Уважаемые коллеги!

Предлагаем вашему вниманию первый номер научно-производственного журнала «Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль», учрежденного ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет» и ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений» (г. Пенза).

На протяжении многих лет ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет издавал межвузовский сборник научных трудов «Информационно-измерительная техника», в котором публиковались научные статьи и результаты теоретических и прикладных исследований сотрудников, аспирантов, докторантов и студентов ПГУ, иных вузов, а также научно-исследовательских институтов, институтов РАН и других организаций.

Научно-производственный рецензируемый журнал, который сегодня представляем, на новой правовой основе (решение о его издании принято ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет» и ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений») будет систематически публиковать материалы, представляющие результаты научных исследований: оригинальные статьи и тематические обзоры в области информатики, измерительной техники, автоматики, управления техническими системами, электроники, систем мониторинга, контроля и диагностики, а также других направлений исследований.

Мы заинтересованы не только в том, чтобы наши научные достижения нашли признание, но и в том, чтобы как можно больше узнавать о научно-техническом опыте коллег. Именно этим целям служит новое издание: стимулирование научно-технической и инновационной деятельности и информирование о научно-технических и инновационных достижениях в области фундаментальных и прикладных исследований по заявленной тематике в вузах России, отраслевых НИИ и других научно-производственных организациях. Научнопроизводственный журнал как часть российской научно-информационной системы призван участвовать в решении следующих приоритетных задач:

 представление результатов научно-исследовательской, научно-практической и экспериментальной деятельности профессорско-преподавательского состава университета, научных сотрудников НИИ и производственных предприятий, аспирантов и соискателей;

 выявление научного потенциала для внедрения передовых достижений науки в производство и учебный процесс;

– содействие повышению качества подготовки как высококвалифицированных специалистов, так и научных и научно-педагогических кадров.

Журнал сформирован в соответствии с требованиями ВАК и предназначен, в том числе, и для публикации основных результатов диссертационных исследований докторов и кандидатов наук. Издание журнала «Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль» и его формирование регламентируются основными нормативно-правовыми документами в сфере научной деятельности.

Редакция надеется, что представленные на страницах научно-производственного журнала «Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль» материалы найдут заинтересованных читателей и послужат темами для интересных научных дискуссий в последующих номерах.

Ждем ваших статей и желаем нашим авторам успехов и творческих находок.

В. И. Волчихин А. Г. Дмитриенко

ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

СОДЕРЖАНИЕ

Дмитриенко А. Г., Нефедьев Д. И., Трофимов А. А. ВИХРЕТОКОВЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ БЕСКОНТАКТНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Климентьев К. Е. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМОГО ПРОЦЕССА ИЗМЕРЕНИЙ

Маланин В. П., Чивокин А. М. АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ СИСТЕМЫ «ЕМКОСТНЫЙ ДАТЧИК – ВОДОНЕФТЯНАЯ ЭМУЛЬСИЯ»

Пушкарева А. В., Мясникова М. Г., Цыпин Б. В., Ластурина А. С. МЕТОДИКА ОБРАБОТКИ, СЖАТИЯ И ВОССТАНОВЛЕНИЯ ДАННЫХ

Добровинский И. Р., Кислов А. И., Кибиткин А. С., Шахов С. Б. СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ВИДЕ ДВУХПОЛЮСНИКОВ

Никишин О. Н., Мясникова М. Г. ПРИМЕНЕНИЕ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ АНАЛИЗА И СЖАТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Абрамов С. В., Маланин В. П.	
ПРИМЕНЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО	
И ФИЗИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ	
ПРИ ПОСТРОЕНИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ	
ВИХРЕТОКОВЫХ ДАТЧИКОВ	
ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ	40
Морозова М. Н., Соловьев В. А.	
НЕЙРОКОЛОРИМЕТР НА ОСНОВЕ	
ЦИФРОВОГО МАТРИЧНОГО СЕЛЕКТИВНОГО	
МНОГОЭЛЕМЕНТНОГО ФОТОПРИЕМНИКА	45
Козлов В. В., Ломтев Е. А., Маньжов Б. Н.	
ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ	
ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА	
НА ОСНОВЕ МЕТОДА РАЗЛОЖЕНИЯ	
НА СОБСТВЕННЫЕ ЧИСЛА	50
Поспелов А. В.	
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ	
НА ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ КОНДЕНСАТОРАХ	56
Пена Д. В., Чернов М. В., Ляшенко А. В.	
РАЗРАБОТКА СРЕДСТВ ИМИТАЦИИ	
ДЛЯ СИСТЕМ ИЗМЕРЕНИЯ АБСОЛЮТНОГО	
ДАВЛЕНИЯ РАКЕТНОГО ДВИГАТЕЛЯ	63
Юрова О. В.	
ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ	
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ	
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ УГЛОВОГО ПЕРЕМЕЩЕНИЯ	69

УДК 531.714.2.084.2

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

ВИХРЕТОКОВЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ БЕСКОНТАКТНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Аннотация. Рассматриваются варианты построения датчиков перемещений на основе вихретоковых чувствительных элементов с различными вариантами конструктивного исполнения.

A b s t r a c t . Variants of construction of sensors of moving on a basis of vortex-current sensitive elements with various variants of a design are considered.

Ключевые слова: датчико-преобразующая аппаратура, чувствительный элемент, датчики перемещений, катушка, обмотка индуктивности.

K e y w o r d s: the sensor-reformative equipment, sensitive element, displacement transducers, the coil, an inductance winding.

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

Исследования показали, что применение вихретоковых чувствительных элементов (ВТЧЭ) для построения бесконтактных датчиков дает следующие преимущества:

- повышение надежности;

- уменьшение массы и габаритных размеров;
- многофункциональность;
- появление возможности тестирования исправности датчиков в процессе эксплуатации.

Наличие этих преимуществ вызвало необходимость перейти к экспериментальным и опытно-конструкторским работам по совершенствованию бесконтактных вихретоковых датчиков перемещений [1].

Существует несколько типов вихретоковых чувствительных элементов. Они различаются по способу формирования сигнала, несущего информацию, и по взаимному расположению катушки и проводящего тела.

По способу формирования сигнала различают параметрические и трансформаторные ВТЧЭ, по взаимному расположению – проходные и накладные ВТЧЭ.

Параметрический ВТЧЭ прост по конструкции: это катушка индуктивности, включенная в одно из плеч мостовой измерительной цепи, как показано на рис. 1. При дифференциальном включении двух катушек ВТЧЭ выходное напряжение мостовой цепи определяется следующим выражением:

$$U_{\text{BMX}} / U_{\Gamma} = (z_{\text{BH}} + z_0) / 2z_0 - z_0 / 2z_0 = z_{\text{BH}} / 2z_0,$$

где $U_{\rm r}$ – напряжение на питающем генераторе; $z_{\rm BH}$ – внутреннее сопротивление катушки; z_0 – собственное сопротивление катушки.



Рис. 1. Схема датчика с параметрическим ВТЧЭ

Таким образом, глубина модуляции выходного напряжения для параметрических ВТЧЭ в лучшем случае не превышает 50 % (типичные значения глубины модуляции лежат в пределах от 1 до 40 %).

Трансформаторный ВТЧЭ имеет более сложную конструкцию, чем параметрический. Он содержит две пары катушек, расположенные таким образом, что в каждой паре имеется достаточно сильная взаимоиндуктивная связь, а между парами связь пренебрежительно мала. Измерительная обмотка включена в выходную цепь, а питающая – в генераторную в соответствии с рис. 2. Одна катушка из каждой пары подключена к генератору переменного тока, а вторые катушки включены встречно для компенсации начальной ЭДС (рис. 2).



Рис. 2. Схема трансформаторного ВТЧЭ

При приближении катушек к проводящему телу выходное напряжение описывается следующей формулой [2]:

$$U_{\rm BMX} / U_{\rm r} = -z_{\rm BH} (W_{\rm H} / W_{\rm n}) I_1 / z_0 I_0 = -z_{\rm BH} / z_0 (W_{\rm H} / W_{\rm n}), \tag{2}$$

где W_{μ} , W_{π} – соответственно число витков измерительной и питающей обмоток в одной паре; I_0 и I_1 – токи в питающей и измерительной обмотках.

Сравнивая формулы для выходных напряжений параметрического и трансформаторного ВТЧЭ, можно увидеть, что чувствительность выходного напряжения к изменениям параметров проводящего тела у трансформаторного ВТЧЭ больше, чем у параметрического. Кроме того, эта чувствительность может быть еще повышена за счет увеличения коэффициента трансформации W_{μ} / W_{n} .

В остальном характер зависимости выходного напряжения ВТЧЭ от параметров проводящего тела идентичен у параметрического и трансформаторного ВТЧЭ.

Накладной ВТЧЭ располагается с одной стороны от проводящего тела (рис. 3). У такого преобразователя вносимые параметры значительно зависят от зазора между ВТЧЭ и поверхностью проводящего тела. Характер этой зависимости с достаточной для практики точностью описывается экспоненциальной формулой [3]:

(1)

 $U_{\rm BMX} = U_{\rm \Gamma} e^{-6H/D_{\rm P}},$

(3)

где H – расстояние между средним витком катушки и поверхностью проводящего тела; D_3 – эквивалентный диаметр намотки катушки ВТЧЭ.



Рис. 3. Схема накладного ВТЧЭ

Из выражения (3) видно, что при увеличении зазора на один эквивалентный радиус намотки катушки выходное напряжение уменьшится в 20 раз.

Существенная нелинейность зависимости выходного напряжения от перемещения (рис. 4) приводит к появлению значительной погрешности от нелинейности. Зависимость на рис. 4 показывает, что для аналоговых датчиков желательно иметь зазор между ВТЧЭ и проводящим телом не более (0,6...0,7) эквивалентного радиуса намотки катушки или (0,3...0,35) эквивалентного диаметра. Дальнейшее увеличение зазора ослабляет сигнал более чем в 10 раз. В поперечном (относительно оси катушки) направлении считается, что можно пренебрегать чувствительностью ВТЧЭ при удалении проводящего тела более чем на 1,5 эквивалентных радиуса от центра катушки.



Рис. 4. График зависимости выходного напряжения от перемещения

Приведенные диапазоны допусков для расстояния между катушкой и проводящим телом определяют технические характеристики вихретоковых датчиков. При рассмотрении ВТЧЭ следует учитывать расширение зоны вихревых токов при увеличении зазора. Для круглой катушки можно считать, что диаметр наибольшей плотности вихревых токов ($D_{\rm BT}$) определяется соотношением

$$D_{\rm BT} = D_9 + 1,5H. \tag{4}$$

Эта формула позволяет выбирать размеры проводящего тела, минимальный размер которого можно считать равным $1,3D_{\rm BT}$. Проходные ВТЧЭ отличаются тем, что проводящее тело, перемещаясь относительно катушки, либо охватывает ее, либо проходит внутри. Схематично конструкция проходных ВТЧЭ показана на рис. $5,a,\delta$.



в)

Рис. 5. Конструкция проходных ВТЧЭ (*a*, *б*); общий вид характеристики ВТЧЭ от перемещения проводящего кольца (*в*)

У проходных ВТЧЭ зависимость выходного сигнала от перемещения может иметь как линейный, так и нелинейный характер для различных расстояний между катушками.

Если расстояние между катушками (рис. 5,a) не превышает эквивалентного радиуса намотки, то характеристика от перемещения кольца имеет вид I (рис. 5,a). Если расстояние между катушками увеличить, то интенсивность электромагнитного поля посередине между катушками уменьшается и в характеристике появляется зона нечувствительности – линия 2 на рис. 5,a.

На рис. 5,6 показан ВТЧЭ с подвижным проводящим телом в виде двойного конуса. Здесь при осевом перемещении проводящего тела изменяются зазоры между поверхностью проводящего тела и обмоткой катушки. Выбирая профиль конических поверхностей, можно получить требуемую зависимость выходного сигнала от перемещения. Например, если на конических участках расположить цилиндрические фрагменты, то можно получить зону нечувствительности.

При построении совмещенных датчиков можно на подвижной части расположить несколько проводящих тел различной конфигурации таким образом, чтобы одно из проводящих тел образовывало с катушками накладной, а другое – проходной ВТЧЭ в том или ином варианте. Это позволяет совмещать в одном датчике несколько функций.

В существующей литературе не описаны свойства вихретоковых чувствительных элементов с треугольным сечением паза. Однако применительно к вихретоковым преобразователям можно утверждать, что обмотки с треугольным и квадратным сечениями пазов обладают различными свойствами.

Пусть на некотором расстоянии *H* от проводящего тела расположена катушка с квадратным сечением паза, как показано на рис. 6. Параметры катушки можно разделить на собственные и вносимые (последние обусловлены влиянием проводящего тела). Вносимые параметры можно определить по формуле [3]

$$L_{\rm BH} = L_0 e^{-6H/D_3},\tag{5}$$

где *L*_{вн}, *L*₀ – соответственно вносимая и собственная индуктивность катушки.

7



Рис. 6. Катушка с квадратным сечением паза

Эта же формула может быть применена для любого витка или для части катушки. Применяя формулу (5) для различных частей катушки, можем сделать следующие выводы.

Наибольшие вносимые параметры будут в зоне 1, ибо здесь минимальное расстояние от проводящего тела и максимальный диаметр витков. В зоне 2 диаметр максимален, но расстояние до проводящего тела наибольшее – в результате здесь вносимые параметры меньше, чем в зоне 1. В зоне 3 расстояние до проводящего тела так же минимально, как и в зоне 1, но диаметр имеет меньшее значение, поэтому здесь вносимые параметры меньше, чем в зоне 4 вносимые параметры меньше, чем в зоне 2 и 3, так как здесь наибольшая удаленность от проводящего тела и минимальный диаметр витков.

Таким образом, видим, что разные участки обмотки обладают разной чувствительностью к наличию проводящего тела. В то же время все участки катушки участвуют в формировании индуктивности обмотки. Поэтому малоэффективная зона 4 уменьшает отношение вносимой индуктивности к общей индуктивности катушки.

Пусть отношение $L_{\rm BH} / L_0$ характеризует глубину модуляции параметров катушки за счет влияния проводящего тела. Тогда это отношение покажет степень эффективности различных типов сечения паза катушки.

Индуктивность катушек с прямоугольным сечением паза можно определить по формуле [2]

$$L_{\rm np} = \mu_0 / 8\pi N^2 D_{\rm cp} \Phi_{\rm p},\tag{6}$$

где μ_0 – магнитная проницаемость воздуха; N – число витков обмотки; D_{cp} – средний диаметр обмотки; Φ_p – функция от соотношения размеров прямоугольного сечения обмотки.

Функцию Φ_{p} можно определить по формуле [2]

$$\Phi_{\rm p} = 2\pi [(1 + \psi^2/6)\ln 8/\psi^2 - 1,6967 + 0,4082\psi^2], \tag{7}$$

где $\psi = a / D_{3}$; *а* – ширина обмотки.

На основании рекомендаций, содержащихся в [2], можно заменить треугольное сечение паза на ступенчатое, как показано на рис. 7. В этом случае индуктивность катушки с треугольным сечением паза можно определить по формуле

$$L_{\Delta} = 0,5L_{1234} + L_3 + 0,5L_{12} - 0,5L_{34},\tag{8}$$

где L_{1234} , L_3 , L_{12} , L_{34} – индуктивности частей обмотки: L_{1234} – индуктивность обмотки с прямоугольным сечением паза, включающей 1, 2, 3, 4 части обмотки; L_3 – индуктивность части обмотки № 3 ; L_{12} – индуктивность обмотки, состоящей из частей № 1 и 2; L_{34} – индуктивность обмотки, состоящей из частей № 3 и 4.

С учетом соотношений размеров, приведенных на рис. 7, можно рассчитать параметры частей обмотки. Результаты расчетов представлены в табл. 1.

Таблица 1

Номер участка катушки	a / D	D _{cp} / D	H/D	$\psi = a / D_{\mathfrak{s}}$	$\Phi_{\rm p}$	$\frac{L_{\rm np}}{N^2 D} \cdot 10^{-7}$	К
1, 2, 3, 4	0,2	0,8	0,2	0,25	20,28	7,21	0,1
3	0,1	0,7	0,1	0,14	27,14	1,05	0,05
1,2	0,2	0,9	0,1	0,22	21,69	2,17	0,1
3, 4	0,2	0,7	0,1	0,28	18,69	1,45	0,1

Результаты расчетов параметров частей обмотки



Рис. 7. Основные геометрические размеры катушки

Проведенный анализ показывает, что катушка накладного вихретокового преобразователя с треугольным сечением паза обеспечивает глубину модуляции индуктивности в 1,4...2,7 раза большую, чем катушка с квадратным сечением паза.

Список литературы

- Нефедьев, Д. И. Об особенностях технологии изготовления высокотемпературного датчика линейных перемещений / Д. И. Нефедьев, А. А. Трофимов // Технологии производства перспективных МЭМС-приборов : сб. материалов межотраслевой конф. – Заречный : ФГУП ФНПЦ «ПО "Старт"», 2009. – С. 37–42.
- 2. Калантаров, П. Л. Расчет индуктивностей. Справочная книга / П. Л. Калантаров, Л. А. Цейтлин. Л. : Энергоатомиздат, 1986. 488 с.
- 3. Локшина, Н. Н. Приближенная методика расчета накладных вихретоковых датчиков / Н. Н. Локшина, Ю. М. Шкарлет // Дефектоскопия. – 1970. – № 1. – с. 35–40

Дмитриенко Алексей Геннадьевич

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

Нефедьев Дмитрий Иванович

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

Трофимов Алексей Анатольевич

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

Dmitrienko Aleksey Gennad'evich

candidate of technical sciences, director general, Research Institute of Physical Measurements

Nefed'ev Dmitriy Ivanovich

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

Trofimov Aleksey Anatol'evich

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

УДК 531.714.2.084.2

Дмитриенко, А. Г.

Вихретоковые чувствительные элементы для бесконтактных датчиков перемещений / А. Г. Дмитриенко, Д. И. Нефедьев, А. А. Трофимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 4–9.

УДК 519.6:006.91

К. Е. Климентьев

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМОГО ПРОЦЕССА ИЗМЕРЕНИЙ

Аннотация. Рассматривается концепция системы имитационного моделирования, позволяющей оценивать погрешности измерительных систем, состоящих из отдельных компонентов. Предусматривается моделирование прямых и косвенных измерений, учитывается влияние программного управления.

A b s t r a c t. In this paper, we describe an approach to calculate the errors of aggregated measuring system using simulation. The direct/indirect measurements and programmed control are considered.

Ключевые слова: измерительная система, прямые и косвенные измерения, погрешность, программное управление, имитационное моделирование.

K e y w o r d s: measuring system, direct and indirect measurement, error, programmed control, simulation.

На протяжении многих лет на кафедре информационных систем и технологий Самарского государственного аэрокосмического университета силами преподавателей и студентов ведется разработка и реализация инструментальных сред проектирования компонентов АСНИ реального времени, использующих для оценивания их метрологических характеристик методы имитационного моделирования.

Исходными данными для определения метрологических характеристик измерительных систем и подсистем служат метрологические характеристики компонентов: либо нормируемые в соответствии с [1], либо полученные экспериментально. Обычно, априори известны (например, из паспорта на средство измерения) лишь нормируемые метрологические характеристики, которые характеризуют воздействие «типовых» факторов на результат «типовых» измерительных процедур. При их использовании приходится довольствоваться рядом упрощений и ограничений [2–4]:

 измерительная система рассматривается как совокупность независимых измерительных каналов;

 – математическими моделями отдельных составляющих полной погрешности являются либо детерминированные, либо случайные величины с равномерным или нормальным законами распределения, а также кусочно-постоянные функции от них;

– функции распределения аналоговых компонентов линейны;

 – математическими моделями измеряемых величин являются либо детерминированные величины, либо случайные процессы, удовлетворяющие условиям стационарности и эргодичности;

 – композиция составляющих погрешности имеет в общем случае аддитивномультипликативный характер;

 – «алгоритмические» компоненты рассматриваются автономно, не в составе измерительных каналов [5];

 – объектом рассмотрения (при определении метрологических характеристик средств и систем измерений, но не погрешностей результата) служат лишь процедуры прямых измерений.

Эти обстоятельства обусловливают необходимость применения подходов, позволяющих снять подобные ограничения и получить более адекватные оценки метрологических характеристик.

Возможность и удобство применения методов имитационного моделирования базируются на представлении уравнения прямых измерений отдельного измерительного канала в виде

$$\tilde{X}_{j}(t) = F_{N,j}(F_{N-1,j}(...F_{1,j}(X_{j}(t), \vec{\Phi}_{1,j})...\vec{\Phi}_{N-1,j}), \vec{\Phi}_{N,j}), \qquad (1)$$

где $\tilde{X}_{j}(t)$ – результат измерения; j = 1...K – номер измерительно-вычислительной цепи; i = 1...N – номер компонента в измерительно-вычислительной цепи; t – время; $X_{j}(t) - j$ -я измеряемая величина; $F_{i,j}(.)$ – процедура, реализующая измерительное преобразование *i*-го компонента *j*-й измерительно-вычислительной цепи; $\vec{\Phi}_{i,j}$ – вектор факторов, влияющих на результат *i*-го измерительного преобразования. Например, в качестве измерительного преобразова-

ния для компонента «датчик» служит функция, описывающая его номинальную функцию преобразования, а моделями факторов, приводящих к основным и дополнительным погрешностям в статическом режиме работы датчика, а также к погрешностям динамического режима, могут служить случайные величины с различными законами распределения и функциональные зависимости от входной и влияющих величин. Следует иметь в виду, что компоненты этого вектора в общем случае также являются функциями времени: $\Phi_{i,i,k} = \Phi_{i,i,k}(t)$.

В соответствии с (1) результат косвенного измерения есть

$$\tilde{X}(t) = G(\tilde{X}_{1}(t), \tilde{X}_{2}(t), ..., \tilde{X}_{K}(t), \vec{\Phi}), \qquad (2)$$

где G – функциональное преобразование, описывающее связь результата измерения с результатами прямых измерений; $\vec{\Phi}$ – факторы, влияющие на результат G. Функция G(.) может быть отождествлена с «уравнением косвенных измерений» в смысле, вкладываемом в это понятие работой [1]. Факторы же могут иметь самый разный характер. В соответствии с [5] значимыми факторами могут служить стохастизм G, неполное знание реализуемой в G зависимости и т.п.

Наконец, погрешность ΔX результата измерений в соответствии с концепцией работы [6] представима в виде

$$\Delta X = X - \tilde{X} = X - G(\tilde{X}_{1}(t), \tilde{X}_{2}(t), ..., \tilde{X}_{K}(t)).$$
(3)

$$X(t) \rightarrow F_{1,1} \rightarrow F_{2,1} \rightarrow \cdots \rightarrow F_{N,1} \rightarrow \tilde{X}_{1}(t) \rightarrow \tilde{F}_{1,1} \rightarrow F_{2,1} \rightarrow \cdots \rightarrow F_{N,1} \rightarrow \tilde{X}_{1}(t) \rightarrow \tilde{F}_{1,1} \rightarrow \tilde{F}_{2,1} \rightarrow \cdots \rightarrow F_{N,2} \rightarrow \tilde{X}_{2}(t) \rightarrow G \rightarrow \tilde{X}(t)$$

$$X(t) \rightarrow F_{1,2} \rightarrow F_{2,2} \rightarrow \cdots \rightarrow F_{N,2} \rightarrow \tilde{X}_{2}(t) \rightarrow G \rightarrow \tilde{X}(t) \rightarrow \tilde{F}_{1,2} \rightarrow \tilde{F}_{2,2} \rightarrow \cdots \rightarrow F_{N,K} \rightarrow \tilde{X}_{N}(t) \rightarrow \tilde{F}_{1,K} \rightarrow F_{2,K} \rightarrow \cdots \rightarrow F_{N,K} \rightarrow \tilde{X}_{N}(t) \rightarrow \tilde{F}_{1,K} \rightarrow \tilde{F}_{2,K} \rightarrow \cdots \rightarrow F_{N,K} \rightarrow \tilde{X}_{N}(t) \rightarrow \tilde{F}_{1,K} \rightarrow \tilde{F}_{2,K} \rightarrow \cdots \rightarrow F_{N,K} \rightarrow \tilde{X}_{N}(t) \rightarrow \tilde{F}_{1,K} \rightarrow \tilde{F}_{2,K} \rightarrow \cdots \rightarrow F_{N,K} \rightarrow \tilde{X}_{N}(t) \rightarrow \tilde{F}_{1,K} \rightarrow \tilde{F}_{2,K} \rightarrow \cdots \rightarrow \tilde{F}_{N,K} \rightarrow \tilde{X}_{N}(t) \rightarrow \tilde{F}_{1,K} \rightarrow \tilde{F}_{2,K} \rightarrow \cdots \rightarrow \tilde{F}_{N,K} \rightarrow \tilde{X}_{N}(t) \rightarrow \tilde{F}_{1,K} \rightarrow \tilde{F}_{2,K} \rightarrow \cdots \rightarrow \tilde{F}_{N,K} \rightarrow \tilde{X}_{N}(t) \rightarrow \tilde{F}_{1,K} \rightarrow \tilde{F}_{2,K} \rightarrow \tilde{F}_{N,K} \rightarrow \tilde{F}_{N,K}$$

Рис. 1. Схема имитационного эксперимента

В общем случае (3) представляет собой существенно нелинейную функцию многих переменных. Схема имитационного эксперимента, реализующего модель (1)–(3) и позволяющего вычислить эту функцию, приведена на рис. 1. Задача определения предельных метрологических характеристик измерительной системы сводится к нахождению глобальных экстремумов этой функции. Также в соответствии с принципами, рассмотренными в [6], возможно исследование не только полной группы погрешностей, но любых ее подгрупп и отдельных составляющих.

Моделирование нормируемых статических и динамических характеристик компонентов. Моделями факторов, соответствующих нормируемым метрологическим характеристикам компонентов, являются:

– для номинальных функций преобразования, функций влияния, АЧХ и ФЧХ аналоговых компонентов – полиномиальные и кусочно-линейные зависимости;

– для пределов допустимых отклонений – определяемые в процессе статистического эксперимента интервальные оценки случайных величин и их комбинаций.

Моделями измеряемых величин являются:

- константы;

 – аналитически задаваемые функции времени (синусоида, меандр, пилообразный и треугольные сигналы);

– случайные величины с равномерным, нормальным и экспоненциальным законами распределения;

 – случайные процессы с АКФ линейного, экспоненциального и синусоидальноэкспоненциального видов;

их аддитивно-мультипликативные комбинации (например, «зашумленный меандр»).

Моделирование «неодновременности» измерительных процедур. Одним из обычно игнорируемых факторов, влияющих на результат измерений, является то обстоятельство, что преобразование (2) имеет дискретный характер, причем

 $\tilde{X}(t_0) = G(\tilde{X}_1(t_1), \tilde{X}_2(t_2)...\tilde{X}_K(t_K), \vec{\Phi})$ и $t_0 \neq t_1 \neq t_2 \neq ... \neq t_K$.

Фактор оказывается существенным при выполнении следующих условий:

– измерения выполняются «процессорным» (в терминах работы [6]) средством измерений;

– управление компонентами измерительно-вычислительной цепи производится в синхронном режиме;

– динамические характеристики компонентов (например, время преобразования АЦП) таковы, что «апертурная» составляющая полной погрешности прямых измерений сравнима по величине с остальными составляющими.

В ранних версиях системы имитационного моделирования (например, ООС ПСИ – см. [7]) использовалась однозадачная модель процесса управления измерениями. Показано (на примере канала измерения биений вала гидроагрегатов АСУ ТП Жигулевской ГЭС), что в этом случае «апертурная» составляющая погрешности может достигать 15 % от полной. В проводимой работе было предусмотрено моделирование измерений в условиях вытесняющей многозадачности с вычислительными процессами, необходимость выполнения которых возникает в моменты времени, повторяющиеся через равные интервалы времени (рис. 2).



Рис. 2. Модель периодических задач

На рис. 2 T_i – период повторения *i*-й задачи; C_i – полное время, за которое *i*-я задача выполняет свою работу (например, открывает вентиль трубопровода); $D_i \leq T_i$ – предельный срок завершения *i*-й задачи, превышение его недопустимо; Δt – квант времени, выделяемый каждой задаче для непрерывного выполнения. Моделируются дисциплины приоритетной диспетчеризации четырех типов:

- Round Robin - «круговорот»;

– Rate Monotonic (RM) – алгоритм с монотонно возрастающей частотой выполнения задач;

- Earliest Deadline First (EDF) - алгоритм приоритетности раннего завершения;

- «старение приоритетов», характерное для UNIX.

2012, № 1

Первые версии системы были реализованы в 1990-х гг. в среде MS-DOS [7]. Существуют версии, представляющие собой библиотеки виртуальных приборов LabVIEW, моделирующих компоненты измерительных каналов [8]. Рассмотренные выше принципы моделирования реализуются в очередной, новой версии автоматизированной системы (рис. 3). Ее основное отличие от более ранних версий – моделирование работы измерительных систем в условиях многозадачности.



Рис. 3. Примеры работы системы: a – редактирование структуры; δ – отображение результатов

Возможны три режима работы системы.

Режим редактирования структуры (см. рис. 3,*a*) позволяет описать структуру системы в виде леса корневых деревьев, вершинами которого являются измеряемые и влияющие величины (объекты типа «В»), аналоговые преобразователи (объекты типа «П»), мультиплексоры (объекты типа «М»), АЦП (объекты типа «А») и формулы (объекты типа «Ф»). На этом этапе описываются технические характеристики компонентов, свойства измеряемых и влияющих величин, коэффициенты формул, параметры моделируемых алгоритмов диспетчеризации и т.п.

В режиме выполнения производятся имитационное моделирование описанной системы и сбор числовых результатов работы.

Наконец, в последнем режиме существует возможность визуального просмотра и сохранения зарегистрированных результатов имитационного моделирования.

Описанная система будет использоваться в учебном процессе кафедры информационных систем и технологий Самарского государственного аэрокосмического университета – в рамках учебной дисциплины «Системы реального времени», а также для определения технических характеристик подсистем измерений АСНИ, разрабатываемых и реализуемых в процессе НИР.

Список литературы

- 1. ГОСТ 8.009-84. Нормирование и использование метрологических характеристик средств измерений.
- МИ 222–80. Методика расчета метрологических характеристик измерительных каналов информационно-измерительных систем по метрологическим характеристикам компонентов.
- МИ 2168–91. ГСИ. Системы измерительные информационные. Методика расчета метрологических характеристик измерительных каналов по метрологическим характеристикам линейных аналоговых компонентов.
- РД 153-34.0-11.201–97. Методика определения обобщенных метрологических характеристик измерительных каналов ИИС и АСУ ТП по метрологическим характеристикам агрегатных средств измерений.
- МУ 25.750–85. Методы нормирования, определения и контроля метрологических характеристик алгоритмов цифрового преобразования измерительной информации в ИВК.
- 6. Метрологический анализ процессорных измерительных средств с помощью имитационного моделирования: алгоритмы и требования к программному обеспечению /

Э. И. Цветков, Г. Н. Хуснутдинов, В. С. Соболев [и др.] // Измерения, контроль, автоматизация. – 1986. – № 4. – С. 46–54.

- Климентьев, К. Е. Автоматизированная система для оценивания точностных и динамических характеристик программно-управляемых подсистем измерений : дис. ... канд. техн. наук / Климентьев К. Е. – Самара : Самар. гос. аэрокосм. ун-т, 2000. – 181 с.
- Климентьев, К. Е. Средство для автоматизированного оценивания метрологических характеристик измерительных систем / К. Е. Климентьев // Информационные технологии моделирования и управления : междунар. сб. науч. работ. – Воронеж : Научная книга, 2004. – Вып. 17. – С. 132–137.

Климентьев Константин Евгеньевич

кандидат технических наук, доцент, кафедра информационных систем и технологий, Самарский государственный аэрокосмический университет E-mail: climentieff@ro.ru

Kliment'ev Konstantin Evgen'evich

candidate of technical sciences, associate professor, sub-department of information systems and technologies, Samara State Aerospace University (SSAU)

УДК 519.6:006.91

Климентьев, К. Е.

Имитационное моделирование программно-управляемого процесса измерений / К. Е. Климентьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 10–14.

В. П. Маланин, А. М. Чивокин

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ СИСТЕМЫ «ЕМКОСТНЫЙ ДАТЧИК – ВОДОНЕФТЯНАЯ ЭМУЛЬСИЯ»

Аннотация. По экспериментально снятым амплитудно-частотным характеристикам импеданса двухполюсника системы «емкостный датчик – нефть» аппроксимируется логарифмическая амплитудно-частотная характеристика импеданса двухполюсника. По виду логарифмической амплитудно-частотной характеристики и значениям параметров точек перегиба синтезируется эквивалентная схема замещения системы «емкостный датчик – нефть».

A b s t r a c t. By experimental values of system «capacitive sensor – oil» is approximated the logarithmic amplitude-frequency characteristic of an impedance of the two-terminal network. By the form the logarithmic amplitude-frequency characteristic and values of parametres of points of bend the equivalent circuit of system «by capacitor the sensing transducer – oil» is synthesised.

Ключевые слова: амплитудно-частотные характеристики, импеданс, двухполюсник, система «емкостный датчик – нефть», эквивалентная схема.

K e y w o r d s: amplitude-frequency characteristics, impedance, two-terminal network system «by capacitor the sensing transducer – oil», equivalent circuit.

Важнейшими характеристиками качества товарной нефти и нефтепродуктов являются влажность и показатель содержания солей. Качество товарной нефти ставится в зависимость от влажности нефти и ее солесодержания по двум причинам: во-первых, наличие солей и влаги интенсифицирует процесс коррозии трубопроводов, насосов и аппаратуры для обработки нефти; во-вторых, соли и влага являются балластом, напрасно транспортируемым по нефтепроводу.

В настоящее время измерение солесодержания нефти производят в основном двумя методами: методом определения содержания хлористых солей титрованием водного экстракта и методом неводного потенциометрического титрования хлористых солей. Использование данных методов имеет такие серьезные недостатки, как довольно длительный процесс измерения солесодержания, сложность, а в некоторых случаях и невозможность автоматизации процесса определения солесодержания в нефти и нефтепродуктах.

Значительно ускорить процесс измерения влажности и солесодержания нефти и повысить точность измерения позволяет применение автоматических измерительных приборов на базе электрометрических методов с использованием воздействия на контролируемый материал (нефть или водонефтяная эмульсия), размещенный в специальном датчике, переменным электромагнитным полем в диапазоне частот $5 \cdot 10^3 - 5 \cdot 10^7 \Gamma \mu$ [1, 2]. В работах [3, 4] рассматриваются методы и устройства с использованием емкостных датчиков для измерения и контроля самых различных показателей качества веществ, материалов и сред по значениям, найденным в результате анализа системы «емкостный датчик – анализируемая среда» информативных параметров, характеризующих поведение системы при воздействии электромагнитного поля и однозначно связанных с изменяющимися показателями качества анализируемых веществ, материалов и сред. Так, например, в работе [4] для контроля и измерения солесодержания нефти предлагается использовать названный авторами частотно-диэлькометрический метод, основанный на том, что частота, определяющая максимум потерь в дисперсной фазе,

может служить мерой для определения ее проводимости, а следовательно, и солесодержания в соответствии с выражением

$$\gamma = 10^3 \cdot \frac{\omega_{\rm M} \varepsilon_0 (\varepsilon_{\rm B} - \varepsilon_{\rm H})}{\lambda} \frac{D - W}{1 - W} = K_{\gamma} f_{\rm M},$$

где $\omega_{\rm M}$ – частота, соответствующая максимуму є" и являющаяся мнимой частью диэлькометрической проницаемости, определяющей потери; ε_0 – диэлькометрическая проницаемость вакуума ($\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \, \Phi/{\rm M}$); $\varepsilon_{\rm H}$, $\varepsilon_{\rm B}$ – диэлькометрические проницаемости дисперсной среды (нефти) и дисперсной фазы (воды) соответственно; W – объемное содержание дисперсной фазы (влажность нефти); K_{γ} – коэффициент пропорциональности между солесодержанием γ и частотой $f_{\rm M}$, на которой наблюдается максимум тангенса угла диэлектрических потерь системы «емкостный датчик – анализируемая среда»; λ – эквивалентная электропроводность соли;

$$D = \frac{\varepsilon_{\rm B} + 2\varepsilon_{\rm H}}{\varepsilon_{\rm B} - \varepsilon_{\rm H}}.$$

Процесс измерения солесодержания нефти с использованием этого метода заключается в нахождении частоты при воздействии на систему «емкостный датчик – водонефтяная эмульсия» электромагнитного поля, на которой наблюдается максимум тангенса угла диэлектрических потерь системы. При этом точность измерения солесодержания нефти в большей степени определяется достаточно широким диапазоном изменения частоты воздействия, зависящим от измеряемых концентраций солесодержания в нефти, и организацией процесса нахождения в широком частотном диапазоне экстремума тангенса угла диэлектрических потерь системы «емкостный датчик – водонефтяная эмульсия».

Зная, что тангенс угла диэлектрических потерь есть отношение реальной составляющей иммитанса, например проводимости двухполюсной цепи емкостного датчика, к мнимой составляющей:

$$tg\delta = \frac{\text{Re}[Y(jw)]}{\text{Im}[Y(jw)]},$$

модель системы «емкостный датчик – водонефтяная эмульсия» можно представить в виде двухполюсной эквивалентной схемы замещения, содержащей два элемента: емкость *C*, характеризующую мнимую составляющую иммитанса, и сопротивление *R*, характеризующее реальную составляющую иммитанса. Однако такое двухэлементное представление модели системы «емкостный датчик – водонефтяная эмульсия» было бы некорректным, так как тангенс угла диэлектрических потерь tgδ для такой двухэлементной схемы замещения есть не имеющая экстремумов по оси частот монотонная функция вида

$$tg\delta = \frac{1}{\omega RC}$$

Для нахождения адекватной модели системы «емкостный датчик – водонефтяная эмульсия» будем использовать в качестве критерия подобия наличие максимума (экстремума) тангенса угла диэлектрических потерь tgδ системы, для чего необходимо усложнить схему замещения системы и представить модель системы в виде трехэлементной схемы замещения, тангенс угла диэлектрических потерь для которой, как будет показано ниже, имеет на частотной оси экстремум.

Для получения адекватной модели системы с практической точки зрения широко применяются экспериментальные методы, позволяющие находить модели объектов по результатам измерения их входных и выходных величин [5]. Как правило, уровень априорных сведений должен быть достаточным лишь для выбора структуры модели и условий проведения эксперимента. Построение моделей объектов на основе такого подхода обычно называют идентификацией, под которой мы будем понимать определение структуры и параметров модели системы, обеспечивающих наилучшую близость выходных величин модели и объекта в смысле заданного критерия при совпадающих входных воздействиях.

Среди активных методов идентификации широкое распространение получили частотные методы, основанные на измерении установившихся выходных сигналов исследуемого объекта, вызванных гармоническим входным воздействием. Результатом решения задачи идентификации является модель, представленная в частотной области. При этом полученная модель должна быть адекватна объекту в частотной области.

На рис. 1 приведен вид экспериментально снятых амплитудно- и фазочастотных характеристик проводимости $Y(\omega)$ системы «емкостный датчик – водонефтяная эмульсия». Реальная амплитудно-частотная характеристика иммитанса двухполюсного объекта с минимальнофазовыми характеристиками $A(\omega)$ может быть аппроксимирована логарифмической кусочнолинейной функцией $L(\omega)$ с наклонами $0 \div 20$ дБ/дек, или $0 \div -20$ дБ/дек. Первая точка излома функции $L(\omega)$ определяется двумя координатами и, следовательно, двумя параметрами объекта, а остальные точки характеризуются одной координатой, т.е. одним параметром.

Рассмотрим построение модели двухполюсного объекта, для которого на рис. 1 приведены экспериментально снятые частотные характеристики амплитуды $A(\omega)$ и фазы $\varphi(\omega)$ комплексной проводимости объекта $Y(\omega)$ в логарифмическом масштабе.



Рис. 1. Экспериментально снятые фазочастотная $\beta(\omega)$ и амплитудно-частотная характеристики проводимости $Y(\omega)$ -объекта

По виду аппроксимированной логарифмической амплитудно-частотной характеристики $L(\omega)$ иммитанс (сопротивление или проводимость) двухполюсного объекта можно представить по аналогии с функциями передачи в теории автоматического управления в операторном виде:

$$W(\omega) = \frac{K_0 p(T_{11}p+1)}{T_{12}p+1}$$

Этому выражению соответствуют две двухполюсные модели объекта в виде двух дуальных трехэлементных эквивалентных схем замещения, одна из которых представляет параллельное соединение емкости C_0 с последовательным соединением емкости C_1 и сопротивления R_1 (показана на рис. 2):

$$Y(\omega) = \frac{K_0 p(T_{11} p + 1)}{T_{12} p + 1},$$

где $K_0 = C_0$, $T_{11} = R_1 C_1$, $T_{12} = R_1 (C_0 + C_1)$.



Рис. 2. Эквивалентная схема замещения системы «емкостный датчик – водонефтяная эмульсия»

Необходимым условием реализации таких моделей является выполнение неравенства $T_{12} > T_{11}$, которое сохраняется, как видно из выражений для T_{11} и T_{12} , при любых соотношениях элементов C_0 , R_1 , C_1 . Это позволяет однозначно определить T_{11} и T_{12} , а также в общем случае найти частоту $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{T_{11}T_{12}}}$, на которой наблюдается максимальное значение фазового

сдвига между напряжением, приложенным к двухполюснику, и током, протекающим через этот двухполюсник. Учитывая, что функция $tg\delta$ – монотонно возрастающая от значения угла δ , в качестве информативного параметра при измерении солесодержания может быть принята частота, при которой наблюдается измеряемое максимальное значение угла δ (аргумента комплексного иммитанса системы), что позволит упростить процесс измерения солесодержания нефти, так как отпадает необходимость измерения $tg\delta$ как отношения действительной и мнимой частей комплексного иммитанса.

Для данной схемы замещения можно определить действительную Re и мнимую Im части ее комплексной проводимости *Y*(*jw*):

$$\operatorname{Re}[Y(jw)] = \frac{1}{R_1} \frac{w^2 R_1^2 C_1^2}{1 + w^2 R_1^2 C_0^2},$$
$$\operatorname{Im}[Y(jw)] = w C_0 + \frac{w C_1}{1 + w^2 R_2^2 C_0^2}$$

Зная, что тангенс угла диэлектрических потерь определяется выражением

$$\operatorname{tg\delta} = \frac{\operatorname{Re}[Y(jw)]}{\operatorname{Im}[Y(jw)]},$$

и исследуя это выражение на экстремум как функцию от изменяющейся частоты, нетрудно получить следующее: частота, на которой наблюдается максимум потерь в дисперсионной фазе, для приведенной трехэлементной схемы замещения определяется выражением

$$f_{\rm M} = \frac{1}{2\pi R_{\rm I} C_{\rm I}} \sqrt{1 + \frac{C_{\rm I}}{C_{\rm 0}}}.$$

Как было показано выше, частота $f_{\rm M}$, на которой наблюдается максимум потерь в дисперсионной фазе, пропорциональна солесодержанию нефти γ . Тогда можно записать

$$\gamma = K_{\rm M} \frac{1}{R_{\rm l} C_{\rm l}} \sqrt{1 + \frac{C_{\rm l}}{C_{\rm 0}}},$$

где $K_{\rm M}$ – коэффициент пропорциональности.

В этом выражении информативным параметром, пропорционально зависящим от солесодержания, является электропроводность дисперсной фазы (воды) $Y_1 = 1/R_1$, а параметры C_1 и C_2 определяются геометрическими размерами емкостного датчика, диэлектрическими свойствами водонефтяной эмульсии и от солесодержания не зависят. Таким образом, измеряя в полученной трехэлементной схеме замещения системы «емкостный датчик – водонефтяная эмульсия» информативный параметр – проводимость $Y_1 = 1/R_1$, можно определить солесодержание нефти из выражения

 $\gamma = KY_1$,

где *K* = const для известных геометрических размеров емкостного датчика и диэлектрических характеристик дисперсных фаз водонефтяной эмульсии.

Одним из аспектов решения задачи измерения солесодержания нефти является разработка методов и средств измерения параметров электрических цепей, представленных в виде трехэлементных двухполюсников [6]. Важная задача получения информации о параметрах – осуществление раздельного, независимого, инвариантного измерения каждого из них. В частных случаях, особенно при измерении неэлектрических величин с помощью параметрических датчиков, достаточно обеспечить независимость измерения только одного или некоторых информативных параметров схем замещения датчиков, представляемых в виде трехэлементных двухполюсников.

Список литературы

- 1. Берлинер, М. А. Электрические измерения, автоматический контроль и регулирование влажности / М. А. Берлинер. М. ; Л. : Энергия, 1965. 488 с.
- Кричевский, Е. С. Контроль влажности твердых и сыпучих материалов / Е. С. Кричевский [и др.]; под ред. Е. С. Кричевского. М.: Энергоатомиздат, 1986. 136 с.
- Бугров, А. В. Высокочастотные емкостные преобразователи и приборы контроля качества / А. В. Бугров. – М. : Машиностроение, 1982. – 94 с.
- 4. Бенин, С. Д. Частотно-диэлькометрический метод определения солесодержания в нефти и нефтепродуктах / С. Д. Бенин, И. Ю. Клугман, К. С. Романько, И. Л. Соколов // Измерительная техника. 1974. № 8. С. 70–72.
- 5. Эйкхофф, П. Основы идентификации систем управления / П. Эйкхофф. М. : Мир, 1975. 681 с.
- Кнеллер, В. Ю. Определение параметров многоэлементных двухполюсников / В. Ю. Кнеллер, Л. П. Боровских. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.

Маланин Владимир Павлович

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

Чивокин Алексей Михайлович

магистрант, кафедра автоматики и телемеханики, Пензенский государственный университет E-mail: ait@pnzgu.ru

Malanin Vladimir Pavlovich

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

Chivokin Aleksey Mikhaylovich

postgraduate student, sub-department of automation and telemechanics, Penza State University

УДК 621.317.332

Маланин, В. П.

Анализ и синтез эквивалентных схем замещения системы «емкостный датчик – водонефтяная эмульсия» / В. П. Маланин, А. М. Чивокин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 15–19.

УДК 621.317

А. В. Пушкарева, М. Г. Мясникова, Б. В. Цыпин, А. С. Ластурина

МЕТОДИКА ОБРАБОТКИ, СЖАТИЯ И ВОССТАНОВЛЕНИЯ ДАННЫХ

Аннотация. Рассматриваются возможности применения метода Прони в задачах сжатия и восстановления данных. Приводятся результаты моделирования метода. Оцениваются погрешности восстановления сигнала. Формулируются требования к выбору оптимальных параметров регистрации и обработки сигнала.

A b s t r a c t. Possibilities of an application of the Proni method in tasks of a data compression and restoration are considered in the article. The results of method modeling are given. Restoration errors of signals are estimated. Requirements to the choice of optimal registration parameters and processing of a signal are formulated.

Ключевые слова: метод Прони, аппроксимация, математическое моделирование, влияющие факторы, погрешность восстановления.

K e y w o r d s: the Proni method, approximation, the mathematical modeling, influencing factors, restoration error

В настоящее время применение параметрических методов для решения широкого круга задач, позволяющих всесторонне анализировать принимаемый сигнал, крайне перспективно. На основе аналитического представления сигнала возможны измерение параметров инерционных и колебательных составляющих, описывающих процесс, а также выделение информативных составляющих.

Наиболее приспособленным к решению задачи оценивания параметров колебаний является метод Прони [1]. Суть метода состоит в моделировании выборочных данных в виде линейной комбинации экспоненциальных функций, т.е. аппроксимирующая функция принимает следующую форму:

$$y_{i} = \sum_{j=1}^{p} U_{j} e^{\alpha_{j} |\Delta t|} e^{j(2\pi f_{j} \Delta t + \phi_{j})} = \sum_{j=1}^{p} b_{j} z_{j}^{i} , \qquad (1)$$

где $b_j = U_i e^{j\phi_i}; \ z_i = e^{(\alpha_i + j2\pi f_i)\Delta t}.$

В основе метода лежат оценивание коэффициентов авторегрессии (AP) с применением метода наименьших квадратов (MHK) для решения системы из (*N-p*)-уравнений с p неизвестными (*N* – количество дискретных отсчетов сигнала, p – порядок модели), решение характеристического уравнения, определение по корням собственных частот и затуханий и, наконец, по известным корням определение амплитуд и фаз гармонических составляющих.

Главное достоинство этого алгоритма состоит в том, что удалось нелинейную задачу оценивания параметров амплитуды A, частоты f, затухания α и фазы ϕ полигармонического сигнала свести к двум линейным задачам:

- оценивание параметров *а* из АР-уравнения:

$$y_i = -\sum_{k=1}^{p} a_k y_{i-k} ;$$
 (2)

- оценивание *b* из уравнения (1).

Нелинейная часть задачи перенесена на решение степенного уравнения с корнями z₁ и z₂:

$$z^{p} + a_{1}z^{p-1} + a_{2} = 0$$
.

При N = 2p процедура Прони точно согласует экспоненциальную кривую, содержащую *p* членов, с результатами измерений, при N > 2p речь идет об аппроксимации. Учитывая то, что в этой процедуре заложена возможность на промежуточных этапах по корням уравнений (1) и (3) получить значения параметров сигнала, метод Прони, обычно описываемый в литературе как метод спектрального оценивания, можно использовать в качестве метода измерения.

Погрешности определения параметров зависят от соотношения n между периодом сигнала и временем измерения, общего числа измерений N, порядка модели аппроксимации p и разрядности АЦП d.

Моделирование метода измерения с помощью системы MatLab 7.0 позволяет оценить погрешности измерения, аппроксимации и восстановления данных и сформулировать некоторые рекомендации по их уменьшению [2].

Так как при хранении информации о сигнале в виде коэффициентов регрессии либо параметров колебательных и инерционных составляющих сигнала восстановление сигнала осуществляется на основе аппроксимации с использованием указанных параметров, за погрешность восстановления можно принять среднеквадратическое отклонение регистрируемых показаний исходного ряда от аппроксимирующей кривой, отнесенное к максимальному значению (пределу измерения) сигнала:

$$\sigma_{\text{BOCCT}} = \frac{\sqrt{\sum_{i} (y_i - f_i)^2}}{Ny_{\text{max}}} \cdot 100\%, \qquad (4)$$

где f_i – значения регистрируемых показаний после аппроксимации. Поэтому для оценивания максимальной погрешности восстановления будем исследовать аппроксимацию сигнала.

При проведении моделирования формируется сигнал с тремя некратными гармоническими компонентами и наложенным на них белым шумом. Не целесообразно брать большее количество компонент, так как это приведет к значительному завышению порядка (компоненты взяты некратными для демонстрации преимущества метода Прони перед методом Фурье). Этот сигнал описывается моделью

$$u_{i} = \sum_{m=1}^{p} U_{m} \cos\left(2\pi i \Delta t f_{m} + \phi_{m}\right) + \xi_{i} \frac{1}{q}, \ i = 1...N,$$
(5)

где U_m , f_m , ϕ_m – амплитуда, частота и фаза *m*-той гармоники сигнала соответственно; *i* – номер отсчета сигнала (дискретное время); ξ_i – значения аддитивного белого шума с нулевым матожиданием и дисперсией $\sigma_{\rm m} = 0,1$ в моменты отсчетов (значения взяты для обеспечения достаточно низкой погрешности); *q* – отношение сигнал/шум; *N* – количество зарегистрированных дискретных отсчетов; Δt – шаг дискретизации, согласно теореме Котельникова определяемый соотношением

$$\Delta t = n / \left(N f_{\text{max}} \right), \tag{6}$$

где f_{max} – максимальная частота; *n* – число периодов за время измерения.

Для моделирования квантования, обусловленного наличием АЦП, модель (5) дополняется следующим образом:

$$\tilde{u}_i = \frac{\operatorname{round}\left\{2^d \left[u_i\right]\right\}}{2^d},\tag{7}$$

где d – количество разрядов АЦП с двоичным шагом квантования; round $\{x\}$ – ближайшее целое числа x в скобках.

(3)

 \mathcal{D}^{1}

Оценивание шума – отношение эффективного значения шума к СКО сигнала. Параметры сигнала следующие: N = 150, p = 12, d = 12, n = 12, q = 100, где N – число отсчетов; p – порядок аппроксимирующей модели; d – разрядность АЦП; n – число периодов сигнала; q – отношение сигнал/шум.

Исследование влияния порядка аппроксимирующего полинома на погрешность восстановления проводится согласно алгоритму, представленному на рис. 1.



Рис. 1. Алгоритм исследования влияния порядка модели *р* на погрешность измерения параметров и восстановления сигнала

На первом этапе задаются все общие параметры, которые не будут изменяться. К ним относятся число отсчетов, число периодов исследуемого сигнала за время измерения, отношение сигнал/шум, разрядность АЦП. Далее формируется сигнал, определяемый параметрами трех составляющих: частотами, амплитудами и начальными фазами. При этом частоты колебаний задаются некратными интервалу измерений. Например, $\sqrt{2}$, $0,7\sqrt{2}$ и $1,4\sqrt{2}$. В результате обработки сформированного сигнала получают его параметры, по которым строится аппроксимация.

Аппроксимация данных, полученная при 6-м порядке, показана точками на рис. 2 на фоне исходного незашумленного и неквантованного сигнала. Точность описания недостаточная, хотя погрешность восстановления, как видно из графика, представленного на рис. 4, при этом значении параметра составляет 1,5 %. Аппроксимация моделью 12-го порядка, представленная на рис. 3, полностью повторяет исходный сигнал.



Рис. 3. Аппроксимация даных моделью 12-го порядка

Зависимость погрешности восстановления сигнала от порядка АР-модели, представленная на рис. 4, показывает, что погрешность среднеквадратического отклонения сигнала от модели может составлять всего 0,005 % при аппроксимации 10–20 порядком.



Рис. 4. График зависимости погрешности восстановления сигнала от порядка модели

.

Аналогичным образом были проанализированы остальные параметры сигнала. Предварительные исследования позволили сделать вывод о том, что основными параметрами, влияющими на погрешность измерения, являются число отсчетов N и порядок модели аппроксимации p. Расширить диапазон нижних частот можно либо увеличением порядка модели, либо увеличением шага дискретизации (путем децимации (прореживания) исходного ряда данных) [3]. При проведении измерений в присутствии шума с отношением сигнал/шум больше 50 необходимо обработать моделью 10–12 порядка N = 100...1000 дискретных отсчетов сигнала. При проведении измерений в присутствии более сильных шумов с отношением сигнал/шум меньше 50 необходимо:

- обработать моделью 12-16 порядка N = 300...1500 дискретных отсчетов сигнала;

 – либо выполнить прореживание исходного временного ряда с коэффициентом децимации, равным 2 (отбросить каждый второй отсчет сигнала).

При проведении измерений на основе алгоритма обработки завышенным порядком модели в качестве результатов измерения принимаются параметры трех наиболее мощных частотных составляющих.

Погрешности измерения параметров амплитуд, частот, фаз и затуханий определяют погрешность восстановления сигнала, которая при указанных значениях влияющих параметров не превышает 0,5 %, а при определенных их значениях может быть 0,02 % и менее [4].

Разработаны варианты хранения информации, предусматривающие хранение 12 значений параметров трех информативных составляющих, по которым происходит полное восстановление сигнала с обеспечением коэффициента сжатия N/12. Так, в случае обработки 1200 отсчетов коэффициент сжатия составит 100 при погрешности восстановления около 0,3 %. При обработке большего объема данных коэффициент сжатия достигает 1000 и более.

Более удобный формат хранения с точки зрения простоты обработки на приемной стороне обеспечивает меньший (в два раза) коэффициент сжатия, однако позволяет обеспечить более точное восстановление информации (погрешность восстановления может достигать 0,02 %). Применение такого формата предусматривает передачу только коэффициентов регрессии с последующим вычислением параметров сигнала на приемной стороне.

Восстановление сигнала, зашумленного гауссовым шумом с отношением сигнал/шум не менее 100, с погрешностью 0,01 % возможно при соблюдении следующих условий: использование АЦП с количеством разрядов 12 и более, обработка как минимум 4*p* отсчетов, с учетом завышенного порядка, вдвое большего предполагаемого. Например, такое значение погрешности восстановления можно получить при N = 100, p = 12, d = 12, с учетом того, что зарегистрировано по крайней мере 10 периодов наибольшей частоты, входящей в состав измеряемого сигнала. При более мягких условиях регистрации в большинстве случаев можно восстановить сигнал с точностью 0,1 %.

Список литературы

- 1. Кей, С. М. Современные методы спектрального анализа: Обзор / С. М. Кей, С. Л. Марпл-мл. // ТИИЭР. 1981. № 11.
- Мясникова, М. Г. Оценивание погрешности метода Прони в измерительных задачах / М. Г. Мясникова, Е. О. Самсонкина, М. О. Самсонкина // Современные проблемы оптимизации в инженерных приложениях : сб. тр. Первой Междунар. науч.-техн. конф. – Ярославль, 2005.
- Цыпин, Б. В. Измерение параметров гармонического сигнала в шумах / М. Г. Мясникова, Б. В. Цыпин, В. В. Козлов // Информационно-измерительная техника : тр. ун-та. Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2006. Вып. 30.
- Мясникова, М. Г. Применение методов цифрового спектрального оценивания в задаче измерения параметров сигнала / М. Г. Мясникова, В. В. Козлов // Измерительная техника. – 2010. – № 10.

Пушкарева Анастасия Валерьевна

аспирант,

Пензенский государственный университет E-mail: august.89@yandex.ru **Pushkareva Anastasiya Valer'evna** postgraduate student, Penza State University

2012, № 1

Myasnikova Mariya Gennad'evna Мясникова Мария Геннадьевна candidate of technical sciences, associate professor, кандидат технических наук, доцент, кафедра информационно-измерительной техники, sub-department of information and measuring Пензенский государственный университет technique, E-mail: urchin blue@mail.ru Penza State University Цыпин Борис Вульфович Tsypin Boris Vul'fovich доктор технических наук, профессор, doctor of technical sciences, professor, кафедра информационно-измерительной техники, sub-department of information and measuring Пензенский государственный университет technique, Penza State University E-mail: cypin@yandex.ru Ластурина Анастасия Сергеевна Lasturina Anastasiya Sergeevna student, студентка, Пензенский государственный университет Penza State University

УДК 621.317

Пушкарева, А. В.

Методика обработки, сжатия и восстановления данных / А. В. Пушкарева, М. Г. Мясникова, Б. В. Цыпин, А. С. Ластурина // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 20–25.

УДК 621.372

И. Р. Добровинский, А. И. Кислов, А. С. Кибиткин, С. Б. Шахов

СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ВИДЕ ДВУХПОЛЮСНИКОВ

Аннотация. Рассматриваются вопросы структурно-параметрической идентификации двух-, трех- и четырехэлементных двухполюсников.

A b s t r a c t. There are considered the questions of structurally-parametrical identification of two-, three- and fourelements depols.

Ключевые слова: многоэлементные двухполюсники, расположение полюсов и нулей, операторное сопротивление.

K e y w o r d s: the multielement depols, poles and zeros location, operational resistance.

Актуальность вопросов, возникающих при определении значений параметров электрических цепей с двумя доступными узлами, называемыми двухполюсниками, постоянно растет, так как, с одной стороны, имеется большое число такого рода задач в различных областях знаний, с другой стороны, быстро развиваются средства измерительной техники, использующие операционные усилители (ОУ), аналого-цифровые преобразователи (АЦП), микропроцессоры (МП) и персональные ЭВМ.

Задачи, требующие определения значений параметров многоэлементных двухполюсников, по области применения условно могут быть разделены на четыре большие группы [1]:

- научные исследования;

- контроль радиоэлектронной аппаратуры (РЭА);

преобразование неэлектрических величин в электрические величины;

- медицинская диагностика.

Структурно-параметрическая идентификация решает две задачи: первая задача состоит в определении топологии неизвестной электрической цепи и характера элементов цепи, адекватных модели физического процесса; вторая – в определении значений параметров данной измерительной цепи.

Для характеристики объектов используют различные математические описания. Простейшее описание – одномерное, когда объект характеризуется одной скалярной величиной (например, сопротивлением R_X , емкостью C_X или индуктивностью L_X). Это лишь первое приближение в описании объектов, подвергающихся воздействию переменного тока. Во многих случаях, особенно при умеренных требованиях к точности измерений, оно оказывается вполне достаточным.

Методы и средства измерения значений параметров объектов переменного тока при одномерном их описании хорошо известны, соответствующие измерительные приборы давно освоены и выпускаются промышленностью.

Более естественно для цепей переменного тока двумерное математическое описание – представление объекта переменного тока комплексной величиной с двумя независимыми параметрами при фиксированной частоте напряжения питания. Для пассивных объектов это равносильно представлению их двухэлементной схемой замещения. Переход к такому описанию стимулировал разработку методов и средств измерения и преобразования параметров комплексных величин в цифровой код. Но и двумерного представления часто недостаточно для описания объектов, работающих или проявляющих свои свойства при воздействии синусоидального напряжения на измерительную цепь.

Наибольший интерес представляют многоэлементные двухполюсники.

1. Идентификация двухэлементных двухполюсников.

Для двухэлементных двухполюсников (ДДП) возможны два топологических варианта, представленных на рис. 1: параллельное (рис. 1,*a*) или последовательное (рис. 1,*б*) соединения двух из трех R_X , C_X или L_X элементов цепи. Внешние узлы ДП изображены незачерненными кружками.



Рис. 1

Для отдельных вариантов ДДП имеем: a) $Z_V = Z_1 Z_2 (Z_1 + Z_2)^{-1}$.

a)
$$Z_X = Z_1 Z_2 (Z_1 + Z_2)$$

5) $Z_2 = (Z_1 + Z_2)$

6) $Z_X = (Z_1 + Z_2)$.

В этом случае двум вариантам обобщенных схем двухполюсников (см. рис. 1) соответствуют четыре варианта использования двух (ДДП) из трех элементов R_X , C_X или L_X , представленных в табл. 1.

Таблица 1

Схемы нерезонансных ДДП с потерями	l
------------------------------------	---

Электрическая схема	Обобщенное сопротивление цепи Z _p	Представление Z _p в виде отношения полиномов	Значения коэффициентов полиномов	Расположение полюсов и нулей Z _p
	$Z_p = \frac{R}{pCR+1}$	$Z_p = \frac{a_0}{b_1 p + b_0}$	$a_0 = R;$ $b_0 = 1; b_1 = CR$	-1
	$Z_p = \frac{pLR}{pL+R}$	$Z_p = \frac{a_1 p}{b_1 p + b_0}$	$a_0 = 0; a_1 = LR;$ $b_0 = R; b_1 = L$	-1
R C ⊶⊡⊐–∔⊨∾	$Z_p = \frac{pCR+1}{pC}$	$Z_p = \frac{a_1 p + a_0}{b_1 p}$	$a_0 = 1; a_1 = CR;$ $b_0 = 0; b_1 = C$	-1
	$Z_p = \frac{pL + R}{1}$	$Z_p = \frac{a_1 p + a_0}{b_0}$	$a_0 = R; a_1 = L;$ $b_0 = 1$	-1

В первом столбце таблицы представлены электрические схемы ДДП, во втором столбце – соответствующее выражение для операторного сопротивления Z_p , где p – оператор Лапласа, в третьем столбце – операторное сопротивление Z_p в виде отношения полиномов первой или

второй степеней, причем степени числителя и знаменателя либо совпадают, либо отличаются на единицу. В четвертом столбце приведены значения коэффициентов полиномов числителя a_0 , a_1 и знаменателя b_0 , b_1 . В пятом столбце представлены для Z_p расположения на комплексной плоскости корней уравнений числителя (в виде незачерненных кружков) и знаменателя (в виде зачерненных кружков).

Из табл. 1 следует, что двухполюсники первой группы (ДДП) реализуются в четырех вариантах: параллельное и последовательное соединения двух элементов R_X и C_X либо R_X и L_X . Параллельное или последовательное соединения двух элементов C_X и L_X не рассматриваются, поскольку они считаются цепями без потерь, т.е. резонансными цепями.

2. Идентификация трехэлементных двухполюсников.

Для трехэлементных двухполюсников возможны четыре топологических варианта, представленных на рис. 2. Из рис. 2 следует, что ТДП реализуются в четырех вариантах: последовательное соединение трех элементов цепи (рис. 2,*a*); последовательное соединение двух элементов цепи с параллельным соединением третьего элемента (рис. 2,*b*); последовательное соединение одного элемента цепи с параллельным соединением двух других (рис. 2,*b*); параллельное соединение трех элементов (рис. 2,*c*). В случае соединения элементов (см. рис. 2,*b*) появляется внутренний недоступный узел.



Недоступный внутренний узел изображен зачерненным кружком, а внешние узлы ДП изображены незачерненными кружками.

Для отдельных вариантов ТДП имеем:

a) $Z_X = Z_1 + Z_2 + Z_3;$ 6) $Z_X = Z_1 Z_2 Z_3 (Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3)^{-1};$ B) $Z_X = (Z_1 + Z_2) Z_3 (Z_1 + Z_2 + Z_3)^{-1};$ $\Gamma) Z_X = Z_1 + Z_2 Z_3 (Z_2 + Z_3)^{-1}.$

В этом случае четырем вариантам обобщенных схем двухполюсников (см. рис. 2) соответствуют шесть вариантов использования трех элементов R_X , C_X , L_X , представленных в табл. 2.

Порядок представления информации в табл. 2 тот же, что и в табл. 1.

Таблица 2

Энектринеская	Обобщенное	Представление Z _p	Значения	Расположение
Электрическая	сопротивление	в виде отношения	коэффициентов	полюсов
Схема	цепи Z _p	полиномов	полиномов	и нулей <i>Z_p</i>
1	2	3	4	5
	$Z_p = \frac{p^2 CL + pCR + 1}{pC}$	$Z_{p} = \frac{a_{2}p^{2} + a_{1}p + a_{0}}{b_{1}p}$	$a_0 = 1;$ $a_1 = CR;$ $a_2 = CL;$ $b_0 = 0; b_1 = C$	-1

Схемы резонансных ТДП с потерями

Окончание табл. 2

1	2	3	4	5
	$Z_p = \frac{pCR}{p^2CL + pL + R}$	$Z_p = \frac{a_1 p}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$	$a_0 = 0;$ $a_1 = CR;$ $b_0 = R; b_1 = L;$ $b_2 = CL$	-1 •
	$Z_p = \frac{p^2 R C L + p C L}{p^2 C L + p R C + 1}$ $Z_p = \frac{p R C}{p^2 C L + p L + R}$ $Z_p = \frac{p^2 C L R + p L}{p^2 C L + p C R + 1}$	$Z_p = \frac{a_2 p^2 + a_1 p}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$	$a_0 = 0; a_1 = L;$ $a_2 = CLR;$ $b_0 = 1;$ $b_1 = CR;$ $b_2 = CL$	-1
	$Z_p = \frac{pL + R}{p^2 CL + pCR + 1}$	$Z_p = \frac{a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$	$a_0 = R; a_1 = L;$ $b_0 = 1;$ $b_1 = CR;$ $b_2 = CL$	-1
	$Z_p = \frac{p^2 CLR + pL + R}{pCR + 1}$	$Z_p = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_0}$	$a_0 = R; a_1 = L;$ $a_2 = CLR;$ $b_0 = 1; b_1 = CR$	-1-***********************************
	$Z_p = \frac{p^2 CLR + pL + R}{p^2 CL + pCR}$	$Z_p = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p}$	$a_0 = R; a_1 = L;$ $a_2 = CLR;$ $b_0 = 0;$ $b_1 = CR;$ $b_2 = CL$	-1 -1 -1

В первом столбце табл. 2 представлены электрические схемы ТДП, во втором – соответствующее выражение для операторного сопротивления Z_p , в третьем столбце – операторное сопротивление Z_p в виде отношения полиномов первой или второй степеней, причем степени числителя и знаменателя либо совпадают, либо отличаются на 1. В четвертом столбце таблицы приведены значения коэффициентов полиномов числителя a_0 , a_1 , a_2 и знаменателя b_0 , b_1 , b_2 . В пятом столбце таблицы для Z_p представлены расположения на комплексной плоскости корней уравнений числителя (в виде незачерненных кружков) и знаменателя (в виде зачерненных кружков).

Из табл. 2 следует, что двухполюсники ТДП реализуются в шести вариантах. Параллельное и последовательное соединения двух только реактивных элементов C_X и L_X не рассматриваются, поскольку они считаются цепями без потерь.

3. Идентификация четырехэлементных двухполюсников.

Для четырехэлементных двухполюсников возможны шесть топологических вариантов, представленных на рис. 3: последовательное соединение трех элементов цепи с параллельным соединением четвертого элемента (рис. 3,a), параллельное соединение двух пар последовательно соединенных двух элементов цепи (рис. $3,\delta$), параллельное соединение трех элементов цепи с последовательным соединением четвертого элемента (рис. $3,\delta$), последовательное соединение соединение двух пар последовательное соединение двух пар параллельно соединенных двух элементов цепи (рис. $3,\delta$), последовательное соединение двух пар параллельно соединенных двух элементов цепи (рис. 3,c), параллельное соединение двух элементов цепи с двумя последовательно соединенными элементами (рис. 3,d), последовательное соединение двух элементов цепи с двумя последовательно соединенными элементами (рис. 3,d), последовательное соединение двух элементов цепи с двух элементов цепи с параллельным соединением третьего

элемента и с последовательным соединением четвертого элемента цепи (рис. 3,*e*). В случае смешанного соединения элементов (см. рис. 3,*e*,*c*,*d*,*e*) появляется внутренний недоступный узел.







Здесь независимо от характера элементов электрической цепи R_X , C_X , L_X элементы заме-

нены обобщенным параметром Z_X . Для отдельных вариантов ЧДП имеем: a) $Z_X = (Z_1 + Z_2 + Z_3)Z_4(Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4)^{-1}$; b) $Z_X = (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)(Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4)^{-1}$; b) $Z_X = Z_1Z_2Z_3(Z_1Z_2 + Z_1Z_3 + Z_2Z_3)^{-1} + Z_4$; c) $Z_X = Z_1Z_2(Z_1 + Z_2)^{-1} + Z_3Z_4(Z_3 + Z_4)^{-1}$; d) $Z_X = Z_1Z_2(Z_1 + Z_2)^{-1} + Z_3 + Z_4$; e) $Z_X = (Z_1 + Z_2)Z_3(Z_1 + Z_2 + Z_3)^{-1} + Z_4$.

В табл. 3 приведены резонансные четырехэлементные двухполюсники с потерями. Порядок представления информации в табл. 3 тот же, что и в табл. 1.

В первом столбце таблицы представлены электрические схемы ЧДП, во втором – соответствующее выражение для операторного сопротивления Z_p , где p – оператор Лапласа, в третьем столбце – операторное сопротивление Z_p в виде отношения полиномов второй или третьей степеней, причем степени числителя и знаменателя либо совпадают, либо отличаются на 1. В четвертом столбце приведены значения коэффициентов полиномов числителя a_0 , a_1 , a_2 , a_3 и знаменателя b_0 , b_1 , b_2 , b_3 . В пятом столбце для Z_p представлены расположения на комплексной плоскости корней уравнений числителя (в виде незачерненных кружков) и знаменателя (в виде зачерненных кружков).

Из табл. 3 следует, что резонансные ЧДП с потерями реализуются в четырнадцати вариантах. Параллельное и последовательное соединения трех только реактивных элементов C_X и L_X не рассматриваются, поскольку они считаются цепями без потерь.

Рассмотренные варианты ДДП, ТДП и ЧДП могут быть использованы как схемы замещения реальных объектов.

Идентификация и реализация схем замещения электрических цепей позволяют проводить измерения и обработку результатов измерений при использовании эффективных алгоритмов обработки.

\mathfrak{c}
а
Ξ
Ш
G
a
F

Схемы резонансных ЧДП с потерями

			C	Dererorie
Электрическая	Обобщенное сопротивление	Представление Z_p	одачения стоефициентов	гасположение
схема	цепи Z_p	в виде отношения полиномов	полинимов	и нулей Z_p
1	2	3	4	5
ů			$a_0 = R_2; a_1 = CR_1R_2;$	الم
2	$p^2 CLR$, + pCR , R, + R,	$a_{2} a_{2} p^{2} + a_{1} p + a_{0}$	$a_2 = CLR_2; b_0 = 1;$	0
]	$L_p = \frac{1}{n^2 CI + n^2 CI +$	$L_p = \frac{z}{h} \frac{z}{n^2 + h} \frac{z}{n + h}$	h = C(R + R)	
	$P \rightarrow P \rightarrow$	$v_2P + v_1P + v_0$	$v_1 = c_1(x_1 + x_2),$	•
=			$b_2 = CL;$	•
			$a_0 = 1; a_1 = 0;$	
			$a_2 = C_1 C_2 R;$	
°0			$a_{-} = C C L$	~ 0
	$_{7}$ _ $p^{3}C_{1}C_{2}L + p^{2}C_{1}C_{2}R + 1$	$a_7 = a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_0$	$k_{1} = 0$	•
۔ ت:	$z_p = \frac{p_3}{p^3}C_iC_sL + p^2C_iC_sR + p(C_i + C_s)$	$L_p = \frac{1}{b_3 p^3 + b_3 p^2 + b_1 p}$	$c_0 - 0$	
		¥1 ¥7 ¥0	$b_1 = (C_1 + C_2);$	•
			$b_2 = C_1 C_2 R;$	0
			$b_3 = C_1 C_2 L$	
			$a_0 = 0; a_1 = L_2;$	0 AJ
۔ ،عءد	$_{7}$ $p^{3}CL_{1}L_{2} + p^{2}CL_{2}R + pL_{2}$	$a_{3} p^{3} + a_{2} p^{2} + a_{1} p$	$a_2 = CL_2R; a_3 = CL_1L_2;$	•
	$L_p = \frac{1}{p^2 C(L_1 + L_2) + pCR + 1}$	$L_p = \frac{1}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$	$b_0 = 1; b_1 = CR;$	
]			$b_2 = C\left(L_1 + L_2\right)$	•
R2 C			$a_0 = R_2; a_1 = CR_1R_2 + L;$	0
	$Z_{p} = \frac{p^{2} CLR_{1} + p(CR_{1}R_{2} + L) + R_{2}}{\frac{2}{2}}$	$Z_{v} = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{2}$	$a_2 = CLR_1; b_0 = R_2;$	• -
2	$p^{-}CL + pC(R_1 + R_2) + R_2$	$b_2 p^2 + b_1 p + b_0$	$b_1 = C(R_1 + R_2); b_2 = CL$	•
				,

2012, № 1

5		• • • • • • • • • • • • • • • • • • •	• • • • •		
4	$a_{0} = 1; a_{1} = C_{1}R;$ $a_{2} = C_{2}L;$ $a_{3} = C_{1}C_{2}LR;$ $b_{0} = 0; b_{1} = C_{1} + C_{2};$ $b_{3} = C_{1}C_{2}R;$ $b_{3} = C_{1}C_{2}L$	$a_0 = R; a_1 = L_1;$ $a_2 = CL_2 R; a_3 = CL_1 L_2;$ $b_0 = 1; b_1 = CR;$ $b_2 = C(L_1 + L_2)$	$a_0 = R_1 R_2;$ $a_1 = LR_1 R_2 + LR_1;$ $a_2 = CLR_1 R_2;$ $b_0 = R_1; b_1 = LR_1;$ $b_2 = CLR_1$	$a_0 = R; a_1 = L;$ $a_2 = L(C_1 + C_2)R;$ $b_0 = 0; b_1 = C_2R;$ $b_3 = C_1C_2LR$	$egin{array}{llllllllllllllllllllllllllllllllllll$
3	$Z_p = \frac{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p}$	$Z_p = \frac{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$	$Z_p = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$	$Z_{p} = \frac{a_{2}p^{2} + a_{1}p + a_{0}}{b_{2}p^{2} + b_{1}p + b_{0}}$	$Z_{p} = \frac{a_{3}p^{3} + a_{2}p^{2} + a_{1}p}{b_{2}p^{2} + b_{1}p + b_{0}}$
2	$Z_{p} = \frac{p^{3}C_{1}C_{2}LR + p^{2}C_{2}L + pC_{1}R + 1}{p^{3}C_{1}C_{2}L + p^{2}C_{1}C_{2}R + p(C_{1} + C_{2})}$	$Z_{p} = \frac{p^{3}CL_{1}L_{2} + p^{2}CL_{2}R + pL_{1} + R}{p^{2}C(L_{1} + L_{2}) + pCR + 1}$	$Z_{p} = \frac{p^{2}CLR_{1}R_{2} + p(LR_{1}R_{2} + LR_{1}) + R_{1}R_{2}}{p^{2}CLR_{1} + pLR_{1} + R_{1}}$	$Z_{p} = \frac{p^{2}L(C_{1} + C_{2})R + pL + R}{p^{3}C_{1}C_{2}LR + p^{2}C_{2}L + pC_{2}R}$	$Z_{p} = \frac{p^{3}CL_{1}L_{2}R + p^{2}L_{1}L_{2} + p(L_{1} + L_{2})R}{p^{2}CL_{1}R + pL_{1} + R}$
1		S C C C C C C C C C C C C C C C C C C C			

Окончание таол. 5		, 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			• • • •
4	$a_0 = R_1 R_2;$ $a_1 = L(R_1 + R_2);$ $a_2 = CLR_1 R_2;$ $b_0 = R_2; b_1 = CR_1;$ $b_2 = CLR_1;$ $b_3 = C_1 C_2 LR$	$a_0 = R_1 + R_2;$ $a_1 = (L + CR_1) R_2;$ $a_2 = CLR_1;$ $b_0 = 1; b_1 = CR_1$	$a_0 = R_1;$ $a_1 = CR_2 + LR_1;$ $a_2 = CL(R_1 + R_2);$ $b_0 = 0; b_1 = CR_1;$ $b_2 = CL$	$a_0 = R_2;$ $a_1 = L + CR_1R_2;$ $a_2 = CL(R_1 + R_2);$ $b_0 = 1; b_1 = CR_1;$ $b_2 = CL$	$a_0 = R_2;$ $a_1 = L + CR_1R_2;$ $a_2 = CLR_2;$ $b_0 = 1; b_1 = CR_1;$ $b_2 = CL$
~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~	$Z_{p} = \frac{a_{2}p^{2} + a_{1}p + a_{0}}{b_{2}p^{2} + b_{1}p + b_{0}}$	$Z_{p} = \frac{a_{2}p^{2} + a_{1}p + a_{0}}{b_{1}p + b_{0}}$	$Z_p = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p}$	$Z_{p} = \frac{a_{2}p^{2} + a_{1}p + a_{0}}{b_{2}p^{2} + b_{1}p + b_{0}}$	$Z_p = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0}$
2	$Z_{p} = \frac{p^{2}CLR_{1}R_{2} + pL(R_{1} + R_{2}) + R_{1}R_{2}}{p^{2}CLR_{1} + p(L + CR_{1}) + R_{2}}$	$Z_{p} = \frac{p^{2}CLR_{1} + p(L + CR_{1})R_{2} + (R_{1} + R_{2})}{pCR_{1} + 1}$	$Z_{p} = \frac{p^{2}CL(R_{1} + R_{2}) + p(CR_{2} + LR_{1}) + R_{1}}{p^{2}CL + pCR_{1}}$	$Z_{p} = \frac{p^{2}CL(R_{1} + R_{2}) + p(L + CR_{1}R_{2}) + R_{2}}{p^{2}CL + pCR_{1} + 1}$	$Z_{p} = \frac{p^{2}CLR_{2} + p(L + CR_{1}R_{2}) + R_{2}}{p^{2}CL + pCR_{1} + 1}$

2012, № 1

### Список литературы

1. Добровинский, И. Р. Проектирование ИИС для измерения параметров электрических цепей / И. Р. Добровинский, Е. А. Ломтев. – М. : Энергоатомиздат, 1997. – 120 с.

### Добровинский Игорь Рувимович

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

#### Кислов Александр Иванович

доктор медицинских наук, профессор, заведующий кафедрой травматологии, ортопедии и военно-экстремальной медицины, Медицинский институт, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### Кибиткин Андрей Станиславович

ассистент кафедры травматологии, ортопедии и военно-экстремальной медицины, Медицинский институт, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### Шахов Сергей Борисович

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

### Dobrovinskiy Igor' Ruvimovich

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

# Kislov Aleksandr Ivanovich

doctor of medical sciences, professor, head of sub-department of traumatology, orthopedics and military medicine, Medical Institute, Penza State University (PSU)

### Kibitkin Andrey Stanislavovich

assistant, sub-department of traumatology, orthopedics and military medicine, Medical Institute, Penza State University (PSU)

#### Shakhov Sergey Borisovich

candidate of technical sciences, associate professor, sub-department of information and measuring technique, Penza State University (PSU)

#### УДК 621.372

### Добровинский, И. Р.

Структурно-параметрическая идентификация физических процессов в виде двухполюсников / И. Р. Добровинский, А. И. Кислов, А. С. Кибиткин, С. Б. Шахов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 26–34. УДК 621.317

# О. Н. Никишин, М. Г. Мясникова

# ПРИМЕНЕНИЕ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ АНАЛИЗА И СЖАТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

**Аннотация**. Рассматриваются принципы сжатия, восстановления и анализа измерительных сигналов на основе аппроксимации данных экспоненциальными суммами. Разрабатываются алгоритмы сжатия и восстановления сигналов, приводятся результаты их моделирования.

*A b s t r a c t*. The principles of compression, recovery and analysis of the measuring signals, based on data approximation by exponential of sums, are considered. Algorithms of compression and restoration of signals are developed. The results of their simulation are presented.

**Ключевые слова**: сжатие, восстановление, экспоненциальная модель, коэффициент сжатия.

*K e y w o r d s*: compression, recovery, exponential model, coefficient of compression, approximation.

Сжатие – одна из основных задач в цифровой обработке сигнала в системах телеметрии и управления. В данной статье рассматривается сжатие без потерь на основе аппроксимации сигналов экспоненциальными суммами, описывающими колебательные процессы в сложных технических системах.

Известно много способов аналитического представления сигналов. Основными из них являются представление сигналов с помощью системы линейно независимых колебаний, аппроксимация полиномами, представление сигнала с помощью системы ортогональных ортонормированных функций, разложение в ряд Котельникова сигналов с ограниченным спектром. Исходя из решения той или иной задачи выбирается вид аналитического представления сигнала (процесса).

Сжатие-восстановление на основе аппроксимации экспоненциальными суммами. К сожалению, в специальной литературе мало внимания уделяется описанию свободных и вынужденных колебаний. Данная модель по сути является суммой затухающих колебательных q составляющих разной частоты  $f_k$  с соответствующими амплитудами  $A_k$ , фазами  $\phi_k$  и затуханиями  $\alpha_k$ , k = 1...q. В основе определения этих параметров лежит аппроксимация экспоненциальными суммами:

$$x_i = \sum_{j=1}^p H_k Z_k^n ,$$

где 
$$\sum_{k=1}^{n} \frac{H_k}{z - z_k}, \ H_k = c_k e^{\alpha_k t_0}, \ Z_k = e^{\alpha_k \Delta t};$$
  
 $x_i = \sum_{j=1}^{p} H_k Z_k^n = \sum_{k=1}^{q} A_k \cdot \exp(-\alpha_k t_i) \cdot \cos(2\pi f_k t_i + \phi_k).$  (1)

Преимуществом этой аппроксимации по сравнению с другими является связь с физическими параметрами, а также возможность привязки ко времени измерения. Рассмотрим способ сжатия и восстановления измерительной информации на основе аппроксимации уравнением вида (1).

Для определения параметров модели (1) предложим метод Рутисхаузера [1, 2].

На первом этапе предлагаемого метода необходимо преобразовать входной массив с

$$\begin{cases} e_{j}^{(i)} = e_{j-1}^{(i+1)} + q_{j}^{(i+1)} - q_{j}^{(i)} \\ q_{j+1}^{(i)} = q_{j}^{(i+1)} \frac{e_{j}^{(i+1)}}{2} \end{cases}$$

данными по правилам ромба

$$(i)_{j+1} = q_j^{(i+1)} \frac{e_j^{(i+1)}}{e_j^{(i)}}$$
 в последовательность  $\{q_j^{(i)}, e_j^{(i)}\}$ 

На втором этапе по полученной последовательности  $\{q_i^{(0)}, e_i^{(0)}\}$  следует составить непрерывную дробь вида

$$X(z) = \frac{x(t_0)}{z - q_1^{(0)}} - \frac{e_1^{(0)} q_1^{(0)}}{z - q_2^{(0)} - e_1^{(0)}} - \frac{e_2^{(0)} q_2^{(0)}}{z - q_3^{(0)} - e_2^{(0)}} - \dots$$
(2)

Последовательность (2) несет всю информацию о входном сигнале.

На третьем этапе, преобразовав непрерывную дробь вида (2), получим характеристическое уравнение

$$X(z) = \frac{U_{n-1}(z)}{V_n(z)}.$$
(3)

Решая знаменатель характеристического уравнения (3), полученного на основе рациональной дроби, находим корни знаменателям  $Z_k$ . Далее, преобразовав данное уравнение к виду  $d_k = \frac{U_{n-1}(z_k)}{V'_n(z_k)}, k = 1,...,n$ , и подставляя в него корни знаменателям  $Z_k$ , получим значения массива  $H_k$ .

Принцип сжатия-восстановления информации. Формула (1) служит основой для сжатия-восстановления информации двумя способами:

1) на основе аппроксимации экспоненциальными суммами:  $x_i = \sum_{k=1}^{p} H_k Z_k^n$ ;

2) на основе аппроксимации колебательными и (или) инерционными составляющими

(частный случай при 
$$f_k = 0$$
):  $x_i = \sum_{k=1}^q A_k \cdot \exp(-\alpha_k t_i) \cdot \cos(2\pi f_k t_i + \phi_k)$ .

В первом случае коэффициенты  $H_k$  и  $Z_k$  несут полную информацию о сигнале – его частотных свойствах.

Во втором случае передаются параметры  $\{A_k, f_k, \phi_k, \alpha_k\}, k = 1, 2, ..., q$ , которые используются для восстановления сигнала.

На рис. 1 показана аппроксимация этими двумя методами. Здесь и далее исходный сигнал показан прерывистой линией, результаты восстановления – сплошной; ось абсцисс – порядковый номер отсчета, ось ординат – значение сигнала в относительных единицах.

Аппроксимация экспоненциальными суммами, показанная на рис. 1, а, может быть использована для сжатия информации, так как требует хранения только 2*n* коэффициентов рациональной дроби (т.е. всего 2n значений вместо исходного ряда из N). Таким образом, сигнал может быть полностью восстановлен по своим начальным значениям и коэффициентам

рациональной дроби, при этом коэффициент сжатия составит  $\frac{N}{2n}$ .


Рис. 1. Аппроксимация сигнала экспоненциальными суммами (а) и колебательными составляющими (б)

Показанная на рис. 1,*б* аппроксимация колебательными или инерционными составляющими обеспечивает такой же коэффициент сжатия, как и в первом случае. При таком варианте сжатого хранения информации используется 4q параметров сигнала:  $\{A_k, f_k, \phi_k, \alpha_k\}, k = 1...q$ , где q < p, так как комплексно-сопряженные пары составляющих описывают одно действительное колебание. При q = p/2 методы обеспечивают одинаковое сжатие.

**Алгоритмы сжатия и восстановления измерительной информации**. Необходимо заметить, что при восстановлении сигнала надо отфильтровывать те значения массива  $H_k$ , которые существенно меньше по сравнению с другими элементами массива  $H_k$ .

Для проверки эффективности предложенного алгоритма было проведено моделирование в среде MatLab. При этом сравнивалась погрешность восстановления по предложенному алгоритму и алгоритму с фильтрацией каждого элемента массива  $H_k$ .

При отношении сигнал/шум, равном 50, приведенная среднеквадратичная погрешность восстановления при применении интегрирования составила 0,8 %, а в классическом алгоритме – 4,8 %. При отношении сигнал/шум, равном 70, приведенная среднеквадратичная погрешность восстановления при применении интегрирования составила 0,2 %, а в классическом алгоритме – 3,2 %.

На рис. 2,*а* показан сигнал без фильтрации действительной части массива *H_k*, на рис. 2,*б* – с фильтрацией действительной части.

Отметим, что погрешность в первом случае значительно меньше, чем во втором.

На основе моделирования можно обосновать алгоритм сжатия, включающий следующие этапы:

1) преобразование входных отсчетов;

2) преобразование коэффициентов непрерывной дроби в рациональную;

3) формирование сжатой информации.





Алгоритм восстановления будет включать следующие этапы:

1) решение характеристического уравнения и нахождение нулей;

2) определение собственных частот и коэффициентов затухания;

3) определение комплексных амплитуд по известным отсчетам и корням;

4) восстановление сигнала.

Предложенные алгоритмы на основе аппроксимации экспоненциальными суммами могут применяться для сжатия пакетов цифровой информации отдельных мониторинговых датчиков, в том числе быстропеременных процессов и программно-алгоритмического обеспечения восстановления данных. Моделирование алгоритмов показало возможность достижения требуемого сжатия и обеспечения приемлемой погрешности восстановления. Связь предложенных алгоритмов с методом определения параметров составляющих сигнала открывает возможности для применения их в системах телеизмерений.

#### Список литературы

- 1. Рутисхаузер, Г. Алгоритм частных и разностей / Г. Рутисхаузер. М. : Иностр. лит., 1960. 94 с.
- Джоунс, У. Непрерывные дроби. Аналитическая теория и приложения / У. Джоунс, В. Трон. – М.: Мир, 1985. – 414 с.

38

#### Никишин Олег Николаевич

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

### Мясникова Мария Геннадьевна

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

## Nikishin Oleg Nikolaevich postgraduate student,

Penza State University

#### Myasnikova Mariya Gennad'evna

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

УДК 621.317 **Никишин, О. Н.** 

Применение экспоненциальных моделей для анализа и сжатия измерительной информации / О. Н. Никишин, М. Г. Мясникова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 35–39. УДК 621.317.332

### С. В. Абрамов, В. П. Маланин

## ПРИМЕНЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО И ФИЗИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРИ ПОСТРОЕНИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ВИХРЕТОКОВЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

**Аннотация**. По экспериментально снятым амплитудно-частотным характеристикам импеданса двухполюсника вихретокового датчика аппроксимируется логарифмическая амплитудно-частотная характеристика импеданса двухполюсника. По виду логарифмической амплитудно-частотной характеристики и значениям параметров точек перегиба синтезируется эквивалентная схема замещения вихретокового датчика.

*A b s t r a c t*. Removed beyond the experimental amplitude frequency response twoterminal impedance eddy current sensors approximated by a logarithmic amplitude frequency characteristic of two-terminal impedance. In view of the logarithmic amplitude frequency characteristics and values of the parameters of inflection points is synthesized by an equivalent circuit of the eddy current sensors.

**Ключевые слова**: частотные характеристики импеданса, двухполюсник, вихретоковый датчик, импеданс, эквивалентная схема.

*K e y w o r d s*: amplitude frequency response empedance, two-terminal network, eddy current sensors, empedance, equivalent circuit.

Для параметрических вихретоковых датчиков модель датчика представляется как двухполюсная эквивалентная схема замещения датчика в виде соединения активного сопротивления R и индуктивности L. Для раздельного измерения информативных параметров R или L эквивалентной схемы замещения датчика используются измерительные цепи или вторичные преобразователи с фазочувствительными выпрямителями для раздельного измерения активной ReW и реактивной ImW составляющих иммитанса W в общем виде многоэлементного двухполюсника [1, 2]. С целью повышения чувствительности и точности измерения перемещений эквивалентную схему замещения датчика усложняли, выделяя в ней информативные параметры, зависящие от входной измеряемой величины – перемещения, и неинформативные параметры, зависящие от дестабилизирующих факторов и прежде всего от температуры. Усложнение модели датчика до трехэлементной эквивалентной схемы замещения приведено в работе [3], где рассматриваются вопросы представления вихретоковых датчиков перемещений моделью в виде годографа полного сопротивления датчика  $Z_{n}$  на комплексной плоскости от-

ношений  $\frac{R_{\rm BH}}{\omega L_0}$  и  $j\frac{\omega L_0}{\omega L_0}$ . В плоскости построения выделялись из полного сопротивления дат-

чика отдельно величина постоянной начальной индуктивности вихретокового датчика  $L_0 = \text{const } Z_{\text{п}}$  и зависящее от перемещения вносимое комплексное сопротивление  $Z_{\text{вн}}$  в виде вносимой отрицательной индуктивности  $L_{\text{вн}}$  и вносимого активного сопротивления  $R_{\text{вн}}$ , обусловленных влиянием на полное сопротивление датчика вихревых токов в электропроводящем объекте. При этом действительная и мнимая составляющие отношений определяются через зависящий от перемещения h обобщенный параметр  $\alpha = \frac{2h}{R}$ , где h – величина перемеще-

ния; *R* – радиус витков катушки.

Эквивалентная двухполюсная схема замещения датчика, синтезированная в соответствии с годографом, может быть представлена в виде последовательного соединения собственной начальной индуктивности  $L_0 = \text{const}$  с последовательным (в соответствии с годографом) соединением вносимого комплексного сопротивления, состоящего из последовательного соединения вносимой отрицательной индуктивности  $L_{\text{вн}}$  и вносимого активного сопротивления  $R_{\text{вн}}$ , зависящих от измеряемого перемещения h. Присутствие в эквивалентной схеме замещения отрицательной индуктивности создает трудности при последующем построении измерительной цепи или вторичного преобразователя информативных параметров схемы замещения датчика с использованием настраиваемой модели активных комплексных величин элементов схемы замещения.

Авторами предлагается методика построения модели двухполюсных вихретоковых датчиков в виде эквивалентной схемы замещения по экспериментально снятым амплитудно- и фазочастотным логарифмическим зависимостям комплексного иммитанса двухполюсника, представляемого как отношение выходной и входной активных комплексных величин в виде синусоидального напряжения, приложенного к двухполюснику в диапазоне частот, и измеряемого тока.

На рис. 1 приведены экспериментально снятые амплитудно- и фазочастотные характеристики проводимости  $Y(\omega)$  двухполюсной цепи вихретокового датчика в логарифмическом масштабе для двух предельных значений перемещения: h = 0 и  $h = \infty$ .



Рис. 1. Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики вихретоковых датчиков для двух предельных значений перемещения  $L_1$  для h = 0 и  $L_2$  для  $h = \infty$ 

По снятым амплитудно-частотным и фазочастотным характеристикам импеданса вихретокового датчика в зависимости от перемещения h методом аппроксимации реальных амплитудно- и фазочастотных характеристик были построены логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики (ЛАЧХ)  $L_1$  для h = 0 и  $L_2$  для  $h = \infty$  в виде прямых с наклоном 0 дБ/дек , ±20 дБ/дек , по аналогии с используемыми для анализа и синтеза элементов систем в теории автоматического управления [4]. При этом наибольший интерес представляют ЛАЧХ

на определенном участке частотного диапазона, характеризующемся изменением фазового угла (аргумента комплексного сопротивления или комплексной проводимости).

Реальная АЧХ иммитанса двухполюсника с минимально-фазовыми характеристиками может быть аппроксимирована логарифмической кусочно-линейной функцией с наклонами 0 дБ/дек,  $\pm 20$  дБ/дек, на которой первая точка излома  $T_1$  определяется двумя координатами и следовательно, двумя параметрами эквивалентной схемы замещения датчика, а остальные точки излома характеризуются одной координатой, т.е. одним параметром двухполюсника. По виду аппроксимированной логарифмической амплитудно-частотной характеристики комплексную проводимость двухполюсной цепи вихретокового датчика можно представить в операторном виде:

$$Y(\omega) = \frac{T_1 p + 1}{K_0 p (T_3 p + 1)}.$$

Анализ этого выражения позволяет синтезировать эквивалентную схему замещения датчика, этому выражению соответствуют дуальные двухполюсные эквивалентные схемы замещения, показанные на рис. 2.



Рис. 2. Эквивалентные схемы замещения вихретоковых датчиков

Постоянные времени  $T_1$  и  $T_3$  для ЛАЧХ  $L_1$  определяются параметрами соответствующей эквивалентной схемы замещения вихретокового датчика путем записи полной комплексной проводимости для соответствующей эквивалентной схемы замещения и последующего перехода к записи в операторном виде в соответствии с приведенным выше выражением, для них соответственно имеет место:

$$K_0 = L_{_{\rm H}}; \ T_1 = \frac{L_{_{\rm H}} + L_x}{R_x}; \ T_3 = \frac{L_x}{R_x}$$
для рис. 2,*a*;  
 $K_0 = L_{_{\rm H}} + L; \ T_1 = \frac{L_x}{R_x}; \ T_3 = \frac{L_{_{\rm H}}L_x}{(L_x + L_x)R}$ для рис. 2,*б*

Необходимым условием реализации таких двухполюсников является выполнение неравенства  $T_1 > T_3$ , которое сохраняется, как видно из выражений для  $T_1$  и  $T_2$ , при любых соотношениях элементов  $L_{\rm H}$ ,  $L_x$  и  $R_x$ . Это позволяет однозначно определить  $T_1$  и  $T_2$ , а следовательно, решая уравнение для различных частот, и параметры элементов  $L_{\rm H}$ ,  $L_x$  и  $R_x$  для  $L_1$  (h = 0) и  $L_2$  ( $h = \infty$ ).

Использование дифференциального метода измерения в вихретоковых датчиках ограничено созданием одинаковых входных воздействий и эксплуатационных условий (прежде всего градиентов температур) для двух измерительных катушек, а также созданием самих катушек со строго идентичными параметрами. Попытки устранить это ограничение связаны с резко усложняющейся конструкцией преобразователя или необходимостью дополнять объект контроля конструктивными элементами сопряжения с преобразователем, что не всегда возможно, особенно в жестких условиях эксплуатации и широком диапазоне рабочих температур. В таких случаях широко используют так называемый квазидифференциальный метод (рис. 3), при котором входная измеряемая величина, в данном случае измеряемое перемещение объекта контроля, воздействует только на одну – измерительную – катушку. На вторую дополнительную катушку воздействуют (как и на первую) только дестабилизирующие факторы, в данном случае температура. Вторая катушка в этом случае называется компенсационной, так как компенсирует влияние температуры на результат измерения перемещения объекта контроля. Точность компенсации влияния температуры на результат измерения перемещения определяется строгой идентичностью параметров катушек и строго идентичной зависимостью этих параметров от температуры во всем рабочем диапазоне температур.

Рассмотрим измерительную цепь вихретокового датчика, используя приведенную на рис. 2,*а* синтезированную эквивалентную схему замещения вихретокового преобразователя перемещений, подключаемую выводами *1* и *2* к противофазным обмоткам трансформатора генератора синусоидального напряжения, а выводом *3* – к инвертирующему вхолу дифференциального операционного усилителя.



Рис. 3. Измерительная цепь включения квазидифференциального вихретокового преобразователя перемещений

Модель измерительной катушки вихретокового преобразователя перемещений с полным комплексным сопротивлением измерительной катушки Z_x в виде эквивалентной схемы замещения состоит из параллельного соединения последовательного соединения индуктивности  $L_{\rm H}$ , создающей магнитный поток при номинальном измеряемом перемещении  $h_{\rm H}$ , и не рассматриваемого вследствие малого значения при синтезе схемы замещения сопротивления обмотки измерительной катушки R_{об}, не зависящего от измеряемого перемещения, и последовательного соединения вносимой индуктивности  $L_x$  и вносимого сопротивления  $R_x$ , зависящих от перемещения h. Особенность такого представления схемы замещения заключается в том, что в ней выделены две параллельные цепи: одна цепь содержит информативные элементы  $L_x$  и  $R_x$ , а вторая цепь – неинформативные элементы L_н и R_{об}. Неинформативными элементами являются индуктивность намагничивания  $L_{\rm H}$  и сопротивление обмотки катушки  $R_{\rm of}$ , по которым протекает ток намагничивания І_н и значения которых не изменяются при изменении перемещения во всем рабочем диапазоне, а информативными параметрами являются вносимая индуктивность  $L_x$  и вносимое сопротивление  $R_x$ , значения которых изменяются при изменении перемещения, и вследствие этого происходит изменение протекающего по этой цепи тока. Задачами последующего вторичного электронного преобразователя являются преобразование (измерение) только информативных параметров  $L_x$  и  $R_x$  представленной схемы замещения вихретокового преобразователя и устранение влияния на результат измерения перемещения (компенсация) постоянных, неинформативных параметров  $L_{\rm H}$  и  $R_{\rm of}$  путем выделения из общего тока измерительной катушки I_x двух токов: одного информативного I_u, протекающего по цепи с элементами  $L_x$  и  $R_x$  и затем измеряемого с помощью вторичного преобразователя; второго неинформативного I_н, протекающего по цепи с элементами L_н и R_{об} и затем компенсируемого идентичным током Ік, протекающим по компенсационной катушке Zк. При питании измерительной катушки от источника напряжения ток намагничивания I_н, протекающий по ветви с элементами  $L_{\rm H}$  и  $R_{\rm of}$ , при изменении перемещения *h* не изменяется, что обеспечивает постоянство магнитного потока, создающего вихревые токи в объекте контроля, во всем рабочем диапазоне перемещений. При дифференциальном включении катушек в измерительную цепь и питании катушек противофазным синусоидальным напряжением токи, протекающие по катушкам в измерительной цепи, например с использованием операционного усилителя, вычитаются, и полученная разность токов, измеряемая вторичным электронным преобразователем, пропорциональна измеряемому перемещению h.

#### Список литературы

- Кнеллер, В. Ю. Определение параметров многоэлементных двухполюсников / В. Ю. Кнеллер, Л. П. Боровских. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.
- Белецкий, А. Ф. Основы теории линейных электрических цепей / А. Ф. Белецкий. М. : Связь, 1967. – 608 с.
- Соболев, В. С. Накладные и экранные датчики / Соболев В. С., Ю. М. Шкарлет. Новосибирск, 1967. – 144 с.
- Эйкофф, П. Основы идентификации систем управления / П. Эйкофф. М. : Наука, 1975. 370 с.

#### Абрамов Сергей Владимирович

аспирант,

кафедра автоматики и телемеханики, Пензенский государственный университет E-mail:ait@pnzgu.ru

#### Маланин Владимир Павлович

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

#### Abramov Sergey Vladimirovich

postgraduate student, sub-department of automation and remote control, Penza State University

#### Malanin Vladimir Pavlovich

candidate of technical sciences, associate professor, sub-department of automation and remote control, Penza State University

### УДК 621.317.332

### Абрамов, С. В.

Применение математического и физического моделирования при построении измерительных цепей вихретоковых датчиков для бесконтактного измерения перемещений / С. В. Абрамов, В. П. Маланин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 40–44. УДК 535.6+621.398

### М. Н. Морозова, В. А. Соловьев

## НЕЙРОКОЛОРИМЕТР НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОГО МАТРИЧНОГО СЕЛЕКТИВНОГО МНОГОЭЛЕМЕНТНОГО ФОТОПРИЕМНИКА

**Аннотация**. Предлагается интегральный колориметр, работающий на принципах искусственных нейронных сетей. Рассматриваются методы повышения точности воспроизведения, относительной спектральной чувствительности измерительных каналов колориметра, под функции сложения цветов стандартного наблюдателя при производстве.

*A b s t a r c t*. The integral colorimeter is proposed, working on the principles of artificial neural nets. Methods of improving the accuracy of reproduction the relative spectral sensitivity for functions of color composition of standard observer in manufacturing and operation are considered.

**Ключевые слова**: цвет, интегральный колориметр, нейронные сети, функция сложения цветов стандартного наблюдателя, координаты цвета, фотоприемник, синаптический коэффициент.

K e y w o r d s. Color, the integral colorimeter, neural nets, functions of color composition of standard observer, color coordinates, photodetector, synaptic coefficient.

Появление на рынке многоэлементных фотоприемников, в том числе и с цифровым выходом, которые широко используются в оптических приборах, позволило посмотреть на идеологию построения интегральных колориметров с позиций искусственных нейронных сетей. Этому способствовало и то обстоятельство, что механизм цветового зрения человека основан на передаче информации о свете и цвете от множества палочек и колбочек зрительного аппарата к мозгу в результате сложного взаимодействия нейронов.

На рис. 1 приведена функциональная схема нейроколориметра, построенного на основе цифрового матричного селективного многоэлементного фотоприемника S11059-78HT, состоящая из измерительного модуля и модуля обработки полученной информации.



Рис. 1. Функциональная схема нейроколориметра на основе цифрового матричного селективного многоэлементного фотоприемника с последовательным обменом с ПК по шине I2C

Измерительный модуль нейроколориметра включает два селективных многоэлементных фотоприемника, на один из которых попадает излучение, отраженное от исследуемого объекта (измерительный тракт) (ИТ), а на второй – от источника излучения (сравнительный тракт) (СТ).

Фотоприемник S11059-78НТ состоит из 40 фоточувствительных элементов и схемы управления. Размер каждого фоточувствительного элемента фотодиодной матрицы составляет 110×135 мкм, а размер фоточувствительных элементов фотодиодной матрицы – 1,22×0,56 мм, при габаритах микросхемы 1,68×1,18 мм (без выводов) (рис. 2). Спектральная чувствительность фотоприемников соответствует кривым, приведенным на рис. 3.



Рис. 2. Расположение активных элементов цифрового матричного селективного многоэлементного фотоприемника

Схема управления содержит систему аналоговых ключей, 16-разрядный аналогоцифровой преобразователь (АЦП), цифровой регистр и интерфейс I2C.

Принцип работы схемы управления следующий. Сигналы с выходов фотоприемников построчно преобразовываются в 16-разрядный цифровой код и по интерфейсу I2C передаются в персональный компьютер (ПК).



Рис. 3. Кривые относительной спектральной чувствительности

Цифровой матричный селективный многоэлементный фотоприемник (в дальнейшем фотоприемник), имеющий в своем составе шину I2C, может действовать как приемник либо как передатчик. В режиме приемника фотоприемник принимает данные по линии SDA, а по линии SCL – синхронизирующие тактовые импульсы. В режиме передатчика фотоприемник по линии SDA передает данные, а по линии SCL – синхронизирующие тактовые импульсы.

Фотоприемники, подсоединенные к данной шине, во время передачи данных могут быть ведущими или ведомыми. Ведомым является фотоприемник, по адресу которого обращается

ПК с требованием передачи данных. В роли ведущего устройства выступает ПК, осуществляющий обмен данными через преобразователь интерфейса I2C/USB.

Скорость передачи данных определяется посредством тактового сигнала в линии SCL. В качестве верхней границы для такта установлена частота 100 кГц, а нижней границы не существует. Каждый фотоприемник, подключенный к шине, должен быть в состоянии придерживаться тактовой частоты.

Работа шины и, следовательно, ее занятость определяются условием начала передачи. Линии SCL и SDA находятся в состоянии высокого уровня (т.е. в состоянии покоя). Ведущее устройство, которое хочет начать передачу данных, изменяет состояние линии SDA к низкому уровню.

После наступления условия начала передачи шина будет занята ведущим устройством, создавшим это условие, вследствие чего все другие ведущие устройства будут заблокированы.

Условие начала (рис. 4) является однозначным состоянием на шине, потому что смена уровня сигнала на линии SDA, как правило, допускается только тогда, когда тактовая линия SCL находится в состоянии низкого уровня.



Рис. 4. Условие начала передачи данных по интерфейсу I2С

Все устройства, подключенные к шине, должны распознать условие начала передачи и переключаются на прием (ведомое устройство/приемник).

После создания условия начала передачи между фотоприемником и компьютером начинается передача данных. Компьютер (ПК) переводит тактовую шину в состояние низкого уровня и после этого может занять линию передачи данных затребованным информационным разрядом (высоким или низким уровнем в линии SDA), что представлено на диаграмме.

Передача данных выполняется побайтно, при этом первым передается старший значащий бит – MSB. После передачи старшего полного байта данных, состоящей из восьми тактовых циклов, следует бит подтверждения от приемника.

После окончания передачи данных шина освобождается ведущим устройством. Освобождение шины осуществляется условием завершения. Условие завершения характеризуется переходом канала SDA с низкого на высокий, в то время как по каналу SCL передается сигнал высокого уровня. Условие окончания показано на временной диаграмме (рис. 5).



Рис. 5. Условие остановки передачи данных

Сигналы от фотоприемников рабочего и сравнительного каналов измерения передаются в ПК, где предварительно обрабатываются в соответствии с уравнением фотометрической шкалы прибора, учитывающим величины темновых токов каждого фотоприемника, а также значения сигналов, соответствующих началу и концу фотометрической шкалы. В результате предварительных вычислений мы получаем массив цифровых чисел  $N(\lambda_i)$  соответствующих спектрозональным коэффициентам отражения или пропускания объекта.

Для вычисления координат цвета на основе полученных данных с цифровых матричных селективных многоэлементных фотоприемников используются соотношения, полученные в результате разработки математической модели колориметра на основе искусственных нейронных сетей [1, 2]:

$$X = \sum_{j=1}^{m} \omega_{Xj} \left[ \sum_{i=1}^{n} K_{Xj} N(\lambda_i) \phi_p(\lambda_i) S_{Xj}(\lambda_i) \Delta \lambda \right];$$
  

$$Y = \sum_{j=1}^{m} \omega_{Yj} \left[ \sum_{i=1}^{n} K_{Yj} N(\lambda_i) \phi_p(\lambda_i) S_{Yj}(\lambda_i) \Delta \lambda \right];$$
  

$$Z = \sum_{j=1}^{m} \omega_{Zj} \left[ \sum_{i=1}^{n} K_{Zj} N(\lambda_i) \phi_p(\lambda_i) S_{Zj}(\lambda_i) \Delta \lambda \right],$$
  
(1)

где  $\omega_{Xj}$ ,  $\omega_{Yj}$ ,  $\omega_{Zj}$  – синаптические коэффициенты;  $K_X$ ,  $K_Y$ ,  $K_Z$  – коэффициенты передачи по каналам измерения X, Y, Z (устанавливаются при калибровке прибора по образцу с известными координатами цвета);  $N(\lambda_i)$  – спектрозональные коэффициенты отражения или пропускания объекта;  $\varphi_p(\lambda_i)$  – относительное спектральное распределение потока излучения реального источника, установленного в приборе;  $S_X(\lambda)$ ,  $S_Y(\lambda)$ ,  $S_Z(\lambda)$  – относительная спектральная чувствительность фотоприемников по соответствующим каналам измерения; j – номер фотоприемника; m – число фотоприемников; n – число длин волн, по которым ведется суммирование.

Для нахождения синаптических коэффициентов производится обучение искусственной нейронной сети колориметра. Обучение заключается в измерении образцовых мер цвета и соответствующих им фототоков на нейроколориметре и последующем расчете значений синаптических коэффициентов [3].

Описанный подход позволяет повысить точность воспроизведения относительной спектральной чувствительности измерительных каналов X, Y, Z под функции сложения цветов стандартного наблюдателя при серийном производстве. Одновременно с этим в период эксплуатации возможные изменения относительного спектрального распределения потока излучения источника и спектральной чувствительности фотоприемников учитываются при нахождении новых значений синаптических коэффициентов в процессе обучения. Использование цифровых матричных селективных многоэлементных фотоприемников позволяет создавать малогабаритные, высокоточные колориметры с малым энергопотреблением, что обеспечивает конкурентные преимущества на рынке цветоизмерительной аппаратуры.

#### Список литературы

- Морозова, М. Н. Адаптивная система интегрального колориметра / М. Н. Морозова, В. А. Соловьев // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : тр. Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2010. – С. 190–195.
- Морозова, М. Н. Адаптация нейроколориметра при измерении относительной спектральной плотности излучения источника / М. Н. Морозова, В. А. Соловьев // Надежность и качество – 2011 : тр. Междунар. симп. / под ред. Н. К. Юркова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2011. – Т. 2. – С. 281–283.
- Морозова, М. Н. Моделирование обучения интегрального колориметра на образцовых мерах / М. Н. Морозова, В. А. Соловьев // Математическое и компьютерное моделирование естественнонаучных и социальных проблем : сб. ст. V Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : Приволжский дом знаний, 2011. – С. 207–211.

#### Морозова Мария Николаевна

аспирант,

Пензенский государственный университет E-mail: morozova89_89@mail.ru

#### Соловьев Владимир Александрович

доктор технических наук, профессор, кафедра приборостроения, Пензенский государственный университет E-mail: v.soloviev@bk.ru

### *Morozova Mariya Nikolaevna* postgraduate student, Penza State University

#### Solov'ev Vladimir Aleksandrovich

doctor of technical sciences, professor, sub-department of instrumentation technology, Penza State University Морозова, М. Н.

Нейроколориметр на основе цифрового матричного селективного многоэлементного фотоприемника / М. Н. Морозова, В. А. Соловьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 45–49.

### УДК 519.873

#### В. В. Козлов, Е. А. Ломтев, Б. Н. Маньжов

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ МЕТОДА РАЗЛОЖЕНИЯ НА СОБСТВЕННЫЕ ЧИСЛА

**Аннотация**. Рассматривается влияние различных факторов на определение параметров гармонического сигнала на основе метода разложения на собственные числа. Приводятся зависимости результата моделирования метода. Оцениваются погрешности измерения амплитуды и частоты сигнала и формулируются некоторые рекомендации по их уменьшению.

*A b s t r a c t.* It is considered influence various factors on determination parameters harmonic signal on the basis of a decomposition on own numbers method. Dependences result modeling a given method. Errors measurement amplitude and frequency of a signal, formulated and estimated some recommendations about their reduction.

**Ключевые** слова: метод разложения на собственные числа, виртуальный измерительный прибор, параметрические методы обработки информации, аппроксимация сигналов, авторегрессионная модель со скользящим средним.

*K e y w o r d s*: decomposition on own numbers method, virtual measuring device, parametric methods of measurement information processing, signals approximation, autoregressive moving – average model.

Одной из тенденций развития информационно-измерительной техники является переход от прямых методов измерения к косвенным и совокупным. При этом основная тяжесть в решении проблем переносится с аналоговых методов обработки измерительной информации на цифровые. Такой переход позволяет исключить из состава автоматизированных систем сложные и дорогостоящие аналоговые измерительные преобразователи.

Применение цифровых методов делает также возможным использование персонального компьютера, оснащенного стандартным АЦП, в качестве универсальной измерительной станции, способной совместить процессы получения и обработки измерительной информации. Такая станция может заменить целый ряд универсальных измерительных приборов. Часто ее называют виртуальным прибором.

Процесс измерения представляет собой оцифровку электрического напряжения и обработку по определенным алгоритмам полученных значений.

Во многих областях науки и техники перед исследователем возникает задача, как на основе данных, полученных на конечном интервале времени, сформировать максимально достоверное представление об основных характеристиках исходного сигнала [1]. Развитие цифровой вычислительной техники значительно расширило сферы применения численных методов к оценке параметров сигнала.

Наиболее распространенные и простые в реализации методы спектрального оценивания, такие как БПФ и подход Блэкмана–Тьюки, не дают необходимой точности. Исследования метода быстрого преобразования Фурье показывают, что погрешность определения амплитуды и частоты гармонического сигнала составляет 1,5–2 % [2]. Подход, часто называемый оценкой СПМ Блэкмана–Тьюки, имеет плохое разрешение даже для слабозашумленных сигналов [3]. Поэтому для определения параметров сигнала с высокой точностью необходимо использовать методы, которые лишены или хотя бы менее подвержены этим недостаткам.

К одним из таких методов оценивания параметров сигнала принадлежит метод разложения на собственные числа, который основан на анализе собственных значений автокорреляционной матрицы или одной из матриц данных. Этот метод обеспечивает лучшие характеристики разрешения и оценивания параметров, чем другие параметрические методы, особенно при низких отношениях сигнал/шум, когда эти методы не в состоянии различить близкие по частоте синусоиды или другие узкополосные спектральные компоненты.

Алгоритм метода разложения на собственные числа, в своем оригинальном виде, требует сложных математических вычислений. В частности, самой трудоемкой задачей является определение минимального собственного числа автокорреляционной матрицы сигнала и соответствующего ему собственного вектора. Однако при современном развитии вычислительной техники представляется возможность реализовать данный алгоритм в некоторых программных средах. Моделирование проводилось в системе MatLab 7.0.

При моделировании входные параметры амплитуды варьировались в диапазоне от 0,1 до 1, а число периодов за время измерения – от 1 до 250. В связи с ограничением данного метода значение фазы сигнала определить не представляется возможным, несмотря на это в обучающей выборке значение фазы изменялось от 0 до  $\pi$ . Для оценки точности выбора параметров модели будем использовать значения относительной погрешности таких параметров сигнала, как амплитуда и частота. Необходимо учесть условие, что все расчеты должны быть выполнены в относительных единицах.

Для оценки точности определения параметров гармонического сигнала были смоделированы различные влияющие факторы. Так как моделирование всех зависимостей проводилось параллельно, значение остальных влияющих факторов, кроме исследуемого, устанавливалось либо по результатам других экспериментов, либо таким образом, чтобы исключить влияние этого параметра.

Квантование сигнала приводит к появлению равномерного шума, а так как на входе алгоритма обработки моделируется выходной сигнал двоичного АЦП, число уровней квантования оказывает заметное влияние на точность определения параметров сигнала. Отсюда возникает задача – определить число разрядов АЦП, при котором достигаются минимальные погрешности и не изменяются в дальнейшем.

Зависимость погрешности от числа разрядов приведена на рис. 1,*a*, из которого видно, что 8–12 разрядов АЦП вполне достаточно, чтобы минимизировать погрешности при заданном уровне случайных помех. Использование более точного АЦП при приеме исследуемого сигнала является необоснованным в данном случае, так как увеличивает стоимость АЦП, но не приводит к повышению точности вычисляемых характеристик сигнала. При этом погрешность остается стабильной на уровне 0,02 и 0,01 % для амплитуды и частоты соответственно.



Рис. 1. Влияние числа разрядов АЦП на погрешность измерения амплитуды и частоты (*a*); влияние шага дискретизации на погрешность измерения амплитуды и фазы (δ)

В следующем эксперименте при фиксированном числе отсчетов (N = 1000) изменялось значение шага дискретизации в диапазоне  $0 < \Delta t \le \frac{1}{2f}$ . При этом максимальный шаг принят за

единицу, и на графике (рис. 1, $\delta$ ) шкала  $\Delta t$  представлена в долях от максимального шага. Здесь опять видны ограничения частотного диапазона «снизу» и «сверху».

При исследовании влияния количества периодов за время измерения, показанного на рис. 2,*a*, было выявлено, что для стабильного определения параметров сигнала необходимо, чтобы количество периодов сигнала было больше пятидесяти, при таком условии погрешности определения параметров находятся на уровне 0,05 и 0,01 % для амплитуды и частоты соответственно.



Рис. 2. Влияние числа периодов на погрешность измерения амплитуды и частоты (a); влияние числа отсчетов сигнала на погрешность измерения амплитуды и частоты  $(\delta)$ 

Число точек на период можно исследовать другим способом, зафиксировав число периодов измеряемого сигнала и меняя число отсчетов. Зависимость погрешностей измерения амплитуды и частоты синусоидального сигнала от количества отсчетов приведена на рис. 2, б. По характеру изменения графика можно сделать вывод, что при большом числе отсчетов погрешности начинают уменьшаться. Если принять верхнюю границу равной 1000 отсчетов, то получаем 50 точек на период, а количество отсчетов, которое необходимо для обеспечения стабильно низкой погрешности, составляет 60–80. Это соответствует 3–4 точкам на период.

Значения погрешности от изменения амплитуды сигнала при обработке гармонического колебания в присутствии равномерного шума имеют вид, приведенный на рис. 3,a, при этом погрешность определения амплитуды 0,05 %, а частоты – 0,01 %.



Рис. 3. Влияние амплитуды сигнала на погрешность измерения амплитуды и частоты (*a*); влияние начальной фазы сигнала на погрешность измерения амплитуды и частоты (б)

На практике процесс измерения не синхронизирован с принимаемым сигналом, поэтому при моделировании гармоническое колебание будет с ненулевой начальной фазой. Отсюда

возникает необходимость исследовать влияние начальной фазы на точность контрольных параметров сигнала.

Из рис. 3,*б* видно, что момент измерения мало влияет на точность обработки полученного с АЦП временного дискретного ряда. Неравномерность кривой обусловлена, скорее всего, влиянием шума.

Сигнал принимается совместно с помехой, которая может быть представлена не только нормальным шумом, но и смесью стационарной помехи и нормального шума. Рассмотрим влияние частот неинформативных гармонических сигналов на точность определения. Стационарная помеха моделируется двумя гармоническими колебаниями. В общем случае их частота может быть и больше, и меньше частоты измеряемого сигнала. Частоту неинформативной составляющей будем задавать в диапазоне от 0.5f до 1.5f (f – частота измеряемого сигнала).

В случае совпадения частот измеряемого сигнала и помехи их мгновенные значения сложатся, и в результате обработки такого сигнала определятся параметры этой суммы. Из зависимости, представленной на рис. 4, видно, что применение данного алгоритма обработки данных имеет смысл при разнице частот не менее чем 0,4 от измеряемой частоты. В этом случае происходит уверенная фильтрация стационарных помех.



Рис. 4. Влияние соотношения измеряемой частоты и частоты гармонической помехи на погрешность измерения

Одной из поставленных задач является исследование помехоустойчивости обработки данных по методу разложения на собственные числа. При исследовании помехоустойчивости будем рассматривать величину, которая называется «коэффициент подавления шума». Он представляет собой отношение сигнал/шум на выходе алгоритма обработки представленных данных к тому же отношению на входе. Будем исследовать зависимость коэффициента подавления от отношения сигнал/шум. Немаловажным параметром, от которого зависит коэффициент подавления шума, является число двоичных разрядов АЦП.

Из графиков, приведенных на рис. 5, можно сделать вывод, что использовать этот метод цифрового оценивания имеет смысл уже при отношении сигнал/шум выше 30.

При достаточном количестве разрядов АЦП обработка по методу разложения на собственные числа может успешно использоваться для подавления сильных помех, а при работе со слабозашумленным сигналом, т.е. при больших значениях сигнал/шум, малого количества разрядов АЦП оказывается недостаточно, чтобы обеспечить стабильный коэффициент подавления шума. 14 разрядов АЦП достаточно, чтобы коэффициент подавления оставался стабильным и при высоких значениях сигнал/шум.

К факторам, обусловливающим погрешность определения параметров гармонического сигнала методом разложения на собственные числа, относятся параметры регистрации (длина реализации, число периодов), оцифровки (разрядность АЦП, шаг дискретизации), условия воспроизведения сигнала (амплитуда и фаза сигнала, уровень шума, частота гармонической помехи).



Рис. 5. График зависимости от отношения сигнал/шум (*a*); зависимость коэффициента подавления шума (б)

При правильной организации процесса измерения влияние систематической помехи и случайного шума сводится к минимуму, коэффициент подавления шума устанавливается на уровне 15, что свидетельствует о хорошей помехоустойчивости метода даже при низких значениях отношения сигнал/шум.

Полученные результаты исследований подтверждают актуальность использования метода разложения на собственные числа в виртуальных измерительных приборах и открывают перспективу применения данного метода в микропроцессорах цифровой обработки сигналов.

#### Список литературы

- Козлов, В. В. Применение методов цифрового спектрального оценивания в задаче измерения параметров сигнала / В. В. Козлов, Б. В. Цыпин, М. Г. Мясникова, С. В. Ионов // Измерительная техника. – 2010. – № 10.
- Козлов, В. В. Возможность преобразования Фурье для измерения параметров сигнала / В. В. Козлов // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : материалы Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2006.
- Марпл-мл., С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения : пер. с англ. / С. Л. Марпл-мл. – М. : Мир, 1990. – 584 с.

Козлов Валерий Валерьевич	<i>Kozlov Valeriy Valer'evich</i>
старший преподаватель,	senior lecturer,
кафедра информационно-измерительной техники,	sub-department of information and measuring
Пензенский государственный университет	technique,
E-mail: iit@pnzgu.ru	Penza State University
<b>Ломтев Евгений Александрович</b> доктор технических наук, профессор, советник ректора, Пензенский государственный университет E-mail:iit@pnzgu.ru.	<i>Lomtev Evgeniy Aleksandrovich</i> doctor of technical sciences, professor, advisor to the rector, Penza State University
<b>Маньжов Борис Николаевич</b>	<i>Man'zhov Boris Nikolaevich</i>
кандидат технических наук, доцент,	candidate of technical sciences, associate professor,
кафедра информационно-измерительной техники,	sub-department of information and measuring
Пензенский государственный университет	technique,
E-mail: iit@pnzgu.ru	Penza State University

УДК 519.873

Козлов, В.В.

Исследование погрешности определения параметров гармонического сигнала на основе метода разложения на собственные числа / В. В. Козлов, Е. А. Ломтев, Б. Н. Маньжов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 50–55.

УДК 531.768

## А.В.Поспелов

## ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ НА ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ КОНДЕНСАТОРАХ

**Аннотация**. Рассматриваются возможности повышения стабильности микромеханических емкостных акселерометров, построенных на основе измерительной цепи с импульсным уравновешиванием зарядов на переключаемых конденсаторах, а также измерительная цепь с двухтактным управлением, повышения стабильности выходного сигнала которой можно достигнуть оптимальным выбором параметров ее элементов. Уменьшение влияния фликкер-шумов достигается за счет использования схемы с многотактным управлением.

*A b s t a r c t*. Possibilities of increase of stability micromechanical capacitor accelerometer, constructed on the basis switched-capacitor measuring circuit with pulsing balancing. The measuring circuit with twosteps control is considered. Increase of stability of a target signal is reached by an optimum choice of parametres of its elements. Reduction of influence of flikkernoise is reached at the expense of use of the circuit with multisteps control.

Ключевые слова: акселерометр, переключаемый конденсатор, измерительная цепь, импульсное уравновешивание.

*K* e y w o r d s: accelerometer, switched-capacitor, measuring circuit, pulsing balancing.

Важнейшим элементом инерциальных навигационных систем наведения, управления и телеметрических систем различного назначения являются акселерометры [1]. В настоящее время нашли широкое применение акселерометры с магнитоэлектрическим и электростатическим уравновешиванием. Однако они обладают рядом недостатков. Акселерометры с магнитоэлектрическим уравновешиванием имеют неудовлетворительные массогабаритные характеристики. Один из наиболее существенных недостатков микромеханических акселерометров (MMA) с электростатическим уравновешиванием – ограниченность ряда диапазонов измерений [2].

В настоящее время стало очевидным, что простое использование измерительной цепи (ИЦ) прямого преобразования для построения емкостного датчика не позволяет обеспечить требуемых метрологических характеристик. Повышения их точности можно добиться путем использования принципа уравновешивания по промежуточному параметру – заряду или напряжению. В этом случае отрицательная обратная связь (ООС) охватывает не только ИЦ, но и датчик перемещения [2].

Микромеханические чувствительные элементы (ЧЭ) органично вписываются в возможности ИЦ на основе схем с переключаемыми конденсаторами (ПК), позволяющих реализовать метод астатического уравновешивания по величинам зарядов, накопленных на измерительных конденсаторах. Цепи с ПК служат примером влияния технологии на развитие электроники. Экономическая нецелесообразность создания высокоомных стабильных резисторов по МОПтехнологиям привела к необходимости их замены эквивалентными полными сопротивлениями, выполненными на основе комбинации конденсатора малой емкости и ключа, соединенного с ним последовательно или параллельно [3].

Решение этой проблемы позволило использовать возможности ПК для реализации таких основных операций обработки сигналов, как усиление, суммирование, интегрирование, диф-ференцирование, задержка, выборка и запоминание сигналов [3].

В большинстве приложений, особенно в системах с обратной связью, требуются высокая разрешающая способность и средняя или высокая скорость измерений. Единственный путь повышения разрешающей способности и скорости измерений – улучшение шумовой характеристики ИЦ.

При построении акселерометра на ПК структура акселерометра представляет собой последовательное соединение механической колебательной системы и измерительного канала (ИК), процесс измерения емкостей в котором осуществляется на основе импульсного уравновешивания зарядов, формируемых в разные полупериоды дискретизации путем заряда от источников опорных напряжений и путем заряда от выходного напряжения схемы [2].

Функциональная схема измерительного канала на основе ПК-схем приведена на рис. 1. Переключаемыми конденсаторами в схеме являются конденсаторы CI и C2, входящие в состав ЧЭ, и конденсатор C4, подключенный к входу интегратора. Элементами цепи отрицательной обратной связи (ООС) измерительного канала являются источники опорных напряжений  $\pm U_0$  и ключи *SW1* и *SW2*, управляемые тактовым генератором (на схеме не показан). В простейшем случае функцию преобразования схемы можно получить из условия равновесия зарядов на конденсаторах C1 и C2:  $C1U_0 - C2U_0 = C1U_v + C2U_v$ . Тогда выходное напряжение MMA равно





Рис. 1. Функциональная схема измерительного канала на основе ПК-схемы

Полученная функция преобразования (ФП) аналогична ФП мостовой схемы с присущими ей высокой линейностью и чувствительностью. Однако при построении прецизионных MMA необходимо исследовать ФП измерительного канала с учетом влияния на метрологические характеристики реальных параметров цепи ООС.

Динамические характеристики MMA на ПК-схемах можно получить путем анализа структурной схемы, приведенной на рис. 2.



Рис. 2. Структурная схема ММА на ПК-схемах

Указанная структурная схема содержит передаточную функцию аналогового ЧЭ и дискретно-аналоговую ПК-схему (первый и второй блоки соответственно). Поведение ЧЭ, представляющего собой механическую колебательную систему второго порядка, достаточно хорошо известно [2].

Для анализа основных динамических характеристик ПК-схемы, представленной на рис. 1, целесообразно перейти к уравнению, связывающему входные и выходные величины ПК-схемы для нечетного *n* и четного (*n* – 1) тактов дискретизации:

$$C_5(U_y(n) - U_y(n-1)) = 4C_0 \frac{C_4}{C_3} (U_0 x(n) - U_y(n-1)),$$
(2)

где  $C_0 = (1/C_1 + 1/C_2)^{-1}$  – полная последовательная емкость дифференциального конденсатора.

Отсюда можно получить передаточную функцию ПК-схемы  $W(z)_{\Pi K}$ :

$$W(z)_{\Pi K} = \frac{U_y(z)}{x(z)} = 4U_0 \frac{C_0}{C_5} \frac{C_4}{C_3} \frac{z}{z - (1 - 4\frac{C_0}{C_5}\frac{C_4}{C_3})} = U_0 A \frac{z}{z - (1 - A)},$$
(3)

где  $A = 4 \frac{C_0}{C_5} \frac{C_4}{C_3}$ ; x(z) – перемещение подвижной пластины ЧЭ.

В соответствии с разделением ПК-схемы на цепи прямого и обратного преобразования ее статические погрешности в значительной степени определяются стабильностью характеристик источника опорного напряжения  $U_0$  и неидеальности характеристик ключей *SW1* и *SW2*.

Стабильность источников опорного напряжения определяется главным образом характеристиками используемых при их построении прецизионных стабилитронов. В настоящее время для этих целей применяются прецизионные стабилитроны типа 2С175Ц с классом точности 0,01, позволяющие реализовать ИОН с временной нестабильностью 1,2 мВ за 12 ч непрерывной работы [4].

Таким образом, выполнение источников опорного напряжения на основе современных прецизионных стабилитронов позволяет реализовать цепь ООС ПК-схемы с временной нестабильностью не хуже 1,2 мВ за время непрерывной работы акселерометра в течение 12 ч.

Поскольку ПК-схема работает в двухтактном режиме, целесообразно рассмотреть особенности ее влияния на ИК в целом для каждого такта отдельно. При этом условно будем считать нечетным тактом состояние ПК-схемы при положении ключей *SW*1 и *SW*2 согласно рис. 1.

В первом такте формируются опорные заряды на переключаемых конденсаторах C1, C2, C4, а из двух операционных усилителей (OV) в режиме усиления работает только преобразователь «заряд–напряжение» (ПЗН). Учитывая то, что номиналы конденсаторов  $C1 \approx C2 \approx C3$ , а C4 = C5, с высокой степенью точности можно считать: коэффициент преобразования ПЗН равен  $\frac{C1-C2}{C3}$ , а коэффициент преобразования интегратора равен  $\frac{C4}{C5}$ . При этом глубина уравновешивания в рассматриваемом такте может достигать значения коэффициента усиления операционного усилителя интегратора (не менее 50 000). При глубокой ООС влиянием нестабильности цепи прямого преобразования на коэффициент преобразования и нелинейность ПК-схемы можно пренебречь.

Однако в этом случае существенными могут оказаться влияние напряжения смещения микросхемы интегратора, наличие его входного тока и заряда переключения ключа *SW2*. Следует учесть, что к смещению нуля интегратора помимо напряжения смещения  $e_{\rm cm}$  ОУ приводят его входной ток  $I_{\rm BX}$  и заряд переключения  $Q_{\nu}$ , обусловленный действием сигнала управления ключом *SW2*. С учетом изложенного напряжение смещения ПК-схемы равно

$$U_{\rm cM} = e_{\rm cM} + I_{\rm BX} T_0 / C_4 + Q_V / C_4 \,. \tag{4}$$

Однако опыт производства акселерометров на основе ПК-схем показывает, что временная нестабильность значительно превышает указанную. Причиной этого является эффект наложения спектров.

Эффект наложения спектров отсутствует, если выполнены следующие условия:

1) спектр аналогового сигнала ограничен;

 частота дискретизации намного больше верхней граничной частоты спектра аналогового сигнала [3].

На практике первое условие трудно выполнить. Тем не менее спектры большинства реальных сигналов можно считать ограниченными. Как было упомянуто, во многих дискретных системах аналоговый сигнал предварительно фильтруется перед дискретизацией. Это гарантирует практическое выполнение условия ограниченности спектра.

Для того чтобы избежать эффекта наложения спектров, требуется выполнить условие  $f_s - f_B \ge f_B$ , где  $f_s$  и  $f_B$  – частота дискретизации и верхняя граничная частота спектра аналогового сигнала соответственно, что приведет к следующему условию:

$$f_s \ge 2f_{\rm B} \,. \tag{5}$$

Соотношение известно как теорема Котельникова, согласно которой требуется, чтобы аналоговый сигнал дискретизировался с частотой, по крайней мере в два раза превышающей верхнюю граничную частоту спектра.

На практике ключ имеет конечное сопротивление r, которое включено последовательно с конденсатором C и препятствует его мгновенному заряду. Очевидно, что постоянная времени  $r_C$  должна быть намного меньше длительности фазы  $\varphi_1$ , в течение которой переносится заряд.

При этом должно выполняться только одно условие: ключи замкнуты в течение интервала времени, необходимого для переноса заряда [3]. В противном случае к формирователю управляющих импульсов были бы предъявлены очень жесткие требования по разделению во времени соседних импульсов.

С целью исключения данного эффекта было предложено следующее: параллельно ключу подключается второй ключ. Таким образом, ток, протекающий через ключ, уменьшается в два раза. Это позволило уменьшить ограничивающий резистор в два раза. Результаты данного эксперимента представлены на рис. 3, из которого видно, что уменьшение ограничивающего резистора приводит к увеличению временной стабильности выходного сигнала.



Рис. 3. Графики изменения выходного сигнала во времени после включения акселерометра

Схемы с ПК, в которых для режима двухтактного управления используется всего шесть ключей, имеют такие недостатки, как неудовлетворительное ослабление влияния фликкершума, влияние напряжения смещения усилителя заряда и низкой скорости инжекции зарядов на вход усилителя. Влияние паразитных зарядов из-за неравенства нулю напряжения смещения усилителя может быть уменьшено за счет применения схемы с семитактным управлением, представленной на рис. 4. В схему вводятся дополнительные ключи, коммутирующие цепь ООС усилителя заряда *А*1.



Рис. 4. Схема измерительного канала с семитактным управлением

Кроме этого, в схему вводится дополнительная цепь импульсного уравновешивания зарядов, анализирующая поведение усилителя заряда в полупериод, когда измерительные конденсаторы заряжаются выходным напряжением акселерометра, а заряд от влияния всех источников шумов удваивается. Выпрямление этого сигнала и последующее вычитание из выходного сигнала акселерометра также позволят увеличить временную стабильность.

Функция преобразования усилителя заряда в такт, когда конденсаторы *C1*, *C2* датчика перемещения заряжаются выходным сигналом генератора акселерометра (рис. 1)

$$U_{\rm BbIX1} = \frac{CI + C2}{C3} (U_{\rm r} + U_{E1} + U_{E2}), \qquad (6)$$

где C3 – конденсатор цепи ООС усилителя заряда;  $U_{\rm r}$  – выходное напряжение акселерометра;  $U_{E1}$ ,  $U_{E2}$  – составляющие выходного сигнала, обусловленные наличием фликкер-шумов и смещения нуля усилителя заряда.

Во второй полупериод, когда емкости датчика перемещения заряжаются от источников опорных напряжений  $\pm E$ , функция преобразования имеет вид

$$U_{\rm BbIX2} = \frac{CI - C2}{C3} \cdot (E + U_{E1} - U_{E2}).$$
(7)

Таким образом, введение в схему измерительной цепи внутренних тактов обнуления паразитных зарядов исключает влияние паразитных емкостей и влияние напряжения смещения усилителя заряда. Реализация процедуры разделения спектров полезного сигнала и фликкершума позволяет уменьшить шумы всей измерительной цепи до уровня броуновских.



На рис. 5 показана временная диаграмма работы схемы управления ключами.

Рис. 5. Временные диаграммы работы схемы управления ключами

Состояние схемы измерительного канала по рис. 4 показано на рис. 6.

Предложенная схема также решает задачи улучшения стабильности и шумовых характеристик за счет того, что в такте, в котором формируется разностный заряд E(C1 - C2), слабо зависящий от шумовых характеристик усилителя и паразитных емкостей, разделительный конденсатор C3 достаточно долго поддерживает вход дискретного интегратора A2 в режиме нормального функционирования, обеспечивая заряд фиксирующего конденсатора.

Во второй такт дискретизации, когда на конденсаторах C1, C2 формируется заряд одного знака, равный  $U_{\text{вых}}(C1 + C2)$ , формируются дополнительные такты управления, предусматривающие полный разряд конденсатора цепи ООС усилителя заряда C3, заряд конденсатора C4, независимый от входных параметров конденсатора, и разряд конденсатора C30, компенсирующий влияние входных паразитных емкостей усилителей.

Сложностью предложенной схемы является обязательное применение контроллера, формирующего заданную последовательность импульсов управления работой схемы.

2012, № 1









Рис. 6. Состояние схемы измерительного канала с семитактным управлением в процессе цикла функционирования

Таким образом, повышения устойчивости измерительной цепи микромеханических акселерометров можно добиться несколькими путями:

 применением астатического уравновешивания, т.е. систем с отрицательной обратной связью;

- построением измерительной цепи на основе дискретных цепей на ПК;

- выбором частоты дискретизации управляющих импульсов;

 применением дополнительных тактов управления переключением ключей с целью уменьшения влияния паразитных сигналов, таких как фликкер-шум, напряжение смещения операционных усилителей.

#### Список литературы

- 1. Левшина, Е. С. Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи / Е. С. Левшина, П. В. Новицкий. Л. : Энергоатомиздат, 1983. 320 с.
- 2. Мокров, Е. А. Статико-динамические акселерометры для ракетно-космической техники / Е. А. Мокров, А. А. Папко. Пенза : ПАИИ, 2004. 164 с.

- 3. Аллен, Ф. Е. Электронные схемы с переключаемыми конденсаторами / Ф. Е. Аллен,
- Э. Санчес-Синенсио. М. : Радио и связь, 1989. 575 с.
- 4. Гутников, В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. – Л. : Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.

Поспелов Алексей Владимирович целевой аспирант,

**Pospelov Aleksey Vladimirovich** 

target postgraduate student, **Research Institute of Physical** Measurement

Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: nio21@niifi.ru

УДК 531.768

Поспелов, А.В.

Измерительные цепи акселерометров на переключаемых конденсаторах / А. В. Поспелов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 56–62.

УДК 004.94:681.586.772

### Д. В. Пена, М. В. Чернов, А. В. Ляшенко

# РАЗРАБОТКА СРЕДСТВ ИМИТАЦИИ ДЛЯ СИСТЕМ ИЗМЕРЕНИЯ АБСОЛЮТНОГО ДАВЛЕНИЯ РАКЕТНОГО ДВИГАТЕЛЯ

**Аннотация**. Рассматривается устройство имитации сигналов, поступающих с датчиков давления, измеряющих абсолютные давления в баках и шаробаллонах ракетностелей (PH).

A *b* s t r a c t. The article discusses a device simulating the signals from the pressure sensor measures the absolute pressure in the tanks and spherical balloon launch media to (PH). The aim is to develop a device that would allow to simulate and control of the process of filling the tanks and spherical balloon launcher.

**Ключевые слова:** датчико-преобразующая аппаратура, имитатор, давление, системы, сигнал.

*K* e y w o r d s: sensor-transforming equipment, simulator, pressure, system, signal.

Космонавтика с ее небывало высокими требованиями к надежности систем и аппаратуры побуждает сегодня промышленность подтягиваться до такого уровня, который не был ей свойствен вчера, заставляет использовать новейшие достижения науки и техники, улучшать и модернизировать производство. Уровень современной ракетно-космической техники сопряжен с внедрением новейших достижений научно-технической революции в производство, причем каждое из них, в свою очередь, обогащается в результате использования достижений науки в изучении процессов и явлений, происходящих в космическом пространстве. В связи с повышением источников, объемов, точности и достоверности измерительной информации, усложнением и расширением тематики научных экспериментов существенно повысились требования к ним [1].

Новые требования связаны главным образом с переходом к получению и использованию результатов как отдельных измерений, так и потоков измерительной информации об однородных или разнородных измеряемых физических параметрах, часть из которых может быть недоступной для прямых измерений, а получение всего объема измерительной информации должно выполняться за ограниченное время.

Современные информационно-измерительные системы (ИИС) характеризуются, как правило, такими параметрами, как постоянное напряжение, переменное напряжение, импульсное напряжение, сопротивление электрических цепей, длительность временных интервалов (период, сдвиг фаз и т.п.), давление газа, температура и др. Самый большой объем контролируемых параметров составляет постоянное напряжение.

Для контроля параметров ИИС применяются два способа [2, 3]:

- для каждого параметра применяется отдельное средство измерения;

– применяется преобразование всех указанных выше физических величин в так называемые унифицированные параметры, которые в свою очередь преобразуются в код.

Для диагностирования технического состояния любой ИИС необходимо использовать различного типа датчики в качестве приборов сопряжения между электронными системами и физическим миром. Выходная информация с датчиков поступает через первичный измерительный преобразователь (ПИП) на аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Выходная информация с датчика поступает в аналоговой форме, а далее обрабатывается вычислительным

устройством, которое принимает решение о том, находится в допуске или нет диагностируемый параметр. Вычислительное устройство может выдавать и количественную информацию о состоянии контролируемого параметра.

Рассмотрим устройство имитации сигналов, поступающих с датчиков давления, измеряющих абсолютные давления в баках и шаробаллонах ракет-ностелей (PH). Нашей целью является разработка устройства, которое бы позволило осуществить имитацию, а также контроль процесса заправки баков и шаробаллонов PH. Среди аналогов и прототипов разрабатываемого устройства хочется отметить прибор ИМ-1, который также был разработан и выполнен в OAO «Научно-исследовательский институт физических измерений» для имитации сигналов с датчиков давления. ИМ-1 имел возможность задания имитации трех значений (0, 125, 250 кгс/см²) абсолютного давления, которые выставлялись с помощью переключателей. Разрабатываемое устройство позволяет задавать и выбирать в виде кода любое давление в баках PH в диапазоне от 0 до 250,0 кгс/см², не привязываясь к каким-либо определенным значениям, как у прототипа ИМ-1, а также дает возможность отслеживать процесс заправки бака (шаробаллона) изделия в реальном времени с различными темпами изменения давления. Это позволит многократно увеличить количество моделей поведения имитируемой системы.

С развитием высоких технологий появилась возможность реализовать такую модель с помощью персональной электронно-вычислительной машины и крейтовой системы [4]. Структурная схема разрабатываемого устройства приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема разрабатываемого устройства:

1 – крейтовая система; 2 – ПЭВМ (персональная электронно-вычислительная машина);
 3 – ПНТ (преобразователь «напряжение–ток»); 4 – БИ (блок интерфейсов); 5 – МП (многоканальный преобразователь); 6 – код на АСУП (автоматизированная система управления подготовкой РН)

Крейтовая система состоит из трех модулей ЦАП и двух модулей АЦП. Модуль ЦАП имеет восемь каналов разрядностью 16 бит. Данный модуль предназначен для качественного воспроизведения постоянного или переменного напряжения в синхронном режиме с потоковым выводом данных (до 500 килосэмплов в секунду) на плату имитатора датчиков. ЦАП построен на основе преобразователя с малой энергией внутренних коммутационных помех, малым температурным дрейфом, малой дифференциальной нелинейностью. Система команд ЦАП может находиться в одном из двух состояний:

1) ОЖИДАНИЕ – состояние ожидания приема команд, управления и настройки, программирования EEPROM, а также предварительной загрузки данными FIFO-буфера модуля. Это состояние всегда возникает при включении питания;

2) РАБОТА (рабочий цикл) – состояние вывода ЦАП в соответствии с ранее произведенными настройками. В это состояние модуль переходит по команде START. В рабочем цикле ЦАП может принимать либо данные для подкачки FIFO-буфера в процессе вывода данных на ЦАП (в режиме генератора периодических сигналов подкачка данных не производится), либо команду STOP для остановки вывода данных на ЦАП и перевода модуля в состояние ОЖИДАНИЕ. Допустимая последовательность команд однозначно описывается графом, представленным на рис. 2.



Рис. 2. Допустимая последовательность команд для ЦАП

Контроль выходных сигналов с имитатора датчиков обеспечивается с помощью модуля АЦП крейта. Модуль АЦП является носителем измерительных субмодулей, которые предназначены для измерения медленноменяющихся величин напряжения. АЦП используется для преобразования аналогового сигнала с платы имитатора датчиков в цифровой код, после чего происходит передача на ноутбук.

С помощью команд, передаваемых из ПЭВМ, имитатор задает напряжение на выходе каналов модулей ЦАП, необходимое для получения тока на выходе первичного преобразователя «напряжение–ток», соответствующего сигналу с имитируемого датчика давления. Полученный ток поступает на многоканальный преобразователь. МП предназначен для приема входных токовых сигналов, их преобразования, обработки (фильтрации и усреднения) и выдачи информации в виде последовательного цифрового кода и аналогового сигнала. Получен-

ный код передается на автоматизированную систему управления подготовкой РН. К выходу МП для обратной связи также подключается блок интерфейсов фирмы MOXA, который полученный код по интерфейсу RS-485 отправляет на ПЭВМ для визуального отслеживания, а также контроля происходящих процессов.

С помощью специально разработанного программного обеспечения для ПЭВМ происходит имитация работы устройства в реальных условиях эксплуатации путем воспроизведения циклограмм штатной и нештатной работы (рис. 3). Программа позволяет выбрать тип циклограммы (ЦКГ), ее параметры, а также параметры, для которых необходимо запустить ЦКГ. ЦКГ № 1 имитирует плавное нарастание давления от 0 до 250 кгс/см² с темпом 0,05 кгс/см² в секунду и дискретностью изменения значений параметра 0,01 кгс/см². ЦКГ № 2 непрерывно имитирует давление в диапазоне от 0 до 250 кгс/см². ЦКГ № 3 имитирует плавное нарастание давления от 0 до 250 кгс/см², т.е. 0,5 кгс/см² в секунду, дискретностью изменения значений параметра 0,1 кгс/см². ЦКГ № 4 и ЦКГ № 5 соответствуют обратному направлению изменения параметра (от 250 до 0 кгс/см²). На рис. 3 показан примерный вариант формы выбора ЦКГ оператором.

Выбор стандартной циклограммы 🤘 🥵	онтролируемая информация	
ФДБГ	ФДБО	
⊙ LIKE № 1	⊙ ЦКГ № 1	
O ЦКГ № 2	© ЦКГ № 2	
Давление (кгс/см2): 1	Давление (кгс/см2): 1	
О ЦКГ № З	© ЦКГ № 3	
Темп (кгс/см2хсек): 0,1	Темп (кгс/см2хсек): 0,1	]
Обратное направление изменения параметра	Обратное направление изменения параметра	
Активировать	Активировать	
ФДШБН	ФДШБУ	ФДРДО
⊙ ЦКГ № 1	⊙ ЦКГ № 1	⊙ ЦКГ № 1
ОЦКГ№2	O LIKE № 2	O LIKE № 2
Давление (кгс/см2): 1	Давление (кгс/см2): 1	Давление (кгс/см2): 1
ОЦКГ № З	O LIKL № 3	O LIKL № 3
Темп (кгс/см2хсек): 0,5	Темп (кгс/см2хсек): 0,5	Темп (кгс/см2хсек): 0,5
Обратное направление изменения параметра	Обратное направление изменения параметра	Обратное направление изменения параметра
Активировать	Активировать	Активировать
Подтверждение выбора ци	клограммы	
Остарт Стоп		

Рис. 3. Окно выбора циклограмм

После выбора нужного типа диаграммы оператор должен нажать кнопку «Подтверждение выбора циклограммы» для перехода на вкладку «Контролируемая информация». Программа имитирует задание давления по пяти точкам измерения. Каждая точка измерения содержит три канала. Выходным сигналом по каждому каналу является цифровой десятичный код, соответствующий заданному давлению (рис. 4).

Существуют следующие методы аппаратного контроля объекта [5]:

а) числовой контроль по модулю;

б) кодовый контроль по модулю;

в) контроль с использованием корректирующих кодов;

Имитатор использует способ, основанный на сопоставлении выходных сигналов. Прежде всего это числовой контроль по модулю. На рис. 5 представлена схема узла, контролируемого по модулю. В этом случае автомат А представляет собой устройство, выполняющее арифметические операции. Автомат В выполняет операции над контрольными словами, которые являются наименьшими остатками от деления этих чисел на некоторый модуль контроля – вычетами. Результаты выполнения операций сравниваются по модулю. При их совпадении считается, что операция выполнена правильно.



Рис. 4. Окно контролируемой информации



Рис. 5. Схема узла, контролируемого по модулю

Числовой аппаратный контроль наиболее эффективен при контроле арифметических операций. Объектами контроля являются сумматоры, счетчики, сдвигатели, арифметические устройства и т.д. Контроль производится путем сопоставления (по модулю) выходных слов контролируемого и контролирующего узлов.

Кодовый контроль по модулю отличается от числового тем, что в качестве контрольных слов используются остатки от деления суммы цифр данного слова на выбранный модуль контроля и может быть использован для проверки правильности выполнения операций, а также передачи и хранения информации. Корректирующими свойствами он не обладает, особенностью его является то, что при проверке правильности выполнения операций контролирующее устройство зависит от контролируемого, так как необходимо учитывать все возникающие переносы.

Возможные пути модернизации системы – частичное или полное осуществление имитации только с помощью ПЭВМ, без участия каких-либо дополнительных устройств. Главная задача будет сводиться только к разработке программного обеспечения для ПЭВМ, которая бы осуществляла весь процесс имитации. Также хотелось бы отметить социальную значимость. Она заключается в том, что с помощью небольшой системы имитации можно заменить трудоемкий технический процесс проведения реальной заправки. Это позволит снизить себестоимость проекта, полностью исключив затраты на проведение отработки взаимодействия при заправке. Также имитационный процесс позволяет просмотреть различные внештатные ситуации, когда заправка происходит с отклонениями от нормы, которые могли бы возникнуть в реальности, и тем самым избежать их.

#### Список литературы

- 1. Цапенко, М. П. Измерительные информационные системы / М. П. Цапенко. М. : Энергоатомиздат, 1985. 439 с.
- ГОСТ 24029-80. Категории контролепригодности объектов диагностирования. М. : Стандарты, 1980.
- ГОСТ 23563–79. Техническая диагностика. Контролепригодность объектов диагностики. Правила обеспечения. – М. : Стандарты, 1979.
- 4. Гарманов, А. В. Подключение измерительных приборов. На примере продукции фирмы L-Card / А. В. Гарманов. М. : ЗАО «Л-КАРД», 2003. 41 с.
- Ушакова, Г. Н. Аппаратный контроль и надежность специализированных ЭВМ / Г. Н. Ушакова. – М.: Советское радио, 1969. – 312 с.

## Пена Дмитрий Викторович

аспирант, кафедра информационно-измерительных систем, Пензенский государственный университет E-mail: Pena3@mail.ru

#### Чернов Михаил Викторович

аспирант,

кафедра информационно-измерительных систем, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

### Аяшенко Антон Валерьевич

аспирант, кафедра информационно-измерительных систем, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

### Pena Dmitriy Viktorovich

postgraduate student, sub-department of information and measuring systems, Penza State University

#### **Chernov Mikhail Viktorovich**

postgraduate student, sub-department of information and measuring systems, Penza State University

#### Lyashenko Anton Valer'evich

postgraduate student, sub-department of information and measuring systems, Penza State University

#### УДК 004.94:681.586.772

#### Пена, Д. В.

Разработка средств имитации для систем измерения абсолютного давления ракетного двигателя / Д. В. Пена, М. В. Чернов, А. В. Ляшенко // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 63–68.

УДК 681.785.64; 621.3.061; 621.316.31

## О.В.Юрова

# ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ УГЛОВОГО ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

**Аннотация**. Предлагается технологическая установка для определения конструктивных параметров дифференциальных волоконно-оптических преобразователей угловых перемещений отражательного типа.

*A b s t r a c t*: The technological mounting for the identification of constructive parameters of fiber-optic angular moving transformers reflective type is suggested.

**Ключевые слова**: волоконно-оптический преобразователь, угловое перемещение, технологическая установка, дифференциальное преобразование, отражающая поверхность, световой поток.

*K e y w o r d s*: fiber-optic transformers, angular moving, technological mounting, differential transformation, reflecting surface, light flow

В работе [1] предложено конструктивно-технологическое решение дифференциального волоконно-оптического преобразователя угловых перемещений (ВОПУП), который является базовым элементом волоконно-оптических датчиков (ВОД) ускорений, силы, давления и других физических величин (ФВ). ВОПУП преобразует изменение угла наклона отражающих поверхностей модулирующего элемента (МЭ) в изменение интенсивности светового потока.

Дифференциальное преобразование сигналов в ВОПУП отражательного типа, конструктивная схема которого рассмотрена в работе [1], реализуется в том случае, когда подводящие (ПОВ) и отводящие (ООВ) оптические волокна расположены относительно отражающих поверхностей МЭ на равном расстоянии и соосно относительно друг друга (рис. 1). МЭ, воспринимающий внешнее воздействие, выполнен в виде металлической пластины (МП), имеющей зеркальные внешние поверхности.



Рис. 1. Расчетная схема дифференциального ВОПУП

С двух сторон МП расположены оптические волокна первого и второго измерительных каналов, причем ПОВ1 первого измерительного канала расположены соосно с ООВ2 второго измерительного канала и, наоборот, ПОВ2 второго измерительного канала расположены соосно с ООВ1 первого измерительного канала. Ширина металлической пластины выбирается таким образом, чтобы размеры светового пятна в диапазоне измерения не превышали размеров пластины. Если ОВ имеют  $d_c = 0,2$  мм,  $d_{\rm OB} = 0,5$  мм, расчетные значения МП следующие: ширина – 3 мм, толщина – 0,2 мм, длина – 20 мм, расстояния D = 0,7 мм,  $x_0 = 1,5$  мм [1].

Оптическая схема ВОПУП должна иметь такие конструктивные параметры, которые обеспечивают выполнение требований:

– в отсутствие воздействия измеряемой  $\Phi B$  световое излучение, выходящее из торцов ПОВ1 и ПОВ2, после отражения от зеркальных поверхностей МП должно распределяться таким образом, что площадь перекрытия светового пятна и приемных торцов ООВ1 и ООВ2 равна половине площади приемных торцов волокон (рис. 1,*a*);

 – при воздействии ΦВ на МП должно происходить угловое перемещение МП на угол α и, соответственно, изменение площади перекрытия светового пятна и приемных торцов ООВ1 и ООВ2;

– отклонение МП на максимальный угол вправо приводит к полному перекрытию площади приемного торца ООВ1 измененным отраженным световым потоком, и на приемный торец ООВ2 световой поток поступать не будет (рис. 1,б). Аналогичное преобразование происходит при отклонении МП на максимальный угол влево.

Стоит задача подтверждения полученных теоретических расчетов путем проведения экспериментов. Для снижения необоснованных затрат на проведение экспериментальных исследований готовых конструкций датчиков предложено использовать установку, воспроизводящую угловые перемещения.

Разработана технологическая установка для исследований дифференциальных волоконно-оптических преобразователей углового перемещения, упрощенная конструктивная схема которой приведена на рис. 2.



Рис. 2. Технологическая установка для воспроизведения углового перемещения: 1 – металлическая пластина; 2 – державка; 3 – основание; 4 – призма (шарнир); 5 – стойка; 6 – наконечник; 7 – винт-стойка; 8 – гайка регулировочная; 9 – пружина; 10 – наконечник микрометрического винта; 11 – двушкальный механизм; 12 – втулка; 13 – рабочий жгут ПОВ и ООВ; 14 – кабель; 15 – винт крепления наконечника; 16 – корпус

Установка содержит жгут ПОВ и ООВ 13, рабочие концы 12 которого закреплены в наконечниках 4, фиксируемых винтами 15 в стойке 5 симметрично относительно металлической пластинки 1, имеющей зеркально отполированные внешние поверхности. МП жестко крепится с помощью пайки в державке 2. Угол задается с помощью системы задания угла, в которую входят двушкальный механизм 11 микрометрического винта, имеющий сферический наконечник 10, винт-стойка 7, регулировочная гайка 8, пружина 9, державка 2, расположенная на расстоянии  $x_1$  относительно основания 3, шарнир 4.

Шарнир 4 выполнен из искусственного рубина в виде призмы и крепится в основание 3 клеем. Двушкальный механизм 11 установлен в крышке корпуса 16.

Конструкция установки обеспечивает воспроизведение угловых перемещений МП в диапазоне  $\pm 5^{\circ}$  в обе стороны от вертикального положения.

Ограничителем перемещения является расстояние *x*₁:

 $x_1 = A_1 \sin \alpha$ ,

где  $A_1 - 0,5$  длины державки 2;  $\alpha$  – максимальный угол отклонения, равный 5°.

При установке МП 1 в державку 2 необходимо обеспечить:

1) строгую перпендикулярность их плоскостей;

2) параллельность отражающих плоскостей МП и оси качания державки.

Выполнение этих требований достигается перпендикулярностью осей оптических волокон и отражающих плоскостей МП. Для этого установка МП в державку выполняется с помощью специально изготовленного приспособления – кондуктора. Чтобы обеспечить начальное расстояние, например  $x_0 = 1,5$  мм, необходимо установить с обеих сторон МП однозначные меры в виде пластины номиналом 1,5 мм [1] и подвести к ним вплотную наконечники с оптическими волокнами. При этом выходные сигналы фотодиодов, пристыкованных к ООВ, должны быть минимальными (числовое значение определяется экспериментальным путем для конкретного образца ВОПУП). Если значения сигналов на выходе будут минимальными, то начальное расстояние  $x_0 = 1,5$  мм между МП и торцами оптических волокон соответствует расчетному значению. Это положение МП определяет точку начала отсчета при измерениях.

Установка работает следующим образом.

С помощью двушкального механизма 11 задается угловое перемещение МП. Пружина сжатия 9, установленная на расстоянии A от центра державки 2, препятствует свободному перемещению ее противоположного конца. В нулевом положении при отсутствии угла наклона МП лучи света от ПОВ1 и ПОВ2 под апертурным углом  $\Theta_{NA}$  (см. рис. 1) к оптической оси волокна проходят в прямом направлении путь  $x_0$  до отражающей плоскости МП и путь  $x_0$  в обратном направлении к ООВ1 и ООВ2, расположенным в рабочих жгутах 12. При этом в плоскости приемных торцов ООВ1 и ООВ2 наблюдается освещенная кольцевая зона шириной  $h = r_c$ , где  $r_c$  – радиус сердцевины оптического волокна.

Подпружиненная державка с МП в центре отклоняется с помощью системы задания угла на угол  $\alpha$  в одну или другую сторону относительно нулевого положения, изменяя световые потоки, падающие на плоскости торцов ООВ1 и ООВ2 после отражения зеркальными поверхностями МП. Кольцевая зона преобразуется в эллипсоидную, которая смещается относительно ООВ1 и ООВ2 в направлении Z [1]. При этом изменяются площади  $S_{\Pi P1}$  и  $S_{\Pi P2}$  приемных торцов ООВ1 и ООВ2, освещенные отраженными от зеркал световыми потоками, после чего происходит дальнейшее преобразование выходного оптического сигнала в токовый сигнал фотодиода.

На рис. 3 представлена схема экспериментальных исследований. Установка для экспериментальных исследований содержит оптический тестер, волоконно-оптический кабель, УЗУП. В схеме оптического тестера предусмотрены два приемника излучения (фотодиода) для обеспечения дифференциальной схемы.

Оптический тестер содержит источник излучения (инфракрасный светодиод типа 3Л107Б) с регулируемой мощностью излучения, два фотоприемных канала (фотодиоды с усилителями), блок обработки информации (программируемый микроконтроллер), цифровой индикатор и блок питания. Ток, проходящий через светодиод, может принимать три значения: 0; 50; 80 нА, выбираемых с помощью тумблера: «Уст. 0» – для компенсирования начальных напряжений смещения фотоприемных каналов (установка нуля), «50 нА» и «80 нА» – для проведения измерения. Используемые фотодиоды типа ФД256 работают в фотогальваническом режиме, что обеспечивает низкий уровень собственных шумов. Они подключены к преобразователю «ток–напряжение», обеспечивающему близкое к нулю напряжение смещения (равно  $U_{cM}$  операционного усилителя) и малое (близкое к нулю) сопротивление нагрузки фотодиода. Это позволяет получить высокую линейность функции преобразования фотоприемных каналов в диапазоне изменения интенсивности принимаемого оптического сигнала от 0 до  $10^6$  нА.



Рис. 3. Схема экспериментальных исследований:

УВУП – установка для воспроизведения углового перемещения; ВОК – волоконно-оптический кабель; ПОВ1, ПОВ2 – подводящие оптические волокна; ООВ1, ООВ2 – отводящие оптические волокна; ФД – фотодиод; СД – светодиод

Максимальный выходной сигнал фотопреобразователей – 5 В – определяется АЦП, встроенным в микроконтроллер типа PIC16F873/SP. В соответствии с программой микроконтроллер обеспечивает три режима обработки информации:

- в первом режиме на цифровом индикаторе отображаются цифровые значения сигналов обоих каналов (*I*₁ и *I*₂);

– во втором режиме отображается отношение этих сигналов  $(I_1 / I_2)$ ;

– в третьем режиме отображается результат вычислений по формуле  $(I_1 - I_2)/(I_1 + I_2)$ .

На передней панели тестера расположены три кнопки: первая кнопка позволяет скомпенсировать начальные напряжения смещения фотоприемных каналов («Уст. 0»); вторая кнопка – выбор режима обработки информации; третья кнопка выключает отображение номера выбранного режима обработки информации.

Микроконтроллер при необходимости позволяет скомпенсировать начальные напряжения смещения фотоприемных каналов. При выключенном источнике излучения нажимается кнопка «Уст. 0». Контроллер запоминает значения напряжений, имеющихся в этот момент на выходах фотоприемных каналов, и автоматически учитывает их при дальнейшей работе.

Предложенная технологическая установка позволяет исследовать дифференциальные ВОПУП, позволяет судить о работоспособности преобразователя, определить его конструктивные параметры, оценить качество изготовления элементов преобразователя: отражающих поверхностей МП, полировки торцов оптических волокон и т.д.

#### Список литературы

 Дифференциальный волоконно-оптический преобразователь угловых перемещений / Е. Бадеева, А. Щевелев, О. Юрова, Ю. Макаров, А. Гориш // Современная электроника. – 2010. – № 8.

**Юрова Ольга Викторовна** кандидат технических наук, кафедра приборостроения, Пензенский государственный университет E-mail: mazer@pnzgu.ru. Yurova Ol'ga Viktorovna candidate of technical sciences, sub-department of instrumentation technology, Penza State University

УДК 681.785.64; 621.3.061; 621.316.31 Юрова, О. В.

### Технологическая установка для исследований дифференциальных волоконнооптических преобразователей углового перемещения / О. В. Юрова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1. – С. 69–72.