

Информационные технологии

УДК 681.3

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА БАЙЕСА ДЛЯ ОБРАБОТКИ СТАТИСТИЧЕСКИХ ДАННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ ИСПЫТАНИЙ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Е.А. Ахполова¹, С.П. Орлов²

¹ ФГУП ГНП РКЦ «ЦСКБ-Прогресс»
Россия, 443009, г. Самара, ул. Земеца, 18

² Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: orlovsp1946@gmail.com; ahpolova_elen@mail.ru

Рассматривается проблема обеспечения надежности оптико-электронных преобразователей для дистанционного зондирования Земли с борта космического аппарата. Предлагается технология контроля при изготовлении блока оптико-электронного преобразователя.

Разработана методология оценки наиболее критических мест в технологическом процессе. Методология базируется на обобщенной формуле Байеса и позволяет принимать оперативные решения о функциональной работоспособности оптико-электронного преобразователя информации по результатам испытаний. Описан программно-аппаратный комплекс, управляющий испытаниями прибора. Он содержит специализированные комплексы, обеспечивающие вибрационное воздействие на прибор, работу прибора при циклически меняющихся температурах, электротермотоковую тренировку контролируемого блока.

Ключевые слова: оптико-электронный преобразователь, испытания приборов, обработка статистических данных, обобщенная формула Байеса, программно-аппаратный комплекс.

Введение

Дистанционное зондирование Земли (ДЗЗ) позволяет получать объективную информацию о состоянии земной поверхности. Данные, полученные с систем ДЗЗ, могут быть использованы в различных отраслях науки, промышленности, в сельском хозяйстве, в транспортных системах, на военных объектах.

Основным блоком системы получения изображения является оптико-электронный преобразователь (ОЭП) информации на матрицах приборов с зарядовой связью (ПЗС). Прибор позволяет принимать и преобразовывать движущееся световое изображение в цифровой сигнал, а затем обрабатывать и передавать оптические сигналы на приемник. Оптико-электронный прибор представляет собой сложную схему различных взаимосвязанных радиоэлементов и оптических модулей [1].

В процессе производства, эксплуатации и хранения оптико-электронного

Елена Анатольевна Ахполова, ведущий инженер, аспирант.

Сергей Павлович Орлов (д.т.н., проф.), заведующий кафедрой «Вычислительная техника».

преобразователя в нем могут появляться и накапливаться неисправности, тем или иным образом влияющие на его работоспособность. Некоторые из них приводят к тому, что объект перестает отвечать предъявляемым к нему требованиям нормативно-технической или конструкторской документации.

Методика контроля и обработки результатов

Наиболее простым и экономически выгодным является контроль технологических процессов на всех этапах производства. Хорошо организованный контроль обеспечивает высокий процент выхода годной продукции, способной выполнять поставленные задачи на всем протяжении заявленного срока службы. Для контроля и диагностики радиоэлектронных приборов космических аппаратов используются измерительно-вычислительные комплексы [2].

Для оптико-электронного преобразователя основной задачей является надежное получение изображения на ПЗС и передача электрического сигнала на приемник информации. Обработка электрических сигналов осуществляется с помощью узлов на печатных платах, смонтированных на раму ОЭП. Современные печатные узлы содержат значительное число компонентов, связь между которыми осуществляется электрическими цепями, заложенными топологией платы.

Контроль электрических параметров на каждом этапе технологического процесса изготовления ОЭП позволяет выявить наиболее часто встречающиеся неисправности в работе блока:

- отсутствие сигнала;
- отклонение напряжения от номинального значения.

Причинами подобных отклонений, как правило, являются обрыв цепи, замыкание цепи либо ошибки в проектировании печатного узла. Неисправности такого рода должны выявляться и устраняться на первых этапах диагностирования.

Статистические данные, полученные по результатам электрических проверок, позволяют оценить наиболее уязвимые места в технологическом процессе изготовления, а также создать упрощенную модель анализа развития событий при эксплуатации блока.

Статистические методы технической диагностики позволяют одновременно учитывать признаки различной физической природы, так как они характеризуются безразмерными величинами – вероятностями их появления при различных состояниях системы. Так метод, основанный на обобщенной формуле Байеса (1), несмотря на свои недостатки (большой объем предварительной информации, «угнетение» редко встречающихся диагнозов) позволяет надежно и эффективно оценить работоспособность изделия [3]:

$$P(D_i / K^*) = \frac{P(D_i) \cdot P(K^* / D_i)}{\sum_{s=1}^n P(D_s) \cdot P(K^* / D_s)}, \quad (1)$$

где $P(D_i / K^*)$ – вероятность диагноза D_i после того, как стали известны результаты по комплексу признаков K ;

$P(D_i)$ – вероятность диагноза D_i , определяемая по статистическим данным;

$P(K^* / D_i)$ – вероятность появления комплекса признаков K при диагнозе D_i .

Для комплекса признаков, состоящего из v признаков, диагностически независимых друг от друга, $P(K^* / D_i)$ определяется как

$$P(K^* / D_i) = P(k_1^* / D_i)P(k_2^* / D_i) \dots P(k_v^* / D_i),$$

где $P(k_v^* / D_i)$ – вероятность реализации каждого конкретного признака при существовании диагноза D_i .

Так как блок ОЭП представляет собой сложную взаимосвязь радиоэлементов и оптических модулей, для наглядности упростим задачу. Рассмотрим наиболее часто встречающиеся неисправности в работе составных частей (ячеек) блока на этапе предварительной диагностики, принимая за отсутствие сигнала состояние D_1 , а за отклонение напряжения от номинального значения – состояние D_2 . При проведении проверки электрических параметров ячеек блока ОЭП чаще всего наблюдаются следующие признаки: k_1 – обрыв цепи; k_2 – ошибка в проектировании.

При нормальной работе блока (состояние D_3) признак k_1 не наблюдается, а признак k_2 наблюдается в 5 % случаев. На основании экспериментально полученных статистических данных известно, что 70 % ячеек блока вырабатывают ресурс в нормальном состоянии, 20 % ячеек имеют состояние D_1 , а 10 % ячеек – состояние D_2 . Известно также, что признак k_1 встречается при состоянии D_1 в 75 % случаев, а при состоянии D_2 – в 85 % случаев. Признак k_2 при состоянии D_1 встречается в 25 % случаев, а при состоянии D_2 – в 15 % случаев. Сведем эти данные в диагностическую таблицу.

Диагностическая таблица

D_i	$P(k_1/D_i)$	$P(k_2/D_i)$	$P(D_i)$
D_1	0,75	0,25	0,15
D_2	0,85	0,15	0,1
D_3	0	0,05	0,75

Найдем сначала вероятности состояния печатных узлов, когда обнаружены оба признака k_1 и k_2 . Для этого, считая признаки независимыми, применим формулу (1).

Вероятность состояния $P(D_1 / k_1 k_2)$ равна

$$P(D_1 / k_1 k_2) = \frac{0,15 \cdot 0,75 \cdot 0,25}{0,15 \cdot 0,75 \cdot 0,25 + 0,1 \cdot 0,85 \cdot 0,15 + 0,75 \cdot 0 \cdot 0,05} = 0,69.$$

Аналогично получим $P(D_2 / k_1 k_2) = 0,31$; $P(D_3 / k_1 k_2) = 0$.

Определим вероятность состояния печатного узла, если обследование показало, что обрыв цепи не наблюдается (признак k_1 отсутствует), наблюдается неисправность в работе по причине ошибки при проектировании (то есть наблюдается признак k_2). Отсутствие признака k_1 есть признак наличия \bar{k}_1 (противоположное состояние), причем $P(\bar{k}_1 / D_i) = 1 - P(k_1 / D_i)$.

Тогда

$$P(D_1 / \bar{k}_1 k_2) = \frac{0,15 \cdot 0,25 \cdot 0,25}{0,15 \cdot 0,25 \cdot 0,25 + 0,1 \cdot 0,15 \cdot 0,15 + 0,75 \cdot 1 \cdot 0,05} = 0,19;$$

аналогично $P(D_2 / \bar{k}_1 k_2) = 0,05$; $P(D_3 / \bar{k}_1 k_2) = 0,76$.

Вычислим вероятности состояний в том случае, когда оба признака отсутствуют. Аналогично предыдущему получим

$$P(D_1 / \bar{k}_1 \bar{k}_2) = \frac{0,15 \cdot 0,25 \cdot 0,75}{0,15 \cdot 0,25 \cdot 0,75 + 0,1 \cdot 0,15 \cdot 0,85 + 0,75 \cdot 1 \cdot 0,95} = 0,04,$$

$$P(D_2 / \bar{k}_1 \bar{k}_2) = 0,05, \quad P(D_3 / \bar{k}_1 \bar{k}_2) = 0,94.$$

Из проведенных расчетов можно сделать вывод, что при наличии признаков k_1 и k_2 с вероятностью 69 % имеется состояние D_1 , то есть наблюдается отсутствие сигнала. При отсутствии обоих признаков наиболее вероятна нормальная работа печатного узла (вероятность составляет 94 %).

Причиной отсутствия сигнала при проведении проверки электрических параметров ячейки может быть выход из строя радиоэлемента либо «непропай» вывода элемента. Дефекты, вызванные неисправными элементами, составляют небольшую долю. Это обусловлено прежде всего организацией надежного входного контроля комплектующих изделий. Таким образом, для обеспечения надежной работы блока ОЭП необходимо проводить контроль качества монтажа печатного узла, организовывать техническую диагностику на начальном этапе технологического процесса.

Программно-аппаратный комплекс

Сбор и регистрация результатов испытаний – наиболее длительный и трудоемкий процесс, при этом ставится задача хранения и многофакторной аналитической обработки большого объема статистических данных для выявления наиболее уязвимых участков технологического процесса монтажа и испытаний блока ОЭП.

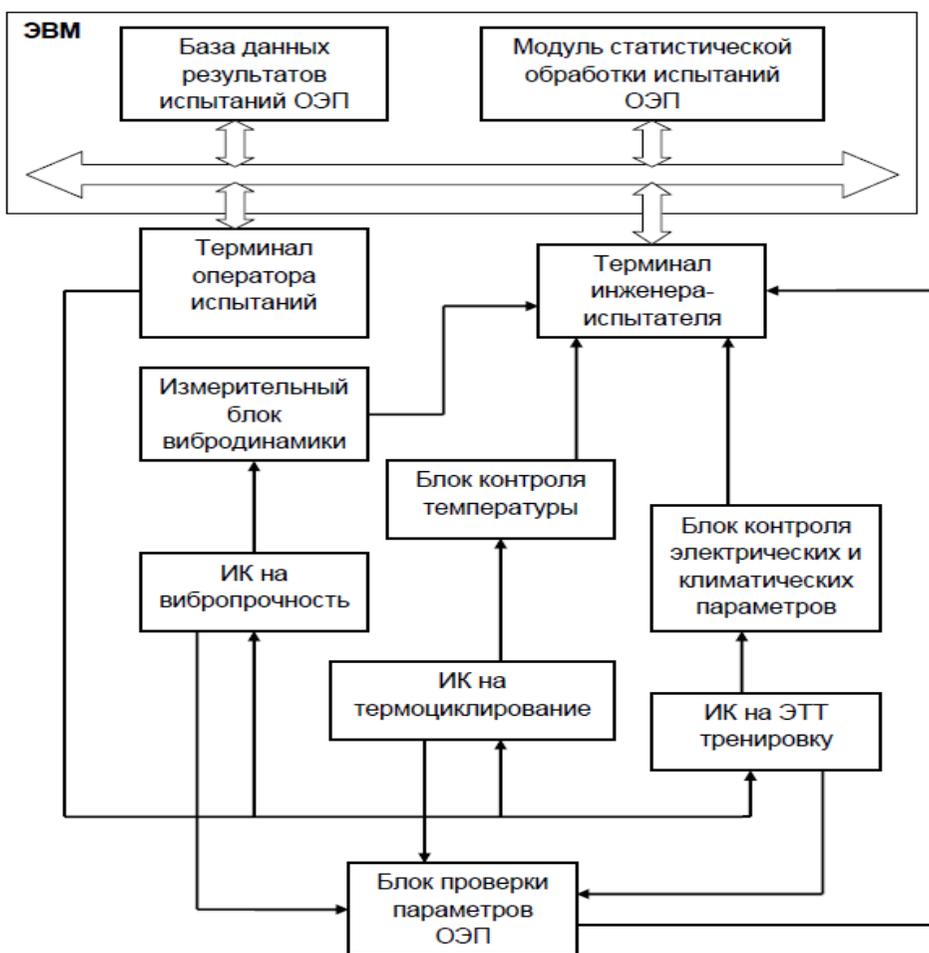
Для повышения производительности и возможности в полном объеме выполнять подобные действия разработан программно-аппаратный комплекс на основе быстродействующей ЭВМ (см. рисунок).

В его состав входят ИК – специализированные испытательные комплексы, обеспечивающие соответствующие условия работы ОЭП:

- вибрационное воздействие на ОЭП;
- работу ОЭП при циклически изменяющихся температурах;
- электротермотоктовую (ЭТТ) тренировку контролируемого блока.

Байесовская методика реализуется в программном модуле статистической обработки испытаний ОЭП. Результаты хранятся в базе данных и используются в последующих испытаниях. ЭВМ имеет интерфейсы связи с терминалами оператора испытаний и инженера-испытателя.

В настоящее время анализ и принятие решения о надежном функционировании оптико-электронного преобразователя осуществляется оператором испытаний при сравнении полученных данных с заданными параметрами работоспособности прибора. В случае возникновения нештатной ситуации при проведении испытаний изделия необходимо проанализировать возможные причины неисправности, оперативно принять решение о необходимости проведения доработки, а также об объеме испытаний в зависимости от объема проведенной доработки.



Структура программно-аппаратного комплекса

Заключение

Описанный программно-аппаратный комплекс позволит распараллелить процесс получения, обработки и анализа полученной информации. При этом результаты испытаний заносятся в базу данных. Регистрация информации о нештатных ситуациях при функционировании ОЭП и причинах возникновения отклонений в работе прибора позволяет сократить время на проведение анализа возможных отказов. Внедрение предложенной методики и программно-аппаратного комплекса при испытаниях ОЭП для космических аппаратов позволит повысить надежность и срок работы аппарата на орбите.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ахтолова Е.А., Орлов С.П.* Измерительно-вычислительная система для контроля оптоэлектронных преобразователей // Компьютерные технологии в науке, практике и образовании (КТ-2012): Труды XI Междунар. межвузовской науч.-практич. конф. – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2012. – С. 160-162.

2. *Ахполова Е.А.* Измерительно-вычислительный комплекс при проведении технологических отбраковочных испытаний оптико-электронного преобразователя // Актуальные проблемы ракетно-космической техники: Труды III Всеросс. научно-технич. конф. – Самара: СамНЦ РАН, 2013. – С. 319-323.
3. *Биргер И.А.* Техническая диагностика. – М.: Машиностроение, 1978. – 240 с.

Статья поступила в редакцию 11 февраля 2014 г.

USE OF THE BAYESIAN METHOD FOR STATISTICAL DATA PROCESSING OF OPTOELECTRONIC CONVERTER TESTS RESULTS

E.A. Ahpolova¹, S.P. Orlov²

¹ State Research-and-Production Space Rocket Centre «TsSKB-Progress»
18, Zemetza st., Samara, 443009, Russia

² Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

The report considers the problem of reliability of optoelectronic converters for remote sensing of the Earth from aboard the spacecraft. It is proposed to control technology in the manufacture of optoelectronic unit converter.

A methodology to assess the most critical areas in the process is proposed. The methodology is based on a generalized Bayesian formula and allows you to make operational decisions on functional performance optoelectronic converter information on the test results. Proposed the hardware - software system that controls the unit by diagnostic tests. It contains a specialized complex, which provides: vibration impact on device, operation of the device at a cyclically varying temperatures and elektrotermocurrent controlled training unit.

Keywords: *optoelectronic converters, device tests, statistical data processing, generalized Bayesian formula, hardware-software system.*

УДК 681.518

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ОДНОВИТКОВОГО ВИХРЕТОКОВОГО ДАТЧИКА*

*С.Ю. Боровик, М.М. Кутейникова, Б.К. Райков, Ю.Н. Секисов,
О.П. Скобелев*

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
Институт проблем управления сложными системами Российской академии наук
Россия, 443020, г. Самара, ул. Садовая, 61

E-mail: borovik@iccs.ru

Приведено описание установки для экспериментальных исследований погрешности измерения температуры чувствительного элемента одновиткового вихретокового датчика в канале термокоррекции системы сбора и обработки информации о радиальных зазорах между торцами лопаток и статорной оболочкой компрессора и турбины. Получены количественные оценки погрешностей, подтверждающие работоспособность и эффективность предложенного ранее метода уменьшения таких погрешностей.

Ключевые слова: канал термокоррекции системы, одновитковый вихретоковый датчик, температурная погрешность, модель передачи тепла, метод уменьшения погрешности, экспериментальные исследования.

Введение

Известно, что в системах управления перспективными авиационными газотурбинными двигателями (ГТД) планируется использование датчиков радиальных зазоров (РЗ) между торцами лопаток и статорными оболочками компрессора и турбины, поскольку РЗ определяют наиболее значимые показатели экономичности и надежности [1].

Известны также системы сбора и обработки информации о РЗ, которые успешно применялись в стендовых испытаниях ГТД [2, 3]. В таких системах измерение РЗ осуществляется с помощью одновитковых вихретоковых датчиков (ОВТД) с чувствительными элементами (ЧЭ) в виде отрезка проводника. ЧЭ датчиков размещены непосредственно в газоздушном тракте и подвержены интенсивному воздействию мешающих факторов, в том числе температуры, которая достигает 650 °С в компрессорах и 1200 °С в турбинах, оказывая существенное влияние на результаты измерения РЗ. Поэтому в системах приходится использовать каналы термокоррекции, в которых предусмотрено применение встроенной в каждый ОВТД термопары (ТП) для измерения температуры ЧЭ, с последующей цифровой обработкой данных о РЗ с учетом температуры ЧЭ [2, 3].

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант №11-08-01032а).

Сергей Юрьевич Боровик (д.т.н.), ведущий научный сотрудник.

Марина Михайловна Кутейникова, младший научный сотрудник.

Борис Константинович Райков, старший научный сотрудник.

Юрий Николаевич Секисов (д.т.н.), заведующий лабораторией.

Олег Петрович Скобелев (д.т.н.), профессор, главный научный сотрудник.

Вместе с тем, как показал анализ, выполненный в работе [4], вынужденное размещение горячего спая (ГСп) ТП на удалении от ЧЭ в несколько миллиметров является причиной систематической составляющей погрешности измерения температуры ЧЭ, снижающей в конечном счете точность получаемой информации о РЗ. В том же источнике предложен метод уменьшения этой погрешности, предусматривающий применение второй встроенной в датчик ТП, ГСп которой размещен рядом с согласующим трансформатором (СТ). При этом температура ЧЭ определяется путем расчета теплового потока в токовом проводе (ТВ) датчика по перепаду температур, измеренных обоими встроенными ТП, и по вычисленным значениям тепловых сопротивлений участков ТВ между ЧЭ и ГСп первой ТП, а также ГСп первой и второй ТП. Рассматриваются также технические средства, реализующие предложенный метод, однако вопросы, связанные с экспериментальным подтверждением эффективности предложенного метода, в работе [4] остались без ответа.

В настоящей статье предпринята попытка устранить существующий пробел. Статья посвящена экспериментальной оценке погрешностей измерения температуры ЧЭ ОВТД. Приведены описания установки для экспериментальных исследований таких погрешностей и полученных результатов.

Установка для экспериментальных исследований

Схематическое изображение установки представлено на рис. 1. Установка состоит из воздуховода, входное отверстие которого сопряжено с выходом миниатюрной тепловой пушки¹, обеспечивающей регулируемый по температуре поток горячего воздуха в пределах от 50 до 600 °С (на входе воздуховода). Воздуховод прямоугольного сечения (35×40 мм²) выполнен в огнеупорном кирпиче. Толщина боковой стенки 30 мм, верхней и нижней – по 15 мм. Воздуховод заключен в металлическую оболочку, а на его боковых стенках размещены вспомогательные элементы, обеспечивающие установку и крепеж двух ОВТД². При этом оси датчиков ортогональны оси воздуховода, а ЧЭ, расположенные вблизи внутренних поверхностей боковых стенок воздуховода, параллельны его оси.

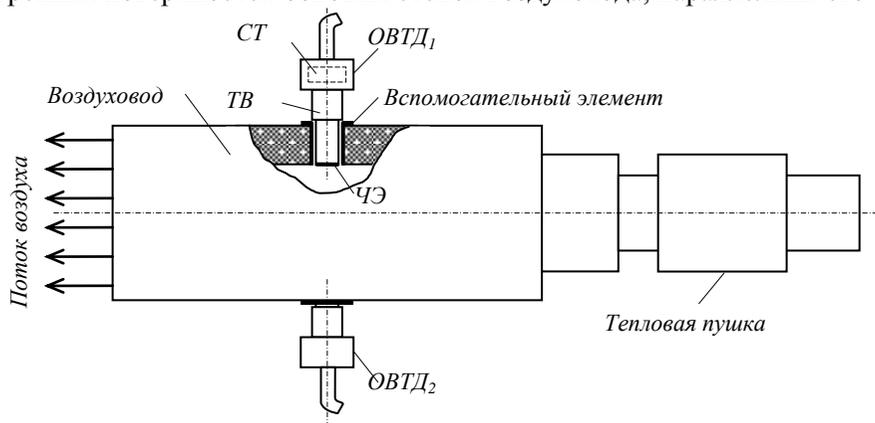


Рис. 1. Схематическое изображение установки

¹ Используется устройство промышленного изготовления Hot Air Gun QUICK 885 мощностью 2500 Вт.

² Вспомогательные элементы аналогичны тем, что используются при установке и крепеже датчиков на статорных оболочках компрессоров и турбин ГТД.

В каждый из датчиков, в которых уже существуют по одной ТП (их ГСп расположены в начале ТВ (вблизи от ЧЭ)), дополнительно встроены еще по одной ТП (ГСп расположены в конце ТВ (рядом с СТ)), причем ЧЭ датчиков также оснащаются ТП (по одному ГСп непосредственно на ЧЭ³). Результаты измерения температур (в трех точках на каждый датчик) индицируются в цифровом виде на мультиметре М838 с разрешением 1 °С.

Результаты исследований

Объекты исследования – датчики, изготовленные из нержавеющей стали (НС) и предназначенные для измерения РЗ (0÷3 мм) в компрессорах (ОВТД-К-3(НС), длина ЧЭ 10 мм, его сечение 1×1 мм²) и в турбинах (ОВТД-Т-3(НС), длина ЧЭ 14 мм, его сечение 2,5×1 мм²) [2].

В табл. 1 приведены результаты измерений температуры ЧЭ (θ_0) и ТВ (θ_1 и θ_2). Температура воздуха на выходе тепловой пушки (θ_n) измерялась ее собственными (встроенными) средствами, температуры θ_0 , θ_1 , θ_2 – термомпарами ТП₀, ТП₁, ТП₂ соответственно (с последующим выходом на мультиметр М838). Размещение ГСп на ЧЭ и ТВ иллюстрирует рис. 2. Там же изображены модель передачи тепла в ТВ от ЧЭ до СТ и геометрические параметры тепловых сопротивлений R_1 от ГСп ТП₀ до ГСп ТП₁ и R_2 от ГСп ТП₁ до ГСп ТП₂ ($R_1 = \frac{l_1}{\lambda S_1}$,

$$R_2 = R_{21} + R_{22} = \frac{l_{21}}{\lambda S_{21}} + \frac{l_{22}}{\lambda S_{22}}, \text{ где } \lambda - \text{коэффициент теплопроводности материала}$$

ТВ, l_1 – длина первого участка ТВ с площадью сечения $S_1 = \pi(r_{1н}^2 - r_{1в}^2)$, $r_{1н}$, $r_{1в}$ – наружный и внутренний радиусы соответственно; R_{21} – тепловое сопротивление участка ТВ длиной l_{21} и площадью сечения $S_{21} = \pi(r_{21н}^2 - r_{21в}^2)$, $r_{21н}$, $r_{21в}$ – наружный и внутренний радиусы участка соответственно; R_{22} – тепловое сопротивление участка ТВ длиной l_{22} и площадью сечения $S_{22} = \pi(r_{22н}^2 - r_{22в}^2)$, $r_{22н}$, $r_{22в}$ – наружный и внутренний радиусы этого участка).

Таблица 1

Результаты измерений температуры ЧЭ и ТВ в исследуемых датчиках

Температура, °С (ОВТД-К-3(НС))				Температура, °С (ОВТД-Т-3(НС))			
θ_n	θ_0	θ_1	θ_2	θ_n	θ_0	θ_1	θ_2
100	60	45	36	100	63	40	33
200	106	71	50	200	114	62	45
400	232	139	83	400	225	109	70
500	285	175	106	500	275	138	90
600	338	201	117	600	325	158	100

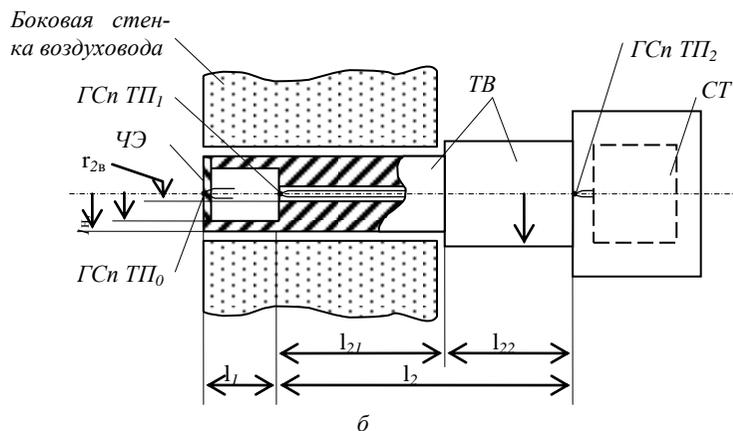
Как отмечалось во введении, метод, предложенный в работе [4], предусматривает расчет температуры ЧЭ по измеренным с помощью ТП₁ и ТП₂ температурам θ_1 и θ_2 (см. табл. 1) и вычисленным заранее тепловым сопротивлениям R_1 и R_2 (для заданных значений теплопроводности НС и размеров ТВ):

³ Используются хромель-алюмелевые (ХА) ТП.

$$\theta_0 = \theta_1 + (\theta_1 - \theta_2) \cdot \frac{R_1}{R_2}. \quad (1)$$

ЧЭ ГСн ТП ₀ θ ₀	ТВ R ₁	ТВ ГСн ТП ₁ θ ₁	ТВ R ₂	ТВ ГСн ТП ₂ θ ₂	СТ
---	----------------------	---	----------------------	---	----

a



б

Рис. 2. Модель передачи тепла в ТВ от ЧЭ до СТ (a) и геометрические параметры тепловых сопротивлений R_1 и R_2 (б)

Тогда искомая погрешность измерения определяется разностью измеренных и расчетных значений температур ЧЭ

$$\Delta = \theta_0 - \theta_{0(p)} \quad (2)$$

или в относительном виде

$$\delta = \frac{\Delta}{\theta_0} 100\%. \quad (3)$$

Расчеты температуры $\theta_{0(p)}$ и погрешностей Δ , δ были выполнены согласно выражениям (1–3) при $\lambda=31.401 \frac{\text{Вт}}{\text{м} \cdot \text{К}}$ [5], $l_1=7$ мм, $l_{21}=19$ мм, $l_{22}=38$ мм, $r_{1н}=10$ мм, $r_{1в}=9.5$ мм, $r_{21н}=r_{1н}=10$ мм, $r_{22н}=14$ мм, $r_{2в}=1.5$ мм для ОВТД-К-3(НС); $l_1=12.3$ мм, $l_{21}=20$ мм, $l_{22}=46$ мм, $r_{1н}=14$ мм, $r_{1в}=13.4$ мм, $r_{21н}=r_{1н}=14$ мм, $r_{22н}=17$ мм, $r_{2в}=1.5$ мм для ОВТД-Т-3(НС). Полученные результаты сведены в табл. 2, в которой для привязки к данным табл. 1 в первую колонку повторно введены измеренные значения температуры потока на выходе тепловой пушки (θ_n).

Из табл. 2 следует, что максимальная погрешность Δ составила 5.32 °С и в относительном виде δ не превышает 5 % (причем при минимальной температуре θ_0). Это подтверждает работоспособность и эффективность метода, предложенного в работе [4]. Если же метод не использовать, то погрешность измерения можно оценить по экспериментальным данным табл. 1 как разность температуры

ЧЭ (θ_0) и температуры в начале ТВ (θ_1), измеренных ТП₀ и единственной встроенной ТП₁ (в существующих конструкциях ОВТД).

Таблица 2

Расчетные значения температуры ЧЭ и погрешностей ее измерения

Температура θ_n , $\theta_{0(p)}$ и погрешность Δ , °С (ОВТД-К-3(НС))				Температура θ_n , $\theta_{0(p)}$ и погрешность Δ , °С (ОВТД-Г-3(НС))			
θ_n	$\theta_{0(p)}$	Δ	δ , %	θ_n	$\theta_{0(p)}$	Δ	δ , %
100	59.27	0.73	1.2	100	59.86	3.14	5.0
200	104.29	1.71	1.6	200	110.24	3.76	3.3
400	227.78	4.22	1.8	400	219.68	5.32	2.4
500	284.39	0.61	0.2	500	274.22	0.78	0.3
600	334.17	3.83	1.1	600	322.59	2.41	0.7

$$\Delta_3 = \theta_0 - \theta_1$$

Сравнение Δ_3 с Δ , найденной с помощью выражения (2), показывает, что Δ_3 в несколько раз превышает Δ .

Заключение

Разработана и изготовлена установка для экспериментальных исследований погрешностей измерения температуры ЧЭ ОВТД при использовании метода уменьшения таких погрешностей, предложенного в работе [4]. Показано, что искомая погрешность не превышает 5 %.

Вместе с тем необходимо отметить, что в соответствии с принятым в предложенном методе допущением теплообмен между ЧЭ и СТ происходит путем теплопроводности по ТВ, представленному двумя тепловыми сопротивлениями R_1 и R_2 , а теплообмен через боковые поверхности ТВ незначителен и практически отсутствует. Тогда окружающую ТВ среду также можно представить эквивалентным тепловым сопротивлением R_{1cp} , параллельным R_1 , и сопротивлением R_{2cp} , параллельным R_2 . При этом $R_{1cp} \gg R_1$, а $R_{2cp} \gg R_2$ и заметного влияния на тепловой поток в ТВ, как и на температуру θ_1 , R_{1cp} и R_{2cp} не оказывают. Так и происходит в установке для экспериментальных исследований ОВТД, в которой воздуховод выполнен из материала с малой теплопроводностью. Но в реальных силовых установках, где статорные оболочки изготовлены из материалов с намного большей теплопроводностью, может оказаться весьма существенным эффект шунтирования сопротивлений R_1 и R_2 эквивалентными сопротивлениями R_{1cp} и R_{2cp} соответственно, причем в наибольшей степени ожидается влияние R_{1cp} на R_1 , поскольку вся площадь поверхности именно этой части ТВ (вблизи ЧЭ) контактирует со статорной оболочкой. В результате температура θ_1 будет приближаться к температуре θ_0 (ЧЭ). Однако для получения количественной оценки θ_1 , а следовательно, и погрешности измерения температуры θ_0 необходима разработка более совершенной модели теплообмена в ТВ ОВТД и окружающей среды, включая статорную оболочку и вспомогательные элементы конструкции для крепежа и установки датчиков. Кроме того, несмотря на положительный результат проведенных исследований, представляется полезным продолжение экспериментальных работ, аналогичных лабораторным, но на реальных объектах (компрессоре и турбине) в процессе стендовых испытаний.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Боровик С.Ю., Данильченко В.П., Секисов Ю.Н.* Активное регулирование радиальных зазоров в проточной части ГТД (обзор зарубежных публикаций) // Газотурбинные технологии. – 2011. – № 2. – С. 36-40.
2. Методы и средства измерения многомерных перемещений элементов конструкций силовых установок / Под ред. Ю.Н. Секисова, О.П. Скобелева. – Самара: Самарский научный центр РАН, 2001. – 188 с.
3. Кластерные методы и средства измерения деформаций статора и координат смещений торцов лопаток и лопастей в газотурбинных двигателях / Под общ. ред. О.П. Скобелева. – М.: Машиностроение, 2011. – 298 с.
4. *Боровик С.Ю., М.М. Кутейникова, Ю.Н. Секисов [и др.]* Погрешность измерения температуры чувствительного элемента одновиткового вихретокового датчика в каналах термокоррекции системы сбора информации о многокоординатных смещениях торцов лопаток и метод ее уменьшения // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2012. – № 3(35). – С. 43-48.
5. Таблицы физических величин: Справочник / Под ред. И.К. Кикоина. – М.: Атомиздат, 1976. – 1008 с.

Статья поступила в редакцию 11 декабря 2013 г.

EXPERIMENTAL ESTIMATION OF SINGLE-COIL EDDY-CURRENT SENSOR TEMPERATURE MEASURE ERROR

S.Yu. Borovik, M.M. Kuteynikova, B.K. Raykov, Yu.N. Sekisov, O.P. Skobelev

Institute for the Control of Complex Systems of Russian academy of sciences
61, Sadovaya str., Samara, 443020, Russia

The description of the experimental research installation for examination of an error of single-coil eddy-current sensor sensing element temperature measuring in the thermo-correction channel of the system for information acquisition about radial clearances between blade tips and a stator of compressor or turbine is given. Quantitative estimates of this error are obtained. These results confirm an operability and efficiency of the previously proposed method for reduction of such errors.

Keywords: *thermo-correction channel of the system, single-coil eddy-current sensor, temperature error, the model of heat transfer, method of reducing the error, experimental research.*

Sergey Yu. Borovik (Dr. Sci. (Techn.)), Leading Scientist.

Marina M. Kuteynikova, Senior Scientist.

Boris K. Raykov, Junior Scientist.

Yuriy N. Sekisov (Dr. Sci. (Techn.)), Director of Laboratory.

Oleg P. Skobelev (Dr. Sci. (Techn.)), Professor, Chief Scientist.

УДК 621.317

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПО МГНОВЕННЫМ ЗНАЧЕНИЯМ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛОВ*

Ю.М. Иванов

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассматривается новый метод измерения интегральных характеристик гармонических сигналов, основанный на формировании ортогональных составляющих напряжения. За счет использования характерных точек при реализации метода обеспечивается исключение погрешности по напряжению (погрешности по модулю) фазосдвигающих блоков, осуществляющих формирование дополнительных сигналов. Приводится структурная схема средства измерения, реализующего метод. Анализируется погрешность результата измерения параметров из-за отклонения реального сигнала от гармонической модели. Показано существенное влияние гармонического состава сигналов на результирующую погрешность определения интегральных характеристик сигналов. Полученные в работе результаты позволяют выбирать область использования метода в зависимости от предъявляемых требований по точности и времени измерения.

Ключевые слова: интегральные характеристики сигналов, гармонические сигналы, ортогональные составляющие, мгновенные значения, погрешность, модель сигнала.

Измерение параметров процессов, являющихся периодическими, находит чрезвычайно широкое применение при контроле и испытаниях электромеханических систем, электротехнического оборудования, в системах автоматизированного управления технологическими процессами.

В большинстве случаев периодические процессы различной физической природы преобразуются в электрические сигналы, удобные для измерения и обработки.

При этом особую роль играют гармонические сигналы, которые из-за простоты модели находят чрезвычайно широкое распространение в измерительной технике для анализа и синтеза измерительных сигналов.

В настоящее время успешно развивается направление, связанное с разработкой методов и средств измерения интегральных характеристик (среднеквадратических значений напряжения и тока, активной и реактивной мощности) по отдельным мгновенным значениям гармонических сигналов, не связанным с периодом входного сигнала [1].

Для определения интегральных характеристик гармонических сигналов (ИХГС) сокращение времени измерения достигается за счет формирования дополнительных сигналов, сдвинутых по фазе относительно входных, и определе-

* Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект 13-08-00173-а).

Юрий Михайлович Иванов (к.т.н.), ст. научный сотрудник кафедры «Информационно-измерительная техника».

ния ИХГС по мгновенным значениям как входных, так и дополнительных сигналов [2].

Упрощение реализации могут обеспечить методы, в которых в качестве дополнительных сигналов используются ортогональные составляющие.

Однако использование мгновенных значений основных и дополнительных сигналов или сравнение ортогональных составляющих для определения основных ИХГС приводит к дополнительным погрешностям, обусловленным погрешностью по напряжению (погрешностью по модулю) фазосдвигающих блоков (ФСБ), осуществляющих формирование дополнительных сигналов [3].

В статье рассматривается новый метод, основанный на формировании только дополнительного сигнала напряжения, сдвинутого относительно входного на 90° , и измерении мгновенных значений входных сигналов напряжений и тока.

В соответствии с разработанным автором методом формируют дополнительный сигнал напряжения, сдвинутый относительно входного на 90° ; в момент перехода ортогональной составляющей напряжения через ноль измеряют мгновенные значения входного напряжения и тока; через произвольный (в общем случае) интервал времени Δt одновременно измеряют мгновенные значения входного напряжения и тока и определяют ИХГС по измеренным значениям.

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

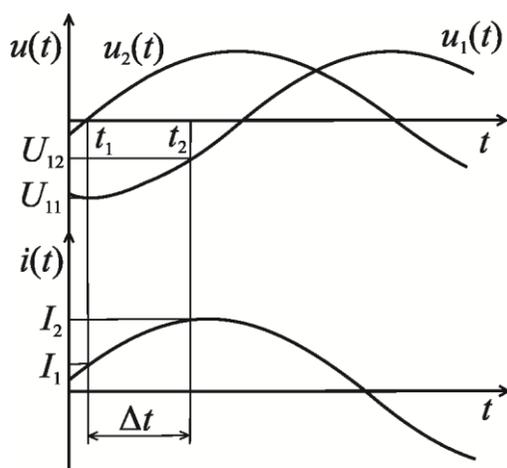


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Ортогональные составляющие напряжения и входной ток имеют вид

$$u_1(t) = U_m \sin \omega t; \quad u_2(t) = U_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) = U_m \cos \omega t; \quad i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi),$$

где U_m , I_m – амплитудные значения сигналов напряжения и тока;

ω – угловая частота входного сигнала;

φ – угол сдвига фаз между входными напряжением и током.

В момент времени t_1 , когда напряжение $u_2(t)$ переходит через ноль, мгновенные значения сигналов будут равны

$$U_{11} = U_m \sin \left(\pi l - \frac{\pi}{2} \right); \quad I_1 = I_m \sin \left(\varphi + \pi l - \frac{\pi}{2} \right),$$

где $l = 0, 1$.

Отсюда при $l=0$ $U_{11} = -U_m$, а при $l=1$ $U_{11} = U_m$, то есть $U_{11} = \pm U_m$. Аналогично $I_1 = \pm I_m \sin \varphi$.

Через интервал времени Δt (в момент времени t_2) мгновенные значения сигналов примут вид

$$U_{12} = U_m \sin\left(\pi l + \omega \Delta t - \frac{\pi}{2}\right); I_1 = I_m \sin\left(\varphi + \pi l + \omega \Delta t - \frac{\pi}{2}\right).$$

Отсюда $U_{12} = \pm U_m \cos \omega \Delta t$ и $I_2 = \pm I_m \cos(\varphi + \omega \Delta t)$.

Используя мгновенные значения сигналов и считая, что $\omega \Delta t < \pi/2$, после преобразований получим выражения для определения ИХГС:

– среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока

$$U_{СКЗ} = \frac{|U_{11}|}{\sqrt{2}}; \quad (1)$$

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

– активная (АМ) и реактивная (РМ) мощности

$$P = \frac{I_1 U_{11}}{2}; \quad (3)$$

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

Средство измерения (СИ), реализующее метод, представлено на рис. 2.

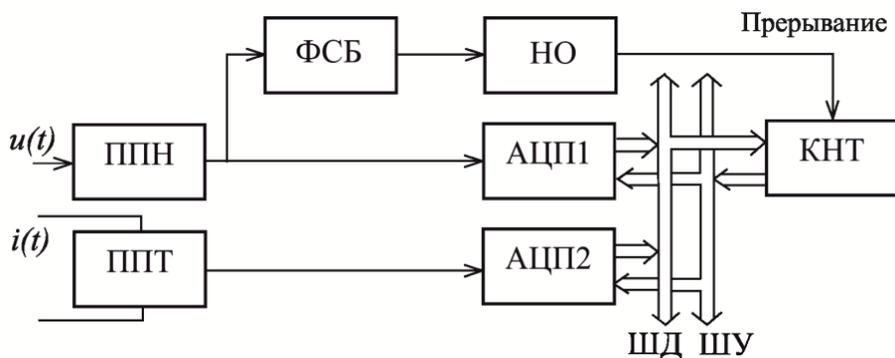


Рис. 2. СИ, реализующее метод

В состав СИ входят: первичные преобразователи напряжения ППН и тока ППТ, аналого-цифровые преобразователи АЦП1 и АЦП2, фазосдвигающий блок ФСБ, осуществляющий сдвиг входного напряжения на угол 90° , нуль-орган НО, контроллер КНТ, шины управления ШУ и данных ШД.

Рассматриваемый метод предназначен для измерения интегральных характеристик сигналов с гармоническими моделями. При отклонении реальных сигналов от гармонических неизбежно возникнет погрешность.

Проведем анализ данного вида методической погрешности.

Для анализа погрешности используем методику оценки погрешности результата измерения интегральной характеристики как функции, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью, соответствующей отклонению модели от реального сигнала. Таким образом, погрешность вычисления значения какой-либо функции, аргументы которой заданы приближенно, можно оценить с помощью дифференциала этой функции [1].

Если абсолютные погрешности аргументов соответствуют наибольшему отклонению моделей от реальных сигналов $\Delta U_{\max} = U_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}$ и $\Delta I_{\max} = I_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}$, то предельные значения абсолютных погрешностей определения характеристик сигналов согласно (1) – (4) примут вид:

$$\Delta U_{СКЗ} = \left| (U_{СКЗ})'_{U_{11}} \right| \Delta U_{\max}; \quad (5)$$

$$\Delta I_{СКЗ} = \left[\left| (I_{СКЗ})'_{I_1} \right| + \left| (I_{СКЗ})'_{I_2} \right| \right] \Delta I_{\max} + \left[\left| (I_{СКЗ})'_{U_{11}} \right| + \left| (I_{СКЗ})'_{U_{12}} \right| \right] \Delta U_{\max}; \quad (6)$$

$$\Delta P = \left| (P)'_{I_1} \right| \Delta I_{\max} + \left| (P)'_{U_{11}} \right| \Delta U_{\max}; \quad (7)$$

$$\Delta Q = \left[\left| (Q)'_{I_1} \right| + \left| (Q)'_{I_2} \right| \right] \Delta I_{\max} + \left[\left| (Q)'_{U_{11}} \right| + \left| (Q)'_{U_{12}} \right| \right] \Delta U_{\max}, \quad (8)$$

где $h_{uk} = \frac{U_{km}}{U_{1m}}$ и $h_{ik} = \frac{I_{km}}{I_{1m}}$ – коэффициенты k -тых гармоник напряжения и тока;

U_{1m} и I_{1m} – амплитуды первых гармоник сигналов;

U_{km} и I_{km} – амплитуды k -тых гармоник напряжения и тока.

Используя выражения (1) – (8), можно определить относительные погрешности измерения СКЗ напряжения и тока и приведенные погрешности измерения АМ и РМ:

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

$$\delta_{I_{СКЗ}} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} \left[\left| \sin(\varphi + \omega \Delta t) \right| + \left| \sin \varphi \right| \right]}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2 \left| \sin \omega \Delta t \right|}} +$$

$$+ \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} |\sin \varphi| [\sin \omega \Delta t \cos(\varphi + \omega \Delta t) + \sin \varphi] + |\cos \varphi| |\sin \omega \Delta t - \sin \varphi|}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2 \sin^2 \omega \Delta t}}; \quad (10)$$

$$\gamma_P = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} |\cos \varphi|}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}}; \quad (11)$$

$$\gamma_Q = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} (|\cos \omega \Delta t| + 1)}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2 |\sin \omega \Delta t|}} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} [|\sin \omega \Delta t \sin \varphi - \cos(\varphi + \omega \Delta t)| \sin \omega \Delta t - \sin \varphi]}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2 \sin^2 \omega \Delta t}}. \quad (12)$$

Погрешность измерения СКЗ напряжения, определяемая в соответствии с (9), зависит только от гармонического состава напряжения. Погрешности измерения СКЗ тока и РМ, которые определяются согласно выражениям (10) и (12) соответственно, кроме как от гармонического состава сигналов, зависят также и от угла сдвига фаз между напряжением и током φ и интервала времени Δt .

Значение приведенной погрешности измерения АМ, вычисляемое с помощью выражения (11), определяется гармоническим составом сигналов напряжения и тока и угла сдвига фаз φ .

Полученные в работе результаты позволяют выбирать область использования метода в зависимости от предъявляемых требований по точности и времени измерения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мелентьев В.С., Батищев В.И. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2011. – 240 с.
2. Мелентьев В.С., Иванов, Ю.М., Сеницын А.Е. Методы измерения интегральных характеристик на основе формирования дополнительных сигналов // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2013. – № 2 (38). – С. 56-63.
3. Мелентьев В.С., Иванов, Ю.М., Сеницын А.Е. Синтез методов измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2012. – № 3 (35). – С. 84-89.

Статья поступила в редакцию 22 января 2014 г.

THE IMPROVEMENT OF THE METHODS OF MEASURING THE INTEGRATED CHARACTERISTICS ON INSTANT VALUES OF ORTHOGONAL COMPONENTS OF SIGNALS

Ju.M. Ivanov

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

A new method of measuring the integrated characteristics of harmonic signals, based on the formation of orthogonal voltage components is considered. Through the use of characteristic points in the implementation of the method provided an exception of voltage error (error modulo) of phase-shifting blocks, carrying the formation of additional signals. The block diagram of measurement tool that implements the method is provided. Results of the analysis of an error of measuring parameters because of a deviation of real signal from harmonious model are examined. A significant effect of the harmonic content of the signal on extending the resultant error in determining the integral characteristics of the signals is shown. The results obtained allow to select an area of the method, depending on the requirements of accuracy and measurement time.

Keywords: *integrated characteristics of signals, harmonious signals, orthogonal components, instant values, an error, signal model.*

УДК 621.317.088

ТЕСТОВЫЙ МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПЛОТНОСТИ ПРОТОЧНЫМ ПЛОТНОМЕРОМ

В.А. Кузнецов

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассмотрен способ измерения плотности жидкости с высокой точностью непосредственно в потоке. Дан анализ известных методов измерения плотности жидкости и отмечены их недостатки при измерении плотности глинистого раствора в процессе бурения глубоких скважин. Рассмотрен способ повышения точности весового плотномера на основе применения тестовых методов. Приведены методы формирования двух тестов. Аддитивный тест создается с помощью образцовой массы, а мультипликативный тест формируется посредством изменения жесткости измерительной пружины. Обработка измерительной информации производится микроконтроллером.

Ключевые слова: *проточный плотномер, высокая точность измерения, тестовые методы.*

В настоящее время во многих технологических процессах возникает необходимость измерения плотности жидкости в потоке. Такие измерения встречаются в нефтяной, пищевой, парфюмерной, химической и других областях промышленности.

Наиболее распространены ручные и автоматические плотномеры для жидкостей. По принципу действия они делятся на следующие основные группы: поплавковые, весовые, гидростатические, радиоизотопные, вибрационные, ультразвуковые [1].

Каждый из этих методов имеет свои достоинства и недостатки и применяется с учетом специфики потока измеряемой жидкости и условий эксплуатации плотномера.

Например, работа ультразвукового плотномера нарушается при наличии в потоке пузырьков воздуха или твердых частиц, что требует специальной предварительной подготовки жидкости. Кроме того, для каждой жидкости необходима индивидуальная калибровка плотномера. Скорость звука сильно зависит от температуры жидкости, поэтому при эксплуатации ультразвукового плотномера в широком диапазоне температур необходимо вводить коррекцию температурной погрешности.

В целом ультразвуковые плотномеры не позволяют проводить измерения с высокой точностью, обладая погрешностью порядка $2\div 3\%$ [2].

При бурении глубоких скважин в качестве рабочей жидкости используется глинистый раствор, закачиваемый в скважину. Для измерения плотности глинистого раствора чаще всего применяются весовые и вибрационные плотномеры.

Весовой непрерывный метод измерения плотности основан на непрерывном взвешивании протекающей через сосуд постоянного объема контролируемой среды. Таким образом, конструкция прибора должна обеспечить свободное пе-

Владимир Андреевич Кузнецов (к.т.н., доц.), доцент кафедры «Информационно-измерительная техника».

ремещение сосуда при непрерывном поступлении и вытекании контролируемой среды и одновременно его подвижность для непрерывного взвешивания.

Возможны варианты с U-образной трубкой, концы которой гибко соединены с источником и приемником контролируемой среды. В средней части (центре тяжести) трубка подвешена к весоизмерительному устройству с пневматическим или индуктивным преобразователем в зависимости от требований к взрывоопасности прибора. Так как часть веса трубки передается на линии провода и отвода среды, то необходима эмпирическая градуировка. Вместо U-образной трубки можно использовать непрерывно взвешиваемый прямой участок трубопровода. Для подвода и отвода среды могут применяться гибкие гофрированные шланги (сильфоны), обеспечивающие подвижность измерительного участка в вертикальном направлении.

При повышенных требованиях к точности измерения для непрерывного взвешивания применяют силовую компенсационную систему. Однако существенно повысить точность измерения можно, используя определенные методы повышения точности. Одним из таких методов является тестовый метод повышения точности [3].

Тестовые методы повышения точности измерений применяют в различных измерительных системах для измерений как электрических, так и неэлектрических величин.

Сущность тестовых методов повышения точности измерений заключается в определении параметров статической функции преобразования (СФП) с помощью дополнительных преобразований тестов, каждый из которых функционально связан с измеряемой величиной.

В реальных условиях эксплуатации средства измерений значения параметров СФП отличаются от их номинальных значений вследствие воздействия различных внешних факторов, старения элементов и т. п.

Тестовые методы повышения точности измерений позволяют снизить систематические и квазисистематические погрешности.

Суммарная погрешность средства измерений при реализации тестовых методов повышения точности измерений имеет следующие составляющие:

- погрешность вычислительного устройства;
- погрешность квантования аналого-цифрового преобразователя;
- погрешность, обусловленная высокочастотными шумами в схеме средства измерений;
- погрешность преобразования тестов;
- динамическая погрешность, обусловленная возможным изменением измеряемой величины в процессе реализации тестов.

Приведем расчеты для проточного плотномера с использованием тестовых методов.

Вес U-образной вставки в трубопровод с жидкостью

$$G_B = m_B g + \rho_{Ж} V_B g = g(m_B + \rho_{Ж} V_B),$$

где m_B – масса вставки;

$\rho_{Ж}$ – плотность жидкости;

V_B – объем вставки;

g – ускорение свободного падения.

Измерительной пружиной вес вставки преобразуется в линейное перемещение:

$$l = K_{II} G_B = K_{II} g(m_B + \rho_{Ж} V_B),$$

где K_{II} – коэффициент преобразования пружины.

Линейное перемещение l вставки датчиком преобразуется в код

$$N = K_{Д} l = K_{Д} K_{II} g(m_B + \rho_{Ж} V_B),$$

где $K_{Д}$ – коэффициент преобразования датчика.

Отсюда

$$\rho_{Ж} = \frac{N}{K_{Д} K_{II} g V_B} - \frac{m_B}{V_B}.$$

Формирование тестов производится следующим образом. Сначала измеряется плотность обычным методом, затем формируются аддитивный и мультипликативный тесты.

Аддитивный тест создается установкой образцовой массы m_O на обычную U-образную вставку. При этом вес вставки с образцовой массой становится равным

$$G_{BA} = m_B g + \rho_{Ж} V_B g + m_O g.$$

Мультипликативный тест создается изменением жесткости измерительной пружины посредством ее укорочения с помощью упорной пластины и специального ее привода. При этом коэффициент преобразования пружины изменяется:

$$K_{IIM} = K_{II} K_{II},$$

где K_{II} – коэффициент изменения длины пружины.

Алгоритм измерения. При настройке прибора датчик устанавливается так, чтобы при начальном весе и отсутствии жидкости в трубке выходной сигнал был равен нулю:

$$N_{нач} = K_{Д} K_{II} g m_B = 0.$$

Измерения проводятся в три такта.

При первом такте тесты отсутствуют. На выходе датчика формируется код

$$N_1 = K_{Д} K_{II} g \rho_{Ж} V_B + \Delta_A,$$

где Δ_A – аддитивная погрешность.

При втором такте вводится аддитивный тест. На выходе датчика формируется второй код:

$$N_2 = K_{Д} K_{II} g (\rho_{Ж} V_B + m_O) + \Delta_A,$$

где m_O – масса образцового груза.

При третьем такте вводится мультипликативный тест.

На выходе датчика формируется третий код:

$$N_3 = K_{Д} K_{II} K_{IIM} g \rho_{Ж} V_B + \Delta_A.$$

Контроллер производит вычисления по алгоритму:

$$N_2 - N_1 = K_{Д} K_{II} g m_O ;$$

$$N_3 - N_1 = K_{Д} K_{II} g \rho_{Ж} V_B (K_{II} - 1) ;$$

$$\frac{N_3 - N_1}{N_2 - N_1} = \frac{\rho_{ж} V_B (K_{II} - 1)}{m_O}$$

Отсюда

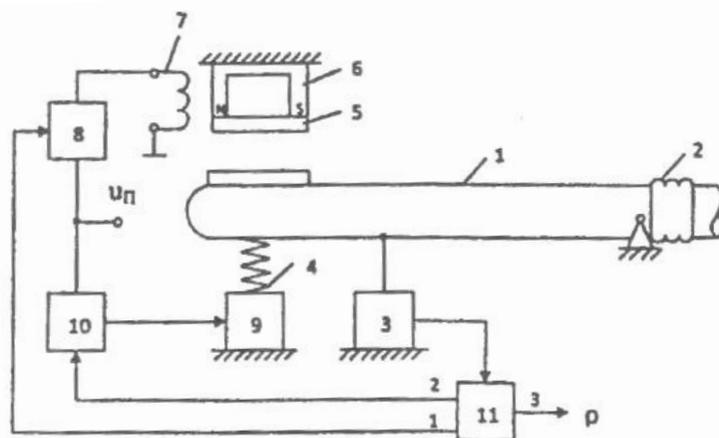
$$\rho_{ж} = \frac{N_3 - N_1}{N_2 - N_1} \cdot \frac{m_O}{V_B (K_{II} - 1)} \quad (1)$$

Из этого выражения видно, что из результата измерения полностью исключены аддитивная погрешность Δ_A и мультипликативные погрешности, связанные с нестабильностью коэффициентов преобразования измерительной пружины K_{II} и датчика K_D . Точность измерения плотности жидкости определяется только точностью задания массы образцового груза m_O , коэффициента изменения жесткости измерительной пружины K_{II} и точностью выполнения вычислительных операций.

Практика показывает, что тестовые методы позволяют на порядок повысить точность измерения неэлектрических величин в условиях воздействия возмущающих факторов.

В Самарском государственном техническом университете разработан метод повышения точности измерения плотности проточным плотномером [4].

На рисунке представлена структурная схема разработанного весового плотномера.



Структурная схема весового плотномера:

1 – петлевая U-образная вставка в трубопровод, закрепленная консольно; 2 – гибкие манжеты; 3 – датчик перемещений; 4 – пружина; 5 – образцовый груз; 6 – постоянный магнит; 7 – обмотка; 8 – первый ключ; 9 – электропривод; 10 – второй ключ; 11 – микроконтроллер

Аддитивный тест формируется добавлением к весу U-образной вставки веса образцового груза 5, а мультипликативный тест формируется изменением жесткости пружины 4.

Измерения плотности проводятся в три такта. В первом такте ключи 8 и 10 закрыты. Образцовая масса притянута к магниту 6. Пружина 4 имеет коэффициент преобразования K_{II} .

Во втором такте ключ 8 открыт, а ключ 10 закрыт. Образцовый груз 5 массой m_O добавляется к весу U-образной вставки, чем формируется аддитивный тест.

В третьем такте ключ 8 закрыт, а ключ 10 открыт, при этом жесткость пружины 4 изменяется на коэффициент K_H и формируется мультипликативный тест.

Обработка результатов трех измерений проводится по алгоритму (1).

Преимущество плотномера заключается также в том, что он не требует предварительной калибровки. Калибровка при каждом измерении осуществляется автоматически при опускании образцового груза на петлевую вставку.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Измерения в промышленности: Справ. изд. В 3 кн. Кн 2. Способы измерения и аппаратура / Пер. с нем. Под ред. П. Профоса. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Металлургия, 1990. – 384 с.
2. Кивилис С.С. Плотномеры. – М.: Энергия, 1980. – 279 с.
3. Бромберг Э.М., Куликовский К.Л. Тестовые методы повышения точности измерений. – М.: Энергия, 1978. – 176 с.
4. Патент № 2381482RU МПК G01N9/06. Весовой плотномер / В.А. Кузнецов, В.В. Кузнецов; опубл. 10.02.2010. Бюл. № 4.

Статья поступила в редакцию 26 марта 2013 г.

THE TEST METHOD TO IMPROVE THE ACCURACY OF MEASUREMENT OF DENSITY FLOWING DENSITOMETER

V.A. Kuznetsov

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

A measurement method of a liquid's density with high precision directly in the stream was considered. There is an analysis of known methods of measuring the density of the liquid. Also their disadvantages in the density measurement of the mud during the drilling of deep wells are marked. The way of improving the accuracy of the weight densitometer based on the application of test methods was considered. There are formation methods of the two tests. Additive test is created by using the exemplary mass and multiplier one is formed by changing the stiffness of the measuring spring. Processing of measuring information is produced by a microcontroller.

Keywords: *Flow-density meter, high accuracy measurement, test methods.*

УДК 621.317.39

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ С ПАРАМЕТРИЧЕСКИМИ ДАТЧИКАМИ ДЛЯ ИИС

К.Л. Куликовский¹, М.В. Чернецов²

¹ Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

² Пензенский региональный центр высшей школы (филиал) Российского государственного университета
инновационных технологий и предпринимательства
Россия, 440026 г. Пенза, ул. Володарского, 6

Рассматриваются методы синтеза имитационных моделей пассивных и активных измерительных цепей с одинарными и дифференциальными параметрическими датчиками неэлектрических величин для информационно-измерительных систем на основе программных средств MatLab Power System Blockset. Приводятся исследования разработанных имитационных моделей на тестовых моделях, дается сравнительный анализ полученных результатов и рекомендации по их применению. Достоинством синтезированных моделей является то, что, используя известные методы оптимизации, имеется возможность выбрать наиболее оптимальный способ решения дифференциальных уравнений, описывающих исследуемую измерительную цепь. Это позволяет выбрать наиболее оптимальные критерии с точки зрения разработчика информационно-измерительной системы, исходя из требований по быстродействию и допустимой погрешности измерения.

Ключевые слова: измерительная цепь, параметрический датчик, имитационная PSB-модель, тестовая модель, временная диаграмма, погрешность.

Современные тенденции развития информационно-измерительных систем (ИИС) для измерения неэлектрических величин с помощью параметрических датчиков (ПД) неразрывно связаны с повышением к ним требований по точности, чувствительности и быстродействию. При этом необходимо принимать во внимание зачастую противоречивые требования к улучшению технических и метрологических характеристик, ведущих к удорожанию ИИС, и требования к снижению затрат на проектные и конструктивно-технологические работы, элементную базу и эксплуатационное обслуживание. Разрешение этих противоречий достигается разработкой новых методов, алгоритмов измерения неэлектрических величин, а также алгоритмов обработки измерительной информации, новых методик измерительного эксперимента, привлечением более совершенного математического аппарата, использованием методов имитационного моделирования процессов измерительного преобразования. Существенным обстоятельством является то, что современное программное обеспечение и аппаратные средства позволяют обеспечить высокую степень идентичности результатов экспериментов на имитационной модели реальным условиям эксплуатации ПД с

Константин Лонгинович Куликовский (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Информационно-измерительная техника».

Михаил Владимирович Чернецов (к.т.н., доц.), заведующий кафедрой «Управление информационными ресурсами».

учетом воздействия окружающей среды. Дополнительным достоинством методов имитационного моделирования является возможность всесторонних исследований на этапе проектирования ИИС процессов измерения, алгоритмов обработки сигнала измерительной цепи (ИЦ) для ПД с целью максимального удовлетворения требований технического задания на ИИС. Учитывая, что метрологические характеристики ИИС существенным образом определяются точностью, быстродействием и чувствительностью преобразования в ИЦ, исследование свойств ИЦ с ПД несомненно представляет первоочередной интерес. Поэтому синтез имитационных моделей ИЦ с ПД и их исследование с целью прогнозирования достижимых характеристик на этапе проектирования ИИС является, несомненно, актуальной задачей.

Вопросы имитационного моделирования ИЦ для одинарного резистивного ПД были рассмотрены в работе [1], где предложены три варианта синтеза имитационной Power System Blockset модели (PSB-модели) управляемого резистивного ПД в виде сопротивления R_{var} с переменными параметрами. Однако методы синтеза PSB-моделей переменных индуктивностей и емкостей ИИЦ с одинарными и дифференциальными ПД отсутствуют.

За основу при синтезе имитационных PSB-моделей переменных емкостей и индуктивностей для ИЦ с ПД из [1] использован вариант PSB-модели R_{var} , представленный на рис. 1 (здесь элемент R играет вспомогательную роль обеспечения устойчивой работы модели). При этом для синтеза емкости C предложено ввести в модель дополнительную операцию интегрирования, а для синтеза индуктивности L – операцию дифференцирования [2].

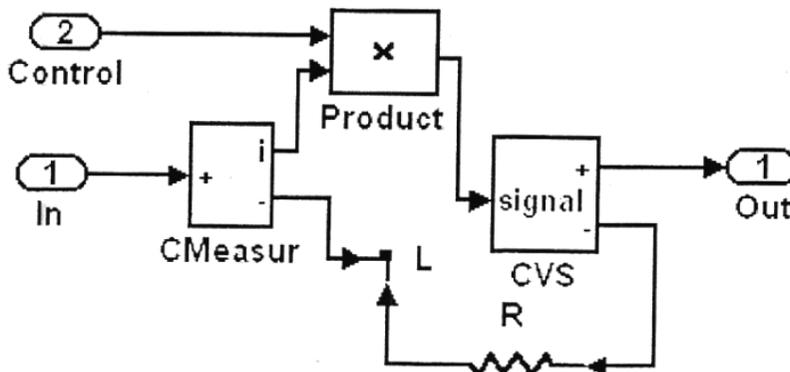


Рис. 1. Вариант PSB-модели управляемого резистора R_{var}

В результате созданы имитационные PSB-модели для управляемого конденсатора в виде подсистемы C_{var} (рис. 2) и управляемой индуктивности L_{var} (рис. 3). Для оценки качества созданных PSB-моделей управляемых C_{var} и L_{var} были разработаны соответствующие им тестовые PSB-модели и были проведены исследования, подтверждающие возможность использования созданных имитационных моделей C_{var} и L_{var} для анализа метрологических характеристик ИЦ с ПД.

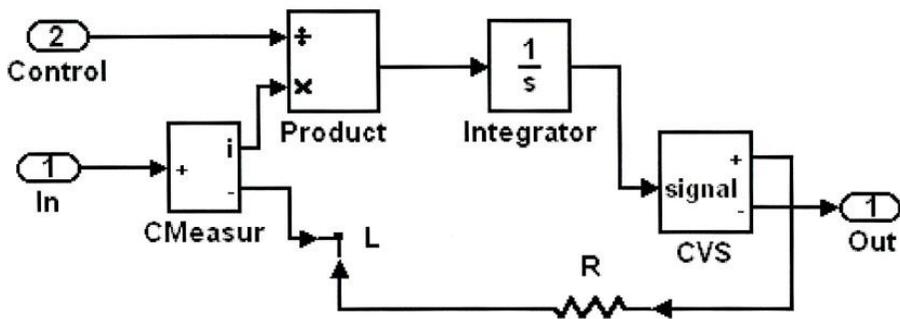


Рис. 2. PSB-модель подсистемы C_{var}

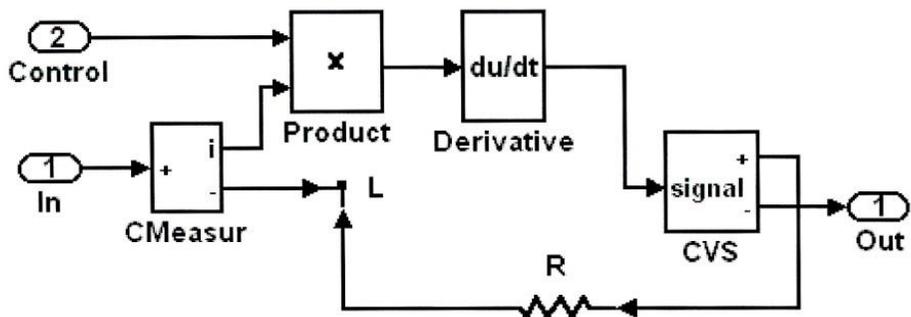


Рис. 3. PSB-модель подсистемы L_{var}

В качестве примера на рис. 4 представлена PSB-модель для тестирования переменной индуктивности L_{var} , имитирующей ИЦ с индуктивным ПД.

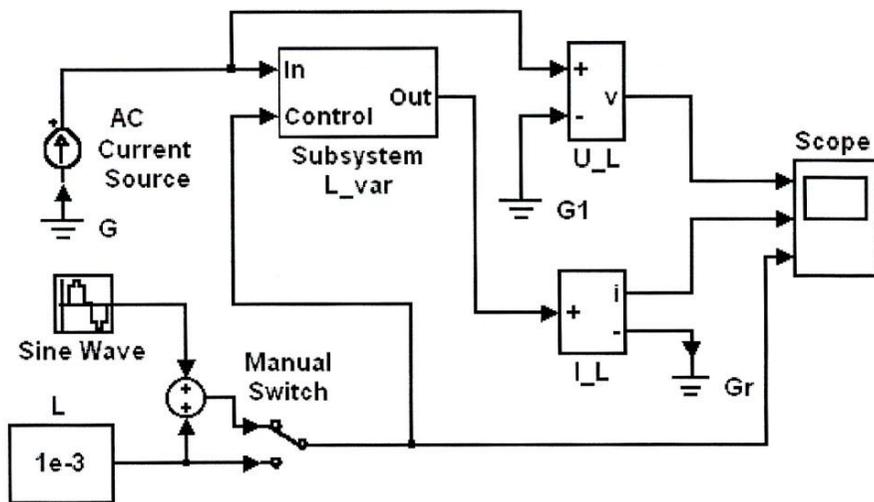


Рис. 4. PSB-модель для тестирования подсистемы L_{var}

Тестирование проводилось при входном токе $I_{вх}(t) = \sin \omega t$, где $\omega = 2\pi \cdot f$, $f = 50$ Гц и $R = 1$ мОм. На рис. 5 представлена временная диаграмма изменения выходного напряжения ИЦ для рассматриваемой PSB-модели при $L_{var} = 1$ мГн.

Из приведенного рисунка видно, что напряжение на индуктивности пропорционально производной от тока:

$$U_L(t) = L_{var} \frac{d(\sin \omega t)}{dt} = \omega L_{var} \cos(\omega t),$$

а амплитудное значение напряжения при подстановке заданных выше параметров составляет

$$U_m = 2\pi \cdot 50L = 2\pi \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 0,314 \text{ [В]}.$$

Проведено также тестирование PSB-модели измерительной цепи, в которой индуктивность изменялась по закону

$$L_{var} = 0,001 + 0,001 \sin \omega t \text{ [Гн]},$$

где $\omega = 2\pi \cdot f$ при $f \approx 15$ Гц. Результаты тестирования подтверждают правильность синтезированной модели.

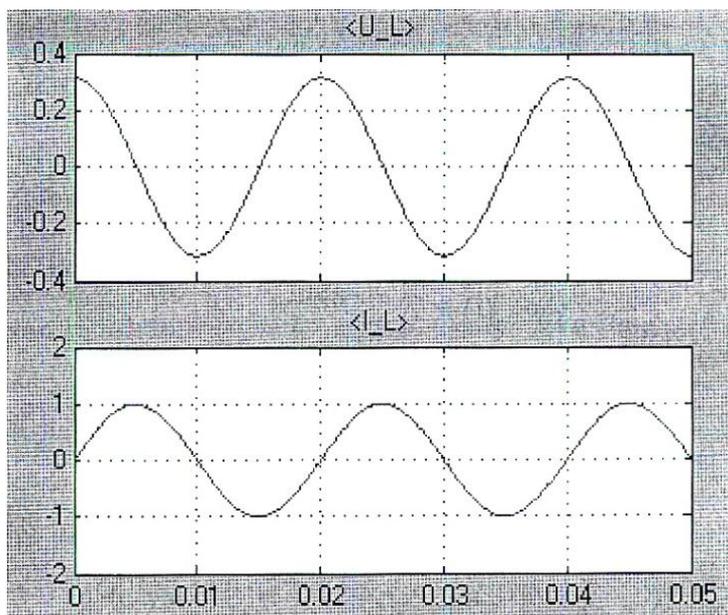


Рис. 5. Результат тестирования подсистемы $L_{var} = \text{const}$

Важным моментом является разработка PSB-моделей для ИЦ с дифференциальными параметрическими датчиками (ДПД). В этом случае имитационная модель может быть синтезирована путем использования двух подсистем, моделирующих управляемые R , L или C -элементы, и подключения управляющего контроллера ко входам Control1 – Control2, по которым задается соответственно отрицательное и положительное изменение информативного параметра каждого из плеч дифференциального датчика (рис. 6).

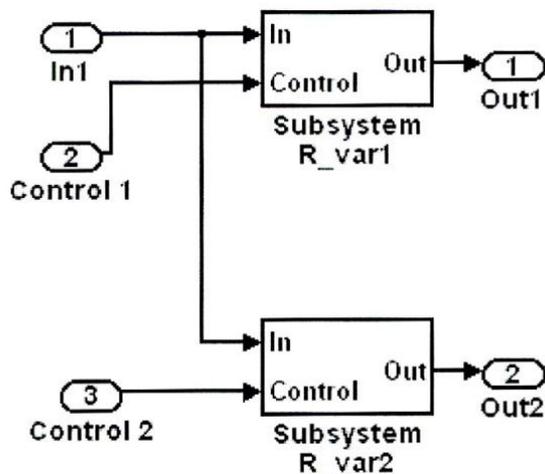


Рис. 6. PSB-модель дифференциального реостатного датчика

Исследование PSB-модели с ДПД осуществлялось при входном воздействии

$$I_{AC} = 0,1 \sin 2\pi \cdot ft \text{ [A]},$$

где $f = 1000$ Гц, а изменение информативного параметра ΔR задавалось в виде выражения

$$\Delta R = 200 + 300 \sin 2\pi \cdot f_R t \text{ [Ом]},$$

где $f_R = 100$ Гц, при этом номинальное значение сопротивления R_0 плеч ДПД принято равным 1 кОм , т. е. $R_0 = 1 \text{ кОм}$ при $\Delta R = 0$.

Анализ результатов тестирования рассматриваемой имитационной модели полностью подтверждает возможность применения разработанной имитационной модели для исследования метрологических характеристик ИЦ с ДПД.

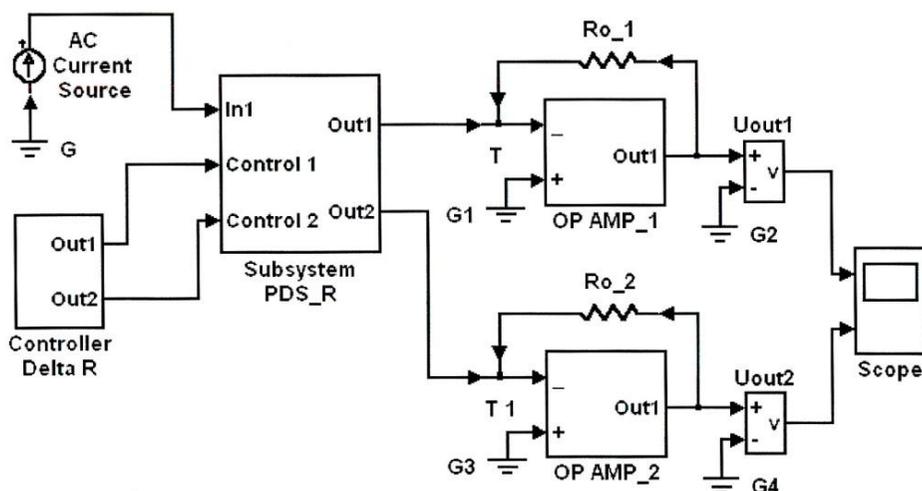


Рис. 7. PSB-модель активной ИЦ для дифференциального реостатного датчика

Не менее важным вопросом является исследование свойств активных ИЦ для ДПД, выполненных на операционных усилителях (ОУ). Для построения имита-

ционных PSB-моделей активных ИЦ использовались полученные ранее результаты.

На рис. 7 представлен один из примеров модели активной ИЦ для реостатного ДПД. Данная модель включает в себя Controller Delta R, подсистему моделирования реостатного дифференциального ПД Subsystem PDS_R и две подсистемы, моделирующие операционные усилители OP AMP.

Для исследования погрешностей активных ИЦ была синтезирована тестовая PSB-модель, приведенная на рис. 8.

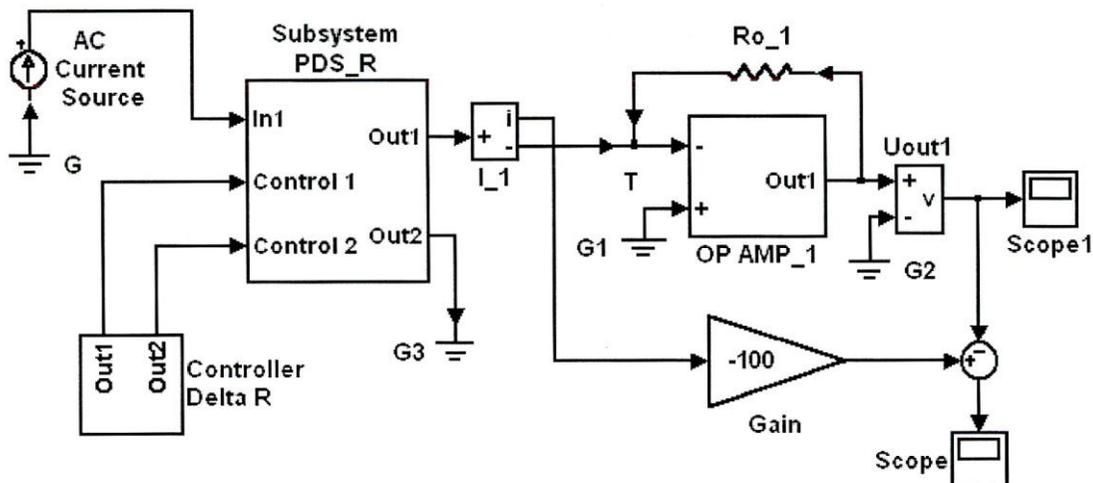


Рис. 8. PSB-модель тестирования активной ИЦ для реостатного ДПД

В данной схеме параллельно с моделируемым OP AMP_1 включен идеальный ОУ (блок Gain) с коэффициентом передачи, равным 100, при этом резистор R_{o_1} в цепи отрицательной обратной связи ОУ выбран для экспериментальных исследований равным 100 Ом. При исследованиях параметры OP AMP_1 задавались по паспортным данным ОУ 140 УД1.

Тестовые исследования показали, что имитационная модель (см. рис. 8) может быть применена для исследования как статических, так и динамических погрешностей активной ИЦ, а также погрешностей, обусловленных неидеальностью операционных усилителей.

Дополнительным достоинством синтезированных моделей является то, что при использовании известных методов оптимизации имеется возможность выбрать оптимальный способ решения дифференциальных уравнений [4], описывающих исследуемую ИЦ, и оптимальные критерии с точки зрения разработчика ИИС исходя из требований по быстродействию и допустимой погрешности измерения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Чернецов В.И., Чернецов М.В., Медведева С.Н. Применение сигнальных графов для синтеза имитационных моделей переменных сопротивлений // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2011. – № 8. – С. 47-50.
2. Анохин В.В. Переменное сопротивление в Matlab/Simulink // Exponenta Pro № 1. – 2003. – С. 91-92.

3. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. – М.: Высшая школа, 1973. – 752 с.
4. Хемминг Р.В. Численные методы для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1972. – 400 с.

Статья поступила в редакцию 30 января 2014 г.

MODELING OF MEASURING CIRCUITS WITH PARAMETRIC SENSORS FOR INFORMATION AND MEASURING SYSTEMS

K.L. Kulikovsky¹, M.V. Chernetzov²

¹ Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

² Penza regional center of the higher school (branch) of Russian state University for innovation technologies and business
6, Volodarskogo st., Penza, 440026, Russia

The paper describes the synthesis methods of simulated models for data measuring systems on the basis of MatLab Power System Blockset software. It deals with the simulated models of active and passive measuring chains with single and differential parametric transducers of non-electrical indexes. The researches of developed simulated model are shown on the test models. A comparative analysis of the results and recommendations on their application are given. The advantage of synthetic models is that, using known optimization techniques, it is possible to choose the best way to solve the differential equations that describe the studied measuring circuit. This allows one to choose the most optimal criteria in terms of developer information-measurement system based on the requirements for speed and the permissible error of measurement.

Keywords: *measuring chain, parametric transducer, simulated model, test model, time diagram, deviation.*

УДК 621.317.33

СИНТЕЗ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВУХПОЛЮСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПО МГНОВЕННЫМ ЗНАЧЕНИЯМ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ *

В.С. Мелентьев, Е.В. Костенко, Т.С. Евстифеева, К.Д. Левина

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: vs_mel@mail.ru

Рассматривается классификация методов измерения параметров двухполюсных электрических цепей по мгновенным значениям переходных процессов. Методы классифицируются по следующим основным признакам: количество неизвестных параметров двухполюсника (один, два и более двух параметров); по принципу построения измерительной цепи (количество образцовых резисторов, использование вспомогательных цепей с известными или неизвестными реактивными элементами); по параметрам измерительного процесса (наличие или отсутствие связи с моментом подключения напряжения к измерительной цепи, количество образцовых интервалов времени, количество переходных процессов в измерительной цепи). В результате все методы разделены на шесть групп. Предлагается новый подход к синтезу таких методов. Рассматриваются по одному методу из каждой группы, синтезированных на основе данного подхода.

Ключевые слова: *двухполюсные электрические цепи, переходные процессы, мгновенные значения, измерительная цепь, постоянная времени.*

Введение

Емкостные, индуктивные преобразователи и преобразователи сопротивлений относятся к числу наиболее часто используемых в информационно-измерительной технике при построении первичных измерительных преобразователей. В связи с этим задачи преобразования параметров датчиков – сопротивления, индуктивности и емкости – в различные виды унифицированных сигналов имеют большое значение.

В реальных условиях при преобразовании указанных параметров часто приходится иметь дело не с отдельными элементами, а с двухполюсной электрической цепью (ДЭЦ), схема замещения которой содержит не только элемент, параметр которого подлежит преобразованию, но и ряд других элементов, параметры которых в подобных случаях обычно называют паразитными.

В настоящее время получили развитие методы [1], основанные на определе-

* Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект 13-08-00173-а).

Владимир Сергеевич Мелентьев (д.т.н., проф.), заведующий кафедрой «Информационно-измерительная техника».

Елена Валерьевна Костенко, аспирант.

Татьяна Сергеевна Евстифеева, аспирант.

Ксения Дмитриевна Левина, студент факультета автоматики и информационных технологий.

нии параметров ДЭЦ по мгновенным значениям переходных процессов, возникающих при подключении к измерительной цепи (ИЦ) напряжения постоянного тока. За счет обработки мгновенных значений успешно решается задача сокращения времени измерения. К достоинствам таких методов можно также отнести простоту реализации: при определении параметров ДЭЦ используется аналого-цифровое преобразование мгновенных значений сигналов с последующей обработкой кодов.

В статье приводится классификация и синтезируются методы измерения параметров ДЭЦ по мгновенным значениям переходных процессов.

Принципы классификации методов измерения параметров ДЭЦ по мгновенным значениям переходных процессов

Предлагается классифицировать методы измерения параметров двухполосных электрических цепей по следующим основным признакам: количество неизвестных параметров ДЭЦ (один, два и более двух параметров); по принципу построения измерительной цепи (количество образцовых резисторов, использование вспомогательных цепей с известными или неизвестными реактивными элементами); по параметрам измерительного процесса (наличие или отсутствие связи с моментом подключения напряжения к ИЦ, количество образцовых интервалов времени, количество переходных процессов в ИЦ).

Разработанная классификация представлена на рис. 1.



Рис. 1. Классификация методов измерения параметров ДЭЦ по мгновенным значениям переходных процессов

Исключая противоположные операции: связь или отсутствие связи с моментом подключения напряжения к ИЦ; использование вспомогательных цепей с известными или неизвестными реактивными элементами, а также учитывая, что при измерении ДЭЦ с двумя и более неизвестными параметрами использование вспомогательных ИЦ с реактивными элементами практически невозможно, можно условно выделить шесть групп, характеризующих принципы синтеза методов.

Первую группу составляют методы измерения одного неизвестного параметра ДЭЦ с использованием одного переходного процесса в ИЦ. Учитывая, что в данных методах используется только один образцовый резистор, для этой группы можно синтезировать методы: *AEIMQ*; *AEJMQ*; *AEINQ*; *AEJNQ*; *AEIPQ*; *AEJPQ*.

Вторую группу составляют методы измерения одного неизвестного параметра с использованием двух переходных процессов. Для этой группы можно синтезировать следующие методы: *AEIMS*; *AEJMS*; *AEINS*; *AEJNS*; *AEIPS*; *AEJPS*; *AFIMS*; *AFJMS*; *AFINS*; *AFJNS*; *AFIPS*; *AFJPS*.

К третьей группе можно отнести методы измерения одного неизвестного параметра ДЭЦ с использованием вспомогательных ИЦ с реактивными элементами. С учетом того, что для реализации данных методов всегда используются два переходных процесса, могут быть синтезированы следующие методы: *AGIMS*; *AGJMS*; *AGINS*; *AGJNS*; *AGIPS*; *AGJPS* (для вспомогательных ИЦ с известными элементами) и *AHIMS*; *AHJMS*; *AHINS*; *AHJNS*; *AHIPS*; *AHJPS* (для вспомогательных ИЦ с неизвестными элементами).

Четвертую группу составляют методы измерения двух неизвестных параметров ДЭЦ с использованием одного переходного процесса в ИЦ. Анализ показывает, что здесь может быть синтезирован только метод *BEIPQ*.

К пятой группе можно отнести методы измерения двух неизвестных параметров с использованием двух переходных процессов. Учитывая, что для реализации данных методов всегда используются два и более образцовых интервала времени, для этой группы можно синтезировать следующие методы: *BEINS*; *BEJNS*; *BEIPS*; *BEJPS*; *BFINS*; *BFJNS*; *BFIPS*; *BFJPS*.

Наконец, к шестой группе относятся методы измерения трех неизвестных параметров. Такие методы могут быть реализованы только с использованием двух образцовых резисторов и двух переходных процессов в ИЦ: *DFINS*; *BFIPS*; *BFJPS*.

Таким образом, представленная классификация позволяет в общем случае синтезировать 42 метода.

Синтез методов измерения параметров ДЭЦ по мгновенным значениям переходных процессов

Рассмотрим примеры синтеза методов, обеспечивающих наименьшее время измерения.

Если напряжение постоянного тока U_0 подключается к линейной активно-емкостной или индуктивно-активной цепи, то напряжение на средней точке цепи изменяется в соответствии с выражением

$$u(t) = U_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right].$$

Такой процесс в общем случае имеет три параметра: напряжение U_0 , постоянную времени ИЦ τ и текущее время t , так как процесс неперiodический. Для определения параметров процесса требуется решить систему трех уравнений.

Метод *AEINQ* [2], представляющий первую группу методов, обеспечивает сокращение числа уравнений в системе за счет того, что мгновенные значения сигнала на средней точке ИЦ берутся через одинаковые (в общем случае произвольные) интервалы времени Δt начиная с момента подключения напряжения к

измерительной цепи. Для рассматриваемого метода можно составить систему уравнений

$$\begin{cases} U_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) \right] = U_1; \\ U_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{2\Delta t}{\tau}\right) \right] = U_2. \end{cases} \quad (1)$$

Временные диаграммы, поясняющие метод, представлены на рис. 2.

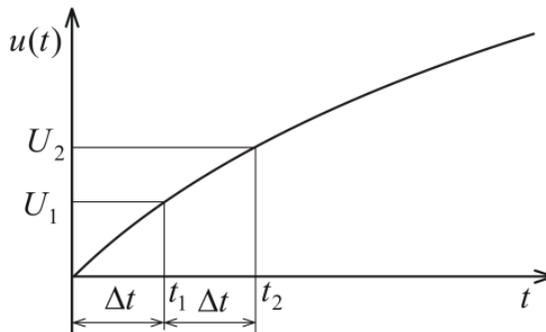


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие метод *AEINQ*

Используя (1), можно определить постоянную времени ИЦ:

$$\tau = -\frac{\Delta t}{\ln\left(\frac{U_2 - U_1}{U_1}\right)}.$$

При реализации метода время измерения составляет $2\Delta t$.

Сокращение времени измерения могут обеспечить методы второй группы.

Метод *AFIMS* [3] предусматривает использование двух переходных процессов на участках ИЦ и двух образцовых резисторов. Рассмотрим реализацию метода на примере индуктивно-активной цепи. Метод заключается в том, что на измерительную цепь, состоящую из последовательно включенных образцового сопротивления, индуктивности и второго образцового сопротивления, подают напряжение постоянного тока; через образцовый интервал времени с момента подачи напряжения одновременно измеряют мгновенные значения напряжений на индуктивности и втором сопротивлении относительно общего вывода ИЦ.

Для метода можно составить следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \frac{U_0}{2} \left[1 + \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) \right] = U_1; \\ \frac{U_0}{2} \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) \right] = U_2. \end{cases} \quad (2)$$

Временные диаграммы, поясняющие метод, представлены на рис. 3.

Из (2) можно определить неизвестную индуктивность $L_X = -\frac{2R_0\Delta t}{\ln\left[\frac{U_1-U_2}{U_1+U_2}\right]}$.

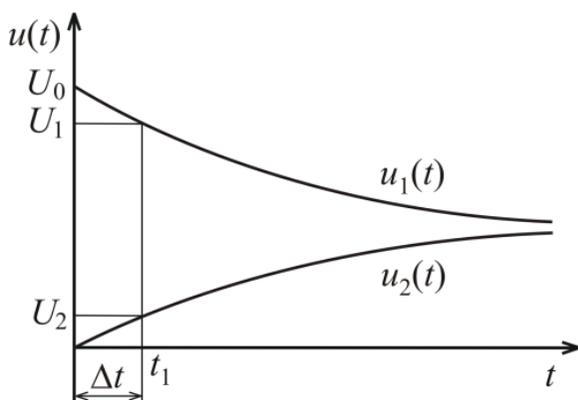


Рис. 3. Временные диаграммы, поясняющие метод *AFIMS*

При реализации метода время измерения составляет Δt .

Также малое время измерения обеспечивают методы третьей группы, использующие вспомогательные ИЦ. Рассмотрим в качестве примера метод, основанный на использовании вспомогательной ИЦ с произвольными элементами.

Метод *AHIMS* [4] заключается в том, что на первую последовательную активно-емкостную или индуктивно-активную цепь, состоящую из произвольных по значению элементов, средняя точка которой подключена ко второй последовательной активно-емкостной или индуктивно-активной измерительной цепи, один из элементов которой известен, подают напряжение постоянного тока; через образцовый интервал времени с момента подачи напряжения одновременно измеряют мгновенные значения напряжений на средних точках обеих цепей.

Для данного метода может быть составлена следующая система уравнений:

$$\begin{cases} U_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_1}\right) \right] = U_1; \\ U_1 \left[1 - \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_2}\right) \right] = U_2, \end{cases} \quad (3)$$

где τ_1 и τ_2 – постоянные времени первой и второй ИЦ соответственно.

Временные диаграммы, поясняющие метод, приведены на рис. 4.

Из (3) можно определить постоянную времени ИЦ $\tau_2 = -\frac{\Delta t}{\ln\left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right)}$.

При реализации метода время измерения составляет Δt .

Четвертую группу представляет метод *BEIPQ* [5].

Метод заключается в том, что на ИЦ, состоящую из последовательно включенных образцового резистора с известным значением сопротивления R_0 и ка-

тушки индуктивности, подают напряжение постоянного тока U_0 ; через образцовый интервал времени Δt с момента подачи напряжения измеряют первое мгновенное значение напряжения на катушке U_1 ; через такой же интервал времени измеряют второе мгновенное значение напряжения на катушке U_2 ; через такой же интервал времени измеряют третье мгновенное значение напряжения на катушке U_3 .

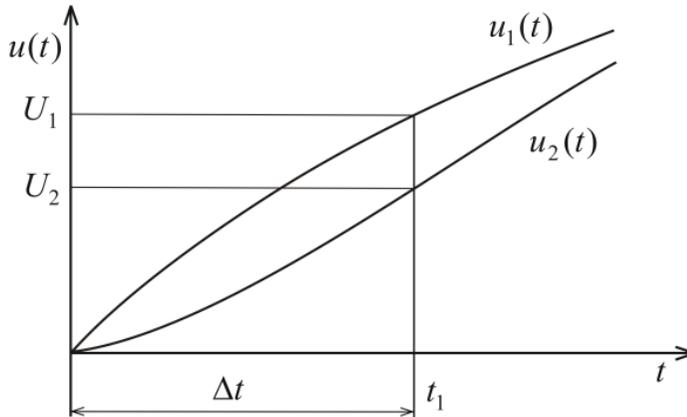


Рис. 4. Временные диаграммы, поясняющие метод АНМС

Для данного метода может быть составлена следующая система уравнений:

$$\begin{cases} \frac{U_0}{R_0 + R_X} \left[R_X + R_0 \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) \right] = U_1; \\ \frac{U_0}{R_0 + R_X} \left[R_X + R_0 \exp\left(-\frac{2\Delta t}{\tau}\right) \right] = U_2; \\ \frac{U_0}{R_0 + R_X} \left[R_X + R_0 \exp\left(-\frac{3\Delta t}{\tau}\right) \right] = U_3. \end{cases} \quad (4)$$

Временные диаграммы для данного метода представлены на рис. 5.

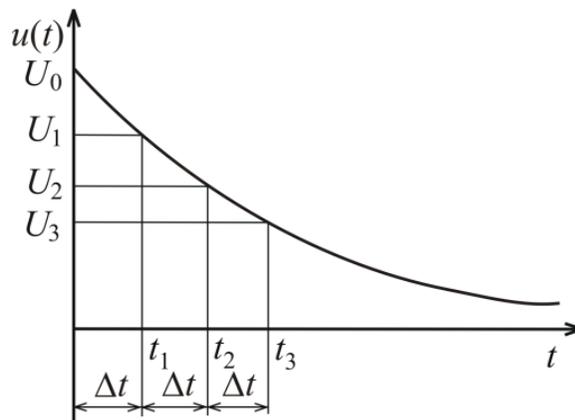


Рис. 5. Временные диаграммы, поясняющие метод ВЕИРQ

Используя мгновенные значения переходного процесса (4), можно определить неизвестные активное сопротивление и индуктивность катушки:

$$R_X = \frac{[U_3 - U_2][U_1 U_3 - U_2^2] R_0}{[U_2 - U_1]^3}; \quad L_X = -\frac{(R_X + R_0)\Delta t}{\ln\left(\frac{U_3 - U_2}{U_2 - U_1}\right)}.$$

Реализация метода предусматривает достаточно большое время измерения, равное $3\Delta t$.

Сокращение времени измерения могут обеспечить методы пятой группы, которые используют два переходных процесса.

Метод *BFINS* [6] заключается в том, что на ИЦ, состоящую из последовательно включенных образцового резистора с известным значением сопротивления R_0 , катушки индуктивности и второго образцового резистора R_0 , подают напряжение постоянного тока U_0 ; через образцовый интервал времени Δt с момента подачи напряжения одновременно измеряют первые мгновенные значения напряжения на катушке индуктивности U_{11} и втором образцовом резисторе U_{21} относительно общей шины; через образцовый интервал времени с момента первого измерения измеряют второе мгновенное значение напряжения на втором образцовом резисторе U_{22} относительно общей шины.

Для данного метода может быть составлена следующая система уравнений:

$$\begin{cases} \frac{U_0}{2R_0 + R_X} \left(R_0 + R_X + R_0 e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \right) = U_{11}; \\ \frac{U_0 R_0}{2R_0 + R_X} \left(1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \right) = U_{21}; \\ \frac{U_0 R_0}{2R_0 + R_X} \left(R_0 + R_X + R_0 e^{-\frac{2\Delta t}{\tau}} \right) = U_{12}. \end{cases} \quad (5)$$

Временные диаграммы, поясняющие метод, представлены на рис. 6.

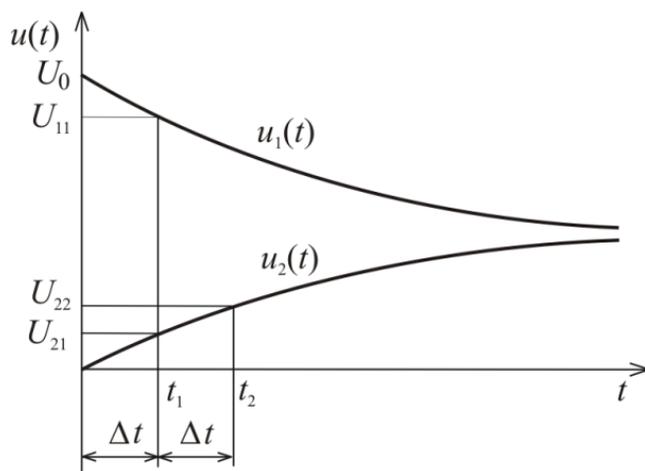


Рис. 6. Временные диаграммы, поясняющие метод *BFINS*

Используя мгновенные значения переходных процессов (5), получим выражения для индуктивности и активного сопротивления катушки:

$$R_X = \frac{R_0[U_{11}(U_{12} - U_{11}) + U_{21}(U_{12} - U_{21})]}{U_{21}^2}; \quad L_X = -\frac{(2R_0 + R_X)\Delta t}{\ln\left(\frac{U_{11} + U_{12}}{U_{21}}\right)}.$$

При реализации метода время измерения составляет $2\Delta t$.

Методы шестой группы обеспечивают измерение трех неизвестных параметров. Данные методы достаточно сложны и только начинают разрабатываться.

Примером может служить метод *DFIPS* [7], который заключается в том, что на ИЦ, состоящую из последовательно включенных первого образцового резистора с известным значением сопротивления R_0 , трехэлементного ДЭЦ и второго образцового резистора R_0 , подают напряжение постоянного тока U_0 ; через образцовый интервал времени Δt с момента подачи напряжения измеряют первые мгновенные значения напряжений на цепи, состоящей из ДЭЦ и второго образцового резистора, и втором образцовом резисторе относительно общего вывода ИЦ; через такой же интервал времени измеряют второе мгновенное значение напряжения на втором образцовом резисторе; через интервал времени Δt измеряют третье мгновенное значение напряжения на втором образцовом резисторе.

Рассмотрим метод на примере трехэлементной ДЭЦ, состоящей из катушки индуктивности с индуктивностью L_X и активным сопротивлением R_3 , параллельно которой включен резистор R_2 .

Для данного метода может быть составлена следующая система уравнений:

$$\begin{cases} U_0 - \frac{U_0 R_0}{R_\Sigma} - \left(\frac{U_0 R_0}{2R_0 + R_2} - \frac{U_0 R_0}{R_\Sigma} \right) \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) = U_{11}; \\ \frac{U_0 R_0}{R_\Sigma} + \left(\frac{U_0 R_0}{2R_0 + R_2} - \frac{U_0 R_0}{R_\Sigma} \right) \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau}\right) = U_{21}; \\ \frac{U_0 R_0}{R_\Sigma} + \left(\frac{U_0 R_0}{2R_0 + R_2} - \frac{U_0 R_0}{R_\Sigma} \right) \exp\left(-\frac{2\Delta t}{\tau}\right) = U_{22}; \\ \frac{U_0 R_0}{R_\Sigma} + \left(\frac{U_0 R_0}{2R_0 + R_2} - \frac{U_0 R_0}{R_\Sigma} \right) \exp\left(-\frac{3\Delta t}{\tau}\right) = U_{23}, \end{cases} \quad (6)$$

где R_Σ – общее сопротивление ИЦ.

Временные диаграммы, поясняющие метод, представлены на рис. 7.

Используя (6), после преобразований получим:

$$R_2 = \frac{R_0(U_{11} + U_{21})(U_{23} - U_{22})(U_{23} - 2U_{22} + U_{21})}{(U_{22} - U_{21})^3 + (U_{21}U_{23} - U_{22}^2)(U_{23} - U_{22})} - 2R_0;$$

$$R_3 = \frac{R_0 R_2 \left[2(U_{21}U_{23} - U_{22}^2) - (U_{11} + U_{21})(U_{23} - 2U_{22} + U_{21}) \right]}{R_0(U_{11} + U_{21})(U_{23} - 2U_{22} + U_{21}) + (R_2 + 2R_0)(U_{21}U_{23} - U_{22}^2)};$$

$$L_X = - \frac{\Delta t [R_0(R_0 + R_2 + R_3) + R_3(R_0 + R_2)]}{\ln\left(\frac{U_{23} - U_{22}}{U_{22} - U_{21}}\right)(2R_0 + R_2)}$$

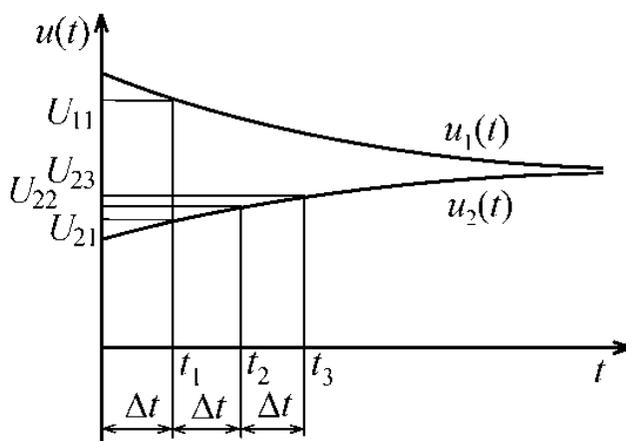


Рис. 7. Временные диаграммы, поясняющие метод *DFIPS*

Таким образом, предложенная классификация позволяет производить сравнительный анализ методов измерения параметров ДЭЦ и синтез новых методов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мелентьев В.С., Батищев В.И. Аппроксимационные методы и средства измерения параметров двухполюсных электрических цепей. – М: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 200 с.
2. Мелентьев В.С. Аппроксимационные методы измерения параметров линейных электрических цепей // Измерительная техника. – 2010. – № 10. – С. 57-59.
3. Мелентьев В.С., Батищев В.И., Костенко Е.В. Новый метод измерения параметров одноэлементных двухполюсных электрических цепей по мгновенным значениям переходного процесса // Информационно-измерительная техника: межвуз. сб. науч. тр. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2011. – Вып. 36. – С. 12-20.
4. Мелентьев В.С. Новое в измерениях параметров емкостных датчиков по мгновенным значениям переходных процессов // Датчики и системы. – 2010. – № 2. – С. 26-29.
5. Мелентьев В.С., Костенко Е.В., Миронов Д.А. Аппроксимационные методы раздельного определения параметров двухэлементных двухполюсных электрических цепей // Ползуновский вестник. – 2011. – № 3(1). – С. 47-50.
6. Мелентьев В.С., Губанов Н.Г., Латухова О.А., Смолина А.М. Совершенствование методов измерения параметров двухполюсных электрических цепей // Метрология. – 2013. – № 5. – С. 26-31.
7. Мелентьев В.С., Костенко Е.В. Метод измерения параметров трехэлементных двухполюсных электрических цепей // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2011. – №1(29). – С. 109-114.

Статья поступила в редакцию 5 января 2014 г.

THE SYNTHESIS OF MEASUREMENT METHODS OF BIPOLAR ELECTRICAL CIRCUITS PARAMETERS ON THE INSTANT VALUES OF TRANSIENTS

V.S. Melent'ev, E.V. Kostenko, T.S. Evstifeeva, K.D. Levina

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

The classification of measurement methods of bipolar electrical circuits parameters on the instant values of transients is considered. Methods are classified according to the following criteria: number of unknown parameters of bipolar electrical circuit (one, two and more than two parameters); on principles of constructing the measuring circuit (number of sample resistors, the use of auxiliary circuits with known or unknown reactive elements); the parameters of the measurement process (the presence or absence of connection with the moment of connection the voltage to measuring circuit, the number of sample time intervals, the number of transients in the measuring circuit). As a result, all the methods are divided into six groups. A new approach to the synthesis of such methods is offered. Examines one method of each of the groups, synthesized on the basis of this approach.

Keywords: *bipolar circuits, transients, instant values, measuring circuit, time constant.*

*Vladimir S. Melentiev (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Elena V. Kostenko, Postgraduate Student.
Tatyana S. Evstifeeva, Postgraduate Student.
Ksenia D. Levina, Student.*

УДК 621.3.078

УЛУЧШЕНИЕ СВОЙСТВ ЦИФРОВЫХ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С МАЛЫМИ ПЕРИОДАМИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

А.В. Стариков, И.С. Беляева, Д.Н. Джабасова

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассмотрена простейшая цифровая одноконтурная системы управления с пропорционально-дифференциальным регулятором. Показано, что при малых периодах дискретизации и больших постоянных времени дифференцирования коэффициент передачи цифрового регулятора становится очень большим и может вступить в противоречие с процессом дискретизации по уровню и ограничением сигналов по величине. Предложен новый способ вычисления производной, отличающийся как простотой технической реализации, так и улучшением свойств цифровых дифференцирующих устройств. Получены дискретные передаточные функции нового цифрового пропорционально-дифференциального регулятора и рассматриваемой одноконтурной системы. Показано, что предложенный способ дифференцирования позволяет улучшить качество переходных процессов в цифровой системе управления.

Ключевые слова: цифровое дифференцирование, дискретная передаточная функция, система управления, первая обратная разность, период дискретизации.

В системах управления часто применяют операции дифференцирования. Например, если объект управления представляет собой последовательное соединение двойного апериодического звена с интегрирующим:

$$W_{oy}(p) = \frac{x(p)}{N(p)} = \frac{k_{oy}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)p}, \quad (1)$$

где $N(p)$ – изображение Лапласа входного воздействия; $x(p)$ – изображение выходной координаты; p – комплексная переменная; k_{oy} – коэффициент передачи; T_1 и T_2 – постоянные времени объекта управления, причем для определенности будем считать, что $T_1 \ll T_2$, то одним из способов повышения быстродействия системы является применение пропорционально-дифференциального (ПД) регулятора с передаточной функцией:

$$W_{пд}(p) = k_{пд}(T_{пд} p + 1), \quad (2)$$

где $k_{пд}$ и $T_{пд}$ – коэффициент передачи и постоянная времени ПД-регулятора соответственно.

Этот регулятор предназначен для компенсации наибольшей постоянной времени объекта управления, поэтому логично приравнять $T_{пд} = T_2$. Для организации пропорционально-дифференциального закона регулирования необходимо

Александр Владимирович Стариков (к.т.н., доц.), доцент кафедры «Электропривод и промышленная автоматика».

Ирина Сергеевна Беляева, аспирант.

Дарья Назымбековна Джабасова, аспирант.

вычислить производную от воздействия на входе регулятора и умножить полученную величину на постоянную времени $T_{ПД}$.

Рассмотрим одноконтурную систему, замкнутую с помощью безынерционного датчика обратной связи с коэффициентом передачи k_{oc} с объектом управления вида (1) и с ПД-регулятором (2) (рис. 1). Передаточная функция такой замкнутой системы принимает вид

$$W_{зам}(p) = \frac{x(p)}{x_3(p)} = \frac{1}{k_{oc} \left(\frac{T_1}{k_{oy} k_{ПД} k_{oc}} p^2 + \frac{1}{k_{oy} k_{ПД} k_{oc}} p + 1 \right)},$$

где $x_3(p)$ – изображение сигнала задания.

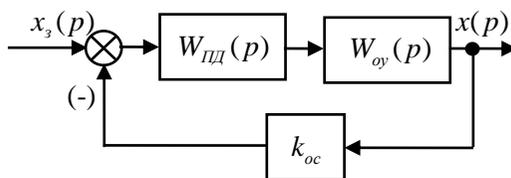


Рис. 1. Структурная схема одноконтурной системы управления с ПД-регулятором

При $k_{oy} = 1$, $k_{ПД} = 1$, $k_{oc} = 100$ и $T_1 = 0,01$ с переходный процесс в рассматриваемой непрерывной системе будет характеризоваться временем входа в 2%-ю зону $t_{2\%} = 0,0808$ с и перерегулированием $\sigma = 16,3\%$ (рис. 2).

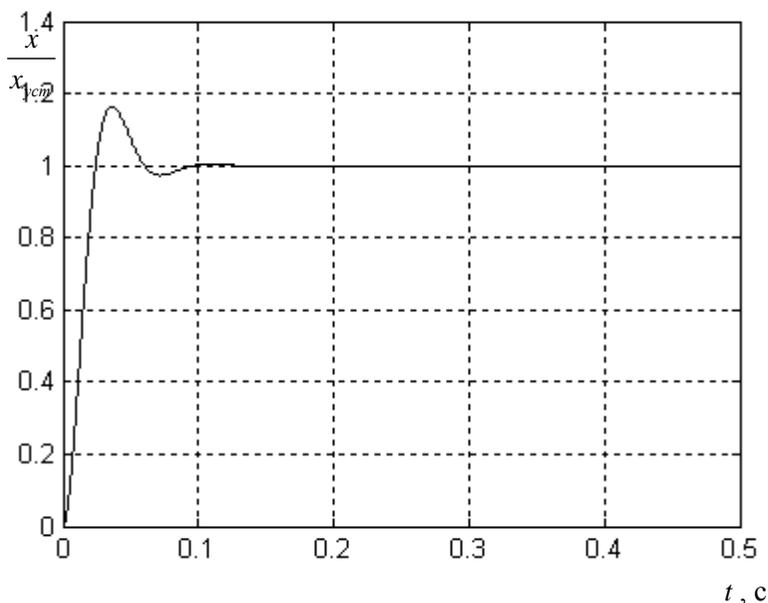


Рис. 2. График переходного процесса в рассматриваемой непрерывной системе

Но при цифровой технической реализации на работу системы будут оказывать существенное влияние квантование по времени, уровню и ограничение разрядной сетки устройства (рис. 3). Квантование по времени можно учесть с помощью z -преобразования и дискретных передаточных функций. Дискретная передаточная функция объекта управления вида (1) в случае применения экстраполятора нулевого порядка

$$W_0(z) = \frac{x(z)}{x_3(z)} = k_{oy} \frac{az^2 + bz + c}{(z-1)(z-d_1)(z-d_2)}, \quad (3)$$

$$\text{где } a = \left[T(T_2 - T_1) + T_1^2(1-d_1) - T_2^2(1-d_2) \right] \frac{1}{T_2 - T_1};$$

$$b = \left[T_2^2(1+d_1-d_2-d_1d_2) - T_1^2(1+d_2-d_1-d_1d_2) - T(T_2 - T_1)(d_1+d_2) \right] \frac{1}{T_2 - T_1};$$

$$c = \left[T(T_2 - T_1)d_1d_2 - T_2^2d_1(1-d_2) + T_1^2d_2(1-d_1) \right] \frac{1}{T_2 - T_1};$$

$$d_1 = e^{-\frac{T}{T_1}}; \quad d_2 = e^{-\frac{T}{T_2}}; \quad z = e^{pT};$$

T – период квантования (дискретизации) по времени.

Как правило, при цифровом дифференцировании используются простейшие способы определения производной, например как первой обратной разности [1]. Тогда дискретная передаточная функция ПД-регулятора будет иметь вид

$$W_{ПД}(z) = \frac{x_{ПД}(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{k_{ПД}(T_{ПД} + T)}{T} \frac{\left(z - \frac{T_{ПД}}{T_{ПД} + T} \right)}{z}, \quad (4)$$

где $x_{ПД}(z)$ – изображение (z -преобразование) выходного сигнала ПД-регулятора; $\varepsilon(z)$ – изображение рассогласования на входе этого регулятора.

Пропорционально-дифференциальный регулятор предназначен для компенсации наибольшего полюса передаточной функции (3), поэтому

$$\frac{T_{ПД}}{T_{ПД} + T} = d_2. \quad (5)$$

С учетом (5) дискретная передаточная функция замкнутой системы будет представлять собой динамическое звено третьего порядка:

$$W(z) = \frac{x(z)}{x(z)} = \frac{b_0z^2 + b_1z + b_2}{a_0z^3 + a_1z^2 + a_2z + a_3}, \quad (6)$$

$$\text{где } b_0 = \frac{k_{ПД}(T_{ПД} + T)k_{oy}a}{T}; \quad b_1 = \frac{k_{ПД}(T_{ПД} + T)k_{oy}b}{T}; \quad b_2 = \frac{k_{ПД}(T_{ПД} + T)k_{oy}c}{T};$$

$$a_0 = 1; \quad a_1 = - \left[1 + d_1 - \frac{k_{ПД}(T_{ПД} + T)k_{oy}k_{oc}a}{T} \right]; \quad a_2 = d_1 + \frac{k_{ПД}(T_{ПД} + T)k_{oy}k_{oc}b}{T};$$

$$a_3 = \frac{k_{ПД}(T_{ПД} + T)k_{oy}k_{oc}c}{T}.$$

Она позволяет определить показатели качества регулирования в цифровой

системе с учетом квантования по времени и найти зависимость устойчивости от периода дискретизации T . Следует отметить, что при периоде дискретизации $T = 0,0001$ с переходный процесс, построенный по передаточной функции (6), практически совпадает с графиком, приведенном на рис. 2.

Однако формула (4) показывает, что при малых периодах дискретизации коэффициент передачи цифрового ПД-регулятора становится очень большим и может вступить в противоречие с процессом дискретизации по уровню и ограничением сигналов по величине. Структурная схема рассматриваемой цифровой одноконтурной системы (рис. 3) позволяет исследовать влияние этих нелинейностей на показатели качества регулирования. Компьютерное моделирование (рис. 4, кривая 1) позволяет сделать вывод, что процесс квантования по уровню в сочетании с ограничением сигналов по уровню приводит к существенному увеличению перерегулирования ($\sigma = 43\%$) и времени переходного процесса ($t_{mn} = 0,5462$ с).

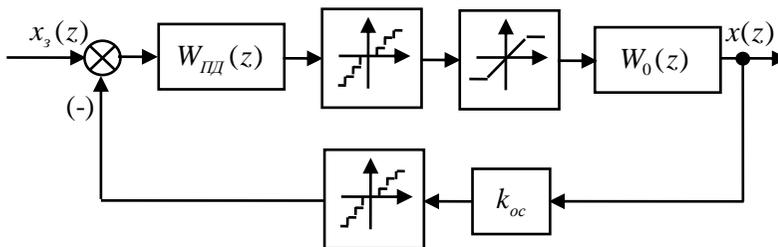


Рис. 3. Структурная схема одноконтурной системы управления с ПД-регулятором

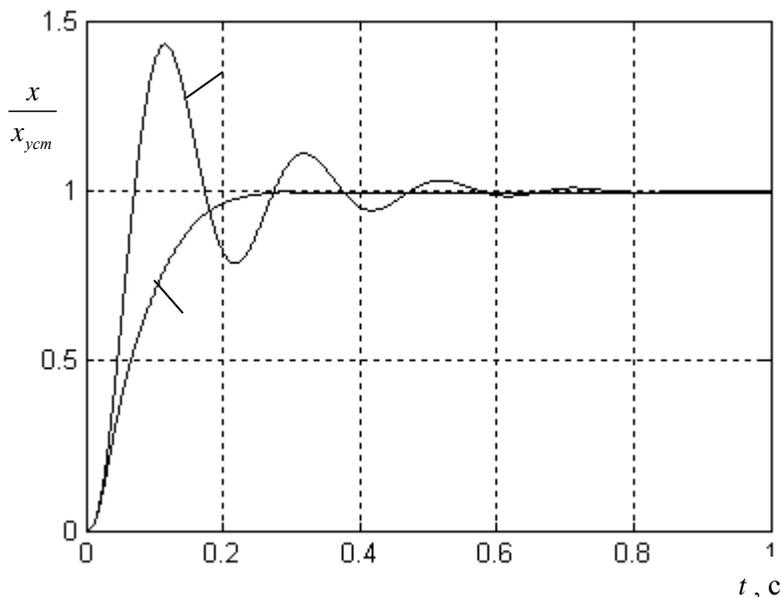


Рис. 4. Графики переходных процессов в рассматриваемой цифровой системе с учетом квантования по уровню и ограничения выходного сигнала регулятора

Для улучшения свойств цифрового ПД-регулятора и всей системы в целом предлагается производить вычисление производной по формуле

$$\nabla \varepsilon[n] = \varepsilon[n] - \varepsilon[n-m], \quad (7)$$

где n и m – целые числа, причем n – текущий такт вычислений, m – число тактов запаздывания, а расчет выходной величины регулятора по выражению

$$x_{\text{ПД}}[n] = k_{\text{ПД}} \left\{ \frac{T_{\text{ПД}}}{mT} \varepsilon[n] - \frac{T_{\text{ПД}}}{mT} \varepsilon[n-m] + \varepsilon[n] \right\}.$$

Формула (7) показывает, что при вычислении производной как первой обратной разности осуществляется ее усреднение за m тактов. Дискретная передаточная функция ПД-регулятора при этом примет вид

$$W_{\text{ПД}}^y(z) = \frac{x_{\text{ПД}}(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)}{mT} \frac{\left(z^m - \frac{T_{\text{ПД}}}{T_{\text{ПД}} + mT} \right)}{z^m}, \quad (8)$$

а динамические свойства замкнутой системы будет характеризоваться передаточной функцией:

$$W_{\text{зам}}^y(z) = \frac{x(z)}{x_3(z)} = \frac{b_{01}z^{m+2} + b_{11}z^{m+1} + b_{21}z^m + b_m z^2 + b_{m+1}z + b_{m+2}}{a_{01}z^{m+3} + a_{11}z^{m+2} + a_{21}z^{m+1} + a_{31}z^m + a_{m+1}z^2 + a_{m+2}z + a_{m+3}},$$

$$\text{где } b_{01} = \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)k_{\text{оy}}a}{mT}; \quad b_{11} = \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)k_{\text{оy}}b}{mT}; \quad b_{21} = \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)k_{\text{оy}}c}{mT};$$

$$b_m = -ad_2; \quad b_{m+1} = -bd_2; \quad b_{m+2} = -cd_2; \quad a_{01} = 1;$$

$$a_{11} = - \left[1 + d_1 + d_2 - \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)k_{\text{оy}}k_{\text{oc}}a}{mT} \right];$$

$$a_{21} = d_1d_2 + d_1 + d_2 + \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)k_{\text{оy}}k_{\text{oc}}b}{mT}; \quad a_{31} = - \left[d_1d_2 - \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)k_{\text{оy}}k_{\text{oc}}c}{mT} \right];$$

$$a_{m+1} = - \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)k_{\text{оy}}k_{\text{oc}}ad_2}{mT}; \quad a_{m+2} = - \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)k_{\text{оy}}k_{\text{oc}}bd_2}{mT};$$

$$a_{m+3} = - \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)k_{\text{оy}}k_{\text{oc}}cd_2}{mT}.$$

При $m=2$ коэффициенты b_{21} и a_{31} должны рассчитываться по формулам:

$$b_{21} = \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)k_{\text{оy}}c}{mT} - ad_2; \quad a_{31} = - \left[d_1d_2 - \frac{k_{\text{ПД}}(T_{\text{ПД}} + mT)k_{\text{оy}}k_{\text{oc}}(c - ad_2)}{mT} \right].$$

Моделирование рассматриваемой системы (рис. 4, кривая 2) с ПД-регулятором вида (8) и с учетом квантования сигналов по уровню и ограничению по величине показывает, что при $m=4$ значительно улучшаются показатели качества регулирования. Действительно, в этом случае перерегулирование равно 0, а время переходного процесса составляет $t_m = 0,2279$ с.

Следует также отметить, что применение предлагаемого подхода к опреде-

лению производной в дифференцирующих устройствах и ПД-регуляторах сохраняет ту же простоту вычислений, что и при нахождении первой обратной разности. Это позволяет, в частности, проектировать такие цифровые системы, в которых операции умножения заменяются процедурами сдвига, что значительно упрощает техническую реализацию и снижает стоимость управляющего устройства.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Микропроцессорные системы автоматического управления / В.А. Бесекерский, Н.Б. Ефимов, С.И. Зиятдинов и др.; Под общ. ред. В.А. Бесекерского. – Л.: Машиностроение, 1988. – 365 с.

Статья поступила в редакцию 5 февраля 2014 г.

IMPROVEMENT OF PROPERTIES OF DIGITAL DIFFERENTIATING DEVICES WITH THE SMALL SAMPLING TIMES

A.V. Starikov, I.S. Belyaeva, D.N. Jabasova

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russia

The simplest digital single-loop control systems with the proportional-differential regulator is considered. It is shown that at the small sampling times and the big constants of time of differentiation the factor of transfer of a digital regulator becomes very big and can conflict to digitization process on level and restriction of signals on size. The new way of calculation of the derivative, unlike both simplicity of technical realization, and improvement of properties of digital differentiating devices is offered. Discrete transfer functions of a new digital proportional-differential regulator and considered single-loop system are received. It is shown that the offered way of differentiation allows to improve quality of transients in a digital control system.

Keywords: *the digital differentiation, discrete transfer function, a control system, the first inverted difference, sampling time.*

*Alexander V. Starikov (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Irina S. Belyaeva, Postgraduate Student.
Daria N. Jabasova, Postgraduate Student.*