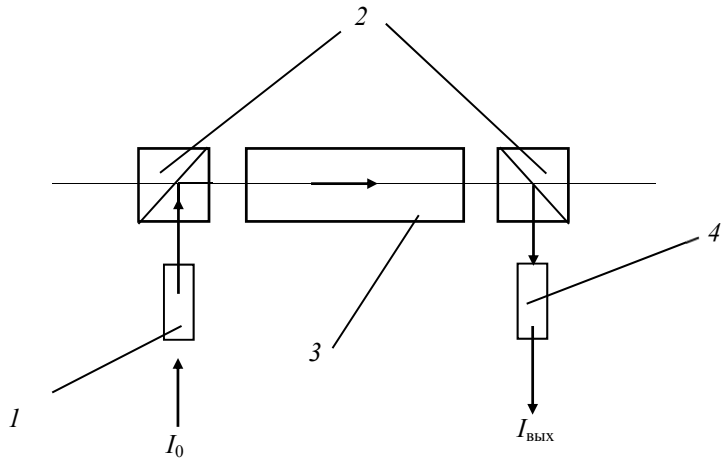


Рис. 1. Оптическая схема чувствительного элемента проходного типа:
1, *4* – градиентные линзы; *2* – поляризационные делительные кубики;
3 – магнитооптический кристалл; I_0, $I_{вых}$ – интенсивность света на входе и выходе соответственно

Матрица Джонса для такой схемы имеет вид

$$\hat{M} = \hat{R}(\alpha)\cdot\hat{P}\cdot\hat{R}(-\alpha)\cdot\hat{M}_{BSO}\cdot\hat{P}, \tag{3}$$

где $R(\alpha)$ – матрица поворота на угол α; α – угол между разрешенными направлениями входного и выходного поляризаторов; $\hat{P} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$ – матрица идеального линейного поляризатора; $\hat{M}_{BGO}$ – матрица кристалла, описываемая выражением (2). Расчет состояния поляризации и интенсивности света на выходе такой системы, аналогичный предыдущему, с учетом особенностей схемы дает следующие значения для интенсивности света I на выходе:

$$I = I_0\left[\frac{1}{2}\left(1+\cos(2\alpha+2CL)\right) - \beta L\frac{\beta}{2C}\sin(2\alpha+2CL) + \right.$$
$$\left. + \frac{\beta^2}{4C^2}\left[2\cos(2\alpha) - \cos(2\alpha+2CL) + \sin(2\alpha)\sin(2CL)\right]\right]. \tag{4}$$

Для того чтобы коэффициент преобразования и глубина модуляции магнитным полем были максимальными, необходимо выбрать значения L и α так, чтобы величина $\Theta L + \alpha$ была близка к $\pi/4$. В этом случае

$$I \cong \frac{1}{2}I_0\left[1 - 2FL\sin(2\alpha+2\Theta L) + \cos\left(2\alpha+\Theta L\right) - \beta L\frac{\beta}{\Theta+F}\sin(2\alpha+2CL)\right]. \tag{5}$$

При получении выражения (5) мы пренебрегли членами порядка $\frac{\beta^2}{C^2}$.

Из выражения (5) следует, что наличие в кристаллах $Bi_{12}GeO_{20}$ большой величины собственной оптической активности Θ ослабляет влияние собственного линейного двулучепреломления пропорционально коэффициенту $\frac{\beta}{\Theta}$, что позволяет не учитывать β в дальнейшем рассмотрении.

В случае измерения переменного магнитного поля $H = H_0\cos(\omega t)$ сигнал представляет собой сумму переменной составляющей с амплитудой, пропорциональной H_0, и постоянной составляющей, зависящей от меняющейся температуры. Используя полосовой фильтр, мы можем выделить переменную составляющую сигнала на частоте ω и не учитывать в дальнейшем рассмотрении постоянную составляющую сигнала, пропорциональную $\cos(2\Theta L + 2\alpha)$. Следовательно, для переменного магнитного поля *H* интенсивность *I* на выходе ЧЭ будет иметь вид

$$I = -I_0 VHL\sin(2\Theta L + 2\alpha). \qquad (6)$$

Таким образом, изменение коэффициента преобразования ЧЭ при изменении температуры окружающей среды определяется в основном двумя факторами: температурным дрейфом константы Верде *V* материала и изменением от температуры величины коэффициента собственной оптической активности Θ.

Для достижения максимальной величины коэффициента преобразования необходимо сориентировать поляризаторы таким образом, чтобы выполнялось соотношение $2\Theta L + 2\alpha = 90^\circ$, где α – угол между разрешенными направлениями входного и выходного поляризаторов. В этом случае температурный коэффициент преобразования ЧЭ будет, как и в отражательной схеме, определяться только дрейфом константы Верде *V* и составит 1,5 на 100 ºС. В то же время поскольку *V* и Θ в выражении (6) имеют температурные коэффициенты противоположных знаков, в принципе, должны существовать условия, при которых температурный дрейф коэффициента преобразования ЧЭ может быть уменьшен. Теоретически для определенных длин кристаллов и ориентаций поляризаторов температурный дрейф ЧЭ может быть снижен до величины ~0,2 % на 100 ºС.

Конструкция однопроходного ЧЭ ВОДТ

Вариант конструкции миниатюрного ЧЭ приведен на рис. 2. Принцип его работы следующий.

Поступающий по входному волокну свет с одной или двумя (если это требуется) длинами волн λ_1 и λ_2 коллимируется градиентной линзой 1, проходит последовательно через поляризатор, кристалл $Bi_{12}GeO_{20}$, анализатор и далее с помощью градиентной линзы вводится в многомодовое волокно. Основными отличительными особенностями этой конструкции являются ее простота и универсальность. Один из основных элементов ВОДТ – коллиматор. Конструкция коллиматора приведена на рис. 3.

Коллиматор состоит из керамического наконечника волоконно-оптического коннектора *LC*-типа диаметром 1,25 мм, градиентной линзы и стеклянной или керамической оправы. Внутренний диаметр оправы подобран так, чтобы был приблизительно на 50 мкм больше, чем диаметр градиентной линзы, который составляет 1,5 мм. Достижимые габариты ЧЭ могут составлять до 4×4×35 мм.

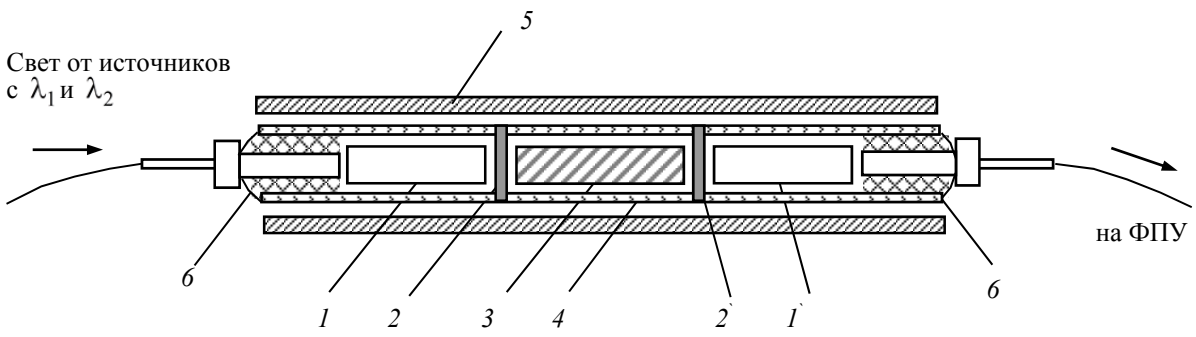


Рис. 2. Конструкция чувствительного элемента однопроходного типа:
1 – коллиматор; *2* – поляризатор; *3* – кристалл $Bi_{12}GeO_{20}$; *4* – стеклянная оправа;
5 – защитная кварцевая трубка; *6* – керамический наконечник коллиматора

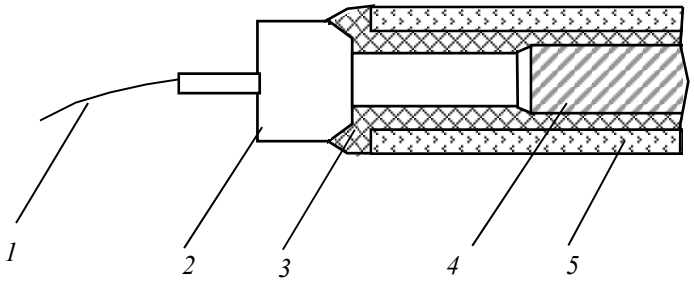


Рис. 3. Схема коллиматора в сборке: *1* – многомодовое оптическое волокно 62,5/125 мкм; *2* – керамический наконечник (ферула) коннектора *LC*-типа; *3* – эпоксидный клей; *4* – градиентная линза; *5* – стеклянная или керамическая втулка.

Указанный чувствительный элемент подходит для измерений электрического тока как в линейном режиме, так и в качестве индикатора превышения электрического тока над некоторым пороговым значением. Как показали проведенные проработки, такое пороговое значение может составлять ~7 мА.

Выводы

Проведенный теоретический анализ и проработка вариантов конструкции ВОДТ для применения на мобильных объектах показали:

1. Целесообразно использовать ВОДТ на основе эффекта Фарадея в кристаллах типа $Bi_{12}GeO_{20}$ и $Bi_{12}SiO_{20}$ как вариант, максимально удовлетворяющий комплексу требований по миниатюрности, чувствительности, быстродействию, помехозащищенности, пассивности чувствительных элементов (отсутствию электрического питания), отсутствию необходимости разрыва электрической цепи для проведения измерений.

2. Из схем конструкций ЧЭ наиболее предпочтительной является конструкция ЧЭ однопроходного типа, которая при относительной простоте реализации позволяет наиболее просто оптимизировать вышеуказанные требования в сочетании с высокими метрологическими характеристиками.

3. Основным источником дополнительной погрешности ВОДТ является температурная погрешность. Уменьшение температурной погрешности возможно путем соответствующего подбора длин кристаллов $Bi_{12}GeO_{20}$ и $Bi_{12}SiO_{20}$ и ориентации поляризаторов. Теоретически для определенных длин кристаллов и ориентаций поляризаторов температурный дрейф ЧЭ может быть снижен до величины ~0,8 % на 100 ºС. Дополнительное снижение температурной погрешности может быть достигнуто термостатированием ЧЭ ВОДТ. При использовании чувствительного элемента в качестве индикатора превышения над пороговым значением может быть измерено пороговое значение в ~7 мА.

Список литературы

1. A Fiber-Optic Current Sensor for Aerospace Applications / R. L. Patterson, A. N. Rose, D. Tang, G. W. Day // IEEE AES System Magazine, December. – 1990.
2. Development of Optical Current Transformer and Application to Fault Location Systems for Substations / Y. Yamagata, T. Oshi, H. Katsukawa, S. Kato, Y. Sakurai // IEEE Trans. of Power Del. – 1993. – Vol. 8, № 3 (July).
3. Rogers, A. J. Optical fiber current measurement / A. J. Rogers // Intern. Journ. Optoelectronics. – 1998. – Vol. 3, № 5. – P. 120–126.
4. Задворнов, С. А. Многофункциональный оптоэлектронный датчик тока / С. А. Задворнов, А. А. Соколовский // Всероссийская конференция по волоконной оптике (г. Пермь, 10–12 октября 2007 г.). – Пермь, 2007. – С. 16–34.
5. Бурков, В. Д. Научные основы создания устройств и систем волоконно-оптической техники / В. Д. Бурков, Г. А. Иванов. – М. : ГОУ ВПО МГУЛ, 2008. – 300 с.
6. Потапов, Т. В. Экспериментальное исследование температурной стабильности датчиков магнитного поля на основе кристаллов $Bi_{12}SiO_{20}$ / Т. В. Потапов // Письма в ЖТФ. – 1998. – Т. 24, № 11. – С. 112–118.

7. Кухта, А. В. Волоконно-оптический датчик магнитного поля и электрического тока с термостабильным чувствительным элементом на основе $Bi_{12}SiO_{20}$ / А. В. Кухта, В. Т. Потапов, Т. В. Потапов // Экология, мониторинг и рациональное природопользование. – Вып. 294 (II). – М. : Изд-во МГУЛ, 1998. – С. 129–138.
8. Ураксеев, М. А. Информационно-измерительная система с оптическими преобразователями электрического тока и магнитного поля / М. А. Ураксеев, Н. А. Авдонина // Королевские чтения : сб. ст. Всерос. молодежной науч. конф. – Самара : СГАУ, 2009. – С. 26–32.
9. Свидетельство ОФАП об отраслевой регистрации разработки МГУЛ № 2561 от 17.06.2003. Лабораторный комплекс «Математическое моделирование чувствительного элемента волоконно-оптического датчика магнитного поля и электрического тока» / Бурков В. Д. – М., 2003. – 6 с.

Смыслов Владимир Иванович
кандидат технических наук,
начальник отделения,
Научно-производственное объединение
измерительной техники
E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Smyslov Vladimir Ivanovich
candidate of technical sciences,
head of department,
Scientific-production
Association measurement technique

Клементьев Алексей Терентьевич
кандидат технических наук,
начальник сектора,
Научно-производственное объединение
измерительной техники
E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Klement'ev Aleksey Terent'evich
candidate of technical sciences,
the head of the sector,
Scientific-production
Association measurement technique

Демин Андрей Николаевич
аспирант,
Московский государственный университет леса
E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Demin Andrey Nikolaevich
postgraduate student,
Moscow State Forest University

УДК 687.586.5

Смыслов, В. И.

Волоконно-оптический датчик электрического тока на основе магнитооптических кристаллов $Bi_{12}SiO_{20}$ и $Bi_{12}GeO_{20}$ с чувствительным элементом однопроходного типа / В. И. Смыслов, А. Т. Клементьев, А. Н. Демин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 41–46.

УДК 621.317.3

А. В. Майоров

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА ПОГРЕШНОСТЬ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ МЕДЛЕННОМЕНЯЮЩИХСЯ СИГНАЛОВ В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

A. V. Mayorov

INFLUENCE LOW PASS FILTER ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER ON THE ERROR CONVERSION TREATMENT SLOWLY VARYING SIGNALS IN INFORMATION-MEASURING SYSTEMS

А н н о т а ц и я. Исследовано влияние параметров фильтра нижних частот, в том числе частоты среза и порядка фильтра, на входе аналого-цифрового преобразователя на основную погрешность преобразования при обработке медленноменяющихся сигналов. Установлено, что снижение частоты среза фильтра нижних частот снижает уровень аддитивной составляющей погрешности, но при этом в некоторых случаях также снижается стабильность работы системы.

A b s t r a c t. The influence of the low pass filter, including cutoff frequency and the order of the filter, the input analog-to-digital converter for converting the basic error in the processing of slowly varying signals. It has been established that lowering the cutoff frequency of the low-pass filter reduces the error component of the additive, but in some cases also decreases the stability of the system.

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

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

При цифровой обработке медленноменяющихся сигналов необходимо учитывать погрешности, вносимые аналоговыми блоками информационно-измерительной системы (ИИС), в первую очередь – погрешность преобразования напряжения входным фильтром и аналого-цифровым преобразователем (АЦП) [1]. Структурная схема канала обработки медленноменяющихся сигналов информационно-измерительной системы приведена на рис. 1 и включает в себя предварительный усилитель, фильтр нижних частот (ФНЧ), АЦП, микроконтроллер (МК) либо программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС).

Погрешности преобразования каждого из компонентов канала обработки можно условно разделить на статические и динамические погрешности. Статические погрешности основных компонентов ИИС включают аддитивную составляющую погрешности преобразования, мультипликативную составляющую погрешности преобразования, для АЦП также необходимо учитывать составляющие, обусловленные дифференциальной нелинейностью, интегральной нелинейностью и погрешностью квантования [1, 2]. При построении ИИС, осуществляющих обработку медленноменяющихся сигналов, также необходимо учитывать влияние шума,

вызванного воздействием электромагнитных помех на кабель, соединяющий датчик с входом канала обработки, а также на другие компоненты системы. Основными способами снижения влияния данного воздействия на качество обработки медленноменяющихся сигналов, в том числе на погрешность преобразования компонентами ИИС, являются:

1) использование пассивных фильтров на входе канала обработки;
2) использование активных фильтров на входе АЦП;
3) применение алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) с последующей цифровой обработкой.

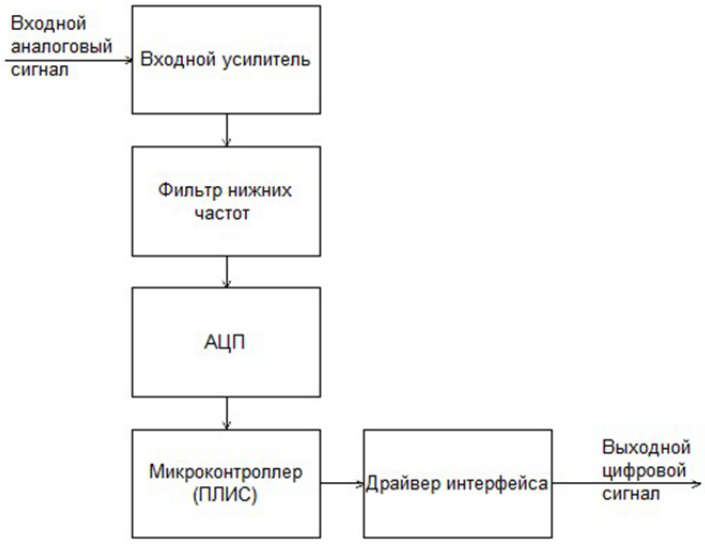


Рис. 1. Структурная схема канала обработки медленноменяющихся сигналов информационно-измерительной системы

Для определения влияния частоты среза ФНЧ на входе АЦП на основную погрешность компонентов канала обработки аналоговых сигналов ИИС была разработана система согласно структурной схеме, изображенной на рис. 2.

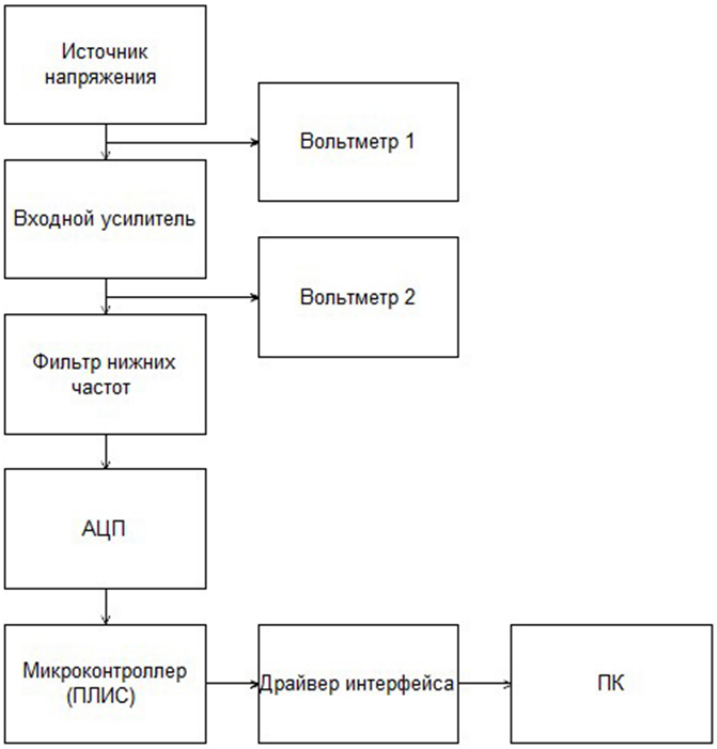


Рис. 2. Структурная схема системы для исследования погрешностей компонентов ИИС

В качестве источника напряжения использован имитатор резистивных датчиков типа ВТ4048, в качестве вольтметров 1, 2 – нановольт-микроомметр AGILENT TECHNOLOGIES 34420A. Для чистоты эксперимента к обеим точкам схемы подключался один и тот же прибор. Для определения погрешности преобразования АЦП к микроконтроллеру подключалась ЭВМ посредством интерфейса RS-485. Входной усилитель реализован на операционном усилителе (ОУ) типа 140УД1701 [3]. Проведены две серии экспериментов с различными типами ФНЧ и АЦП. В первом случае фильтр был реализован на микросхеме типа 1478ФН2У, являющейся фильтром нижних частот восьмого порядка [4], в качестве управляющего микроконтроллера – микросхема C8051F410 [5] с использованием встроенного аналого-цифрового преобразователя. Во втором случае в качестве АЦП была использована микросхема AD7714 [6], имеющая встроенный фильтр нижних частот, для управления АЦП использовалась ПЛИС типа XCR3128XL-VQ100 [7].

При проведении эксперимента на вход усилителя с коэффициентом усиления 20 подавалось стабилизированное напряжение 100 мВ, контролируемое вольтметром 1, коэффициент усиления входного усилителя контролировался с помощью вольтметров 1 и 2. Частота среза ФНЧ на основе микросхемы типа 1478ФН2У программировалась посредством установки частоты тактирования данной микросхемы управляющим микроконтроллером. Частота среза ФНЧ, встроенного в микросхему типа AD7714, задавалась посредством записи определенных значений в соответствующие регистры управления данной микросхемы управляющей ПЛИС типа XCR3128XL-VQ100.

Полученные значения основной погрешности преобразования компонентов канала обработки медленноменяющихся сигналов информационно-измерительных систем в помещении с нормальной электромагнитной обстановкой сведены в табл. 1. Погрешность преобразования фильтра нижних частот во второй серии экспериментов определить не представляется возможным ввиду того, что ФНЧ является составной частью АЦП типа AD7714 и его выход не подключен ни к одному из выводов корпуса [6].

Таблица 1

Основная погрешность преобразования компонентами информационно-измерительной системы

Тип АЦП	Погрешность преобразования входным усилителем, %	Погрешность преобразования ФНЧ, %	Погрешность преобразования АЦП, %	Основная погрешность преобразования системы, %
Встроенный, МК C8051F410	0,0014	0,034	0,024	0,025
AD7714	0,0014		0,014	0,015

Полученные зависимости аддитивной составляющей погрешности преобразования АЦП от частоты среза ФНЧ приведены на рис. 3.

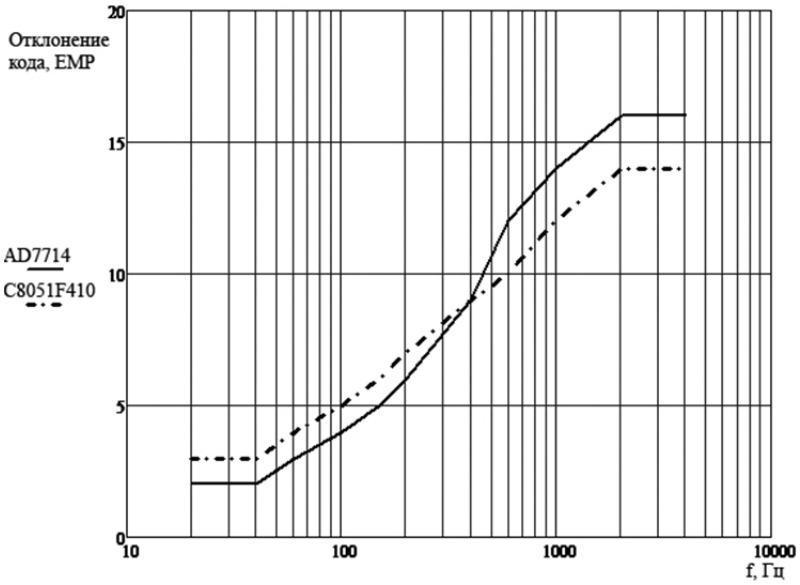


Рис. 3. Зависимость аддитивной составляющей погрешности преобразования АЦП от частоты среза ФНЧ

Кроме того, установлено, что в случае использования АЦП типа AD7714 вероятность успешного запуска АЦП зависит от частоты среза встроенного фильтра нижних частот и частоты тактирования АЦП. Указанная зависимость подтверждена проведением эксперимента с использованием 10 экземпляров микросхемы типа AD7714 из трех разных партий и трех экземпляров управляющей ПЛИС. Во всех случаях при частоте тактирования ниже 2 МГц и частоте среза от 80 до 110 Гц АЦП мог запускаться самостоятельно только в 80 % случаев, стабильно запускаться при касании пальцем одного из управляющих выводов либо не запускаться вообще. При частоте среза от 40 до 80 Гц даже при касании пальцем АЦП мог не запуститься. При частоте среза ниже 40 Гц АЦП не реагировал на касание пальцем выводов, изредка (менее 10 % случаев) запускался самостоятельно. На рис. 4 приведена зависимость вероятности запуска АЦП от запрограммированной частоты среза встроенного ФНЧ без осуществления внешних воздействий при частоте тактирования АЦП 1 МГц. Инициализация АЦП во всех случаях проходила нормально. Установлено, что стабильный запуск АЦП данного типа с частотой среза встроенного ФНЧ ниже 110 Гц возможен только при частоте тактирования выше 2 МГц.

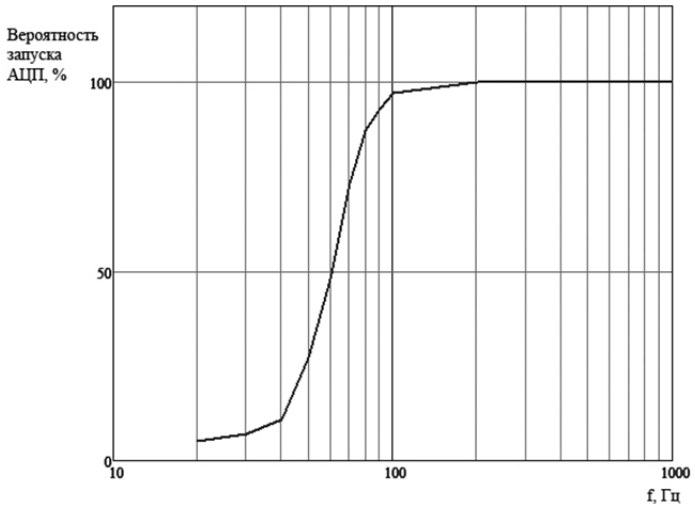


Рис. 4. Зависимость вероятности запуска АЦП типа AD7714 от частоты среза встроенного ФНЧ

Заключение

Исследовано влияние параметров фильтра нижних частот на входе аналого-цифрового преобразователя информационно-измерительной системы на основную погрешность преобразования при обработке медленноменяющихся сигналов. Установлено, что при построении информационно-измерительных систем, осуществляющих цифровую обработку медленноменяющихся аналоговых сигналов для получения значения аддитивной составляющей погрешности преобразования на уровне 4–5 ЕМР, необходимо использование фильтра нижних частот, включенного в тракт прохождения аналогового сигнала перед АЦП с частотой среза не выше 100 Гц. Также установлено, что при использовании АЦП типа AD7714, имеющего встроенный ФНЧ, вероятность успешного запуска АЦП данного типа зависит от запрограммированной частоты среза встроенного ФНЧ и частоты тактирования. Рекомендуется тактирование АЦП данного типа частотой не ниже 2 МГц (оптимально значение 2,4576 МГц [6]), что может быть неосуществимо при использовании некоторых типов МК и ПЛИС. В таком случае для достижения приемлемого значения аддитивной составляющей погрешности аналого-цифрового преобразования при использовании АЦП данного типа рекомендуется повышение частоты среза до 110–120 Гц при снижении частоты тактирования до 1МГц.

Список литературы

1. Совершенствование алгоритмов и структур интегрирующих аналого-цифровых преобразователей / Н. А. Кащеев, Ю. Л. Кузнецов, К. Ю. Пискаев, Ю. А. Цуриков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2012. – № 1. – С. 151–158.

2. Михеев, М. Ю. Совершенствование алгоритмов и структур интегрирующих аналого-цифровых преобразователей / М. Ю. Михеев, В. А. Юрманов, А. В. Куц // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 1. – С. 86–99.
3. Спецификация на ОУ типа 140УД1701. – URL: http://lib.chipdip.ru/030/DOC001030772.pdf
4. Спецификация на ФНЧ типа 1478ФН2У. – URL: http://www.nzpp.ru/documentation/767.pdf
5. Спецификация на МК типа C8051F410. – URL: http://www.silabs.com/Support%20Documents/TechnicalDocs/C8051F41x.pdf
6. Спецификация на АЦП типа AD7714. – URL: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7714.pdf
7. Спецификация на ПЛИС типа XCR3128XL-VQ100. – URL: http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds016.pdf

---

Майоров Артем Владиславович
аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: rtech@pnzgu.ru

Mayorov Artem Vladislavovich
postgraduate student,
Penza State University

УДК 621.317.3
Майоров, А. В.

Влияние параметров фильтра нижних частот аналого-цифрового преобразователя на погрешность преобразования при обработке медленноменяющихся сигналов в информационно-измерительных системах / А. В. Майоров // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 47–51.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

УДК 681.3

С. А. Смагин

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ МНОГОКАНАЛЬНОГО НОНИУСНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ «ВРЕМЯ–КОД» С ОПЕРАТИВНОЙ КАЛИБРОВКОЙ

S. A. Smagin

MODELING OF MULTICHANNEL VERNIER METER «TIME CODE» WORK WITH OPERATIONAL CALIBRATION

А н н о т а ц и я. Описана модель многоканального нониусного измерителя (МНИ) временных интервалов «время–код» с оперативной калибровкой, учитывающая особенности работы узлов измерителя, которые приводят к снижению точности результатов измерений. Предложен метод компенсации инструментальной погрешности МНИ с использованием алгоритма сингулярно-спектрального анализа «Гусеница».

A b s t r a c t. A model of multichannel Vernier meter of «time code» time intervals with the operational calibration is described in this article. The model takes into account features of working nodes of the meter that decreases accuracy of measurement results. It is proposed the method of compensation instrumental error using the algorithm of the singularspectralanalysis «Caterpillar»

К л ю ч е в ы е с л о в а: «Гусеница», многоканальный нониусный измеритель, джиттер, инструментальная погрешность.

K e y w o r d s: caterpillar, multi Vernier meter, jitter, instrumentalerror.

Одной из причин возникновения ошибок в системах цифровой передачи данных являются временные искажения (джиттер) передаваемого сигнала, которые заключаются в смещении (сдвиге) временного положения сигнала относительно середины окна детектирования. Причиной таких искажений являются интерференционные искажения и шумы [1].

Для контроля джиттера цифровых систем передачи могут быть использованы скоростные многоканальные нониусные измерители временных интервалов [2, 3], основными достоинствами которых являются высокая точность и быстродействие при низкой стоимости. Однако собственные нестабильности нониусных и опорных генераторов могут существенно исказить результат измерений. Для компенсации инструментальной ошибки было предложено использовать калибровочный тракт [4]. Как было показано в работе [5], собственный джиттер измерителя имеет сложную структуру и состоит из квазидетерминированной и чисто случайной компонент. Для повышения точности измерителя необходимо выделить из калибровочного сигнала квазидетерминированную компоненту и выполнить корректировку полезного сигнала на квазидетерминированную компоненту.

Рассмотрим организацию калибровочных измерений для преобразователя с двумя нониусными каналами преобразования (НКП). Упрощенная схема такого устройства представлена на рис. 1.

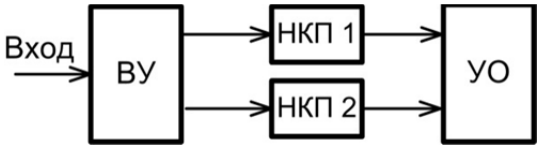


Рис. 1. Структура традиционного нониусного АЦП ВИ для измерения одиночных временных интервалов

В этом преобразователе калибровочные и рабочие преобразования разделяются во времени. Порядок выполнения рабочих и калибровочных преобразований для случая измерения последовательности смежных временных интервалов (ВИ) приведено на рис. 2.

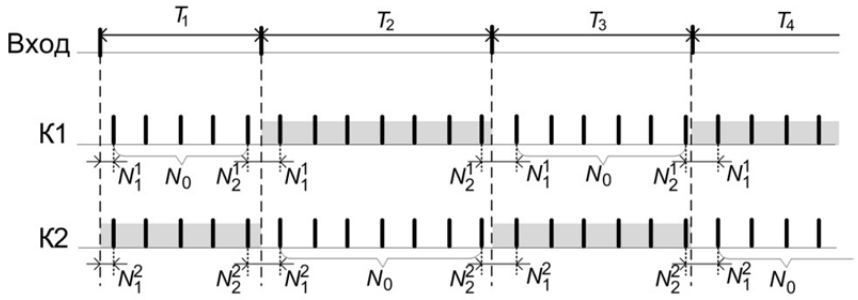


Рис. 2. Совмещение калибровки и рабочего преобразования

Первый импульс, задающий начальную границу измеряемого ВИ Т1, запускает первый (К1) и второй (К2) каналы преобразования, при этом результат работы канала К1 используется для рабочего преобразования, а К2 – для калибровочного. Второй импульс, отмечающий конечную границу Т1, одновременно запускает канал К2 на измерение, а К1 – на калибровку. На рис. 2 калибровка успевает завершиться до прихода в канал очередного импульса, что справедливо при минимальном значении мгновенного периода $MIN(T_I) > Tng * K$, где Tng – период нониусного генератора; K – коэффициент интерполяции.

В результате работы измерителя будут получены два массива данных:

1) массив полезных измерений;
2) массив калибровочных измерений.

Рассмотрим модель работы нониусного генератора в пакете MathCAD [6].

Пусть нестабильности параметров каналов нониусного измерителя описываются следующими параметрами:

Канал 1. Пусть периодическая нестабильность периода нониусного генератора: $\gamma nn1_l = 0,001\cos\left(\frac{2\pi l}{100}\right)$, а случайная задержка запуска нониусного генератора: $\delta H1_l = rnorm(kol+1, 0.1, 0.051)$. Тогда мгновенный период может быть представлен как $Tng1_l = Tng_l(1-\gamma nn1_l)$

Канал 2. Пусть нестабильность периода нониусного генератора содержит как гармоническую составляющую, так и линейный тренд – $\gamma nn2_l = 0.0025 * \cos\left(\frac{2\pi l}{150}+0.0001\right) - \frac{0,02*l}{1000}$. Случайная задержка запуска канала: $\delta H2_l = rnorm(kol+1, 0.16, 0.001)$.

Период работы второго канала $Tng2_l = Tng_l(1-\gamma nn2_l)$.

Форма мгновенного периода нониусных генераторов представлена на рис. 3.

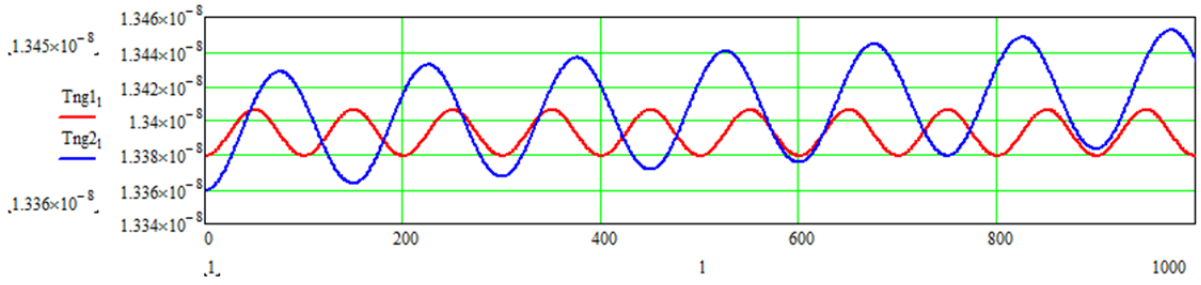


Рис. 3. Периоды работы каналов нониусного измерителя

На вход НИ подается импульсная последовательность, мгновенный периода промодулирован двумя гармоническими составляющими, как показано на рис. 4:

$$Tvh_i = Tnom(1 - \gamma nh_l - \gamma vhv_l),$$

где

$$Tnom = 1{,}1 \cdot 10^{-6};\ \ \gamma vh = \gamma vhv + \gamma vhn;\ \ \gamma vhn_i = Avhn \cdot \sin(2i\pi 0{,}1);\ \ \gamma vhv_i = Avhn \cdot \sin(2i\pi 0{,}01).$$

График входного сигнала представлен на рис. 4.

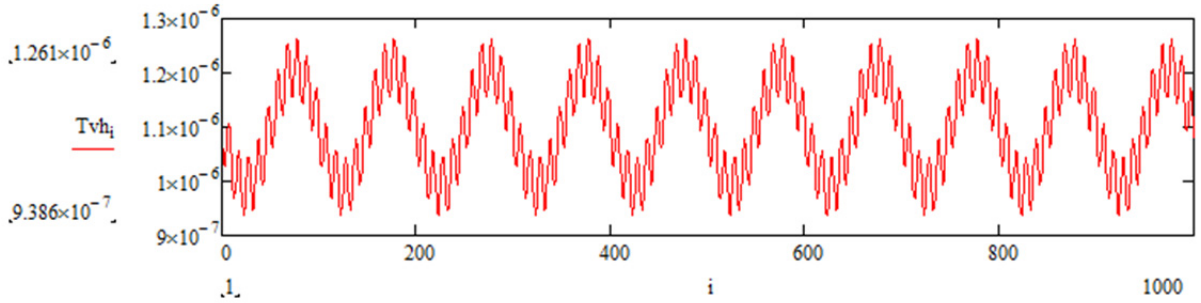


Рис. 4. График входного сигнала

Работа НИ в режиме рабочего измерения реализована в виде процедуры kanal в среде MathCAD (рис. 5). На вход данной процедуры подаются исходный сигнал и параметры, определяющие работу канала.

$$\begin{aligned}
&\text{kanal}(N0, \phi, \delta H_{_1}, kol, \gamma n, \gamma o) := \\
&\quad \text{for } i \in 1..kol-1 \\
&\quad\quad \phi_{r_i} \leftarrow \phi_i + \delta H_{_1_i} \cdot (1 - \gamma o_i) - \text{floor}\left[\phi_i + \delta H_{_1_i} \cdot (1 - \gamma o_i)\right] \\
&\quad \text{for } i \in 1..kol-1 \\
&\quad\quad N0_i \leftarrow N0_i + \text{floor}\left(\phi_i + \delta H_{_1_i}\right) \\
&\quad\quad N0_i \leftarrow N0_i - \text{floor}\left(\phi_{i-1} + \delta H_{_1_{i-1}}\right) \\
&\quad\quad N1_i \leftarrow \text{ceil}\left[\frac{1 - \phi_{r_{i-1}}}{\frac{K+1}{K} \cdot (1 + \gamma n_i) \cdot (1 - \gamma o_i) - 1}\right] \\
&\quad\quad N2_i \leftarrow \text{floor}\left[\frac{\phi_{r_i}}{\frac{K+1}{K} \cdot (1 + \gamma n_i) \cdot (1 - \gamma o_i) - 1}\right] \\
&\quad \text{for } i \in 1..kol-1 \\
&\quad\quad M_{i,0} \leftarrow N0_i \\
&\quad\quad M_{i,1} \leftarrow N1_i \\
&\quad\quad M_{i,2} \leftarrow N2_i \\
&\quad M
\end{aligned}$$

Рис. 5. Код процедуры kanal

На выходе процедуры kanal мы получаем три массива данных:

1) набор кодов N0;

2) набор кодов N1 – число тактов работы нониусного измерителя в канале n от момента прихода информационного импульса до начала следующего такта опорного генератора;

3) набор кодов N2 – число тактов работы нониусного измерителя в канале n от момента завершения такта ОГ до завершения импульса входного сигнала.

Формирование калибровочного сигнала выполняется по процедуре N0_kalibr, представленной на рис. 6.

$$
\begin{aligned}
&N0_kalibr(\phi, \delta H_1, \delta H_2, kol, \gamma o, N0) := \\
&\quad flg \leftarrow 0 \\
&\quad \text{for } i \in 1..kol-1 \\
&\quad\quad \phi 1_i \leftarrow \phi_i + \delta H_{1_i}\cdot(1-\gamma o_i) - floor\left[\phi_i + \delta H_{1_i}\cdot(1-\gamma o_i)\right] \\
&\quad\quad \phi 11_i \leftarrow \phi_i + \delta H_{2_i}\cdot(1-\gamma o_i) - floor\left[\phi_i + \delta H_{2_i}\cdot(1-\gamma o_i)\right] \\
&\quad \text{for } i \in 1..kol-1 \\
&\quad\quad N0_{-i} \leftarrow floor\left[\phi_{i-1} + \delta H_{2_{i-1}}(1-\gamma o_{i-1})\right] - floor\left[\phi_{i-1} + \delta H_{1_{i-1}}(1-\gamma o_{i-1})\right] \\
&\quad\quad N_i \leftarrow N0_i - floor\left(\phi_{i-1} + \delta H_{1_{i-1}}\right) + floor\left(\phi_i + \delta H_{2_i}\right) \text{ if } flg = 0 \\
&\quad\quad N_i \leftarrow N0_i - floor\left(\phi_{i-1} + \delta H_{2_{i-1}}\right) + floor\left(\phi_i + \delta H_{1_i}\right) \text{ if } flg = 1 \\
&\quad\quad flg \leftarrow flg \oplus 1 \\
&\quad \text{for } i \in 1..kol-1 \\
&\quad\quad M_{i,0} \leftarrow N0_{-i} \\
&\quad\quad M_{i,1} \leftarrow N_i \\
&\quad M
\end{aligned}
$$

$$N := N0_kalibr(\phi, \delta H_1, \delta H_2, kol, \gamma o, N0)$$

$$N0_{k_m} := N_{m,0} \qquad N1_{k_m} := a1_{m,1} \qquad N2_{k_m} := a2_{m,1}$$

$$L_{k_m} := K\cdot N0_{k_m} + N1_{k_m} - N2_{k_m}$$

Рис. 6. Формирование калибровочного сигнала

В результате работы нониусного измерителя в режиме калибровки формируется калибровочный сигнал Lk_i, который содержит информацию о внутреннем джиттере измерителя (рис. 7). Как видно из рисунка, калибровочный сигнал носит случайный характер.

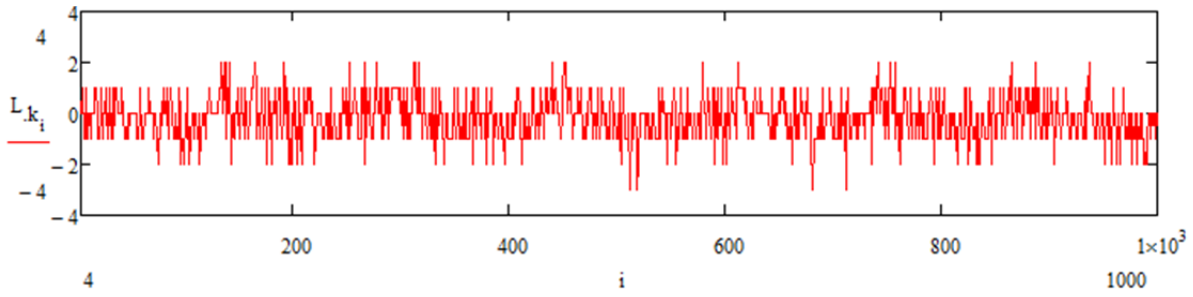


Рис. 7. Калибровочные измерения

Для выделения квазидетерминированной составляющей инструментальной погрешности используется алгоритм сингулярно-спектрального анализа «Гусеница». Суть метода «Гусеница» состоит в преобразовании одномерного ряда в многомерный с помощью однопараметрической сдвиговой процедуры (отсюда и название «Гусеница»), исследовании полученной многомерной траектории с помощью анализа главных компонент (сингулярного разложения) и восстановлении (аппроксимации) ряда по выбранным главным компонентам [7, 8].

Таким образом, результатом применения метода является разложение временного ряда на простые компоненты: медленные тренды, сезонные и другие периодические или колебательные составляющие, а также шумовые компоненты.

Полученное разложение служит основой прогнозирования как самого ряда, так и его отдельных составляющих.

На рис. 8 показаны существенные компоненты, на основании которых выполняется восстановление квазидетерминированной компоненты джиттера. Komp0 – медленноменяющийся тренд; komp1, komp2 – периодические компоненты; Gus – итоговая квазидетерминированная компонента.

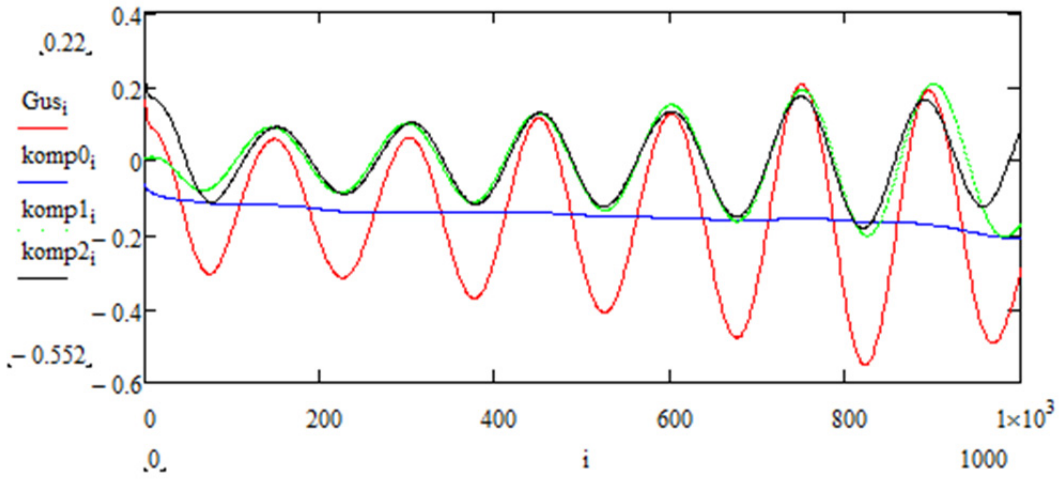


Рис. 8. Калибровочные измерения

На рис. 9 представлен график ошибки работы НИ. Под ошибкой понимается отклонение измеренного сигнала от исходного.

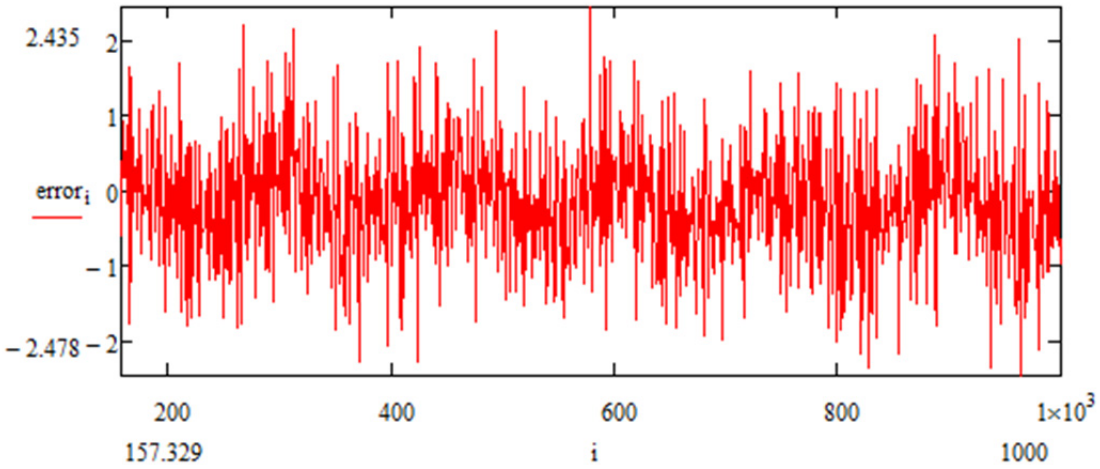


Рис. 9. График ошибки работы НИ

Данная ошибка описывается следующими параметрами: мат. ожидание – –0,142, дисперсия – 0,883. Выполнив корректировку ошибки на квазидетерминированную компоненту, мы получим: мат. ожидание – 0,02, дисперсия – 0,862. Оценить эффект от «Гусеницы» можно, построив спектр ошибки (см. рис. 9). Как мы видим из рис. 10, «Гусеница» выделила и подавила низкочастотную компоненту, не изменив при этом оставшуюся часть сигнала.

Данный результат получен при длине окна «Гусеницы» L = 512. Изменяя длину «Гусеницы», можно подбирать точность выделения квазидетерминированной компоненты исходя из требований, предъявляемых к точности.

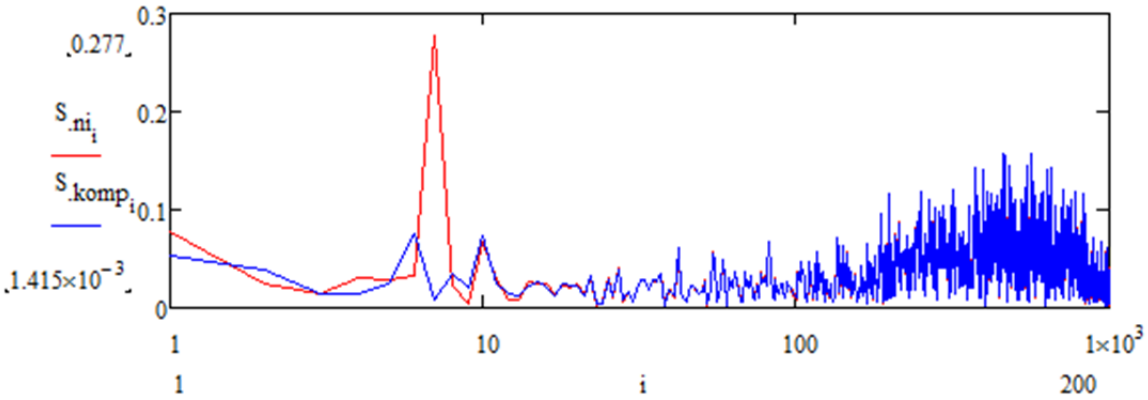


Рис. 10. Спектр общей погрешности до (1) и после компенсации (2)

В результате обработки данных с помощью «Гусеницы», мы выделили квазидетерминированную компоненту джиттера. Для выделения нам потребовалось минимальное количество исходных. «Гусеница», обладая адаптивными свойствами в отличие от ФАПЧ не требует перенастройки после изменения параметров ошибки и сигнала.

Список литературы

1. Бакланов, И. Г. Технологии измерений в современных телекоммуникациях / И. Г. Бакланов. – М. : ЭКО-ТРЕНДЗ, 1998. – 140 с.
2. Гурин, Е. И. Построение скоростных высокоточных преобразователей временных параметров серий импульсных последовательностей / Е. И. Гурин, Н. Н. Коннов // Автометрия. – 1997. – № 6. – С. 102.
3. Нониусный измеритель временных интервалов на ПЛИС / Е. И. Гурин, Л. Е. Дятлов, Н. Н. Коннов, К. В. Попов, А. В. Севастьянов // Приборы и техника эксперимента. – 2004. – № 4. – С. 44–48.
4. Пат. на изобретение 2255366 Российская Федерация. Устройство для измерения серий временных интервалов / Гурин Е. И., Дятлов Л. Е., Коннов Н. Н., Севастьянов А. В. – 02.02.2004.
5. Смагин, С. А. О применении метода «Гусеница» для выделения квазидетерминированной компоненты джиттера в каналах связи / С. А. Смагин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2012. – № 1 (21). – С. 37–46.
6. Диаконов, В. MathCAD 11/12/13 в математике : справочник / В. Диаконов. – М. : Горячая Линия – Телеком, 2007. – 500 с.
7. Голяндина, Н. Э. Метод «Гусеница» – SSA: анализ временных рядов : учеб. пособие / Н. Э. Голяндина. – СПб. : Изд-во СПбГУ, 2004. – 76 с.
8. Коннов, Н. Н. Применение алгоритма «Гусеница» для коррекции инструментальной погрешности нониусных измерителей временных интервалов / Н. Н. Коннов, С. А. Смагин // Надежность и качество : тр. Междунар. симп. : в 2 т. / под ред. Н. К. Юркова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – Т. 1. – С. 284–288

Смагин Сергей Александрович
ведущий специалист,
департамент по внедрению BPM систем
(г. Москва)
E-mail: semasmagin@gmail.com

Smagin Sergey Aleksandrovich
leading specialist,
department of business performance
management systems (Moscow)

УДК 681.3
Смагин, С. А.
Моделирование работы многоканального нониусного измерителя «время – код» с оперативной калибровкой / С. А. Смагин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 52–57.

УДК 53.089: 53.09(6) : 519.2(33): 538.953(1)

В. Г. Полосин, Д. И. Нефедьев

МОДЕЛИРОВАНИЕ УПРУГИХ СВОЙСТВ МОЛЕКУЛЯРНОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ИЗМЕНЕНИЯ ЕЕ ЭНТРОПИИ

V. G. Polosin, D. I. Nefed'ev

MODELLING OF ELASTIC PROPERTIES MOLECULAR DYNAMIC SYSTEM ON THE BASIS OF CHANGE OF ITS ENTROPY

А н н о т а ц и я. Рассмотрена модель образования упругих свойств динамической системы на примере изменения объема биологических полимерных молекул. Дано обоснование процессов функционирования молекул на примере объемных физических моделей.

A b s t r a c t. The model of formation of elastic properties of dynamic system on an example of change of volume of biological polymeric molecules is considered. The substantiation of processes of functioning of molecules on an example of volume physical models is given.

К л ю ч е в ы е с л о в а: моделирование, плотность распределения, динамическая система, энтропия.

K e y w o r d s: modelling, distribution density, dynamic system, entropy.

Введение

В современной технике для описания и управления реальными физическими объектами используют математическую абстракцию «динамическая система», позволяющую проследить изменения и эволюционное развитие объекта с течением времени. В отдельную группу выделяют стохастические динамические системы, поведение которых определяется вероятностными законами. Важнейшее свойство динамической системы состоит в возможности однозначного предсказания поведения системы под воздействием внешних влияющих факторов, таких как температура, давление, концентрация веществ, наличие электромагнитных полей и др., основанная на математическом описании ее внутренних свойств [1].

В различных технических системах используются полимерные материалы, состоящие из огромного количества атомов, что обусловливает множество степеней движения молекулярного объекта. Поведение конструктивных биополимерных элементов технических устройств определено их внутримолекулярной организацией, в частности упругие свойства динамических объектов обусловлены их тепловым хаотическим движением. Построение моделей упругости, отражающей изменение свойств реального технического объекта, позволяет улучшить поведение всей технической конструкции в целом.

Для построения модели молекулярного объекта выделим специфические особенности биополимерных молекул, состоящие в следующем. Химическая структура молекулы представляет собой *линейную цепь огромного числа связанных однотипных звеньев*, что обусловливает *большое число ее возможных степеней свободы* [2]. При изучении внутреннего устройства сложной биологической молекулы и ее поведения во времени рассматривают структуру биологической молекулы, под которой понимают характерное расположение всех ее атомов в пространстве. Под конформацией понимают отдельное микросостояние, для кото-

рого однозначно определено пространственное расположение всех атомов молекулы с точностью до амплитуды колебания. Любое микросостояние биологической молекулы реализуется с помощью множества различных конформаций, на возможность образования которых наложены ограничения со стороны химических связей атомов, взаимодействия между атомами ближнего и дальнего порядка и характерными внутриклеточными процессами трансформации молекул.

Своеобразие биологической молекулы заключается в тесном сочетании ее статистического и детерминированного поведения [3]. Огромное число взаимодействующих атомов обусловливает статистические свойства макромолекул. Жесткие ограничения на возможные положения и смещения отдельных атомов молекулы определяет детерминированный характер изменений ее конформаций, необходимых при функционировании.

Для описания систем с огромным количеством независимых элементов часто применяют статистические модели, основанные на наблюдениях за изменениями энтропии системы. Такие модели позволяют проводить анализ правомерности выбора распределения [4–7].

Статистическая модель полимерной молекулы

Статистический характер организации и поведения биополимерных молекул проявляется в тепловом движении, колебании и вращении ее атомов. Под действием теплового движения происходят свертывание макромолекул в «клубок» и последующее его конформационное изменение. Переходы между конформационными состояниями осуществляются в процессе теплового движения отдельных частей молекулы, представляющих собой своеобразные сборки атомов. Для описания свойств биополимерных молекул и особенностей их поведения в различных средах применяют статистические модели, среди которых наибольшее распространение в силу простоты описания получила модель свободного сочленения звеньев молекулярной цепи.

Рассматриваемая статистическая модель полимера основывается на представлении о свободном сочленении отдельных звеньев цепи, которые образованы различными совокупностями (сборками) атомов, входящих в структуру молекулы. Для рассмотрения модели свободного сочленения звеньев молекулярной цепи отметим ее основные положения [3].

1. Молекула собрана из прямолинейных сегментов, состоящих из определенного числа звеньев.

2. Внутри одного сегмента все звенья абсолютно коррелированны. Такой сегмент можно заменить абстракцией в виде абсолютно твердого тела и считать, что между любыми двумя атомами сегмента расстояние остается неизменным.

3. Два соседних сегмента молекулы свободно сочленены между собой. Следовательно, положение центров сегментов относительно друг друга не коррелировано и ограничено только их длинами.

4. Положение начала и конца модели сочлененной цепи совпадает с положениями крайних атомов реальной моделируемой молекулы.

Если положение конца цепи моделируемой молекулы задать с помощью радиуса-вектора $\vec{h}$ в системе координат, связанной с началом исследуемой молекулы, как показано на рис. 1, то его пространственное положение определено геометрической суммой векторов положения $\vec{l}$ всех отдельных сегментов, из которых составлена свободно сочлененная цепь биомолекулы:

$$\vec{h} = \sum_{i=1}^{N} \vec{l}\,, \qquad (1)$$

где N – число свободно сочлененных сегментов цепи.

При построении модели используют следующие утверждения:

1. Значения модуля радиуса-вектора h ограничены неравенством $0 \le h \le Nl_{\text{ср}}$, где $l_{\text{ср}}$ – средняя длина одного сегмента молекулы.

2. Одному и тому же значению модуля радиуса-вектора h соответствует множество различных конформаций молекулы.

3. В клубке различные значения модуля расстояния h характеризуются различными значениями вероятности их появления.

Для определения оценок модуля длины радиуса-вектора h используют статистические модели, описывающие координаты x, y, z разложения радиуса-вектора:

$$h = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \ . \tag{2}$$

Координаты x, y, z вектора $\vec{h}$ имеют статистический характер распределения, для которых плотности распределения заданы Гауссовыми функциями вида [2]

$$p_{xi} = \left(\frac{3}{2\pi N l^2} \right)^{1/2} \cdot e^{-\frac{3 \cdot x_i^2}{2Nl^2}} . \tag{3}$$

Выражение для определения вероятности нахождения точки M конца вектора $\vec{h}$ в объеме $\Delta\tau$ определяется произведением вероятностей по каждой отдельной координате:

$$p_\tau d\tau = p_x p_y p_z dx dy dz \ . \tag{4}$$

Плотности вероятности для расчета положения радиуса-вектора в какой-либо точке пространства получим подстановкой выражения (3) в выражение (4), разделив на объем трехмерного пространства $d\tau$:

$$p_\tau = \left(\frac{3}{2\pi N l^2} \right)^{3/2} \cdot e^{-\frac{3h^2}{2Nl^2}} . \tag{5}$$

Тогда вероятность появления модуля радиуса-вектора h в диапазоне значений Δh равна

$$\Delta P(h) = p_h \Delta h = 4\pi h^2 p_\tau(h) \Delta h \ . \tag{6}$$

Подставляя выражения (5) в выражение (6) и разделив на Δh, получим плотность вероятности $p_h(h)$ распределения модуля вектора h:

$$p_h(h) = \frac{\Delta P(h)}{\Delta h} = 4\pi h^2 \frac{1}{\sqrt{\pi^3 \xi^3}} e^{\left(-\frac{h^2}{\xi} \right)} , \tag{7}$$

где ξ – варьируемая переменная модели, характеризуемая средней длиной отдельного сегмента молекулы $\xi = 2Nl^2 / 3$.

Для выяснения физического смысла варьируемой переменной модели найдем наиболее вероятное значение параметра $h_в$, исследуя плотность вероятности (7) на экстремум:

$$\frac{dp_h(h)}{dh} = 4\pi \frac{1}{\sqrt{\pi^3 \xi^3}} \cdot \frac{d}{dh} \left(h^2 e^{\left(-\frac{h^2}{\xi} \right)} \right) = 0 . \tag{8}$$

Из выражения (8) получим, что наиболее вероятное значение модуля радиуса-вектора $h_в$ пропорционально корню квадратному варьируемой переменной модели: $h_в = \sqrt{\xi} = \sqrt{2Nl^2 / 3}$. Эту оценку можно использовать как оценку среднего радиуса молекулярного клубка:

$$R = \sqrt{2Nl} \ .$$

Наиболее вероятная конформация биополимера соответствует наибольшему значению энтропии S. При этом биополимер по форме будет напоминать «клубок», т.е. беспорядочно свернутую цепочку атомов. При растяжении или сжатии клубка молекулярной цепочки биополимера происходит уменьшение количества возможных конформаций молекулы, что сопровождается уменьшением энтропии S.

Для определения силовых и энергетических свойств клубка свяжем с помощью соотношения Больцмана [8] энтропию произвольного макроскопического состояния биополимера с плотностями вероятностей $p_h(h)$ и $p_\tau(h)$:

$$S_\tau = k_Б \cdot \ln\left(Zp_\tau(h)\right); \tag{9}$$

$$S_h = k_Б \cdot \ln\left(Zp_h(h)\right), \tag{10}$$

где Z – статистическая сумма термодинамической вероятности.

Различие энтропий S_τ и S_h, найденных из выражений (9) и (10), заключается в особенности деформации молекулярного клубка. В первом случае клубок растягивается или сжимается за узлы его начала и окончания по одной из осей. Такую модель следует рассматривать как линейную модель возникновения упругости при деформации молекулярного клубка. Во втором случае происходят объемные сжатия или растяжения клубка, т.е. деформации, при которых изменяется объем всей системы в целом для шаровидной или эллипсовидной фигуры.

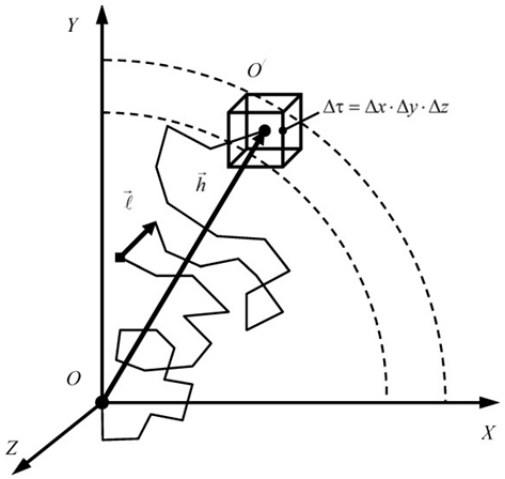


Рис. 1. Свободносочлененная цепь

Если изменение конформаций происходит изотермически $T = \text{const}$, то в качестве потенциальной энергии системы следует использовать *свободную энергию* системы – термодинамический потенциал Гельмгольца [4, 9]:

$$dF = dU - TdS = -\delta A. \tag{11}$$

Любая деформация биополимера связана с изменением его свободной энергии. При этом над системой совершается работа внешних сил за счет изменения его внутренних свойств. Тогда упругую силу f при деформации биополимера находим из выражения

$$f = -\left(\frac{dF}{dh}\right)_{T=\text{const}} = T\left(\frac{dS}{dh}\right)_{T=\text{const}}. \tag{12}$$

Физическая сущность этого выражения состоит в том, что *под действием внешних сил происходит перераспределение внутренней энергии*: при уменьшении энтропии системы уменьшается составляющая внутренней энергии, накопленной в неупорядоченном движении атомов, т.е. энергии беспорядка, и увеличивается упорядоченная составляющая внутренней энергии, которая может быть выделена как свободная энергия системы.

Линейная модель упругости

Линейная модель появления упругих сил в полимерной молекуле связана с оценкой проекции расстояния радиуса-вектора между началом и окончанием биополимерной молекулы на направление приложения усилий [2, 3]. В этом случае оценивается вероятность попадания вектора в область элементарного объема пространства $\Delta\tau$, задаваемого координатами (x, y, z). Взаимосвязь параметров линейной модели упругости и удельной силы растяжения находим путем

подстановки выражения (5) для функции плотности распределения вектора h в выражение (9), связывающее энтропию и вероятность возникновения термодинамических состояний, после чего полученное выражение для энтропии используем для оценки упругой силы (12). Найденная взаимосвязь имеет вид

$$f = -2\frac{k_Б T}{\xi} h . \tag{13}$$

Особенность линейной модели (13) состоит в том, что воздействие силы линейного растяжения или сжатия должно быть приложено непосредственно к началу и концу молекулы биополимера. Несмотря на качественное объяснение физических процессов образования сил упругости, используемая для вывода выражения (13) форма приложения воздействий обусловливает расхождение результатов описания с помощью модели и реальных физических процессов. Основной недостаток модели состоит в том, что сила упругости пропорциональна длине между концами цепи атомов полимера во всем диапазоне параметра h от нулевого до его максимального значения Nl. Среди недостатков модели следует также отметить неизменность знака упругой силы во всем диапазоне изменения параметра h. Для реального полимера упругая сила равна нулю, что должно быть отражено в модели. Кроме того, совмещение начала и конца линейной цепи биополимера мало вероятно, следовательно, при $h = 0$ сила упругости биополимера должна иметь большие значения. Указанные недостатки модели значительно ограничивают область применения линейной модели упругости полимера.

Модель упругости при деформации объема полимера

Процессы упругости реальных полимерных материалов возникают при наличии деформации его объема. Линейное сжатие приводит к деформации объема молекулы полимера сферической или эллиптической формы. Для модели, отражающей подобные физические явления, автором статьи предложено использовать распределение модуля расстояния h в виде выражения (7), подстановка которого в выражение (10) позволяет получить выражение для энтропии системы вида

$$S_h = k_Б \cdot \ln\left(Zp_h(h)\right) = k_Б \cdot \left(\ln\left(4\pi Z\right) - \frac{3}{2}\ln\left(\pi\xi\right) + 2\cdot\ln\left(h\right) - \frac{h^2}{\xi} \right). \tag{14}$$

Преобразование энтропии системы (14) в соответствии с выражением (12) позволяет получить взаимосвязь параметров модели упругости относительно объемной деформации молекулы в виде выражения

$$f_h = T\left(\frac{dS_h}{dh}\right) = 2k_Б T\left(\frac{1}{h} - \frac{1}{\xi}h\right). \tag{15}$$

На основе выражения (15) можно сделать следующие выводы.

Во-первых, упругая сила полимерной молекулы равна нулю при условии равенства радиуса-вектора h наиболее вероятному значению $\sqrt{\xi}$.

Во-вторых, сила зависит от направления изменения объема и может принимать как положительные, так и отрицательные значения.

В-третьих, линейная зависимость силы от расстояния h возможна только при малых изменениях Δh расстояния, много меньших его наиболее вероятного значения: $\Delta h \ll \sqrt{\xi}$:

$$f_h = -4\frac{k_Б T}{\xi}\Delta h = -6\frac{k_Б T}{N\ell^2}\Delta h . \tag{16}$$

Обсуждение моделей

Модель упругости, основанная на деформации объема полимера, адекватно описывает ее свойства при малых деформациях, что позволяет сделать вывод об энтропийном характере возникновения сил упругости. Следует отметить, что пропорциональность между коэффициентом упругости и термодинамической температурой действует в очень ограниченном диапа-

зоне температур, что связано со свертыванием белковой молекулы. Варьируемая переменная ξ позволяет сделать оценку, с которой отдельная молекула обменивается энтропией при упругих деформациях. Коэффициент упругих деформаций биополимера $k_{\text{упр}} = \frac{6k_{\text{Б}}T}{Nl^2}$ пропорционален термодинамической температуре и обратно пропорционален как количеству звеньев цепи, так и квадрату длины одного звена, т.е. чем короче звенья цепи, тем проще производить растяжение цепи. Увеличение температуры увеличивает беспорядок цепи, и его изменение требует больших силовых нагрузок при тех же деформациях. Из-за отсутствия сил между звеньями цепи построенной модели при температуре, равной нулю, коэффициент упругости модели биополимера также стремится к нулю.

Модель, описываемая выражениями (15) и (16), имеет важное достоинство в отличие от линейной модели (13), так как рассматривает отклонение Δh системы от наиболее вероятного состояния системы $h_{\text{в}}$, т.е. от состояния равновесия. Причем линейность закона Гука соблюдается только при малых смещениях Δh от состояния равновесия.

Наличие упругих деформаций вблизи состояния равновесия указывает на еще одно важное свойство системы. Система стремится к равновесию при максимуме энтропии внутри системы, что находится в соответствии с известными представлениями термодинамики [4, 7, 9, 10]. При наличии колебаний продукция энтропии, обусловленная сжатием или расширением молекулы при упругих деформациях, равна нулю. Распространение колебаний на область нелинейных деформаций обусловит минимум производства энтропии внутри системы.

Оценка коэффициента упругости отдельной молекулы, состоящей из 57 сегментов длиной 5 нм каждый, составила $8{,}7 \cdot 10^{-14}$ Н/м. Характерный объем, занимаемый такой молекулой, определяется величиной ξ и составляет $1{,}226 \cdot 10^{-22}$ м^3 (122 600 нм^3).

Список литературы

1. Гитис, Э. И. Техническая кибернетика / Э. И. Гитис, Г. А. Данилович, В. И. Самойленко. – М. : Советское радио, 1968. – 300 с.
2. Гросберг, А. Ю. Статистическая физика макромолекул / А. Ю. Гросберг, А. Р. Хохлов. – М. : Наука, 1989. – 460 с.
3. Рубин, А. Б. Биофизика : в 2 т. Т. 1. Теоретическая биофизика / А. Б. Рубин. – М. : Книжный дом «Университет», 1999. – 448 с.
4. Ландау, Л. Д. Статистическая физика / Л. Д. Ландау, Е. М. Лифшиц. – Изд. 3-е, доп. – М. : Наука, 1976. – Ч. 1. – 584 с.
5. Полосин, В. Г. Изучение составляющих источника радона на основе анализа статистических результатов измерения его объемной активности / В. Г. Полосин, С. В. Тертычная // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2008. – № 4 (8). – С. 79–86.
6. Балахонова, С. А. Разработка и исследование моделей восстановления миокарда для прогнозирования АВ блокад / С. А. Балахонова, О. Н. Бодин, В. Г. Полосин // Мехатроника. Автоматизация. Управление. – 2013. – № 12. – С. 59–64.
7. Журавлев, В. М. Динамика случайного возмущенного управления Ферхьюста и метод максимальной энтропии / В. М. Журавлев, П. П. Миронов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2013. – № 2 (26) – С. 156–170.
8. Пул, Ч. Справочное руководство по физике. Фундаментальные концепции, основные уравнения и формулы : пер. с англ. / Ч. Пул. – М. : Мир, 2001. – 461 с.
9. Базаров, И. П. Термодинамика / И. П. Базаров. – М. : Высш. шк., 1991. – 376 с.
10. Полосин, В. Г. Информационный способ установления справедливости гипотез несимметричных распределений / В. Г. Полосин, П. П. Першенков // Измерительная техника. – 2013. – № 12. – С. 8–10.

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

Polosin Vitaliy Germanovich
candidate of technical sciences, doctoral student,
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 science,
head of sub-department
of information and measuring equipment,
Penza State University

УДК 53.089: 53.09(6) : 519.2(33): 538.953(1)

Полосин, В. Г.

Моделирование упругих свойств молекулярной динамической системы на основе изменения ее энтропии / В. Г. Полосин, Д. И. Нефедьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 58–64.

УДК 531.714.75

А. И. Нефедьев, А. С. Горобцов, В. А. Кобышев, Р. Е. Горелик

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕДЕНИЯ ПОДВЕСКИ ПОДВИЖНОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ВОЗМУЩЕНИИ ОПОРНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

A. I. Nefed'ev, A. S. Gorobtsov, V. A. Kobyshev, R. E. Gorelik

THE STUDY OF THE BEHAVIOR OF THE SUSPENSION OF THE MOBILE PART ELECTRICAL MEASURING INSTRUMENTS UNDER IMPULSE DISTURBANCE SUPPORT SURFACE

А н н о т а ц и я. Рассмотрена математическая модель подвески подвижной части электроизмерительных приборов. Проведены экспериментальное исследование и математическое моделирование поведения подвижной части электроизмерительного прибора при воздействии на него внешних сил в различных направлениях.

A b s t r a c t. A mathematical model of the suspension of the movable part of electroizmeritel-governmental devices. Experimental research and mathematical modelling of behaviour of the movable part of electrical measuring instrument under the influence of external forces in different directions.

К л ю ч е в ы е с л о в а: подвижная часть, растяжка, балка, математическая модель, моделирование, уравнение.

K e y w o r d s: the movable part, stretching, beam, mathematical model, modelling, the equation.

Конструкция подвески подвижной части электроизмерительного прибора, рассмотренная в [1–7], имеет очень высокую чувствительность, обусловленную большой длиной коромысла подвижной части и системой растяжек, также выполняющей функцию крепления подвижной части. Реальный электроизмерительный прибор всегда работает в условиях механических помех. Для исследования поведения подвижной части электроизмерительного прибора было проведено математическое моделирование поведения его подвижной части при воздействии механических помех различной силы и в различном направлении, а также было проведено экспериментальное исследование поведения его подвижной части.

Разработанная математическая модель, включающая модель подвижной части с электростатическими преобразователями, модели растяжек, несущей платформы и стола, на котором расположен электроизмерительный прибор, описывает поведение системы при воздействии на корпус прибора внешних сил в различных направлениях, что может быть вызвано, например, вибрациями корпуса здания, в котором находится прибор.

Расчетная схема, которая была использована для изучения поведения подвижной части прибора при воздействии на его корпус внешних сил в различных направлениях, представлена на рис. 1.

Балка подвижной части и несущая платформа прибора считаются твердыми телами. Несущая платформа прибора соединена с неподвижным основанием (столом) с помощью амортизаторов, передающих усилия в трех направлениях. Уравнение движения в общем виде

$$M\ddot{X} + F(X) = F_e(t), \quad (1)$$

где M – диагональная матрица вида $M = \mathrm{diag}(m_1, m_2, ..., m_{18})$, коэффициентами которой являются массы и моменты инерции тел относительно главных центральных осей; $X = (X_1, X_2, ..., X_n)$ – вектор обобщенных координат ($n = 18$); $F(X)$ – вектор сил от упругих элементов; $F_e(t)$ – возмущающие силы; t – время.

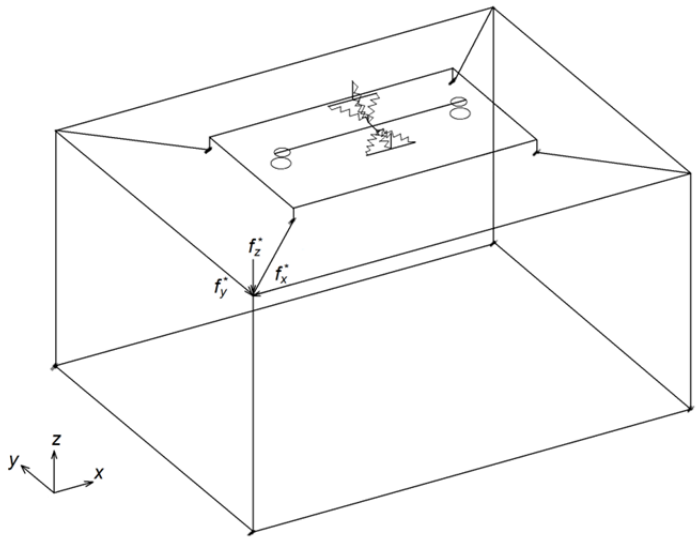


Рис. 1. Расчетная схема для изучения поведения подвижной части прибора

Составление уравнения математической модели (1) и его численное интегрирование проводились с помощью системы моделирования многотельной динамики ФРУНД [6, 7].

Для идентификации результатов расчета были проведены экспериментальные измерения колебаний в устройстве подвески подвижной части и выполнено сравнение расчетных и экспериментальных графиков процессов при импульсном возмущении основания.

Силовое возмущение представляет собой импульсное воздействие на опорную поверхность, на которой расположен прибор. Направление силового возмущения преимущественно вертикальное. Характеристики колебаний коромысла снимались в виде напряжения с выхода одного из фотоэлектрических преобразователей (ФЭП).

На рис. 2 представлены графики переходного процесса колебаний подвижной части прибора в вертикальном направлении при вертикальном ударном возмущении поверхности стола, на котором установлен прибор. Серым цветом выделен график переходного процесса реальной подвижной части, полученный в виде напряжения с выхода одного из ФЭП, расположенных на концах подвижной части [2–7]. Черным цветом выделен график переходного процесса, полученный в результате анализа поведения математической модели подвижной части при вертикальном ударном возмущении поверхности стола.

Параметры математической модели соответствуют табл. 1 [8]:

– жесткость растяжек $k = 10^3$ Н/м;

– жесткость основания прибора $k_{осн} = 10^6$ Н/м;

– коэффициент демпфирования основания прибора $c_{осн} = 50$ Н/(м·с);

– жесткость опор стола $k_{ст} = 10^8$ Н/м;

– коэффициент демпфирования опор стола $c_{ст} = 10^3$ Н/(м·с);

– масса стола – 20 кг;

– масса подвижной части прибора – 30 г;

– масса прибора – 4 кг.

В эксперименте частота колебаний подвижной части в вертикальном направлении (ось z) составила 15 Гц. В результате моделирования была получена частота колебаний 20 Гц, что соответствует четвертой форме колебаний при следующих параметрах ударного возмущения: в вертикальном направлении величина силы импульса 100 Н, время действия импульса – 0,03 с, жесткость опор прибора – 102 Н/м, жесткость опор стола – 104 Н/м, демпфирование опор стола – 100 Н/м·с. Такие параметры ударного возбуждения значительно превышают механические воздействия, которым подвергается прибор в процессе измерения. Они выбраны для того,

чтобы получить более высокий уровень выходного сигнала с ФЭП, что необходимо для уверенного выделения на фоне помех полезного сигнала, соответствующего положению подвижной части. Причем характер поведения подвижной части при ударных воздействиях различной интенсивности оставался постоянным. В эксперименте график движения подвижной части был получен в виде напряжения с выхода одного из ФЭП, которое пропорционально движению подвижной части в вертикальном направлении (рис. 2).

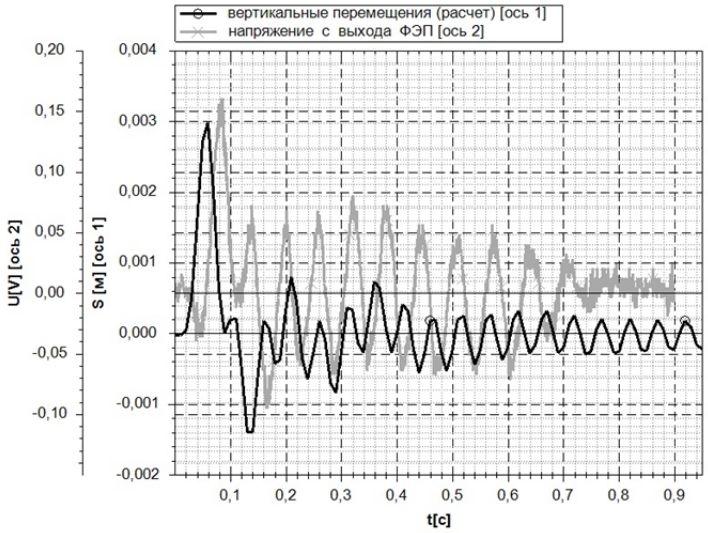


Рис. 2. Графики переходного процесса колебаний подвижной части в вертикальном направлении

График движения подвижной части прибора, полученный в результате расчета в системе моделирования многотельной динамики ФРУНД [9, 10], имеет затухающий характер, что совпадает с результатами эксперимента. Визуально в ходе эксперимента переходный процесс при ударных воздействиях различной интенсивности составлял 1–3 с. Расчетная частота вертикальных колебаний балки достаточно хорошо согласуется с результатами эксперимента.

На рис. 3 приведен расчетный (нижний) и экспериментальный (верхний) графики спектра частот колебаний подвижной части прибора. Графики показывают достаточно хорошее совпадение результатов расчета и экспериментальных данных. Отличие составляет экспериментальная частота вертикальной формы колебаний – 16 Гц, расчетная – 19 Гц, разница объясняется неточностью задания в модели жесткости растяжки. Разница в абсолютных значениях величин объясняется тем, что экспериментальный сигнал получен в форме напряжения и не нормирован, но график хорошо показывает характер поведения подвижной части прибора.

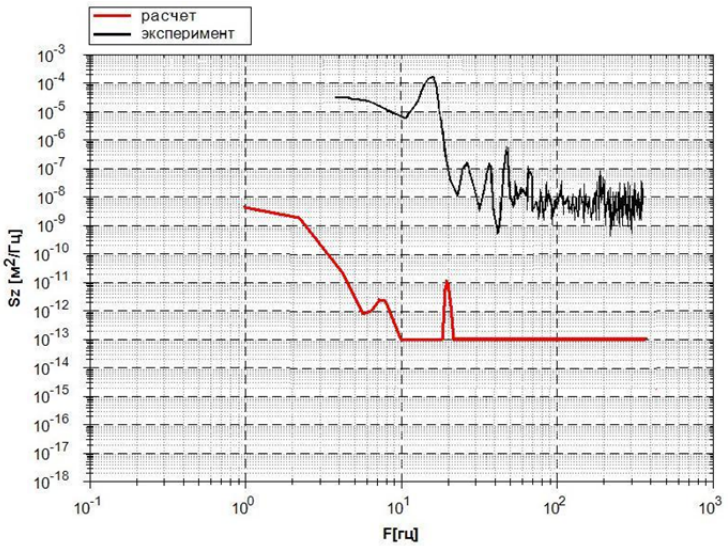


Рис. 3. Расчетный и экспериментальный графики спектра частот колебаний подвижной части прибора

На рис. 4 приведены спектры частот колебаний подвижной части при различных жесткостях основания электроизмерительного прибора. Нижний график соответствует «мягкому» основанию прибора ($k_{осн}$ = 100 Н/м), верхний график – «жесткому» основанию прибора ($k_{осн} = 10^6$ Н/м). Спектр колебаний подвижной части по оси z в обоих случаях имеет ярко выраженный максимум на частоте 20 Гц, причем частота не зависит от жесткости основания прибора. Жесткое крепление к столу, при условии, что стол является абсолютно твердым телом, имеет преимущества по сравнению с «мягким» креплением, что выражается в меньшей амплитуде колебаний в направлении оси z.

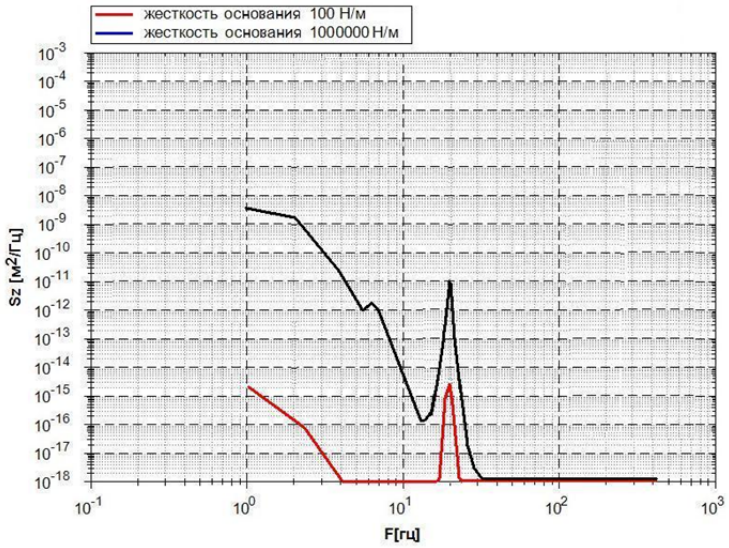


Рис. 4. Спектры частот вертикальных колебаний подвижной части
при различных жесткостях основания электроизмерительного прибора

На рис. 5 приведены спектры частот вертикальных колебаний подвижной части по оси z при различных жесткостях опор стола. Спектр колебаний по оси z во всех случаях имеет ярко выраженный максимум на частоте 20 Гц, причем эта частота не зависит от жесткости опор стола. Графики показывают, что с увеличением жесткости опор от 100 Н/м до $3 \cdot 10^4$ Н/м низкочастотный пик амплитуды колебаний в направлении оси z смещается от 1 до 5 Гц, а также при жесткости опор стола $k_{ст} = 3 \cdot 10^4$ Н/м появляется дополнительный пик амплитуды на частоте 15 Гц. Анализируя результаты, можно сделать вывод, что наименьший вклад в вертикальные колебания подвижной части прибора вносит крепление опор стола с жесткостью $k_{ст}$ = 100 Н/м, т.е. «мягкое» крепление опор стола является предпочтительным для получения меньшей амплитуды колебаний в вертикальном направлении.

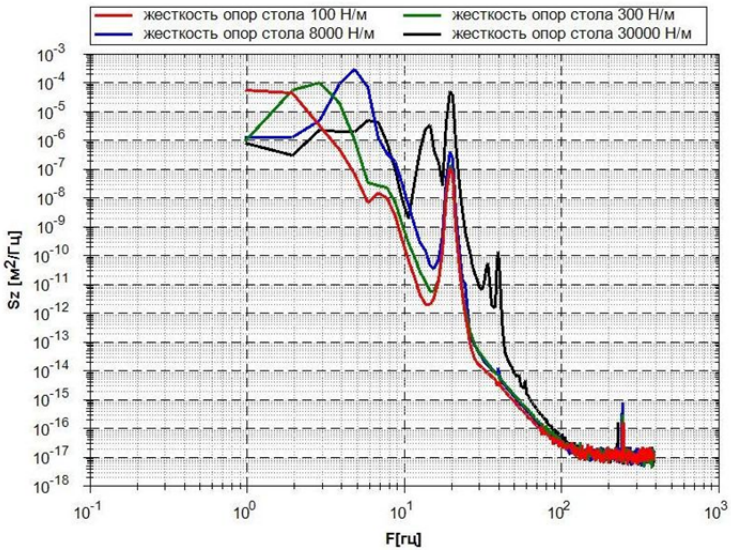


Рис. 5. Спектры частот вертикальных колебаний подвижной части при различных жесткостях опор стола

Результаты исследования поведения подвижной части электроизмерительного прибора показали, что для наименьшей амплитуды колебаний подвижной части прибора при пространственных ударных возмущениях различной интенсивности необходимо обеспечить максимально возможную жесткость основания прибора и невысокую жесткость опор стола, на котором расположен электроизмерительный прибор. При соблюдении этих условий обеспечивается максимальная чувствительность подвижной части, что особенно важно для электростатических электроизмерительных приборов.

Список литературы

1. А. с. 1668997 СССР, МПК G12B 13/00. Устройство для крепления подвижной части электроизмерительных приборов / И. А. Нефедьев, А. И. Нефедьев. – № 4481079/21 ; заявл. 06.06.88 ; опубл. 07.08.91 , Бюл. № 29.
2. Nefed'ev, A. I. New principle for exact DC/AC electrostatic comparators / A. I. Nefed'ev, S. A. Kravchenko // Measurement Techniques. – 2000. – Vol. 43, № 4. – P. 368–373.
3. Nefed'ev, A. I. A new method of constructing electrodynamic voltage, current, and power comparators / A. I. Nefed'ev // Measurement Techniques. – 2007. – Vol. 50, № 3. – P. 325–328.
4. Пат. на изобретение 2307362 Российская Федерация, МПК G01R 17/08. Электростатический компаратор напряжения / А. И. Нефедьев. – № 2006104420/28, 4481079/21 ; заявл. 15.02.2006 ; опубл. 27.09.2007 , Бюл. № 27.
5. Нефедьев, А. И. Новый метод построения электродинамических компараторов напряжения, тока и мощности / А. И. Нефедьев // Измерительная техника. – 2007. – № 3. – С. 58–60.
6. Нефедьев, А. И. Электростатический компаратор напряжения / А. И. Нефедьев // Измерительная техника. – 2009. – № 6. – С. 51–55.
7. Нефедьев, А. И. Электродинамический трехфазный компаратор мощности / А. И. Нефедьев // Новые промышленные технологии. – 2009. – № 4. – С. 29–31.
8. Горобцов, А. С. Выбор и оптимизация параметров подвески подвижной части электроизмерительных приборов / А. С. Горобцов, А. И. Нефедьев // Приборы. – 2013. – № 6. – С. 32–38.
9. Горобцов, А. С. Использование методов моделирования динамики многотельных систем в задачах синтеза управляемого движения / А. С. Горобцов // Информационные технологии. – 2004. – № 8. – С. 14–17.
10. Горобцов, А. С. Расчетные задачи динамики систем твердых и упругих тел в программном комплексе ФРУНД / А. С. Горобцов, С. В. Солоденков // Машиностроение и инженерное образование. – 2008. – № 4. – С. 31–38.

Нефедьев Алексей Иванович
доктор технических наук, доцент,
кафедра электротехники,
Волгоградский государственный
технический университет
E-mail: nefediev@rambler.ru

Nefed'ev Aleksey Ivanovich
doctor of technical sciences, associate professor,
sub-department of electrical engineering,
Volgograd State Technical University

Горобцов Александр Сергеевич
доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой высшей математики,
Волгоградский государственный
технический университет
E-mail: vm@vstu.ru

Gorobtsov Aleksandr Sergeevich
doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of higher mathematics,
Volgograd State Technical University

Кобышев Владимир Алексеевич
кандидат физико-математических наук, доцент,
кафедра высшей математики,
Волгоградский государственный
технический университет
E-mail: vm@vstu.ru

Kobyshev Vladimir Alekseevich
candidate of physical-mathematical sciences,
associate professor,
sub-department of higher mathematics,
Volgograd State Technical University

Горелик Регина Евгеньевна
старший преподаватель,
кафедра высшей математики,
Волгоградский государственный
технический университет
E-mail: vm@vstu.ru

Gorelik Regina Evgen'evna
senior lecturer,
sub-department of higher mathematics,
Volgograd State Technical University

УДК 531.714.75

Нефедьев, А. И.

Исследование поведения подвески подвижной части электроизмерительных приборов при импульсном возмущении опорной поверхности / А. И. Нефедьев, А. С. Горобцов, В. А. Кобышев, Р. Е. Горелик // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 65–70.

УДК 681.586.773: 53.088

В. П. Маланин, А. Л. Шамраков, В. В. Кикот

УСТРОЙСТВО КОРРЕКЦИИ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

V. P. Malanin, A. L. Shamrakov, V. V. Kikot

THE CORRECTION DEVICE TEMPERATURE ERROR PIEZOELECTRIC PRESSURE SENSORS

А н н о т а ц и я. Рассмотрено применение устройства коррекции температурной погрешности пьезоэлектрических датчиков давления в условиях воздействия нестационарных температур как возможность расширения температурного диапазона работы и повышения точности систем измерения, блоков и элементов ракетно-космической техники.

A b s t r a c t. The application temperature error correction device piezoelectric pressure sensors under the impact transient temperature as the possibility of extending the temperature range of work and improve the accuracy of measurement systems, units and elements of rocket and space technology are presented.

К л ю ч е в ы е с л о в а: датчики давления, пьезоэлемент, температурная погрешность, мембрана, эквивалентная схема, комплексное сопротивление, коэффициент преобразования, температурная зависимость.

K e y w o r d s: pressure sensors, piezoelectric element, temperature error, the membrane, equivalent circuit, impedance, conversion factor, the temperature dependence.

Основу любых систем, блоков и элементов ракетно-космической техники составляют датчики, воспринимающие не только информацию об измеряемой механической величине, но и воздействие влияющих факторов, сопровождающих их эксплуатацию. Датчиковая аппаратура, применяемая для этих целей, подвергается наиболее сосредоточенному и комплексному воздействию дестабилизирующих факторов, таких как перепад давлений, высокие уровни вибрационных и ударных нагрузок, нестационарные температуры. Важным является исследование влияния нестационарных температур на метрологические характеристики датчиков быстропеременных и акустических давлений (датчиков давлений). Различные методы коррекции влияния температурной погрешности на результаты измерений датчиков давления используются для расширения температурного диапазона работы датчиков и улучшения их метрологических характеристик.

Например, основным способом коррекции является определение величины (значения) сигнала коррекции с помощью дополнительного датчика, измеряющего параметры влияющей величины, – дополнительно устанавливается датчик температуры и на основании его показаний вводится сигнал коррекции температурной погрешности измерения давления. Важным является измерение основного параметра – давления – и влияющего параметра – температуры – в одной точке пространства в одно время.

В [1–4] описаны устройства, в которых влияющие параметры (температура окружающей среды, температура корпуса датчика, влажность и др.) измеряются введенными в измерительную систему дополнительными датчиками этих параметров. В [5] одним чувствительным элементом описанного устройства измеряются два параметра попеременно.

Временное разделение сигналов, которое применяется в устройствах измерения, имеет ряд недостатков. Использование коммутационных элементов снижает быстродействие и точность устройств. Это следствие влияния переходных процессов, которые возникают в коммутирующих элементах во время их переключения. Также на стабильность характеристик коммутирующих элементов влияют изменения температуры окружающей среды.

На рис. 1 представлена разработанная авторами структурная схема датчика давления с подключенной схемой коррекции температурной погрешности.

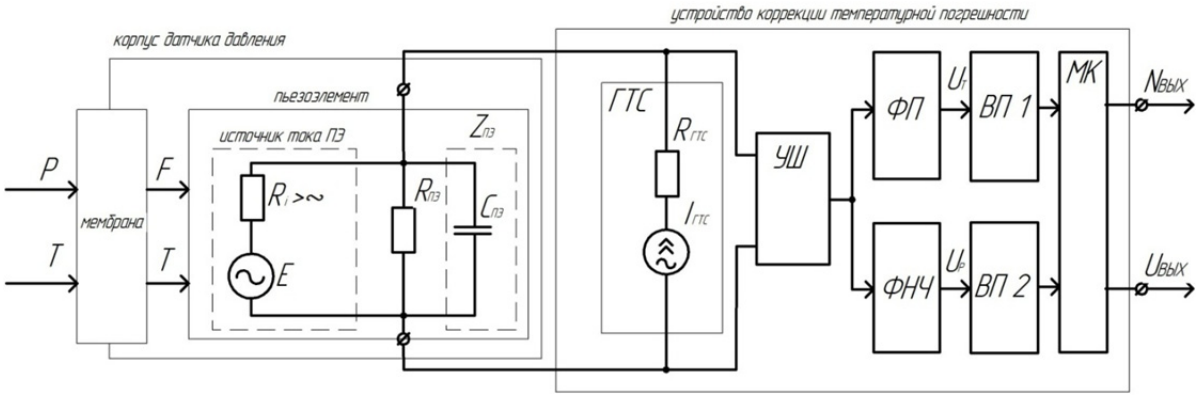


Рис. 1. Канал измерения давления пьезоэлектрического датчика давления ($R_i >> R_{ПЭ}$, $R_{ГТС} >> R_{ПЭ}$)

Пьезоэлемент *5* показан в виде предлагаемой авторами эквивалентной схемы замещения, состоящей из источника тока *4*, который состоит из источника пьезоэлектрического напряжения *E1* с внутренним сопротивлением *R*1, и комплексного сопротивления пьезоэлемента *6*, которое состоит из внутреннего сопротивления пьезоэлемента *R*2 и емкости пьезоэлемента *C*1.

Пьезоэлемент датчика давления показан на рис. 1 в виде предлагаемой авторами эквивалентной схемы замещения, состоящей из источника тока $I_{ПЭ}$, который состоит из источника пьезоэлектрического напряжения E с внутренним сопротивлением $R_i \to \infty$ и комплексного сопротивления пьезоэлемента $Z_{ПЭ}$, которое состоит из сопротивления пьезоэлента $R_{ПЭ}$ и емкости пьезоэлемента $C_{ПЭ}$.

Пьезоэлемент датчика давления подключен к генератору тест-сигнала ГТС устройства коррекции температурной погрешности. ГТС задает синусоидальный ток со стабильными амплитудой $I_{ГТС}$ и частотой $F_{ГТС}$, причем значение $F_{ГТС}$ превышает верхнюю границу частотного диапазона измерения давления рабочей среды.

Зависимость пьезоэлектрического напряжения, которое возникает в пьезоэлементе датчика и пропорционально силе F от деформации мембраны датчика при действии давления P рабочей среды, используется для получения сигнала о давлении, поступающем на мембрану датчика давления.

Для измерения температуры пьезоэлектрическим датчиком давления авторами предлагается использовать зависимость падения амплитудного значения напряжения токового сигнала $I_{ГТС}$ на комплексном сопротивлении пьезоэлемента $Z_{ПЭ}$ датчика от температуры, а именно: изменение емкости пьезоэлемента $C_{ПЭ}$ от температуры.

Электрический сигнал, который снимается с электродов пьезоэлемента, усиленный усилителем широкополосным УШ, поступает на вход фильтра полосового ФП с нижней границей полосы пропускания, которая превышает максимальную частоту диапазона изменения пульсации давления рабочей среды, и на фильтр нижних частот ФНЧ с полосой пропускания, соответствующей диапазону изменения частоты давления рабочей среды (рис. 2).

Микроконтроллером МК устройства коррекции на основании полученной при предварительной настройке датчика зависимости выходного сигнала датчика от температуры рабочей среды, зависимости пьезоэлектрического напряжения от давления рабочей среды и зависимости комплексного сопротивления $Z_{ПЭ}$ от температуры рабочей среды вычисляется сигнал коррекции ошибки измерения давления от температуры и производится преобразование скорректированного сигнала о значении давления рабочей среды в цифровой выходной сигнал в виде кода $N_{вых}$ и аналоговый выходной сигнал в виде напряжения $U_{вых}$.

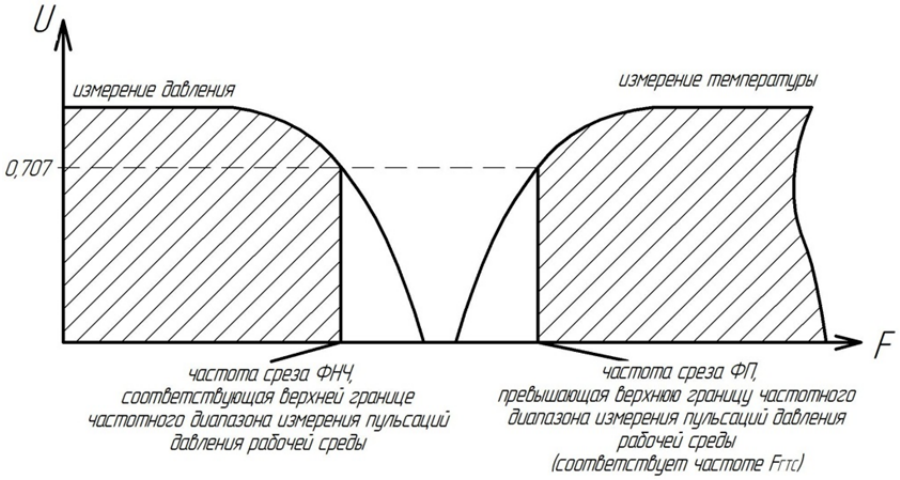


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ и ФП

Коэффициент преобразования датчика давления, который содержит пьезоэлемент, работающий на продольном пьезоэффекте (рабочим является пьезомодуль d_{33}), как функция температуры на основании данных, указанных в [6], имеет вид

$$K(T)=\frac{d_{33}(T)\frac{L_э}{L_0}\left(\frac{1}{\frac{1}{\rho(T)\frac{h}{L_э}}+\frac{1}{R_к}+\frac{1}{R_у}}\right)\cdot F_{ГТС}}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{\frac{1}{\rho(T)\frac{h}{L_э}}+\frac{1}{R_к}+\frac{1}{R_у}}\right)^2\left(\varepsilon_{33}(T)\frac{L_э}{h}+C_к+C_у\right)^2\cdot {F_{ГТС}}^2}}, \quad (1)$$

где $d_{33}(T), \varepsilon_{33}(T), \rho(T)$ – соответственно пьезомодуль, диэлектрическая проницаемость и удельное объемное сопротивление пьезокерамического материала при температуре T; $F_{ГТС}$ – частота, заданная генератором стабильного синусоидального тока; $L_{эфм}$ – эффективная площадь мембраны датчика; $L_0, L_э$ и h – соответственно площадь торцевой поверхности пьезоэлемента, площадь электродов одного слоя пьезоэлемента и расстояние между электродами пьезоэлемента; $C_к$, $C_у$ – соответственно электрическая емкость кабеля и входных каскадов усилителя; $R_к$, $R_у$ – соответственно сопротивление кабеля и входных каскадов усилителя.

Информативным параметром пьезоэлемента по температуре является емкость $C_{ПЭ}$, и на основании закона Ома, по которому падение напряжения от протекающего стабильного синусоидального тока на емкостном сопротивлении пропорционально модулю комплексного сопротивления:

$$|U_{ПЭ}|=|I_{ГТС}|\cdot|Z_{ПЭ}|=I_{ГТС}\frac{R_{ПЭ}\frac{1}{j\omega C_{ПЭ}}}{R_{ПЭ}+\frac{1}{j\omega C_{ПЭ}}}, \quad (2)$$

где

$$\omega=2\pi F_{ГТС}; \quad (3)$$

$I_{ГТС}$, $F_{ГТС}$ – соответственно амплитуда и частота генерации стабильного синусоидального тока, задаваемого ГТС; $C_{ПЭ}$ – емкость пьезоэлемента датчика давления.

При выполнении соотношения $R_{ПЭ} >> \left|\frac{1}{j\omega C_{ПЭ}}\right|$ выражение (2) упрощается и принимает вид

$$U_{ГТС} = I_{ГТС}\frac{1}{\omega C_{ПЭ}}. \quad (4)$$

Изменение емкости пьезоэлемента $C_{ПЭ}$ от воздействия на пьезоэлемент деформации мембраны датчика с силой, пропорциональной пульсации давления рабочей среды, во всем диапазоне измерения пульсаций давления составляет практически примерно 0,5 % от номинального значения емкости пьезоэлемента, поэтому это изменение емкости не учитывается при расчетах в (1)–(4).

Зависимость напряжения выходного сигнала U_T, поступающего на вход выпрямителя прецизионного ВП1, от температуры имеет вид

$$U_T(T) = U_{ПЭ}(T)K_{УШУ}K_{ПФП}, \quad (5)$$

где

$$U_{ПЭ}(T) = I_{ГТС}\frac{1}{2\pi F_{ГТС}C_{ПЭ}(T)} - \quad (6)$$

зависимость падения напряжения на реактивном сопротивлении $Z_{ПЭ}$ от изменения емкости $C_{ПЭ}(T)$; $I_{ГТС}$ – амплитуда синусоидального тока, задаваемого генератором тест-сигнала (ГТС); $C_{ПЭ}(T)$ – емкость пьезоэлемента датчика давления как функция температуры; $K_{УШУ}$ – коэффициент усиления усилителя широкополосного; $K_{ПФП}$ – коэффициент передачи фильтра полосового.

Был проведен эксперимент с целью выявления зависимости изменения емкости модуля пьезокерамического ПМ 7-02 (пьезоэлемента), который применяется в серийно изготавливаемых в НИИФИ преобразователях акустического давления ДХС 514 [6, 7], от температуры рабочей среды для определения целесообразности использования зависимости при построении схемы устройства коррекции.

На рис. 3 приведена зависимость емкости пьезоэлемента от температуры рабочей среды в диапазоне от минус 196 до 25 °С. Кривые «1» и «2» получены путем охлаждения пьезоэлемента, который первоначально находится при температуре 25 °С.

На участках кривой *1* (справа налево) от 25 до минус 50 °С и от минус 150 до минус 180 °С и на участках кривой *2* (справа налево) от 25 до минус 100 °С и от минус 100 до минус 180 °С видны «волны» – реакция пьезоэлемента на долив жидкого азота в приспособление для испытаний. В течение 30–45 с после долива колебание значения емкости составляло примерно ±300 пФ, среднее значение емкости пьезоэлемента в это время возрастало.

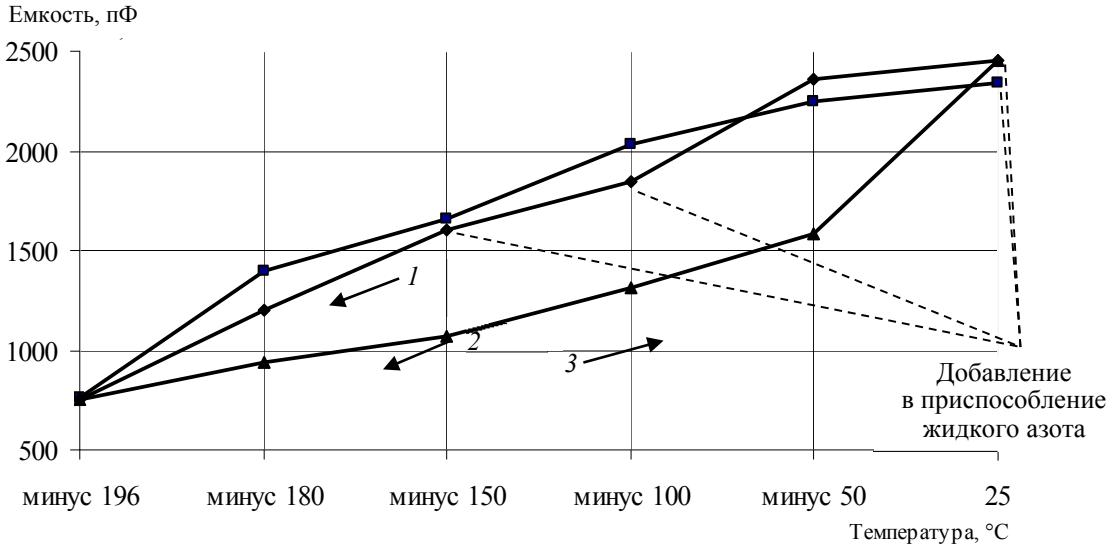


Рис. 3. Зависимость емкости модуля пьезокерамического ПМ 7-02 от температуры (стрелками указано направление изменения температуры рабочей среды)

Кривая *3* иллюстрирует изменение емкости при нагревании пьезоэлемента от температуры минус 196 до 25 °С. Видно влияние принудительного обдува пьезоэлемента при нагревании в диапазоне температур от минус 180 до минус 150 °С и от минус 50 до 25 °С.

Изменение емкости при снижении температуры от 25 до минус 196 °С составило примерно 1700 пФ, что в сравнении с номинальным значением емкости исследуемого пьезоэлемента 2450 пФ составляет примерно 70 %. Это означает, что зависимость может быть использована для получения сигнала коррекции температурной погрешности датчика давления.

Перед эксплуатацией датчик давления с подключенным устройством коррекции градуируется следующим образом:

1) задается динамическое давление измеряемой среды с постоянной частотой и амплитудой;

2) задается изменение температуры во всем температурном диапазоне измерения давления;

3) фиксируется изменение выходных сигналов по давлению и температуре при разных значениях температуры;

4) формируется индивидуальная математическая модель датчика в виде совокупности ее параметров, связывающей изменение значений выходного сигнала по давлению от температуры во всем температурном диапазоне измерения давления.

При эксплуатации датчика текущее значение давления определяется по параметрам индивидуальной математической модели и текущим измеренным значениям давления и температуры.

Описанное устройство коррекции температурной погрешности планируется к применению во вновь разрабатываемых изделиях ОАО НИИФИ, а также при модернизации ранее изготовленных пьезоэлектрических датчиков динамического давления.

Список литературы

1. Описание изобретения к патенту 2357577 C1 Российская Федерация. Многофункциональный измерительный модуль / Пауткин В. Е., Соломинская И. В.
2. Годагер Ойвинд. Сенсор Дивелопментс АС. Узел кварцевого измерительного преобразователя давления и температуры с динамической коррекцией // Заявка PCT GB 2010.002201 20101130. Публикация PCT: WO 2011.067556 201101130.
3. Описание изобретения к патенту 2275626 C2 Российская Федерация. Устройство для измерения влажности / Лукьянов С. П., Семенов А. В., Пашков В. А.
4. Нефедьев, Д. И. Датчики динамических давлений для сверхвысоких температур / Д. И. Нефедьев, П. Н. Ефимов, Б. В. Цыпин // Метрология. – 2013. – № 6. – С. 16–21.
5. Описание изобретения к патенту 2316759 C2 Российская Федерация. Измеритель влажности / Нургалиев Н. М.
6. Богуш, М. В. Влияние температуры на коэффициент преобразования пьезоэлектрических датчиков / М. В. Богуш // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2008. – № 2. – С. 26–39.
7. Датчики, преобразователи, системы : каталог продукции ОАО НИИФИ. – Пенза, 2011. – С. 70–98.

Маланин Владимир Павлович
кандидат технических наук,
инженер-электроник,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: ait@pnzgu.ru

Malanin Vladimir Pavlovich
candidate of technical sciences,
electronic engineer,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Шамраков Анатолий Леонидович
консультант главного конструктора направления,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: nik2@niifi.ru

Shamrakov Anatoliy Leonidovich
chief designer consultant,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Кикот Виктор Викторович
инженер-конструктор,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: nik2@niifi.ru

Kikot Viktor Viktorovich
design-engineer,
Scientific-research Institute
of physical measurements

УДК 681.586.773: 53.088
Маланин, В. П.
Устройство коррекции температурной погрешности пьезоэлектрических датчиков давления / В. П. Маланин, А. Л. Шамраков, В. В. Кикот // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 71–76.