

ВЕСТНИК НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"

Сборник научных трудов

Тематический выпуск
"Автоматика и приборостроение"

57'2008

Издание основано Национальным техническим университетом
"Харьковский политехнический институт" в 2001 году

Государственное издание

Свидетельство Госкомитета по
информационной политике Украины
КВ № 5256 от 2 июля 2001 года

КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель

Л.Л. Товажнянский, д-р техн. наук, проф.

Секретарь координационного совета

К.А. Горбунов, канд. техн. наук, доц.
А.П. Марченко, д-р техн. наук, проф.;
Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.;
Е.Е. Александров, д-р техн. наук, проф.;
А.В. Бойко, д-р техн. наук, проф.;
Т.С. Воропай, д-р фил. наук, проф.;
М.Д. Годлевский, д-р техн. наук, проф.;
А.И. Грабченко, д-р техн. наук, проф.;
В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.;
В.Д. Дмитриенко, д-р техн. наук, проф.;
П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.;
А.Ф. Кириченко, д-р техн. наук, проф.;
В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.;
В.А. Лозовой, д-р фил. наук, проф.;
О.К. Морачковский, д-р техн. наук, проф.;
П.Г. Перерва, д-р техн. наук, проф.;
Н.И. Погорелов, д-р техн. наук, проф.;
М.И. Рыщенко, д-р техн. наук, проф.;
В.Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.;
В.П. Себко, д-р техн. наук, проф.;
В.И. Таран, д-р физ.-мат. наук, проф.;
Ю.В. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.,
А.Ф. Шехоцков, д-р техн. наук, проф.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Ответственный редактор:

П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:

А.Н. Борисенко, канд. техн. наук, доц.

В.М. Боев, д-р техн. наук, проф.;
А.И. Гапон, канд. техн. наук, доц.;
Л.В. Дербунович, д-р техн. наук, проф.,
Л.М. Любчик; д-р техн. наук, проф.;
А.И. Овчаренко, д-р техн. наук, проф.;
Е.В. Рогожкин, д-р физ.-мат. наук, проф.;
В.И. Таран, д-р физ.-мат. наук, проф.;
Г.И. Загарий, д-р техн. наук, проф.;
А.С. Куценко, д-р техн. наук, проф.;
К.И. Богатыренко, д-р техн. наук, проф.;
М.Д. Годлевский, д-р техн. наук, проф.;
Б.И. Кузнецов, д-р техн. наук, проф.;
Г.К. Вороновский, д-р техн. наук, проф.

Планируются выпуски Вестника в ноябре и
марте каждого года

Адрес редколлегии:

61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21.

НТУ "ХПИ", Каф. АУТС

Тел. (057) 707-21-01

Харьков 2008

Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2008. – № 57 – 161 с.

В збірнику представлено теоретичні та практичні результати наукових досліджень та розробок, що виконані викладачами вищої школи, аспірантами, науковими співробітниками різних організації та установ.

Для викладачів, наукових співробітників, спеціалістів.

В сборнике представлены теоретические и практические результаты исследований и разработок, выполненных преподавателями высшей школы, аспирантами, научными сотрудниками различных организаций и предприятий.

Для преподавателей, научных сотрудников, специалистов.

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ "ХПІ"

Протокол № 13 від 26 грудня 2008 р.

© Національний технічний університет "ХПІ", 2008

В.Н. БАЛЕВ, канд. техн. наук, *А.Н. СУЩЕК*

ВИРТУАЛЬНАЯ ЛАБОРАТОРИЯ НА БАЗЕ СТЕНДА AVR-МИКРОЛАБ

В статті розглянуті шляхи створення сучасної учбової лабораторії враховуючи матеріальні труднощі сучасної освіти.

This paper is devoted to consider ways of making a modern student's laboratory, taking into account financial troubles in the modern education.

В наше время быстро развивающихся науки и техники, есть большая проблема в нехватке подготовленных квалифицированных специалистов-инженеров. В чем же причина такого дефицита? Ведь теоретические знания, которые студенты получают на лекциях от преподавателей, всегда соответствуют духу времени и предполагают выпуск подготовленных специалистов. Но, как известно, для обучения специалистов гораздо ценнее приобретенные в процессе обучения практические навыки, умение поставить задачу и решить ее, умение учиться, работать над новыми проектами, в том числе и в команде.

Конечная цель любого учебного процесса – использовать полученные теоретические знания на практике. Достигается это в ходе лабораторных и практических работ. Именно эта составляющая учебного процесса нуждается в приведении в соответствие с требованиями сегодняшнего дня. Ибо в настоящее время студенты сталкиваются с оборудованием полувековой давности, которое в наше время уже редко можно встретить на производстве. Конечно, необходимы кардинальные изменения в парке лабораторного оборудования [1]. Но на это, как правило, не хватает финансовых средств. В большинстве случаев, новое оборудование для проведения лабораторных работ в высших учебных заведениях покупалось в конце 70-х гг. – начале 80-х гг. и к настоящему времени уже не дает студентам представления о современных технологиях.

Как же выйти из сложившейся ситуации? Можно ли обучить студентов новым технологиям и привести наглядные примеры, не покупая при этом дорогостоящего оборудования? Учитывая, что компьютер в наше время не редкость и уже давно широко используется для проведения лабораторных и практических занятий, правда в основном для моделирования и работы с программными моделями различных объектов, именно его надлежит превратить в инструмент для решения задач развития практических знаний, дополнив его некоторыми аппаратными и программными средствами. Это значит, что, оснастив компьютер датчиками и исполнительными устройствами, можно получить современные приборы для проведения лабораторных и практиче-

ских занятий, которые будут давать студентам наглядное представление о современных технологиях на примере виртуальных приборов, которые в последнее время получают всё большую популярность по сравнению с остальными измерительными приборами.

Программным средством для таких виртуальных приборов может служить графическая среда программирования *LabVIEW*, которая, начиная с 2007/2008 учебного года, уже используется для подготовки специалистов и магистров по специальности "Метрология и измерительная техника" на кафедре информационно-измерительных технологий и систем НТУ "ХПИ" и о которой уже было сказано в предшествующих статьях [2,3].

В настоящее время современные микроконтроллеры позволяют создать недорогостоящую материальную базу. Итак, рассмотрим, что же имеется среди PC-ориентированных решений, пригодных для учебных целей? Да почти все, что можно себе представить. Отличные технические характеристики и функциональные возможности имеют платы и модули сбора данных, как ведущих мировых производителей, так и отечественных, но их стоимость, даже с академической скидкой, позволяет в лучшем случае оснастить пару лабораторных установок в год. Таким образом, возвращаемся к тому, с чего начали – недостаточному финансированию. Но даже в условиях ограниченного бюджета на образование выход есть [1].

На рынке фирма *National Instruments*, которая является разработчиком среды программирования *LabVIEW*, представляет большое разнообразие различных средств сбора данных, как встраиваемых, так и внешних, отличающиеся техническими характеристиками, в частности количеством цифровых и аналоговых входов и выходов, а также *USB*-модулей. На кафедре информационно-измерительных технологий и систем был приобретен один *USB*-модуль, *USB-6008*, он содержит восемь каналов ввода и два канала генерации аналоговых сигналов, 12 каналов цифрового ввода/вывода. При использовании данного модуля для построения виртуальных приборов облегчается создание программного обеспечения, и студенты получают опыт в построении виртуальных приборов с использованием фирменного оборудования. Однако цена такого модуля (~250\$) не позволяет создать лабораторию виртуальных приборов, оснащенную 6 - 7 такими модулями для проведения занятий с группой 10-15 студентов.

Украинская фирма «ХОЛИТ Дэйта Системс» в рамках программы «Образовательные инициативы» анонсировала выпуск системы сбора данных с *USB* модулем *m-DAQ*. Данный модуль был представлен как «бюджетное» устройство, которое содержит многоканальный АЦП, ЦАП, каналы дискретного ввода/вывода, в том числе и импульсных сигналов, и источник питания внешних устройств [1]. Таким образом, данный модуль имеет сходные характеристики с *USB-6008*, но обладает значительно меньшей ценой (~100\$), что позволило бы создать учебную лабораторию. Однако данного прибора еще нет в продаже, а учить студентов уже надо.

В НТУ «ХПИ» в 2006 году был разработан контрольно-отладочный стенд «AVR-микролаб», который отличается от выше приведенных средств сбора данных большими размерами, открытым корпусом и, к сожалению, худшими техническими характеристиками. Данный стенд построен на широко распространенных элементах и содержит 32-выводной 8-разрядный микроконтроллер *Atmega 16*, статическую и динамическую светодиодную индикацию, АЦП и ЦАП. Недостатком данного стенда, по сравнению с вышерассмотренными средствами сбора данных, являются кварцевый резонатор с частотой 8 МГц и передача данных по интерфейсу *RS 232*, что ограничивает скорость обмена информацией с компьютером до 38400 бит/с.

Не смотря на выше перечисленные недостатки технических характеристик данного стенда, учитывая его доступность (на кафедре имеется шесть таких отладочных стендов), небольшую стоимость, ясность структуры и современность, можно сказать, что имеет смысл создание учебной виртуальной лаборатории, используя данный стенд.

При использовании стенда «AVR-микролаб» для организации учебной лаборатории возможно создать ряд измерительных приборов, функциональные особенности которых будут определяться набором сменных модулей для «AVR-микролаб» и прикладной программой для виртуальной части. Структурная схема такой лаборатории приведена на рисунке.

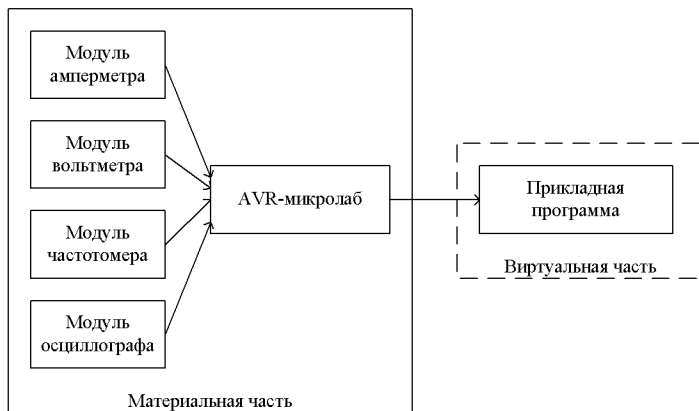


Рис. 1. Виртуальная лаборатория на базе «AVR-микролаб»

Реализация такой лаборатории возможна за счёт многократного (до 10 000 раз) перепрограммирования микроконтроллера, для этого просто необходимо создание внешних модулей и программного обеспечения для каждого прибора, т.е. своей прикладной программы. Сменные модули решают задачи приведения сигналов измерительной информации к диапазону входных напряжений (0-5) В, который используется в микроконтроллере. Примерами таких преобразований может служить делитель напряжения, для рас-

ширения пределов измерения вольтметра, преобразователь тока в напряжение для реализации амперметра, формирователь фронтов и срезов импульсов для создания частотомеров, усилитель для обработки сигналов от термопар и т.д. Каждый такой модуль в отдельности можно создать в короткие сроки, с минимальными затратами (2-5\$).

При создании виртуальных измерительных приборов задействуются знания студентов в области электрических и неэлектрических измерений, преобразовательной техники, микропроцессоров, программирования, компьютерного моделирования, сопряжения элементов систем.

Такая виртуальная лаборатория дает студентам представление о новейших технологиях и возможность практической работы с виртуальными приборами. Используемые сменные модули наглядно показывают, что ядро всех современных приборов одинаковое. Использование «AVR-микрораб» придает лабораторным и практическим занятиям большую наглядность и учит студентов работать с виртуальными приборами, материальная база которых построена на широко распространенных элементах. При этом, используя один уже имеющийся модуль *USB-6008*, студенты могут получить навыки работы и с фирменным оборудованием.

Мы рассмотрели один из возможных, материально доступных, вариантов создания учебной лаборатории с современным оборудованием. В настоящее время на кафедре информационно-измерительных технологий и систем НТУ "ХПИ" проводится разработка и внедрение такой виртуальной лаборатории на базе «AVR-микрораб» для обучения студентов. Три студента-дипломника и один магистр, в рамках выполнения дипломных проектов, разрабатывают сменные модули и программное обеспечение для виртуальных амперметра, вольтметра, частотомера и осциллографа. Также в рамках работы магистра будет разработана методика применения такой лаборатории в учебном процессе, составлены методические указания по проведению лабораторных работ и проведено технико-экономическое обоснование внедрения такой лаборатории.

Список литературы: 1. Муха Н. И. «Бюджетный» АЦП: решение некоторых проблем отечественного образования // ПиКАД. Промышленные измерения, контроль, автоматизация, диагностика. – Киев, 2007. - №4 с. 26 – 28. 2. Балев В. Н., Суцек А. Н. Использование LabVIEW для обучения специалистов в области измерительной техники // Вестник НТУ"ХПИ" Сборник научных трудов Тематический выпуск Автоматика и приборостроение. – Харьков: НТУ«ХПИ», 2007. – №.37 с. 19-22. 3. Балев В. Н., Суцек А. Н. Опыт использования LabVIEW для обучения специалистов в области измерительной техники // Вестник НТУ"ХПИ" Сборник научных трудов Тематический выпуск Автоматика и приборостроение. – Харьков: НТУ«ХПИ», 2008. – №.31 с. 3-6.

Поступила в редколлегию 13.11. 2008 г.

М.А. БЕРЕЖНАЯ, канд. техн. наук, ХНУРЭ (г. Харьков)

СИНХРОНИЗИРУЮЩИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ В КОНЕЧНЫХ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ АВТОМАТАХ

Проведено аналіз властивостей синхронізуючих послідовностей та методів їх синтезу по автоматним діаграмам об'єктів діагностування. Визначені необхідні і достатні умови існування в автоматі однорідній синхронізуючій послідовності. Знайдені верхні межі довжини однорідних і неоднорідних синхронізуючих послідовностей.

The problem of testing sequential machines consist of deriving an input sequences for the machine which takes it though all possible states. The properties of a synchronizing sequence which will always take the machine to a specified final state are analyzed and invisteged.

Введение. Теория экспериментов с автоматами является теоретической основой технической диагностики цифровых устройств и систем. Методы теории экспериментов с автоматами широко используются для построения и синтеза проверяющих тестов по автоматным моделям объекта диагностирования. Впервые диагностические задачи были сформулированы Э.Ф.Муром, а систематизация и обоснование различных подходов к построению диагностических экспериментов были выполнены в работах А.Гилла и ряда других исследователей [1-5].

Известно, что эксперимент с автоматами – это процесс приложения к автомату входных последовательностей, наблюдения соответствующих выходных последовательностей и вывода заключений, основанных на этом эксперименте. При этом предполагается, что в процессе эксперимента доступны для управления входные и для наблюдения – выходные каналы автомата.

Так как построение проверяющей последовательности основано на использовании автоматных диаграмм, то исключается необходимость анализа схемной реализации объекта диагностирования при построении диагностического эксперимента. Это расширяет класс обнаруживаемых неисправностей, который в структурно-аналитических методах генерации тестов ограничивается, как правило, множеством одиночных константных неисправностей. Использование автоматных моделей при построении проверяющих тестов позволяет обнаружить любую неисправность, которая изменяет автоматную диаграмму исправного устройства и не увеличивает числа состояний его элементов памяти.

В [6] предложено использовать ряд характерных последовательностей, позволяющих идентифицировать таблицу переходов-выходов (ТПВ) исправного автомата. Процедура, предложенная в [6], дает наилучшие результаты для класса минимальных сильносвязных автоматов, имеющих отличительные последовательности. В ней определены оценки верхней границы длины пол-

ной проверяющей последовательности для класса инициальных и неинициальных автоматов.

Развитие субмикронных электронных технологий и широкое использование программируемых интегральных схем типа *FPGA* и *CPLD* определяет интерес исследователей к созданию концептуальных и методологических основ построения параллельных высокопроизводительных однородных структур клеточных автоматов [8,9].

В [3-12] показано, что использование методов теории экспериментов с автоматами позволяет эффективно решать задачу построения проверяющих тестов с применением отличительных, характеристических и синхронизирующих последовательностей автоматных моделей сети. Методы построения этих последовательностей по дереву-преемников автоматов представлены в ряде известных работ [5,6,7].

В настоящей статье анализируется сложность построения синхронизирующей последовательности (СП), уточняется верхняя граница длины СП и условия существования в автомате однородных синхронизирующих последовательностей.

Синтез синхронизирующих последовательностей. Математической моделью дискретных устройств и систем является конечный автомат Мили.

Определение 1. Конечный детерминированный автомат Мили A – это пятерка объектов $\langle X, Z, Y, \delta, \lambda \rangle$, где X и Y – соответственно входной и выходной алфавиты, Z – конечное множество состояний, а $\delta : X \times Z \rightarrow Z$ и $\lambda : X \times Z \rightarrow Y$ – соответственно функции переходов и выходов.

Определение 2. Входная последовательность X_s автомата, которая устанавливает его в определенное конечное состояние независимо от состояния выхода и начального состояния, называется синхронизирующей последовательностью.

Если автомат $A \langle X, Z, Y, \delta, \lambda \rangle$ задан таблицей ТПВ, то из определения 2 следует, что автомат имеет синхронизирующую последовательность тогда и только тогда, когда существует входная последовательность X_s такая, что $\delta(z_i, X_s) = z_0, \forall z_i \in Z, z_0 \in Z$. Множество переходов $\delta(z_i, X_s) = z_0, \forall z_i \in Z$, автомата определяет отображение множества его состояний Z в некоторое определенное состояние z_0 при подаче на автомат входной последовательности X_s , то есть $z \xrightarrow{X_s} z_0$.

Синхронизирующая последовательность для заданного автомата может быть найдена из синхронизирующего дерева, которое является деревом преемником, построенным по определенным правилам [5].

Так как синхронизирующая последовательность не связана с анализом выходной последовательности автомата, то функции выходов автомата не рассматриваются при построении синхронизирующего дерева. Вершины син-

хронизирующего дерева отмечаются σ -множествами, которые являются x_i -преемниками ($\forall x_i \in X$) состояний входящих в σ -множества предшествующих вершин. Вершина ранга j синхронизирующего дерева является висячей, если:

- 1) вершина отмечена группой σ -множеств, которая соответствует группе σ -множеств какой-либо вершины ранга меньше j ;
- 2) вершина j -го ранга отмечена одним простым σ -множеством.

Путь в синхронизирующем дереве, корнем которого является начальное σ -множество, включающее все состояния автомата, и завершающийся висячей вершиной, отмеченной единственным простым σ -множеством, соответствует синхронизирующей последовательности автомата.

Рассмотрим автомат $A1$, заданный ТПВ (табл. 1). Из синхронизирующего дерева рис. 1 определяем синхронизирующую последовательность $X_S = (01010)$, которая устанавливает $A1$ в состояние z_4 независимо от начального состояния.

Таблица 1—Автомат $A1$
 $z(t+1), \lambda(t)$

$z(t)$	$x = 0$	$x = 1$
z_1	$z_3, 1$	$z_2, 0$
z_2	$z_4, 1$	$z_3, 0$
z_3	$z_1, 0$	$z_4, 0$
z_4	$z_2, 0$	$z_1, 0$

Верхняя граница длины синхронизирующей последовательности определена Кохави в теореме 13.2, которая приведена ниже [7].

Теорема 1. Если существует синхронизирующая последовательность для автомата Мили с n состояниями, то ее длина не превышает $\frac{n(n-1)^2}{2}$.

В отличие от приведенной выше оценки ниже обоснована и получена верхняя граница длины синхронизирующей последовательности в следующем виде.

Ранг:

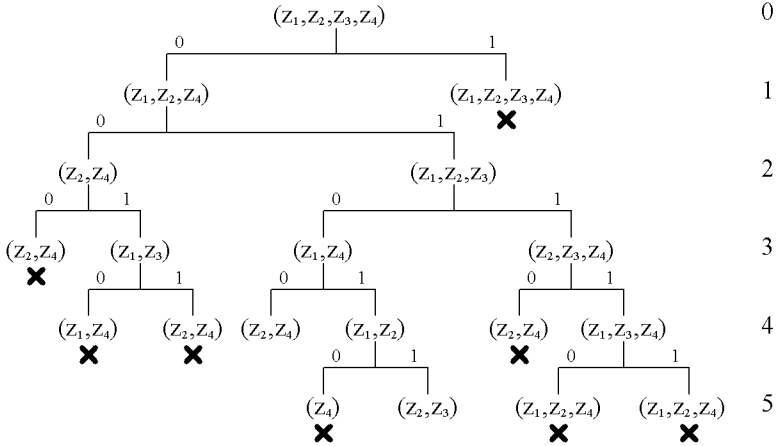


Рис. 1. Синхронизирующее дерево автомата $A1$

Теорема 2. Если существует синхронизирующая последовательность для автомата Мили с n состояниями, то ее длина не превышает $[2^n - (n+1)]$.

Доказательство. Как видно из синхронизирующего дерева рис.1, путь от корня дерева к висячей вершине, отмеченной одним состоянием, сопровождается постоянным уменьшением мощности σ -множеств. На первом шаге построения синхронизирующего дерева должен быть по меньшей мере один входной символ x_i , для которого $\delta(z_j, x_i) = z_\alpha, \forall z_\alpha \in Z, z_\alpha \in Z'$, а мощность множества состояний Z' равна $(n-1)$, то есть $|Z'| = n-1$. Этот входной символ x_i является первым элементом последовательности X_s . В противном случае построение синхронизирующего дерева завершилось бы на первом шаге в соответствии с правилом 1 усечения дерева-преемников. Последующее уменьшение мощности σ -множеств до $(n-2)$ элементов может произойти в худшем случае через C_n^{n-1} комбинаций σ -множеств из $(n-1)$ состояний. Следовательно, длина синхронизирующей последовательности на этом этапе $\leq C_n^{n-1}$. Аналогично, σ -множество из $(n-2)$ элементов может иметь не более C_n^{n-2} преемников, прежде чем произойдет следующее уменьшение мощности σ -множеств. Этот процесс может продолжаться пока не будет достигнута вершина, отмеченная одним состоянием и в соответствии с правилом 2 усечения дерева-преемников построение синхронизирующего

дереза завершается. Таким образом, длина синхронизирующей последовательности не превышает суммы вида: $C_n^{n-1} + C_n^{n-2} + \dots + C_n^2 = \sum_{k=2}^{n-1} C_n^k$.

Так как $2^n = \sum_{k=0}^n C_n^k = 1 + n + \sum_{k=2}^{n-1} C_n^k$, то следовательно, самый длинный путь в синхронизирующем дереве, который может завершиться в соответствии с правилом 1, состоит из $2^n - (n+1)$ входных символов \square .

На практике все цифровые устройства, элементы памяти которых имеют сигнал сброса, могут устанавливаться в начальное состояние синхронизирующей последовательностью минимальной длины, т.е. длиной в один символ.

Сравнительная оценка двух верхних границ синхронизирующей последовательности автомата, определяемых теоремами 1 и 2, приведена в табл. 2 для числа состояний автомата $n \leq 9$.

Таблица 2 – Сравнительные оценки двух границ для $1 \leq n \leq 9$

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$2^n - (n+1)$	0	1	4	11	26	57	120	247	502
$\frac{n(n-1)^2}{2}$	0	1	6	18	40	75	126	196	288

Необходимые условия, которым должен удовлетворять автомат, обладающий синхронизирующей последовательностью, определяются следующими условиями.

Теорема 3. Автомат имеет синхронизирующую последовательность, если существует по крайней мере один входной символ, $x_k \in X$ такой, что $\delta(z_i, x_k) = \delta(z_j, x_k)$, где $i \neq j, 1 \leq i, n \geq 2$.

Доказательство. Если условие теоремы не выполняется, то множество состояний z автомата будет отображаться в то же множество для всех входных символов и на первом шаге построение синхронизирующего дерева завершится в соответствии с правилом 1 \square .

В [7] существование для заданного автомата синхронизирующей последовательности определяется с помощью тестового графа. Множество из n состояний автомата можно разбить на $C_n^2 = \frac{n(n-1)}{2}$ различных пар $(z_i, z_j), j \neq i$. Каждая пара состояний (z_i, z_j) отображается в другую пару

состояний (z_α, z_β) для входного символа x_k , если $\delta(z_i, x_k) = z_\alpha, \delta(z_j, x_k) = z_\beta$.

Если пара состояний имеет своим x_k -преемником одно и тоже состояние, то такую пару называют δ -совместимой. Наличие по меньшей мере одной δ -совместимой пары состояний является необходимым условием существования для заданного автомата синхронизирующей последовательности.

В [7] определены достаточные условия существования для данного автомата синхронизирующей последовательности.

Теорема 4 [7]. Автомат имеет синхронизирующую последовательность, если в тестовом графе автомата существует путь от каждой вершины к вершине пары δ -совместимых состояний.

Недостатком предлагаемого в [7] алгоритма анализа автомата с помощью тестового графа является сложность нахождения синхронизирующей последовательности по полученному графу. Предлагаемый алгоритм анализа, определяющий только существование синхронизирующей последовательности, выполняется в худшем случае для автомата с n состояниями за время $O(n^2)$ [7].

В ряде работ показано, что использование однородных автоматных последовательностей, состоящих из повторяющихся входных символов позволяет сократить длину проверяющей последовательности и сложность ее генерации. С этой точки зрения представляет интерес исследование свойств однородной синхронизирующей последовательности и автоматов, для которых существуют такие последовательности. В качестве примера рассмотрим автомат A_2 (таблица 3).

Синхронизирующие деревья, построенные для повторяющихся входных символов $x = 0$ и $x = 1$, приведены на рис. 2. Автомат A_2 имеет две однородные синхронизирующие последовательности $X_{S_1} = 000$ и $X_{S_2} = 111$. Анализ синхронизирующих деревьев рис. 2 показывает, что установление автомата в определенное конечное состояние достигается путем пошагового уменьшения мощности начального σ множества, то есть $\delta(\sigma_0, x) = \sigma_1$ и $\sigma_1 \subset \sigma_0$, $x = \{0, 1\}$, $\delta(\sigma_1, x) = \sigma_2$ и $\sigma_2 \subset \sigma_1$, $\delta(\sigma_2, x) = \sigma_3$ и, где σ_0 -начальное σ -множество, $\sigma_i - \sigma$ -множество i -го ранга синхронизирующего дерева.

Таблица 3 – Автомат A_2			$\{z_1, z_2, z_3, z_4, z_5\}\sigma_0$	$\{z_1, z_2, z_3, z_4, z_5\}\sigma_0$
$z(t+1), \lambda(t)$			0	1
$z(t)$	$x=0$	$x=1$	$\{z_3, z_4, z_5\}\sigma_1$	$\{z_1, z_2, z_4\}\sigma_1$
z_1	$z_5, 1$	$z_2, 1$	0	1
z_2	$z_3, 0$	$z_2, 1$	$\{z_4, z_5\}\sigma_2$	$\{z_1, z_2\}\sigma_2$
z_3	$z_4, 0$	$z_1, 0$	0	1
z_4	$z_5, 1$	$z_1, 0$	$\{z_5\}\sigma_3$	$\{z_2\}\sigma_3$
z_5	$z_5, 0$	$z_4, 1$		

Рис. 2. Синхронизирующие деревья A_8

Если на i -ом шаге $\delta(\sigma_{i-1}, x) = \sigma_i$ и $\delta(\sigma_i, x) = \sigma_{i-1}$, то в соответствии с правилом А. усечения синхронизирующего дерева процедура построения его прекращается. Этот факт свидетельствует о том, что автомат не имеет однородной синхронизирующей последовательности. Все это позволяет определить верхнюю границу длины однородной синхронизирующей последовательности.

Теорема 5. Если для автомата с n состояниями существует однородная синхронизирующая последовательность X_s из повторяющегося входного символа x_i , то $l(X_s) \leq (n-1)$.

Доказательство. Если X_s - однородная синхронизирующая последовательность, то X_s - преемник начального σ_0 -множества (z_1, z_2, \dots, z_n) является простым σ -множеством, состоящим из одного элемента, то есть $\delta(\sigma_0, X_s) = z_i$. Начиная с σ_0 -множества, мощность которого n , подача входного символа x_i на каждом шаге уменьшает мощность σ -множества x_i -преемника автомата. Длина однородной синхронизирующей последовательности максимальна, если на каждом шаге подачи входного символа x_i мощность σ -множества уменьшается на 1. В этом случае σ -множество, состоящее из одного элемента, будет получено за $(n-1)$ шагов. В противном случае однородной синхронизирующей последовательности для автомата не существует.

Следствие 1. Пусть автомат имеет однородную синхронизирующую последовательность $X_s = x_\alpha^* / k$ и $\delta(\sigma_0, X_s) = z_\alpha$. Тогда последовательность x_α^* любой длины больше k , является также однородной синхронизирующей последовательностью автомата.

Доказательство. Начальное σ -множество включает в себя состояние z_α . Значит, находясь в начальном состоянии z_α , автомат, имеющий однородную синхронизирующую последовательность длиной в “ k ” символов x_α , должен перейти в состояние z_α . Отсюда следует, что $\delta(z_\alpha, x_\alpha) = z_\alpha$. Выполнение этого условия гарантирует, что независимо от начального состояния автомата, любая последовательность из повторяющегося входного символа x_α длиной k является синхронизирующей, так как $\delta(z_\alpha, x_\alpha^*) = z_\alpha$.

В нижеследующей теореме определены необходимые и достаточные условия, которым должен удовлетворять автомат, имеющий однородную синхронизирующую последовательность.

Теорема 6. Автомат $A = \langle X, Z, Y, \delta, \lambda \rangle$ с n состояниями имеет однородную синхронизирующую последовательность $X_s = x_\alpha^*/k$, $k \leq (n-1)$, тогда и только тогда, когда в столбце таблицы переходов автомата, отмеченном входным символом x_α , существует пара состояний (z_i, z_j) таких, что $\delta(z_i, x_\alpha) = \delta(z_j, x_\alpha) = z_\alpha$ и в графе пар состояний автомата существует путь от каждой пары к паре (z_i, z_j) .

Доказательство. Необходимость. Пусть в столбце x_α автомата существует пара совместимых состояний (z_i, z_j) и в графе пар состояний существует путь от каждой пары состояний к паре (z_i, z_j) . Тогда на основании теоремы 3 и 4 автомат имеет синхронизирующую последовательность. Так как эти условия выполняются для одного столбца таблицы переходов x_α , то последовательность однородная.

Достаточность. Пусть A имеет однородную синхронизирующую последовательность $X_s = x_\alpha^*/k$. Из этого следует, что X_s -преемник начального σ -множества σ_0 равен некоторому состоянию $x_i \in Z$, то есть $\delta(\sigma_0, X_s) = z_i$. Предположим, что в столбце таблицы переходов A нет ни одной совместимой пары состояний. Это означает, что столбец x_α представляет собой перестановку столбца начальных состояний A и $\delta(\sigma_0, x_\alpha) = \sigma_0$, то есть автомат не имеет синхронизирующей последовательности. Поэтому в столбце x_α должна быть пара совместимых состояний (z_i, z_j) таких, чтобы $\delta(z_i, x_\alpha) = \delta(z_j, x_\alpha) = z_\alpha$. При доказательстве следствия 1 было показано, что состояние z_α должно быть поглощающим. Поэтому $z_\alpha \in \{z_i, z_j\}$. Однако выполнение этого условия гарантирует только выполнение первого шага получения синхронизирующей последовательности $\delta(z_0, x_\alpha) = \sigma_1$ и $\sigma_1 \subset \sigma_0$.

Так как синхронизирующая последовательность существует, то существует цепочка σ -множеств: $\sigma_0 \supset \sigma_1 \supset \sigma_2 \supset \dots \supset \sigma_{k-1} = \{z_\alpha\}$. Пусть $z_\alpha = z_i$. Тогда существует по меньшей мере одно состояние z_j такое, что $\delta(z_j, x_\alpha) = z_i$. Поэтому $\sigma_{k-2} = \{z_i, z_j\} \supset \sigma_{k-1} = z_i$. Аналогично $\delta_{k-3} = \{z_p, z_i, z_j\} \supset \delta_{k-2} = \{z_i, z_j\}$ и так далее. Уменьшение мощности σ -множеств произойдет, если пары состояний (z_p, x_i) , (z_p, x_j) с приложением x_α будут отображаться в пару (z_i, z_j) . Рассуждая аналогично, приходим к заключению, что все пары состояний автомата должны иметь путь к паре (z_i, x_j, \dots) . В противном случае для автомата не существовало бы однородной синхронизирующей последовательности.

Выводы. Анализируются свойства синхронизирующих последовательностей и методов их синтеза по ТВП автоматных моделей объектов диагностирования. Определены необходимые и достаточные условия существования в автомате однородной синхронизирующей последовательности, которая повышает эффективность построения диагностического эксперимента в однородных сетях клеточных автоматов. Получены верхние границы длины однородной и неоднородной синхронизирующих последовательностей, проведен сравнительный анализ этих оценок с полученными ранее.

Список литературы: 1. Мур Е.Ф. Умественные эксперименты с последовательными машинами. // Автомат.бг: Пер. с англ.-М.: -Физматгиз, 1955, с. 179-213. 2. Гилл Н. Введение в теорию конечных автоматов.-ИВ1. : Паука, 1966.-272 с. 3. Богомолов А.М., Барашко А.С, Грунский И.О. Эксперименты с автоматами. -К.: Наукова думка, 1973.-144 с. 4. Богомолов А.М., Грунский И.О., Сперанский Д.В. Контроль и преобразование дискретных автоматов.-К.: Жукова думка, 1975.-174 с. 5. Тоценко В.Г. Алгоритмы технического диагностирования дискретных устройств. – М.: Радио и связь. – 1985. –240с. 6. Hennie E.G. Fault detection experiments for sequential circuits.- Proceeding of Fifth Symposium on Switching Circuit Theory and Logical Design, 1964, p.95-110. 7. Kohavi Z. Switching and finite automata theory.- New York, Morgan Hill, 1970,- 592P. 8. Тоффолли Т., Марголюс Н. Машины клеточных автоматов. -М: Мир,-1991.-280с. 9. Еврешинов Э.В., Прангшивили И.В. Цифровые автоматы с настраиваемой структурой. -М.: Энергия, -1974. -240с. 10. Дербунювич Л.В., Бережная М.А., Королева Я.Ю., Рыжикова М.Г. Тестовое диагностирование одномерных однородных структур // Вестник НТУ ХПИ «Автоматика и приборостроение». – Харьков.: НТУ «ХПИ». – 2008.-№3. – с.49-57. 11. Дербунювич Л.В., Бережная М.А., Королева Я.Ю., Рыжикова М.Г. Синтез тестов для однородных структур // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте, Харьков. – 2008.-№4. – с.29-33. 12. Богомолов А.М., Твердохлебов В.А. К синтезу конечного детерминированного автомата // Автоматика и телемеханика. – 1978. – №10. – с.200-202.

Поступила в редколлегию 10.11. 2008 г.

А.Н. БОРИСЕНКО, канд. техн. наук, *С.А. ЛИТВИНЕНКО*,
П.С. ОБОД, *Е.В. ХАЛАНСКАЯ*, *А.В. ГУСЕЛЬНИКОВ*

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ И ДИАГНОСТИЧЕСКИХ ПРИЗНАКОВ И ФОРМИРОВАНИЕ ОБУЧАЮЩИХ СОВОКУПНОСТЕЙ ПРИ ОЦЕНКЕ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ДИЗЕЛЬ-ГЕНЕРАТОРОВ

Ідентифікація дефектів, побудова вирішальних правил і формування сукупностей, що навчають, для систем управління і діагностики дизель-генераторів на базі теорії ЛПВП.

Defect identification, building of resolving rules and generation of training sequences for control and diagnostics systems LPRP

Постановка проблемы. Обеспечение приемлемых технико-экономических и экологических показателей дизель-генераторов тесно связано с поддержанием на должном уровне технического состояния агрегатов и качества работы систем регулирования, которые в процессе эксплуатации изменяются. В связи с этим возникает необходимость непрерывного контроля технического состояния силовой установки в процессе эксплуатации по соответствующим информативным параметрам и диагностическим признакам, которые необходимо выбрать с учетом экспериментальных данных.

Обзор литературы показывает, что диагностирование дизелей производят либо по сигналам множества датчиков режимных параметров агрегата [1, 2], либо по сигналу одного датчика неравномерности вращения вала [3-6], что удобнее в плане привязки к объекту, но усложняет процесс обработки информации. Глубина диагностирования при этом существенно зависит от выбора математической модели диагностического сигнала. Например, в работах [] в качестве таковой был использован линейный периодический случайный процесс (ЛПСП), низшие моменты которого (дисперсия и корреляционная функция) используются в качестве диагностических признаков, и позволяют обнаружить неисправный цилиндр.

Цель работы – на базе математической модели ЛПСП, описывающей процесс неравномерности вращения вала дизеля с учетом случайного его характера и физической природы явлений, происходящих в тепловом двигателе, теоретически обосновать, а затем экспериментально проверить новые информативные параметры, характеризующие техническое состояние дизелей. На основании предложенных параметров построить обучающие совокупности (образы) и разработать решающие правила, которые с большей точностью позволяют выявить дефекты в дизеле.

По своей физической природе дизель-генератор (ДГ) является объектом циклического действия и угловая скорость его коленчатого вала содержит

три составляющие: постоянную (среднее значение), переменную (отклонение мгновенной скорости от среднего значения, что может охарактеризовано дисперсией) и импульсную составляющую, имеющую место при резких изменениях тока генератора. Поскольку указанная угловая скорость подвержена влиянию множества случайных факторов (подача топлива, воздушноснабженние, изменение нагрузки и т.д.), ее можно рассматривать как случайный процесс $\{\xi(t) \ t \in (-\infty, \infty)\}$, к которому в качестве математической модели в полной мере подходит ЛПСП [3, 6].

Определения и основные характеристики ЛПСП. Согласно [3,6], случайный процесс $\{\xi(t) \ t \in (-\infty, \infty)\}$ называется периодическим в широком смысле, если существует такое $T > 0$, для которого одномерная и двумерная функции распределения удовлетворяют условиям:

$$F(x; t) = F(x; t + T)$$

$$F(x_1; x_2; t_1, t_2) = F(x_1; x_2; t_1 + T, t_2 + T), t_1, t_2 \in (-\infty, \infty).$$

ЛПСП имеет моменты высшего порядка (включая и коэффициенты асимметрии и эксцесса), которые можно использовать в качестве диагностических признаков для уточнения технического состояния двигателя.

С целью получения сигнала угловой скорости коленчатого вала ДГ была проведена серия экспериментальных работ на агрегатах типов 10Д100 и Д70, в ходе которых упомянутый сигнал снимался либо с индуктивного датчика, установленного вблизи венца валоповоротной шестерни или специальной измерительной шестерни, либо с оптоэлектронного датчика типа ПДФ-3, который устанавливался на свободном конце вала дизеля. Для определения типа распределения процесса изменения скорости вала (см. рис. 1), реализации были обработаны с использованием гистограммного анализа с последующим сглаживанием полученных гистограмм по методу наименьших квадратов [9].

На графиках с гистограммами по оси абсцисс отложена угловая скорость вала, а по оси ординат – плотность вероятности (дифференциальная функция распределения). На осциллограммах по оси абсцисс отложен номер точки отсчета, а по оси ординат – величина мгновенной угловой скорости вала в об/мин.

Отметим, что тахограммы на рис. 1-4, 6, 7 были записаны на шлейфовый осциллограф в установившемся режиме работы ДГ, причем для синхронизации использовался сигнал отметчика верхней мертвой точки первого цилиндра (этот сигнал на графиках не показан).

На рис. 1 приведена осциллограмма девиации угловой скорости вала ДГ типа 10Д100 без дефектов, работающего в номинальном режиме, гистограмма распределения угловой скорости и сглаживающая кривая, построенная по методу наименьших квадратов. Общий объем выборки данных за один оборот вала составляет 1500 точек.

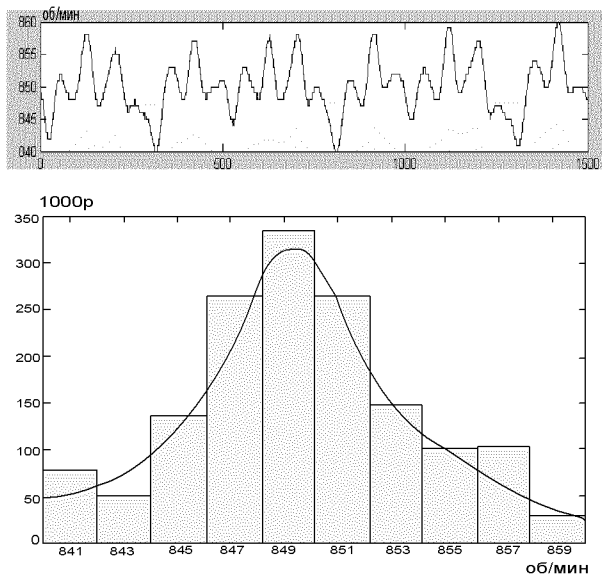


Рис. 1

На рис. 2 приведены тахограмма, гистограмма и сглаживающая кривая для агрегата 10Д100, имеющего дефекты в цилиндро-поршневой группе, в частности, задиры. За один оборот вала при этом было снято 3000 точек.

На рис. 3, 4 приведены графические иллюстрации для дизельной установки того же типа с дефектами в топливоподающей аппаратуре. Рис. 3 соответствует случаю пониженной цикловой подачи топлива, а рис. 4 – позднему впрыскиванию топлива. За оборот вала регистрировалось 2500 точек.

Для этих кривых найдены асимметрия и эксцесс [7], которые были приняты в качестве диагностических признаков.

$$k = \frac{\sqrt{n}}{\sqrt{(n-1)^3 \cdot (G_x)^3}} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^3,$$

$$j = \frac{n}{(n-1)^2 \cdot (G_x)^4} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - m_x)^4 - 3,$$

где n - число измерений; x_i - i -я измеренная величина; m_x - математическое ожидание измеренной величины; G_x - среднеквадратическое отклонение измеренной величины.

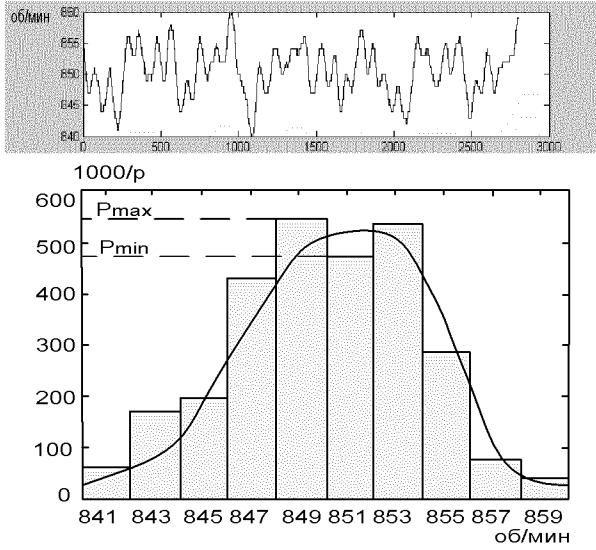


Рис. 2

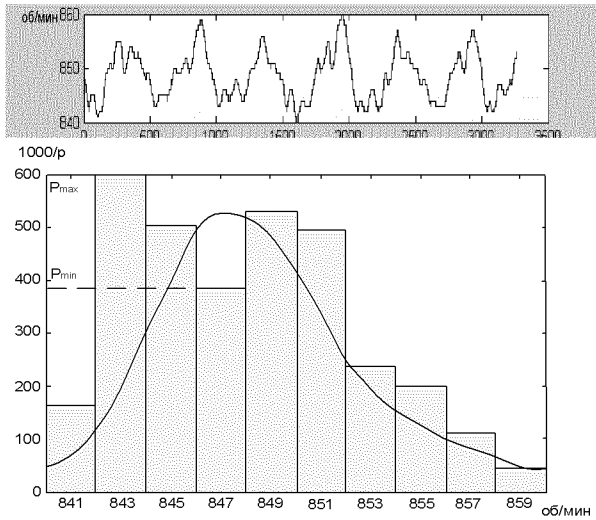


Рис. 3

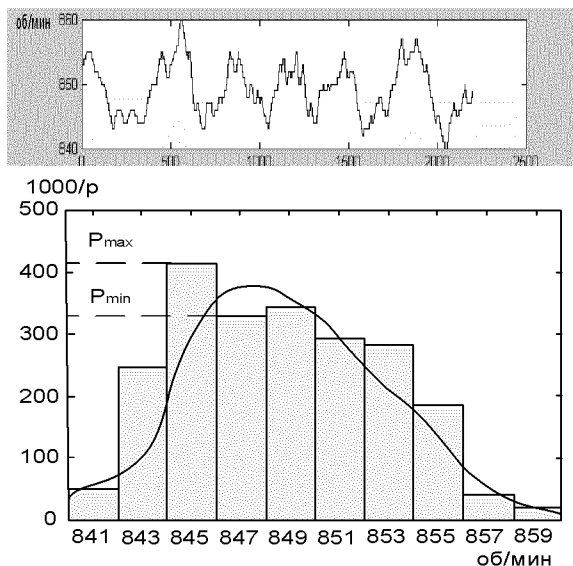


Рис. 4

Именно эти параметры были выбраны в качестве координат диагностического пространства, в котором по количественным оценкам \bar{k} и \bar{j} были построены обучающие совокупности.

После обработки 387 гистограмм со сглаживающими кривыми были сформированы обучающие совокупности, соответствующие различным техническим состояниям ДГ. Это иллюстрируется рис. 5.

В частности, область I соответствует дизель-генератору без дефектов; области II – агрегату с дефектами цилиндрично-поршневой группы, причем в случае $k > 0$ имеют место неплотности, а в случае $k < 0$ – задиры; область IV соответствует отклонению цикловой подачи топлива от требуемого значения, причем в случае $k > 0, j < 0$ – цикловая подача топлива ниже нормы, а при $k < 0, j > 0$ – выше нормы; область IV означает отклонение фазы топливоподачи от нормы: при $k > 0$ - ниже нормы, при $k < 0$ - выше нормы.

Автором была выполнена статистическая обработка осциллограмм мгновенной угловой скорости коленчатого вала ДГ 10Д100, в котором поочередно отключался тот или иной цилиндр путем установки в нулевое положение соответствующей рейки топливного насоса. В качестве примера на рис.6 приведены гистограмма и сглаживающая кривая при отключенном первом цилиндре, а на рис. 7 – при отключенном втором цилиндре. Анализируя полученные гистограммы, можно отметить следующее.

При отсутствии дефектов у ДГ гистограмма и сглаживающая кривая имеют единственный экстремум (максимум) в точке, соответствующей на-

стройке регулятора скорости (на рис. 1 – это 850 об/мин). При наличии дефектов, как видно из рис. 2, 3, 4, на гистограмме между двух максимумов (большой из которых обозначен P_{\max}), имеется минимум (обозначенный P_{\min}) вблизи точки, соответствующей настройке регулятора скорости. У дизеля с дефектами, но всеми работающими цилиндрами, коэффициент работоспособности $K_{pc} = \frac{P_{\min}}{P_{\max}}$ составляет не менее 0,5. Если же у дизеля отключен хотя бы один цилиндр, то $K_{pc} < 0,5$.

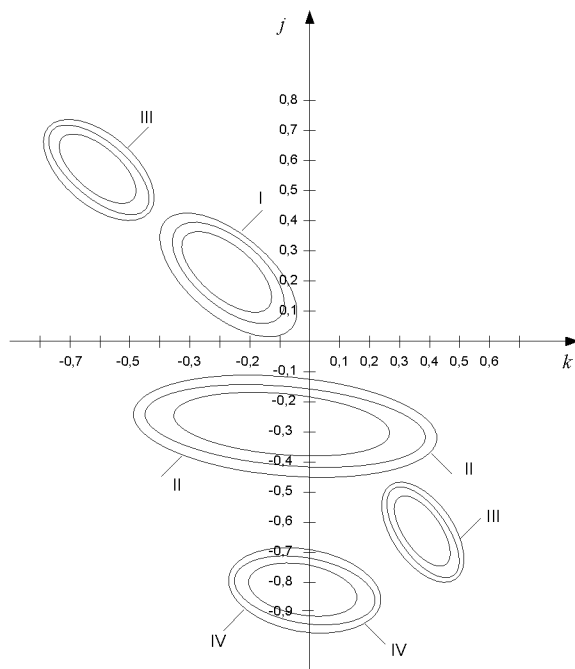


Рис. 5

Например, рис. 6 соответствует $K_{pc} = 0,43$, а рис. 7 соответствует $K_{pc} = 0,27$. Такое расхождение значений K_{pc} объясняется, по-видимому, неполной идентичностью отключаемых (первого и второго) цилиндров.

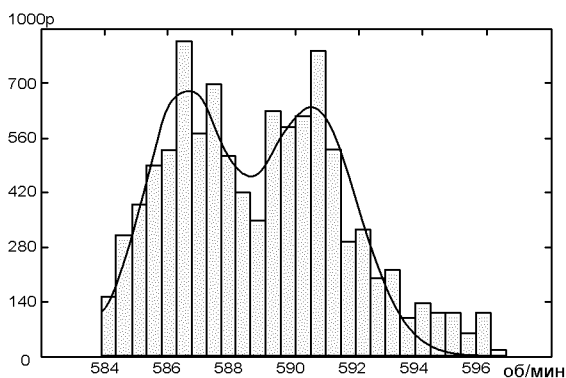


Рис. 6

По величине коэффициента K_{pc} можно судить о техническом состоянии ДГ, то есть его можно использовать как дополнительный диагностический признак.

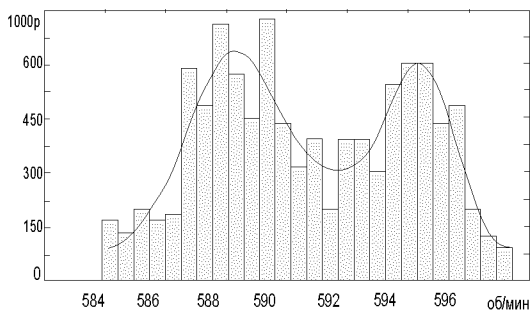


Рис. 7

Выводы. Проведенные теоретические и экспериментальные исследования показали:

1. В качестве диагностических признаков технического состояния ЦПГ дизеля эффективно можно использовать коэффициенты асимметрии и эксцесса, а также коэффициент работоспособности K_{pc} .

2. В качестве диагностического пространства для формирования обучающих совокупностей предложено использовать плоскость, осями координат в которой используются коэффициенты асимметрии и эксцесса.

3. В выбранном диагностическом пространстве предложен способ построения образов, соответствующих следующим техническим состояниям узлов ЦПГ:

- условно исправны;
- наличие задиrow;
- наличие неплотностей.

4. Предложен способ выявления разрегулировки цикловой подачи и фазы впрыска топлива.

Список литературы: 1. Станиславский Л.В. Техническое диагностирование дизелей.- Киев, Донецк // Вища школа. Главное издательство, 1983. – 135с. 2. Ле Ван Дием. Модели и алгоритмы технического диагностирования силовых дизельных установок в процессе эксплуатации.- Автореф. дисс. на соискание ученой степени кандидата технических наук.- Санкт-Петербург, 2006г.- 24 стр. 3. Марченко Б.Г., Мыслович М.В. Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Часть 1. модели динамики цилиндрических мощностей на валу дизель-электрического генератора. // Техн. электродинамика. – 1998. – № 5 – с. 36-40. 4. Марченко Б.Г., Мыслович М.В. Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Часть 2. Построение оценок линейных ПКСП, описывающих динамику цилиндрических мощностей на валу дизель-электрического генератора. // Техн. электродинамика. –1998. –№ 6. – с. 39-42. 5. Марченко Б.Г., Мыслович М.В. Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Часть 3. Физическая конкретизация параметров модели и имитационное моделирование динамики цилиндрических мощностей на валу дизель-электрического генератора. // Техн. электродинамика. – 1999. – №1. – с. 59-63. 6. Марченко Б.Г., Мыслович М.В. Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Часть 4. Экспериментальная проверка методики диагностики цилиндрической группы дизель-электрического генератора. // Техн. электродинамика. – 1999. – № 4. – с. 40-45. 7. Вопросы статистической теории радиолокации / П.А. Бакут, И.А. Большаков и др.: под ред. Г.П. Татаковского. – т.1. – М.: Сов. Радио, 1963. – 424 с. 8. Борисенко А.Н., Литвиненко С.А. Вопросы выбора информативных параметров и диагностических признаков для систем управления и диагностики дизель-генераторов. - Харьков //Вестник НТУ ХПИ, 2008 г. 9. Дьяконов В.П., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB: специальный справочник. СПб.: Питер, 2001.

Поступила в редколлегию 13.11. 2008 г.

О.Г. ВАСИЛЬЧЕНКОВ, канд. тех. наук, доц. каф. АУТС НТУ «ХПИ»,
А.С. МАТВИЕНКО, студентка НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ РЕАЛИСТИЧНЫХ ТРЕХМЕРНЫХ ЛАНДШАФТОВ В ТРЕНАЖЕРНЫХ СИСТЕМАХ ИММИТАЦИИ ДВИЖЕНИЯ

У статті описані основні сучасні методи візуалізації реалістичних тривимірних ландшафтів у тренажерних системах імітації руху, їхні достоїнства й недоліки. Показано напрямок подальших досліджень для вдосконалення існуючих методів.

In papers the basic modern methods of visualisation of realistic three-dimensional landscapes in training systems of imitation of movement, their merits and demerits are reviewed. The direction of the further researches for improvement of existing methods is shown.

В тренажерных системах имитации визуальной обстановки можно выделить две составляющих – создание самой сцены и визуализация ее в реальном режиме времени во время проведения тренировки. Для подготовки объектов сцены часто используют такие промышленные программные продукты, как *3D Studio* и *3D MAX*. Однако эти системы не позволяют визуализировать сцену в реальном режиме времени. Для этих целей приходится создавать отдельные программные средства.

Рендеринг ландшафтов является сложной проблемой при программировании реалистичной графики. В настоящий момент мы находимся в интересной точке развития технологий рендеринга (т.е. "оцифровки" данных, по которым строится ландшафт), поскольку увеличившаяся пропускная способность современных видеокарт в совокупности с опубликованными исследованиями на тему алгоритмов реального времени *LOD meshing* дают возможность современным графическим движкам отрисовывать сильно детализированные ландшафты. Тем не менее большинство используемых технологий предлагают компромисс между размером ландшафта и его детализированностью. Рассмотрим три основных метода создания ландшафтов:

1. Метод создания ландшафта заданием экстремумов.

Алгоритм создания ландшафта с помощью задания экстремумов:

- Создать двумерный массив вершин.
- Задать экстремумы. Экстремумы задаются над полигонной сеткой ландшафта. Там, где будет располагаться экстремум появятся горы или впадины.

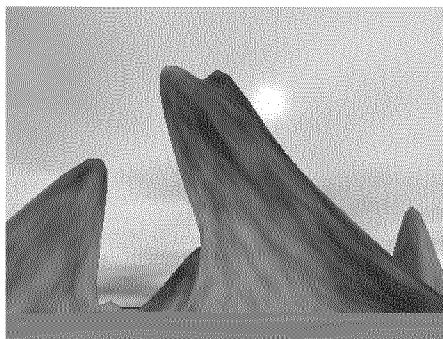


Рис. 1. Ландшафт созданный с помощью задания экстремумов

- Задать "радиус распространения" каждого экстремума. Т.е. любая гора в ширину достигает определенного значения, это значение –максимальный диаметр горы.

- Вычислить расстояние от каждой вершины до каждого экстремума. Чем меньше расстояние, тем выше поднимается точка (при расстоянии равном 0 высота точки будет равна высоте экстремума). Точки, которые находятся на расстоянии большем чем "радиус распространения", не входят в образование горы и остаются на своем месте.

- При задании экстремумов каждому из них задается значение "сдвига" по x, z . Иначе говоря задаются два параметра dX, dZ . Когда будет вычислено на какую высоту (dY) поднять точку, тогда значение высоты умножается на коэффициенты сдвига по x, z (dX, dZ) и получившееся значение складывается с X, Z координатами точки.

В результате получается массив вершин, который задаёт полигонную сетку.

2. Создание ландшафта с помощью фракталов.

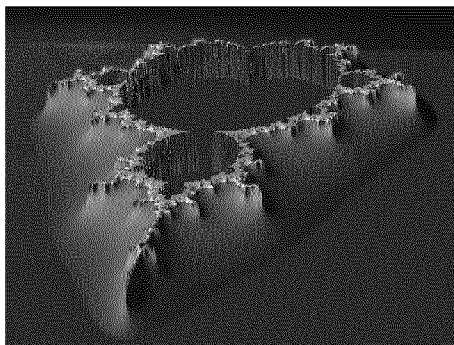


Рис. 2 – Ландшафт созданный с помощью фракталов

В современной компьютерной графике широко применяются фракталы. Фрактальная геометрия незаменима при генерации искусственных облаков, морей, горных ландшафтов. Фракталам подвластны самые невероятные формы, ведь компьютерное искусство фрактальной геометрии не знает границ.

Рассмотрим метод построения фрактальной кривой с помощью компьютера и его математическое обоснование на примере кривой Леви. Базовым элементом для кривой Леви является отрезок AB . Первый шаг включает в себя построение равнобедренного прямоугольного треугольника на отрезке AB как на гипотенузе. При этом сама гипотенуза в дальнейшем построении не участвует и исключается из кривой. Таким образом, первое поколение кривой представляет собой ломаную ACB (рис.3).

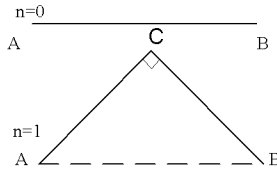


Рис. 3

На втором шаге с каждым из отрезков AC и CB прodelываем ту же операцию, что и с отрезком AB на первом шаге. Последующие поколения кривой строятся по тому же алгоритму. Следовательно, задача сводится к определению координаты точки $C(x,y)$ по известным координатам точек A и B .

Вспомогательная задача:

Вектор \vec{a} задан своими координатами $\{x_a, y_a\}$. Известно, что вектор \vec{a} перпендикулярен вектору \vec{b} и $|\vec{a}| = |\vec{b}|$. Найти координаты вектора \vec{b} .

Решение:

Пусть вектор имеет координаты $\{x_b, y_b\}$. Тогда из условия следует, что

$$\vec{a}\vec{b} = x_a x_b + y_a y_b = 0;$$

$$|\vec{a}| = |\vec{b}|;$$

$$x_a^2 + y_a^2 = x_b^2 + y_b^2.$$

Получим систему уравнений с двумя неизвестными:

$$\begin{cases} x_a x_b = -y_a y_b \\ x_a^2 + y_a^2 = x_b^2 + y_b^2 \end{cases};$$

$$\left\{ \begin{array}{l} x_b = \frac{-y_a y_b}{x_a} \\ x_a^2 + y_a^2 = x_b^2 + y_b^2 \end{array} \right. ; \quad \left\{ \begin{array}{l} x_b = \frac{-y_a y_b}{x_a} \\ x_b^2 + \left(\frac{-y_a y_b}{x_a} \right)^2 = x_a^2 + y_a^2 \end{array} \right.$$

Рассмотрим второе уравнение системы:

$$x_b^2 + \frac{-y_a^2 y_b^2}{x_a^2} = x_a^2 + y_a^2, \quad x_a^2 y_b^2 + y_a^2 y_b^2 = x_a^4 + x_a^2 y_a^2,$$

$$y_b^2 (x_a^2 + y_a^2) = x_a^2 (x_a^2 + y_a^2),$$

$$y_b^2 = x_a^2,$$

$$\begin{cases} y_b = x_a \\ y_b = -x_a \end{cases}.$$

Возвращаясь к системе, имеем

$$\begin{cases} y_b = x_a \\ x_b = -\frac{y_a x_a}{x_a} \end{cases}; \quad \begin{cases} y_b = x_a \\ x_b = -y_a \end{cases}$$

или

$$\begin{cases} y_b = -x_a \\ x_b = y_a \end{cases}$$

Таким образом, если $\vec{a}\{x_a; y_a\}$, и вектор \vec{a} перпендикулярный вектору \vec{b} , $|\vec{a}| = |\vec{b}|$, то $\vec{b}\{-y_a; x_a\}$ или $\vec{b}\{y_a; -x_a\}$

Вернемся к построению кривой Леви.

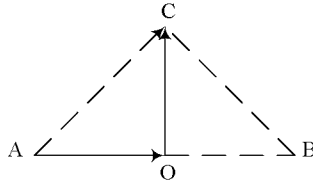


Рис. 4

По свойству прямоугольного равнобедренного треугольника (рис. 4) точки A, B, C равноудалены от точки O – середины гипотенузы, отрезок OC перпендикулярен отрезку AO , $OC = AO$. Пусть $A(x_0, y_0)$; $B(x_1, y_1)$, тогда точка O как середина отрезка AB будет иметь координаты $O\left(\frac{x_0 + x_1}{2}; \frac{y_0 + y_1}{2}\right)$.

Применяя вспомогательную задачу, имеем $\vec{a} = \vec{A}\vec{O}$, $\vec{b} = \vec{O}\vec{C}$. Т.к. $\vec{A}\vec{O}\left(\frac{x_1 - x_0}{2}, \frac{y_1 - y_0}{2}\right)$, то $\vec{O}\vec{C}\left(-\frac{y_1 - y_0}{2}, \frac{x_1 - x_0}{2}\right)$ или $\vec{O}\vec{C}\left(\frac{y_1 - y_0}{2}, -\frac{x_1 - x_0}{2}\right)$. Для построения кривой Леви необходим вектор, направленный влево от $\vec{A}\vec{O}$, т.е. $\vec{O}\vec{C}\left(-\frac{y_1 - y_0}{2}, \frac{x_1 - x_0}{2}\right)$. Если $O\left(\frac{x_0 + x_1}{2}, \frac{y_0 + y_1}{2}\right)$ и $C(x, y)$, то

$$x = \frac{x_0 + x_1}{2} - \frac{y_1 - y_0}{2}, \quad y = \frac{y_0 + y_1}{2} + \frac{x_1 - x_0}{2}.$$

Значит, $C\left(\frac{x_0 + x_1}{2} - \frac{y_1 - y_0}{2}, \frac{y_0 + y_1}{2} + \frac{x_1 - x_0}{2}\right)$.

Поскольку построение фрактальной кривой состоит в генерации поколений по одному и тому же алгоритму, то координаты искоемых точек будут определяться по рекуррентной формуле:

$$x = \frac{x_i + x_{i-1}}{2} - \frac{y_i - y_{i-1}}{2}, \quad y = \frac{y_i + y_{i-1}}{2} + \frac{x_i - x_{i-1}}{2}.$$

Здесь $(i-1)$ -я точка является аналогом точки A , а i -я – аналогом точки B .

На основании проведенных вычислений строится программа вычисления координат точек-вершин фрактальной кривой.

При ее составлении необходимо учесть следующий математический факт, определяющий количество строящихся точек на каждом шаге.

3. Метод ROAM

Рассмотрим алгоритм меша с оптимальной подгонкой в реальном времени (*Real-Time Optimal Adapting Mesh*), больше известный как *ROAM*, (впервые он был представлен в работе Марка Дюшено (*Mark Duchaineau*) как алгоритм, созданный для упрощения визуализации больших участков ландшафта.

ROAM основан на одном из свойств равнобедренного прямоугольного треугольника. Как видно из рис. 5, такой треугольник можно поделить на два равных равнобедренных прямоугольных треугольника, разбив исходную фигуру по линии, соединяющей угол при вершине между равными сторонами с центром основания треугольника. Процесс деления можно продолжать бесконечно, всякий раз удваивая число треугольников. Коль скоро каждый из треугольников является потенциальным родителем двух меньших фигур, то формируется иерархия типа «бинарное дерево». *ROAM* – это, в основе своей, метод управления тем, какие треугольники делятся пополам, а какие сливаются и совпадают с родителем. Это позволяет увеличивать и уменьшать степень детализации ландшафта на уровне треугольников.



Рис. 5 – Прямоугольный треугольник

Каждый раз при разбиении треугольника на середине его основания (рис. 5) строится новая вершина. Её положение можно найти интерполяцией как среднее между конечными точками основания. Однако свое значение по оси z новая вершина наследует от меша высот, так поднимая или опуская ее, чтобы добиться согласия с базовыми ландшафтными данными.

Выводы: Приведенные выше методы генерации ландшафтов являются наиболее распространенными в настоящее время для построения систем визуализации тренажеров транспортных средств. Достоинствами методов экстремумов и фрактального являются простота программной реализации алгоритмов генерации, быстрая генерация ландшафтов, возможность изменений ландшафтов в реальном масштабе времени. С другой стороны зачастую ландшафты полученные такими методами далеки от реальных, что не делает их использование неприемлемым для целей обучения. Таким образом, *ROAM* метод является наиболее перспективным на сегодняшний день. Недостатками этого метода являются сложная реализация, низкая детализация ландшафтного объекта на больших расстояниях, что, в некоторых случаях, заметно визуально. Также проблемой метода является невозможность реализации больших перепадов высоты на небольшой площади (обрывы, отвесные скалы и т.д.).

Таким образом, разработка модифицированного метода *ROAM*, который уменьшает перечисленные недостатки, является перспективным направлением дальнейших исследований.

Список литературы: 1. Васильев В.Е., Морозов А.В. Компьютерная графика: Учебное пособие. – СПб.: СЗТУ, 2005. – 101с. 2. Грег Снук. Создание 3D- ландшафтов в реальном времени с использованием C++ и DirectX 9/ пер.с англ. – М.: КУДИЦ-ОБРАЗ, 2007. 3. Tomas Moller, Eric Haines «Real-TimeRendering» 2-е изд. Natick, Mass.: A K Peters, Ltd., 2002

Поступила в редколлегию 13.12. 2008 г.

В.М. ГАЛАЙ, канд. техн. наук, ПНТУ

МЕТОД ОПТИКО-КООРДИНАТНОГО ВИМІРЮВАННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТРУБ

В статті пропонується метод безконтактного вимірювання діаметрів труб шляхом координатного аналізу оптичних зображень їх торців і визначення, на базі інформації про діаметри, інших геометричних характеристик: овальності, конусності, наявності сколів.

In the article the method of the non-contact measuring of diameters of pipes is offered by the coordinate analysis of optical images of their sides and determination, on the base of information about diameters, other geometrical descriptions.

Вступ. Є галузі промислового виробництва, де ставляться досить жорсткі вимоги до геометричних характеристик труб: діаметрів, овальності, конусності [1,2]. Так, в світлотехнічній галузі із полікорових труб виготовляють пальники для газорозрядних джерел світла типів ДНАТ, ДНАС [3]. В натрійових лампах на умови запалювання розряду суттєво впливає тиск парів натрія в пальнику, який залежить від об'єму газорозрядного простору, що в свою чергу, визначається внутрішніми діаметром, овальністю, конусністю цього пальника. Тому для запобігання браку ламп здійснюється перед їх виготовленням контроль геометричних характеристик труб і вибраковка тих, що не відповідають допускам стандарту.

Аналіз стану питання. Для автоматизації технологічного процесу вибраковки відомі пристрої непрямого контролю, наприклад, основані на вимірюванні маси, зовнішнього діаметра і довжини труби[4]. За цими вимірами з урахуванням щільності матеріалу, із якого вона виготовлена, розраховується внутрішній діаметр. Але цей пристрій не отримав практичного використання в умовах виробництва неметалевих труб з причин недостатньої точності контролю, визваних такими факторами як овальність, різностінність, об'ємна неоднорідність матеріалу. Тому контроль геометричних характеристик неметалічних труб в умовах виробництва здійснюється за допомогою штангенциркуля, спеціальних калібрів, шупів [5].

Мета досліджень. Розробка метода безконтактного контролю значень діаметрів протилежних торців труби для використання цієї інформації при розрахунках геометричних характеристик і класифікації труб за допусками стандарту.

Основні матеріали. Метод полягає в аналізі системою технічного зору (СТЗ) оптичного зображення торця досліджуваної труби. Це зображення має вигляд кола і сканується телекамерою. З виходу ПЗС – датчика телекамери сигнал після підсилення поступає через інтерфейс на вхід мікроконтролера. Зображення досліджується в декартовій системі координат XOY (рис. 1), де строчки сканування паралельні осі OX .

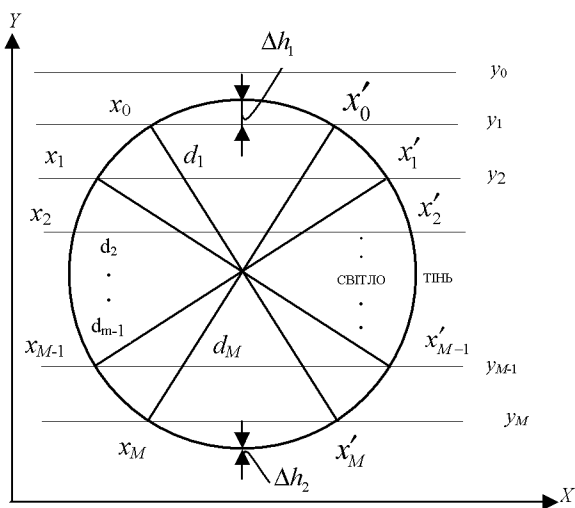


Рис. 1. Зображення торця труби

Кожна n -а строчка сканування перетинає вимірюване коло в двох точках з координатами (x_n, y_n) і (x'_n, y'_n) . Після сканування всього кола в мікроконтролері формується масив даних M , які являються вихідними для розрахування діаметра:

$$M = \left\{ \begin{matrix} y_0 & y_1 & y_2 & \dots & y_{M-1} & y_M \\ x_0 & x_1 & x_2 & \dots & x_{M-1} & x_M \\ x'_0 & x'_1 & x'_2 & \dots & x'_{M-1} & x'_M \end{matrix} \right\}. \quad (1)$$

Діаметрально протилежними точками є пари точок з координатами (x_n, y_n) і (x'_{M-n}, y_{M-n}) , де n змінюється від 0 до M . Масив діаметрів

$$D = \{d_0, d_1, \dots, d_{M-1}, d_M\} \quad (2)$$

або

$$D = \{d_n\},$$

де $n = \overline{0, M}$ отримується шляхом визначення евклідової відстані між цими точками за формулою

$$d_n = \sqrt{(x'_{M-n} - x_n)^2 + (y_{M-n} - y_n)^2}. \quad (3)$$

При розміщенні кола симетрично відносно строчок сканування (при рівності $\Delta h_1 = \Delta h_2$, Δh_1 і Δh_2 - висоти верхнього і нижнього сегментів) виконуються в силу симетрії наступні рівності:

$$x_n = x_{M-n}; \quad x'_n = x'_{M-n},$$

а строки сканування, що відповідають індексам n і $M-n$, є симетричними відносно центра кола. Тоді формула (2) переписується в наступному вигляді

$$d_n = \sqrt{(x'_n - x_n)^2 + (y_{M-n} - y_n)^2}. \quad (4)$$

Якщо врахувати, що $x'_n - x_n = l_n$ – довжина n -ої хорди, утвореної перетином n -ої строчки сканування з вимірюваним колом, а $y_{M-n} - y_n = \Delta y_n$ – відстань між хордами, симетричними відносно центра, то розрахунок діаметра кола зводиться до вимірювання довжини хорд і визначення відстані між ними.

При оцінюванні помилок, що виникають в результаті використання даного методу, виявилось, що при вимірюванні хорд, утворених на початку і в кінці сканування зображення кола, помилки оцінок діаметрів мають максимальні значення. Для підвищення точності оцінок доцільно ці хорди не враховувати. Але тоді верхня і нижня частини кола залишаються не дослідженими. Тому даним методом передбачено два етапи вимірювання діаметра.

Розглянемо дві взаємно перпендикулярні лінії l і p (рис. 2), розміщені під кутами $+45^\circ$ і -45° до осі OX і строчок сканування. Якщо точка O перетину цих ліній співпадає з центром кола, то вони ділять це коло на чотири рівновеликих частини – дуги AB , BC , CD і DA . Позначимо ординати точок A і B через y_k , а ординати точок C і D через y_m .

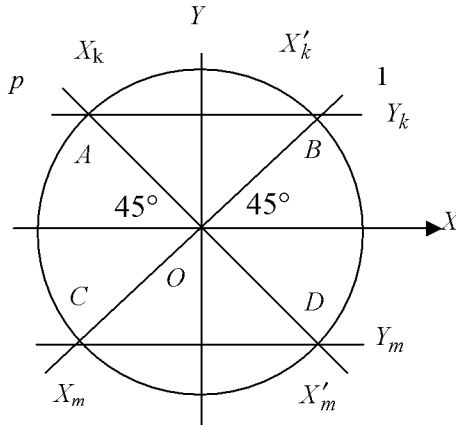


Рис. 2. Сканування зображення в два етапи

На першому етапі вимірювань досліджується частина кола, що складається із дуг BC і DA : враховуються тільки хорди в інтервалі

$$y_n \in [y_k, y_m].$$

На другому етапі вимірювань аналогічно досліджується частина кола, що складається із дуг АВ і CD. При цьому вимірювана труба попередньо обертается на кут 90° або на 90° змінюється кут сканування.

На обох етапах вимірювань y_k і y_m визначаються за формулами:

$$y_k = y_0 - \frac{2 - \sqrt{2}}{4} (y_0 - y_M), \quad (5)$$

$$y_m = y_0 - \frac{2 + \sqrt{2}}{4} (y_0 - y_M). \quad (6)$$

Так як усі y_n в інтервалі $[y_0, y_M]$ приймають дискретні значення, то величини y_k, y_m необхідно округлити до найближчих дискретних значень $y_k^{\text{Д}}$ і $y_m^{\text{Д}}$ відповідно умові:

$$y_k^{\text{Д}} > y_k, y_m^{\text{Д}} < y_m. \quad (7)$$

Виконання умови (7) необхідне для перекриття вимірюваних частин кола на першому і другому етапах. Після першого етапу вимірювань отримується масив діаметрів

$$D_1 = \{d_k, d_{k+1}, \dots, d_{m-1}, d_m\}, \quad (8)$$

що складається із $(m - k + 1)$ вимірів d_n діаметра досліджуваного кола. Масив (8) отримується із масиву (3) в результаті відкидання його перших K і останніх $(M - m)$ елементів. Аналогічно після другого етапу:

$$D_2 = \{d_k, d_{k+1}, \dots, d_{m'-1}, d_{m'}\}. \quad (9)$$

Таким чином в результаті здійснення повного циклу вимірювань отримується матриця діаметрів одного торця

$$D = \{d_k, \dots, d_m, d_{k'} + d_{m'}\}, \quad (10)$$

що складається із

$$N = (m - K) + (m' - k') + 2$$

відліків діаметрів досліджуваної труби. За цими даними визначають геометричні характеристики труби, що передбачені стандартом на допуски. Так, середнє значення діаметра оцінюється за формулою (11):

$$\bar{D} = (d_k + \dots + d_m + d_{k'} + \dots + d_{m'}) / N, \quad (11)$$

а середньо-квадратична похибка оцінки діаметра – за формулою (12):

$$\Delta \bar{D} = \sqrt{\frac{(\Delta d_k^2 + \dots + \Delta d_m^2 + \Delta d_{k'}^2 + \dots + \Delta d_{m'}^2)}{(N - 1)}}, \quad (12)$$

де $\Delta d_n = |\bar{D} - d_n|$, $n = k, m'$.

Аналогічно вимірюються діаметри з іншого кінця труби після її повороту.

Експериментальна перевірка методу здійснювалася на дослідній установці шляхом вимірювання внутрішнього діаметра полікорових труб, що використовуються для виготовлення пальників газорозрядних ламп. Випромінювання світлодіода через лінзу і стекловолоконяний світловод подавалося на вхід труби. Вимірювання величин x_n і x'_n виконувалося за допомогою фотодавача, сигнали якого після підсилення поступали на осцилограф, з екрану якого знімалися виміри. Переміщення труби вдовж координатної осі ОУ здійснювалося за допомогою мікрометричного гвинта з кроком 0,3 мм. Величини d_n масиву діаметрів знаходилися за формулою (2) для значень y_n від y_k до y_m на першому етапі вимірювань і y'_k до y'_m на другому етапі, які в свою чергу розраховувалося за формулами (5), (6).

Результати вимірювань (табл. 1) діаметрів d_n і їх абсолютних похибок Δd_n показують, що діаметр досліджуваної труби $\bar{D} = 7,47 \pm 0,05$ мм, а розсіювання його значень не підлягає детермінованій закономірності і має випадковий характер, який можна пояснити наявністю сколів матеріала на кінці труби, шумами та іншими перешкодами у вимірювальному каналі.

Табл. 1. Результати вимірювань координат і розрахунку діаметрів

n	$y_n, \text{мм}$	$x_n, \text{мм}$	$x'_n, \text{мм}$	$d_n, \text{мм}$	$\Delta d_n, \text{мм}$
1	6,2	2,30	7,75	7,45	0,03
2	6,5	2,05	8,00	7,42	0,06
3	6,8	1,90	8,20	7,40	0,08
4	7,1	1,60	8,35	7,51	0,03
5	7,4	1,50	8,45	7,45	0,03
6	7,7	1,35	8,55	7,40	0,08
7	8,0	1,30	8,65	7,45	0,03
8	8,3	1,25	8,75	7,50	0,02
9	8,6	1,20	8,75	7,55	0,07
10	8,9	1,25	8,75	7,50	0,02
11	9,2	1,25	8,65	7,55	0,07
12	9,5	1,30	8,65	7,50	0,02
13	9,8	1,45	8,50	7,52	0,04
14	10,1	1,60	8,45	7,45	0,03
15	10,4	1,65	8,35	7,60	0,12
16	10,7	1,80	8,15	7,50	0,02
17	11,0	2,05	8,00	7,46	0,02
18	11,3	2,25	7,75	7,50	0,02
19	5,2	1,30	6,80	7,45	0,02
20	5,5	1,05	7,00	7,42	0,02
21	5,8	0,80	7,20	7,46	0,01

22	6,1	0,55	7,30	7,58	0,11
23	6,4	0,50	7,45	7,45	0,02
24	6,7	0,40	7,60	7,43	0,04
25	7,0	0,35	7,65	7,40	0,07
26	7,3	0,25	7,75	7,52	0,05
27	7,6	0,20	7,75	7,55	0,08
28	7,9	0,25	7,75	7,54	0,07
29	8,2	0,25	7,65	7,56	0,09
30	8,5	0,30	7,60	7,51	0,04
31	8,8	0,45	7,50	7,45	0,02
32	9,1	0,65	7,35	7,40	0,07
33	9,4	0,65	7,35	7,40	0,07
34	9,7	0,80	7,15	7,45	0,02
35	10	1,05	6,95	7,46	0,01
36	10,3	1,25	6,75	7,40	0,07

За отриманою інформацією про діаметри труб легко визначаються інші геометричні характеристики, наприклад, овалність – через різницю максимального і мінімального діаметрів на торці труби або конусність - через різницю максимального і мінімального діаметрів протилежних торців труби. Необхідно відмітити, що для визначення геометричних характеристик нами розроблені різної складності алгоритми, що відрізняються швидкодією і точністю оцінок.

Висновки. Розроблений метод оснований на аналізі координат діаметрів оптичних зображень торців труб дозволяє з достатньою точністю вимірювати геометричні характеристики сіталових, скляних, полікорових ті інших труб, до характеристик яких, як до елементів складніших виробів, ставляться досить жорсткі вимоги.

Список літератури: 1. Гейн А.Л., Девятьяров В.П. Прибор контроля геометрических параметров ампул // Механизация и автоматизация производства.-1991.-№8. –С.7. 2. Галай В.М., Сільвестров А.М., Шефер О.В. Ноніусна адаптивна високоточна система стабілізації стохастичних технологічних процесів // Системні дослідження та інформаційні технології.-2003.-№1. – С.135-142. 3. Рохлин Г.Н. Разрядные источники света. -2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат., 1991. – –710с. 4. Nitran D., Barrois C., Cheeseman P. Use of sensors in robot systems // Proc. Intern. Conf. on advanced Robotics, Tokyo,12-13 September 1983. – P. 123-132. 5. Комплект технологической документации на типовой технологический процесс изготовления трубок керамических. –М.: Министерство электротехнической промышленности , 1987. – 108с.

Поступила в редакцію 13.11. 2008 г.

Э.Е. ГЕРМАН, НТУ "ХПИ"

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ НЕЧЕТКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Постановка проблемы. В основе систем нечеткого управления (СНУ) используется аппарат нечеткого логического управления (НЛУ), которое изначально разрабатывалось в качестве конструктивного решения безмодельного управления. Несмотря на большой успех применения НЛУ в прикладных задачах управления промышленными и производственными объектами, к сожалению, отсутствует систематический подход, как к проектированию нечеткого регулятора, так и к анализу его устойчивости. В последнее десятилетие системам управления (СУ) с нечеткой моделью было посвящено большое число работ в области НЛУ, которые гарантируют не только устойчивость, но также и высокие эксплуатационные показатели замкнутых СНУ. В данной работе представлен обзор и анализ последних разработок в области анализа и синтеза СУ с нечеткой моделью.

Анализ литературы. С момента введения теории нечетких множеств Заде [1] в 1965 году аппарат нечетких множеств и основанные на нем СНУ применяются в различных прикладных отраслях, таких как разработка систем управления, робастное моделирование, распознавание образов, обработка сигналов и информации, в области искусственного интеллекта и принятия решений, администрации, финансов, медицины, автомобильной промышленности, робототехники, и т.д. [2]. В частности, НЛУ, как одно из самых первых приложений нечетких множеств и систем, стало одним из наиболее успешно развиваемых направлений в этой области. Фактически, НЛУ доказало свое успешное применение в управлении многими сложными нелинейными и неаналитическими системами. Во многих случаях НЛУ было предложено как альтернативный вариант классическому управлению [3].

Первая система НЛУ была разработана Мамдани и Ассилиани [4], где рассматривалось управление миниатюрным паровым двигателем. Алгоритм управления состоял из наборов эвристических правил и нечетких множеств и операций нечеткой логики, использовавшихся для представления лингвистических термов и оценки правил. С тех пор НЛУ привлекло к себе внимание представителей различных отраслей науки и техники, что подтверждается большим числом публикаций [5, 6, 2, 4, 7, 8, 9, 10, 11, 12]. НЛУ успешно применяются в различных прикладных областях, включая энергетические системы [13], инвестиции [14], телекоммуникации [15], химикотехнологические процессы [16], медицина [17], бытовая электроника [18], защита информации [19].

Основываясь на различиях правил и методах их генерации, НЛУ может быть классифицированы по следующим категориям: 1) классическое НУ; 2) нечеткое ПИД управление; 3) нейро-нечеткое управление (ННУ); 4) адаптивное НУ; 5) НУ на основе модели Такаджи-Сугено (ТСНУ). Отметим также, что такое деление не является четким, и различные подходы могут быть комбинированы. Например, классическое НУ может быть адаптивным, нечеткое ПИД управление может настраиваться посредством нейро-нечетких систем, или, например, в природе во многих случаях ННУ является адаптивным.

Целью этой статьи является обзор и анализ современного состояния методов анализа и синтеза систем управления с нечеткой моделью, в частности модели ТСНУ, разработанные в течение последних нескольких лет.

Структура системы нечеткого управления. Базовая структура системы нечеткого управления (СНУ) состоит из 4 основных компонентов: база знаний (БЗ), блок фаззификации (БФ), или фаззификатор, и блок дефаззификации (БДФ), или дефаззификатор, а также логическая система принятия решений [6]. На рис. 1 показана блочная диаграмма СНУ.

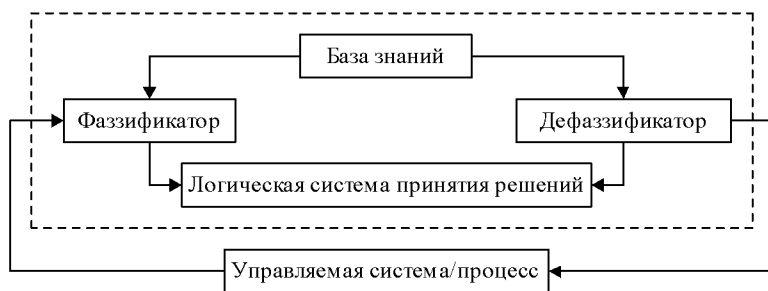


Рис. 1. Структура системы нечеткого управления

База знаний содержит все знания регулятора и включает базу правил (БП) нечеткого управления (НУ) и базу данных (БД). БД – “декларативная” часть БЗ, которая описывает определение объектов/целей (факты, условия, концепции) и определение функций принадлежности, использующихся в правилах НУ. БП НУ – “производственная” часть БЗ, которая содержит информацию относительно того, как эти объекты/цели могут использоваться для вывода новых управляющих воздействий. Логическая система принятия решений – это механизм рассуждений/умозаключений, который осуществляет процедуру вывода на правилах нечеткого управления и задает условия для вывода требуемых управляющих воздействий. Это центральная часть системы нечеткого управления. БФ определяет отображение действительного пространства в нечеткое, а БДФ определяет отображение нечеткого пространства, определенного в предметной области выхода к действительному про-

странству. То есть, БФ конвертирует четкое значение в нечеткое число, в то время как БДФ преобразовывает полученный нечеткий вывод в четкое значение.

1. Классическое НУ (НУ типа Мамдани). НУ Мамдани и Ассилани [4], которое по Сугено классифицируется как СНУ 1-го типа [8], использовалось для многих различных процессов управления. Например, в [20] Остерград представил результаты экспериментальных данных алгоритма нечеткого управления для миниатюрного теплообменника. Также имеется множество других приложений классического НУ, включая робототехнику [21], очистку сточных вод [22], регулирование сетевого трафика [23] и т.д. Кроме того, в конце 80-ых начале 90-ых НУ широко применялось в различной бытовой электронной аппаратуре, например видеокамерах, стиральных машинах, телевизорах, и звуковых системах [18].

Эти методы классического НУ, по сути, являются эвристическими и свободно моделируемы. “*IF-THEN*” правила НУ получают, основываясь на знаниях или управляющем воздействии оператора. Очевидно, что метод проектирования работает хорошо только в том случае, когда оператор имеет большое значение в управлении системой.

Даже притом, что характеристики такой схемы управления в общем случае удовлетворительны, задача устойчивости замкнутой СНУ часто критикуется на ее ранних стадиях разработки, однако в [24] предложен анализ устойчивости НСУ с использованием эвристического подхода. В синтезе таких СУ отсутствуют систематические и непротиворечивые подходы к разработке. Таким образом, большие усилия были посвящены анализу устойчивости и проблемам синтеза регулятора классических НСУ. Ключевая идея этого подхода состоит в том, чтобы рассматривать нечёткий контроллер как нелинейный регулятор и вводить задачу устойчивости и вопросы разработки управления НЛК в классическую теорию устойчивости нелинейных систем. Однако обобщенная теория для анализа устойчивости и синтеза управления классических НЛК все еще не разработана.

2. Нечеткое ПИД управление. В промышленности классическое ПИД управление является наиболее применяемым методом управления для различных прикладных задач, благодаря их наглядной структуре, простоте проектирования и низкой себестоимости. Однако такое управление не дает удовлетворительные результаты в случае, если СУ имеет нелинейную или неопределенную структуру. С другой стороны, известно, что одним из основных свойств классического НЛУ является его способность качественно обрабатывать нелинейность и неопределенность исходных данных и возмущений, используя аппарат теории НМ. Таким образом, можно предположить, что путем объединения этих двух методов, можно синтезировать СУ, имеющую более высокие эксплуатационные показатели.

В литературе в подавляющем большинстве случаев под нечетким ПИД контроллером (НПИДК) понимают контроллер, по типу предложенного

Мамдани и Ассилиани [4] (рис. 2а). Это так называемый параметрический НПИДК [25, 261] в котором нечеткий вывод напрямую дает выходное управляющее воздействие на объект управления (ОУ). Другой тип – функциональный НПИДК – можно условно назвать ПИД контроллером с нечеткой настройкой коэффициентов (КННК) [27, 25] (рис. 2б), т.к. в данном случае происходит изменение ПИД коэффициентов контроллера, вследствие чего рабочее состояние и динамика системы изменяется.

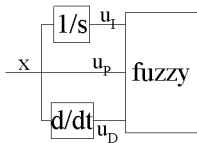


Рис. 2, а

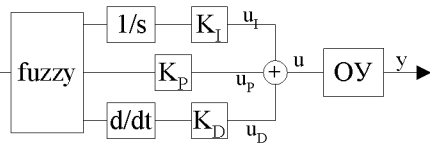


Рис. 2, б

В принципе, параметрические НПИДК способны делать тоже самое, что и КПИДК. Однако высокая стоимость установки нечеткой системы управления обычно препятствовала замене КПИДК на параметрический НПИДК. Как показано в [25], второй тип НПИДК – КННК – имеет тенденции к более широкому использованию в промышленности. Кроме того, показано, что многие НПИДК – это нелинейные ПИД контроллеры и в большинстве случаев выполняют свою задачу лучше, чем КПИДК.

Другие разделы, представляющие интерес в области нечеткого ПИД управления включают настройку нечетких параметров [28, 29, 30], оптимальный НПИДК на генетических алгоритмах [31], реализацию КПИДК методами нечеткого управления [32], улучшенный робастный НПИДК с оптимальным нечетким выводом [33], устойчивость НПИДК [34]. Отметим также, что самым большим ограничением нечеткого ПИД управления является трудность его систематического проектирования с непротиворечивыми и гарантируемыми рабочими характеристиками.

3. Нейро-нечеткое управление. Нейронное управление, или более правильно нейросетевое управление (НСУ), и НЛУ, являются двумя наиболее широко распространенными технологиями управления, основанными на искусственном интеллекте. Они во многом сходны: обе являются безмодельными технологиями управления, обе способны накапливать знания и использовать их для осуществления управляющих решений, обе до определенного уровня обеспечивают робастность СУ по колебаниям и внешним помехам. Однако эти две технологии отличаются способами получения знаний. Нейронное управление получает знания в основном посредством обучения. Это может являться как преимуществом (позволяет данным “говорить” за себя), так и в некоторых случаях недостатком (если набор данных тренировки не в полном объеме представляет область интересов). С другой стороны НЛУ, в

частности, классическое НЛУ, главным образом получает качественные и неясные знания от эксперта или оператора.

Так как две технологии управления дополняют друг друга: НСУ обеспечивает обучающие возможности и высокую вычислительную эффективность, а НЛУ дает мощную базу для представления знаний эксперта, – то возможность комбинации или интеграции этих двух технологий привлекает достаточно большое внимание. Классической комбинацией этих двух подходов является так называемое ННУ, в основе которого лежит НЛК, дополненный нейронными сетями для усиления таких его характеристик, как гибкость, способность к обработке данных и адаптивность [35, 36, 37]. Процесс нечеткого вывода реализуется с помощью нейронных сетей, чьи промежуточные весовые коэффициенты соответствуют параметрам нечеткого вывода [25]. Используя алгоритм обратного распространения ошибки, стимулированное обучение, или любой другой алгоритм обучения нейронной сети, нейро-нечеткая СУ может определить правила НУ и обучить/настроить функции принадлежности нечеткого вывода, и тем самым реализовать ННУ. Объемный обзор приведен в [38], в котором обсуждаются вопросы генерации нейро-нечетких правил для большинства основных настроек программных вычислений. Другая область интересов, связанная с этим классом управления, задачу настройки параметров в нейро-нечетком контроллере (ННК) с помощью генетического алгоритма [37], ПИД контроллеры, настраиваемые с помощью нечеткой нейронной сети [39], адаптивное ННУ [36], и анализ устойчивости основанный на теореме малых коэффициентов [40].

Одним из основных преимуществ ННУ является то, что оно не нуждается в информации о математической модели регулируемой системы. Таким образом, этот класс нечеткого управления предлагает новый путь решения многих сложных проблем управления в реальной жизни, где математическую модель системы сложно или невозможно получить. Основным ограничением ННУ является систематический анализ устойчивости замкнутых систем управления и сходимости обучающих алгоритмов в контексте замкнутых систем управления.

4. Адаптивное нечеткое управление. Адаптивное управление (АДУ) относится к управлению системами с частично известной динамикой. Большинство работ по АДУ основаны на допущении, что нелинейные математические модели СУ сводятся к линейным или значительно упрощаются. АДУ линейными системами и некоторыми отдельными классами нелинейных систем были разработаны в период с конца 1970-х до 1990-х [3], в то время как систематический подход к АДУ нелинейными системами остается нерешенным. Тем не менее, на практике для многих сложных систем математические модели трудно применимы.

Используя ту же идею универсальной функции аппроксимации, что и в нейронных сетях, в [41] было показано, что нечеткая система способна аппроксимировать любые плавные (гладкие) нелинейные функции по выпуклой

области. Основываясь на свойстве аппроксимации нечетких систем в [42] был представлен адаптивный нечеткий контроллер для аффинных нелинейных систем с неизвестными функциями. Для представления этих неизвестных нелинейных функций используются нечеткие базисные функции, основанные на нечетких системах. Параметры нечетких систем, включающие функции принадлежности и описывающие лингвистические термы в нечетких правилах, усовершенствованы в соответствии с некоторыми адаптивными законами, полученными на основе теории устойчивости. После этого было опубликовано большое количество работ по адаптивному нечеткому управлению (АНУ), основная идея которых заключается в использовании нечетких систем для аппроксимации неизвестных нелинейных функций в нелинейных системах, а также в представлении нечетких систем в форме линейной регрессии по отношению к неизвестным параметрам с последующим применением эффективных методов АДУ. Однако следует отметить, что вследствие погрешностей аппроксимации между аппроксимирующими нечеткими системами и исходными нелинейными функциями для АНУ могут быть заимствованы некоторые методы робастного управления, и, если не применяются дополнительные методы управления, может быть достигнута только полуглобальная стабилизация.

Другие области применения АНУ включают улучшенные схемы АНУ с меньшим количеством параметров настройки или улучшенными характеристиками [43], жесткий адаптивный нечеткий контроллер с различными видами характеристик по отношению к внешним помехам [44], нечеткое адаптивное управление с эталонной моделью [45], использующее генетические алгоритмы для адаптивной настройки функций принадлежности [46]. В [47] рассмотрено совмещение адаптивных методик и методов управления в скользящем режиме. Сравнение АНУ и традиционного адаптивного управления представлено в [48].

5. НУ на основе модели Такаджи-Сугено. Нечеткая модель (НМ) Такаджи-Сугено (ТС) (НМТС), также называемая НМ Сугено 3-го типа [8], в сущности является нечеткой *динамической* моделью. В этой НМ множества нечетких правил используются для описания общей нелинейной системы по локальным линейным моделям, связанных гладкими нечеткими функциями принадлежности. Этот метод нечеткого моделирования предлагает альтернативный подход к описанию сложных нелинейных систем [49, 9], и существенно уменьшает количество правил при моделировании нелинейных систем высокого порядка [8]. Поэтому НМТС менее склонны к "проклятию размерности", чем другие нечеткие модели. Более того, НМТС обеспечивают основу для развития систематического подхода к анализу устойчивости и проектированию НЛК в рамках классической теории управления.

В течение последнего десятилетия для НМТС проведено большое количество теоретических исследований по вопросам функциональной аппроксимации, анализа устойчивости, синтеза контроллеров. Было показано, что

НМТС являются универсальными аппроксиматорами функции в том, что они способны аппроксимировать любую гладкую нелинейную функцию с любой степенью точности по любой выпуклой области [9]. Это обеспечивает теоретическую основу использования НМТС для приближенного представления сложных нелинейных систем.

Вывод. Проведенный анализ многочисленных работ оказывает, что классическое НЛУ все чаще используется в различных отраслях промышленности. Однако, оно ограничено как протоколами экспертов, так и невысокой устойчивостью системы. Следует отметить, что перспективными направлениями развития являются нечеткое ПИД управление, нейро-нечеткое управление, адаптивное нечеткое управление и управление на основе модели Такаджи-Сугено. Самым простым и наиболее распространенным в настоящее время является нечеткое ПИД управление.

Список литературы: 1. Zadeh L.A. "Fuzzy sets," Inform. Control, vol. 8, pp. 338–353, 1965. 2. Lee C.C. "Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller – Part II," IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., vol. 20, no. 2, pp. 419–435, Mar./Apr. 1990. 3. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления: Учебник / Под ред. Езынова Н.Д. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2002. – 744 с. 4. Mamdani E.H. and Assilian S. "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller," Int. J. Man Mach. Stud., vol. 7, pp. 1–13, 1975. 5. Babuska R. Fuzzy Modeling for Control. Boston, MA: Kluwer, 1998. 6. Lee C.C. "Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller – Part I," IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., vol. 20, no. 2, pp. 404–418, Mar./Apr. 1990. 7. Passino K. and Yurkovich S. Fuzzy Control. Reading, MA: AddisonWesley, 1998. 8. Sugeno M. "On stability of fuzzy systems expressed by fuzzy rules with singleton consequents," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 7, no. 2, pp. 201–224, Apr. 1999. 9. Tanaka K. and Wang H.O. Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A LMI Approach. New York: Wiley, 2001. 10. Wang L.X. A Course in Fuzzy Systems and Control. London, U.K.: Prentice-Hall, 1997. 11. Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 736 с. 12. Нечеткие множества и теория возможностей. Последние достижения. Под ред. Ягера Р.Р. – М.: Радио и связь. 1986.-408с. 13. Flores A., Saez D., Araya J., Berenguel M. and Cipriano A. "Fuzzy predictive control of a solar power plant," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 13, no. 1, pp. 58–68, Feb. 2005. 14. Чернов В.Г. Модели поддержки принятия решений в инвестиционной деятельности на основе аппарата нечетких множеств. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. –312с. 15. Aoul Y.H., Nafaa A., Negru D. and Mehaoua A. "FAFC: Fast adaptive fuzzy AQM controller for TCP/IP networks," in Proc. IEEE Global Telecom. Conf., Dallas, TX, 2004, pp. 1319–1323. 16. Chen B. and Liu X. "Fuzzy approximate disturbance decoupling of MIMO nonlinear systems by backstepping and application to chemical processes," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 13, no. 6, pp. 832–847, Dec. 2005. 17. Teodorescu H.N., Jain L.C. and Kandel A. Fuzzy and Neuro-Fuzzy Systems in Medicine. Boca Raton, FL: CRC, 1998. 18. Kumar S. "A review of smart volume controllers for consumer electronics," IEEE Trans. Consumer Electron., vol. 51, no. 2, pp. 600–605, May 2005. 19. Корченко А.Г. Построение систем защиты информации на нечетких множествах. Теория и практические решения. - К.: "МК-Пресс", 2006. –320с. 20. Ostergaard J.J. "Fuzzy logic control of a heat exchanger process," in Fuzzy Automata and Decision Processes, M. M. Gupta, G. N. Saridis, and B. R. Gaines, Eds. Amsterdam, The Netherlands: North-Holland, 1977, pp. 285–320. 21. Sun Y.L. and Er M.J. "Hybrid fuzzy control of robotics systems," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 12, no. 6, pp. 755–765, Dec. 2004. 22. Tong R.M. "A control engineering review of fuzzy systems," Automatica, vol. 13, pp. 559–568, 1977. 23. Kandel A., Manor O., Klein Y. and Fluss S. "ATM traffic management and congestion control using fuzzy logic," IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. C, Appl. Rev., vol. 29, no. 3, pp. 474–480, Aug. 1999. 24. Braae M. and Rutherford D.A. "Theoretical and linguistic aspects of the fuzzy logic controller," Automatica, vol. 15, pp. 553–577, 1979. 25. Гапон А.И., Герман Э.Е., Дербунович Л.В. Методы проектирования нечетких ПИД контроллеров. Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний

інститут”. № 36. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ“ХПІ”2005. -№17. – С. 15-21. **26.** Mann G.K.I., Hu B.G., and Gosine R.G. “Analysis of direct action fuzzy PID controller structures,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., B, Cybern.*, vol. 29, no. 3, pp. 371–388, Jun. 1999. **27.** He S.Z., Tan S., Xu F.L. and Wang P.Z. “Fuzzy self-tuning of PID controllers,” *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 56, pp. 37–46, 1993. **28.** Mudi R.K. and Pal N.R. “A robust self-tuning scheme for PI and PD type fuzzy controllers,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 7, no. 1, pp. 2–16, Feb. 1999. **29.** Гапон А.И., Герман Э.Е., Дербунович Л.В. Система нечеткого управления процессом выращивания функциональных монокристаллов. Вісник Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”. № 36. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ“ХПІ”2006. -№31. – С. 11-18. **30.** Герман Э.Е., Дербунович Л.В., Белецкий С.В. Оптимизация параметров нечетких ПИД контроллеров. Вісник Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”. Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ“ХПІ”2007. - №36. – С. 3-8. **31.** Tang K.S., Man K.F., Chen G., and Kwong S. “An optimal fuzzy PID controller,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 4, pp. 757–765, Aug. 2001. **32.** Mizumoto M. “Realization of PID controls by fuzzy control methods,” *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 70, pp. 171–182, 1995. **33.** Li H.X., Zhang L., Cai K.Y. and Chen G.R. “An improved robust fuzzy-PID controller with optimal fuzzy reasoning,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., B, Cybern.*, vol. 35, no. 6, pp. 1283–1294, Dec. 2005. **34.** Sio K.C. and Lee C.K. “Stability of fuzzy PID controllers,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., A, Syst. Humans*, vol. 28, no. 4, pp. 490–495, Jul. 1998. **35.** Jang J.S.R. and Sun C.T. “Neuro-fuzzy modeling and control,” *Proc. IEEE*, vol. 83, no. 3, pp. 378–406, Mar. 1995. **36.** Li C.S. and Lee C.Y. “Self-organizing neuro-fuzzy system for control of unknown plants,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 11, no. 1, pp. 135–150, Feb. 2003. **37.** Wang W.Y., Cheng C.Y. and Leu Y.G. “An online GA-based output-feedback direct adaptive fuzzy-neural controller for uncertain nonlinear systems,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., B, Cybern.*, vol. 34, no. 1, pp. 334–345, Feb. 2004. **38.** Mitra S. and Hayashi Y. “Neuro-fuzzy rule generation: Survey in soft computing framework,” *IEEE Trans. Neural Netw.*, vol. 11, no. 3, pp. 748–768, May 2000. **39.** Shen J.C. “Fuzzy neural networks for tuning PID controller for plants with underdamped responses,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 9, no. 2, pp. 334–342, Apr. 2001. **40.** French M. and Rogers E. “Input/output stability theory for direct neuro-fuzzy controllers,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 6, no. 3, pp. 331–345, Aug. 1998. **41.** Wang L.X. and Mendel J.M. “Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least squares learning,” *IEEE Trans. Neural Netw.*, vol. 3, no. 5, pp. 807–814, Sep. 1992. **42.** Wang L.X. “Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 1, no. 2, pp. 146–155, May 1993. **43.** Yang Y.S. and Zhou C.J. “Adaptive fuzzy H-infinity stabilization for strict-feedback canonical nonlinear systems via backstepping and small-gain approach,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 13, no. 1, pp. 104–114, Feb. 2005. **44.** Guan X.P. and Chen C.L. “Adaptive fuzzy control for chaotic systems with H-infinity tracking performance,” *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 139, no. 1, pp. 81–93, Oct. 2003. **45.** Yin T.K. and Lee C. S.G. “Fuzzy model-reference adaptive control,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, vol. 25, no. 12, pp. 1606–1615, Dec. 1995. **46.** Liu B.D., Chen C.Y. and Tsao J.Y. “Design of adaptive fuzzy logic controller based on linguistic-hedge concepts and genetic algorithms,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., B, Cybern.*, vol. 31, no. 1, pp. 32–53, Feb. 2001. **47.** Tong S.C. and Li H.X. “Fuzzy adaptive sliding-mode control for MIMO nonlinear systems,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 11, no. 3, pp. 354–360, Jun. 2003. **48.** Ordonez R., Zumbege J., Spooner J.T. and Passino K.M. “Adaptive fuzzy control: Experiments and comparative analyses,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 5, no. 2, pp. 167–188, May 1997. **49.** Johansen T.A., Shorten R. and Murray-Smith R. “On the interpretation and identification of dynamic Takagi–Sugeno models,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 8, no. 3, pp. 297–313, Jun. 2000.

Поступила в редколлегию 17.12.08

В.В. ГОРБАЧЁВ, канд. техн. наук НТУ "ХПИ" (г. Харьков)
В.А. КРЫЛОВА, ассистент НТУ "ХПИ" (г. Харьков)

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ УНИВЕРСАЛЬНЫХ КОДЕКОВ НА ОСНОВЕ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ С АЛГОРИТМОМ ДЕКОДИРОВАНИЯ ВИТЕРБИ

У статті викладені методи оцінки характеристик згортальних код з алгоритмом декодування Вітербі. Проведений аналіз аддитивних меж і обґрунтований вибір згортальних код з алгоритмом декодування Вітербі як базових в адаптивних системах зв'язку з інтеграцією служб.

In the article the methods of estimation of descriptions of convolutional kodos are expounded with a decoding of Viterbi algorithm. The analysis of additive scopes is made and the choice of nest convolutional kodos is grounded as base in adaptive communication networks with integration of services.

Постановка проблеми. Надежность передачи информации в системах связи обеспечивается использованием различных видов помехоустойчивого кодирования. В настоящее время требования к результирующей вероятности P_0 искажения бита данных для различных служб (видов) связи варьируются в достаточно широком диапазоне значений. На основании значений вероятности P_0 определяется энергетический выигрыш от использования методов повышения достоверности, что в конечном счете и определяет эффективность применяемого кода. При этом целесообразно создания таких цифровых систем, в которых оптимальный код выбирается с учетом текущих параметров канала связи. Т.о. необходимо рассмотреть коды, которые сохраняют свою структуру, но при этом меняют свои параметры, адаптируясь к текущему состоянию канала связи. В качестве кодов с переменными параметрами скорости передачи и выигрыша за счет кодирования в адаптивных схемах можно использовать свёрточные коды, декодирование которых осуществляется с помощью алгоритма Витерби. Построение гибкой системы кодирования-декодирования кодов можно осуществить, используя свёрточные коды.

Свёрточное кодирование, применяемое вместе с декодированием Витерби, в настоящее время является наиболее широко используемых методов исправления ошибок. Причина этого состоит как в простоте реализации, так и в относительно большом достигаемом при этом выигрыше от кодирования. Этот сравнительно большой выигрыш объясняется тем, что алгоритм Витерби можно строить в расчете на использования демодулятора с мягким решением, увеличивающим выигрыш примерно на 2 дБ по сравнению с демодулятором с жестким решением. [1]

Цель статьи. В статье изложены методы оценки характеристик свёрточных кодов с алгоритмом декодирования Витерби. Произведен анализ аддитивных границ и обоснован выбор гнездовых свёрточных кодов в качестве базовых в адаптивных системах связи с интеграцией служб.

Основная часть. Сверточный кодер с кодовым ограничением v представляет собой регистр сдвига с m ячейками, в котором символы кодовой последовательности формируются суммированием по модулю 2 символов с выходов некоторых ячеек. Пример сверточного кодера со скоростью $\frac{1}{2}$ показан на рис. 1. Информационные символы на схеме поступают слева, и для каждого информационного символа на выходах двух сумматоров по модулю 2 образуют два выходных символа. Связь между ячейками регистра сдвига и сумматорами описываются порождающими многочленами: верхний и нижний сумматоры представляются соответственно многочленами $g_1(x) = 1+x^2$ и $g_2(x) = 1+x+x^2$ (степени растут слева на право, так что самая левая ячейка соответствует свободному члену). Информационную последовательность можно также представить в виде степенного ряда $I(x) = i_0+i_1x+i_2x^2+\dots$, где $i_j - j$ -й информационный символ (равный 0 или 1). Т.о. символы на выходе сверточного кодера могут быть получены путем умножения входной последовательности $I(x)$ на порождающие многочлены кода. Последовательность символов на выходе сумматора, изображенного в верхней части рис. 1, может быть представлена в виде $T_1(x) = I(x)g_1(x)$, а для нижней части $T_2(x) = I(x)g_2(x)$.

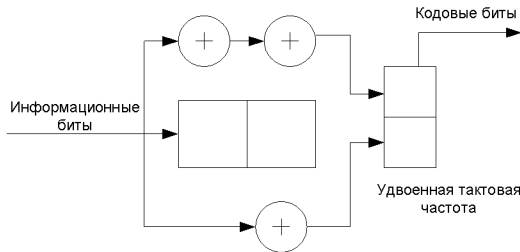


Рис. 1. Сверточный кодер со скоростью $R_k = 1/2$ и $m = 2$

Сверточный код задается несколькими параметрами:

- скорость кода R_k , определяется как отношение k/n ;
- задание порождающих многочленов (кодового генератора)

$$G_m^j(x) = g_0^j + g_1^j(x) + g_2^j(x^2) + \dots + g_{l+1}^j(x^{l+1}) + \dots + g_m^j(x^m) \quad (1)$$

- число разрядов сдвигового регистра m

$$m = \max \left[\deg g_{i,j}(x) \right] \quad (2)$$

где $\left[\deg g_{i,j}(x) \right]$ - степень порождающего многочлена;

- длина кодового ограничения v , определяется максимальной степенью порождающего многочлена

$$v = \sum_{i=0}^k \max \left[\deg g_{i,j}(x) \right] \quad (3)$$

- информационная длина кодового слова

$$l = k \max \left[\deg g_{i,j}(x) + 1 \right] \quad (4)$$

- кодовая длиной блока

$$l_n = n \max \left[\deg g_{i,j}(x) + 1 \right] \quad (5)$$

- минимальное кодовое расстояние d_f - это наименьшее расстояние Хемминга для набора кодовых комбинаций постоянной длины.

Важной характеристикой сверточного кода, полностью определяющей его корректирующие свойства, является спектр свободных расстояний кода, т.е. перечисление количества кодовых последовательностей, имеющих данное значение свободного расстояния.

Минимальное свободное расстояние d_f сверточного кода можно определить с использованием диаграммы состояний или решетчатой диаграммы для соответствующего кодера. [2] Эта диаграмма содержит q^v вершин, которые соответствуют состояниям кодера, а ребра помеченные стрелками, указывают возможные переходы между состояниями. Над каждым из ребер записывают кодовые символы, порождаемые кодером при соответствующем переходе из состояния в состояние. Так, например, диаграмма состояний для сверточного кода (рис. 1) будет иметь вид показанный на рис. 2.

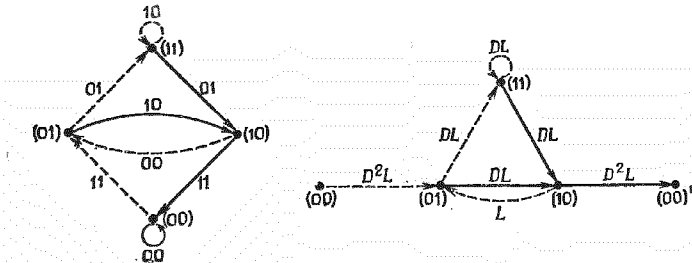


Рис. 2. Диаграмма состояний (а) и модифицированная диаграмма состояний для сверточного кода $R_k = 1/2$ и $m = 2$

Произвольное ненулевое кодовое слово соответствует замкнутому пути, начинающемуся и кончающемуся в вершине 0. Поэтому эту вершину полезно расщепить, как это сделано на модифицированной диаграмме состояний (рис. 2). Для нахождения передаточной функции модифицированного графа $T(D, L)$ может быть использована стандартная процедура сокращения графа сигналов. Каждой ветви ставится в соответствии передаточная функция $D^d L^l$, где D и L - фиктивные переменные, d - вес Хэмминга ветви, а показатель степени при L представляет собой длину, измеряемую числом ветвей.

Все множество разрешенных путей, выходящих из нулевого состояния и возвращающихся в него может быть описано порождающей функцией. Порождающая функция может быть найдена путем алгебраических вычислений.

[3] Для кодера представленного на рис. 1 (скорость кода 1/2) порождающая функция имеет вид:

$$T(D, L, N) = \frac{D^5 L^3 N}{1 - DL(1+L)N} = D^5 L^3 N + D^6 L^4 (1+L)N^2 + \dots + D^{(5+m)} L^{(3+m)} (1+L)^m N^{(1+m)} + \dots \quad (6)$$

Представление порождающей функции в виде ряда является компактным упорядоченным описанием всех путей, ведущих из узла 00 в этот же узел по всем разрешенным вариантам путей на диаграмме кодера. В частности из вида функции следует, что рассматриваемый код содержит: один путь с весом 5 (D^5), вызванный поступлением на вход кодера информационного символа 1 (N^1) на длине последовательности из трех входных символов (L^3); два пути с весом 6, вызванных поступлением на вход кодера двух информационных символов 1, при чем один из этих путей соответствует четырем входным символам (L^4), а другой – пяти символам (L^5) и т.д. Общий член порождающей функции позволяет вычислить последовательно все возможные наборы таких путей и свободное расстояние $d_f = 5$.

Важной характеристикой сверточного кода, полностью определяющей его корректирующие свойства, является спектр весов сверточного кода C_K . Спектр весов показывает суммарное число ошибок на выходе декодера, когда вместо правильного пути по решетчатой диаграмме выбирают ошибочные пути, отстоящие от правильного на величину $d = K$. Определение спектра весов сверточного кода осуществляется с помощью порождающей функции, которая может быть представлена в виде:

$$T(D, N) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k D^k N^{e_k} \quad (7)$$

где a_k – число ошибочных путей с одинаковым весом $d = K$; e_k – вес информационной последовательности, соответствующей ошибочному пути веса $d = K$.

Вычисляя производную порождающей функции (7) получаем

$$\left. \frac{dT(D, N)}{dN} \right|_{N=1} = \sum_{k=1}^{\infty} a_k e_k D^k \quad (8)$$

где $C_k = a_k e_k$ – набор коэффициентов при различных $d=K$ и определяет спектр весов сверточного кода.

Примеры спектров для кода со скоростью $R = 1/2$ и для различных значений v (число разрядов памяти) приведены в табл. 1.

Таблица 1

v	2	3	4	5	6	7
Кодовые генераторы	(5,7)	(15,17)	(23,35)	(61,73)	(133,171)	(247,371)
$K = 5$	1					
6	4	2				
7	12	7	4			
8	32	18	12	6		
9	80	49	20	0	36	
10	192	130	72	60	0	2
11		333	225	0	211	22
12			500	469	0	60
13				0	1404	148
14				3340	0	340
15					11633	1008
16						2642

Как видно из табл. 1, составляющие спектра C_k с ростом K , возрастают. При известном спектре весов верхняя граница вероятности на бит P_σ на выходе декодера может быть определена по формуле:

$$P_\sigma = \sum_{k=d_f}^{\infty} C_k P_k \quad (9)$$

где P_k – вероятность выбора ошибочного пути веса $d = K$, которая зависит от того, в каком канале производится декодирование.

Таким образом, расчет вероятности ошибки на бит на выходе декодера Витерби сводится к вычислению спектра весов и расчету вероятности ошибочного выбора пути. Результаты расчетов вероятности ошибки P_σ в зависимости от энергетических затрат E_σ/N_0 для сверточного кода $R_k = 1/2$ с различными значениями числом разрядов памяти v при декодировании с гибким решением представлены на рис. 3.[4]

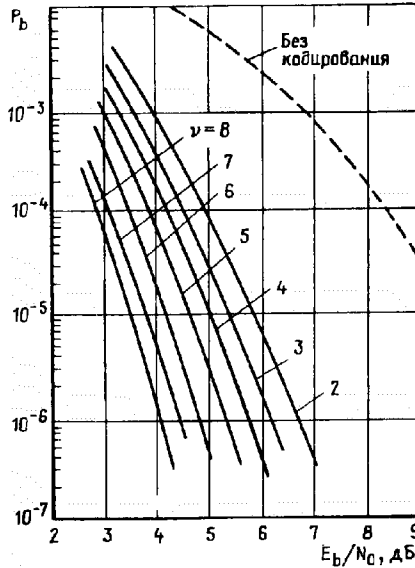


Рис. 3. Вероятность ошибки символа для кодов с $R_k = 1/2$ при использовании декодера Витерби

Приведенные кривые показывают, что с ростом ν выигрыш от кодирования увеличивается примерно на 0,3...0,4 дБ. Таким образом, приведенные данные позволяют оценить возможности построения универсальных кодеров на основе гнездовых сверточных кодов со скоростью $R = 1/n$. Т.е. используя в адаптивных системах связи гнездовой сверточный код с мягким декодированием Витерби можно получить широкий набор вероятностных характеристик, при этом сохраняя, структура кодера и декодера, а меняя только параметры сверточного кода: число разрядов сдвигового регистра m и кодовые генераторы.

Список литературы: 1. Техника декодирования сверточных кодов. Зарубежная РЭ №2 1983 г., с. 3-27. 2. Кларк Дж. Мл, Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987.г. с. 392 3. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролируемых ошибки. 1984. 4. Housley T. Data communications and teleprocessing systems. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 07632.

Поступила в редколлегию 10.11. 2008 г.

І.В. ГРИГОРЕНКО (м. Харків)

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ НЕЛІНІЙНОСТІ ЗМІНИ ВХІДНОГО СИГНАЛУ НА ДИНАМІЧНУ ПОХИБКУ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПІД ЧАС ПРОВЕДЕННЯ ТЕСТОВОГО КОНТРОЛЮ

Визначено вплив нелінійності зміни вхідного сигналу на динамічну похибку вимірювального перетворювача під час проведення тестового контролю. Загальні моделі конкретизовано для вимірювального перетворювача з передаточною функцією інерційної аперіодичної ланки.

This article determines the possibility of the correction of dynamic error for the measuring transducer test control systems in automatic test equipment considering non-linear input signal. Generalized models are defined concretely for measuring transducer with aperiodic transfer function.

Під час проведення тестового контролю у динамічному режимі потрібно визначення вимірюваної величини на вході ВП за вимірюваним вихідним сигналом та відомій або вимірюваній динамічній характеристиці ВП.

Для вирішення цієї задачі, якщо справа стосується нелінійних вхідних сигналів вимірювальних перетворювачів (ВП), потрібно визначити значення параметру нелінійності β при якому матимемо найменшу динамічну похибку.

У роботах [1, 2] розроблено математичну модель для вхідного сигналу вимірювального перетворювача (ВП) з аперіодичною передаточною функцією, та проведено дослідження похибок вимірювання вхідного сигналу ВП у динамічному режимі роботи системи тестового контролю. Однак не проведено досліджень впливу параметру нелінійності β на динамічну складову похибки ВП. Також не зроблено комп'ютерне моделювання перехідних процесів при проведенні процедури тестового контролю ВП для параболічної та експоненційної моделей зміни вхідного сигналу.

Метою роботи є дослідження впливу нелінійності зміни вхідного сигналу на динамічну похибку вимірювального перетворювача під час проведення тестового контролю.

Експоненційний вхідний сигнал може бути розкладений у ряд Тейлора, що дозволить розглядати вхідний сигнал з різною точністю при апроксимації його різною кількістю членів ряду. Обмежимося першими двома членами ряду Тейлора – лінійним і квадратичним [1].

Як модель аналогової частини вимірювального каналу використаємо аперіодичну ланку першого порядку з передаточною функцією:

$$H(P) = 1/(\tau \cdot P + 1), \quad (1)$$

На діючій сигнал будемо накладати адитивний та мультиплікативний тестові впливи, які уявляють собою систему двох імпульсів.

Модель нелінійного вхідного сигналу представимо у вигляді системи рівнянь:

$$\begin{cases} X1 = X(0) + \alpha \cdot t1 + \beta \cdot t1^2; & [t1 \in 0, T] \\ X2 = X(0) + \alpha \cdot t2 + \beta \cdot t2^2 + \Theta \cdot (X(0) + \alpha \cdot t2 + \beta \cdot t2^2); & [t2 \in T, 2T] \\ X3 = X(0) + \alpha \cdot t3 + \beta \cdot t3^2 - \Theta \cdot ((X(0) + \alpha \cdot t2 + \beta \cdot t2^2) - \\ (X(0) + \alpha \cdot t3 + \beta \cdot t3^2)) + k \cdot (\alpha \cdot (t3 - 2T) + (\beta \cdot t3^2) + X(0)) & [t3 \in 2T, 3T] \\ X4 = X(0) + \alpha \cdot t4 + \beta \cdot t4^2 + k \cdot (\alpha \cdot (t4 - 2T) + (\beta \cdot t4^2) + X(0)) - \\ - k \cdot (\alpha \cdot (t4 - 3T) + \beta \cdot t4^2 + X(0)); & [t4 \in 3T, 4T] \end{cases} \quad (2)$$

де $x(0)$ – значення сигналу на початку контролю; $\alpha \cdot t + \beta \cdot t^2$ – нелінійний сигнал, $\beta = 1,5$; α – розрахункове значення оцінки швидкості зміни вхідного сигналу ВП, прийнято рівним 1,5; $t1, t2, t3, t4$ – моменти поточного часу, віддалені одне від одного на інтервал T ; T – прийняте рівним 0,1 с; θ – рівень адитивного тестового впливу, прийнято рівним 1,0; k – рівень мультиплікативного тестового впливу, прийнято рівним 0,2; τ – постійна часу динамічної моделі ВП, прийнято рівним 0,01.

Часові діаграми зміни вхідного сигналу ВП при статичній моделі наведено на рис. 1.

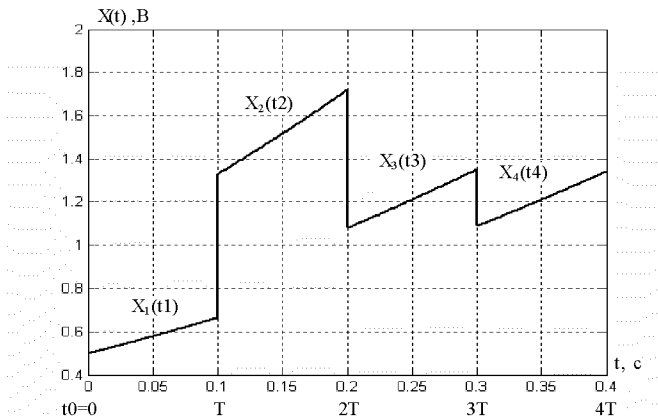


Рис. 1. Часові діаграми зміни вхідного сигналу ВП

Оригінал функції вихідного сигналу ВП представимо у вигляді системи рівнянь:

$$\left\{ \begin{aligned} y_1(t_1) &= (1 + \delta_m) \cdot [X(0) + \alpha \cdot t_1 + \beta \cdot t_1^2]; \\ y_2(t_2) &= (1 + \delta_m) \cdot [X(0) + \alpha \cdot t_2 + \beta \cdot t_2^2 + \Theta \cdot (X(0) + \alpha \cdot t_2 + \beta \cdot t_2^2 + \\ &\quad + (1 - e^{-(t_2 - T)/\tau}))]; \\ y_3(t_3) &= (1 + \delta_m) \cdot [X(0) + \alpha \cdot t_3 + \beta \cdot t_3^2 + \Theta \cdot ((X(0) + \alpha \cdot t_3 + \beta \cdot t_3^2 + \\ &\quad + (1 - e^{-(t_3 - T)/\tau})) - (X(0) + \alpha \cdot t_3 + \beta \cdot t_3^2 + (1 - e^{-(t_3 - 2T)/\tau}))) + k \times \\ &\quad \times (\alpha \cdot (t_3 - 2T) - \alpha\tau(1 - e^{-(t_3 - 2T)/\tau})) + (\beta \cdot t_3^2) + X(0)(1 - e^{-(t_3 - 2T)/\tau})]; \\ y_4(t_4) &= (1 + \delta_m) \cdot [X(0) + \alpha \cdot t_4 + \beta \cdot t_4^2 + k \cdot (\alpha \cdot (t_4 - 2T) - \alpha\tau(1 - e^{-(t_4 - 2T)/\tau})) + \\ &\quad + (\beta \cdot t_4^2) + X(0)(1 - e^{-(t_4 - 2T)/\tau}) - k \cdot (\alpha \cdot (t_4 - 3T) - \alpha\tau(1 - e^{-(t_4 - 2T)/\tau})) + \\ &\quad + (\beta \cdot t_4^2) + X(0) \times (1 - e^{-(t_4 - 3T)/\tau})]; \end{aligned} \right. \quad (3)$$

де $(1 + \delta_m)$ – мультиплікативна складова похибки, прийнята рівною 1.1;

Часові діаграми зміни вихідного сигналу ВП при динамічному контролі (з урахуванням інерційності) наведено на рис. 2.

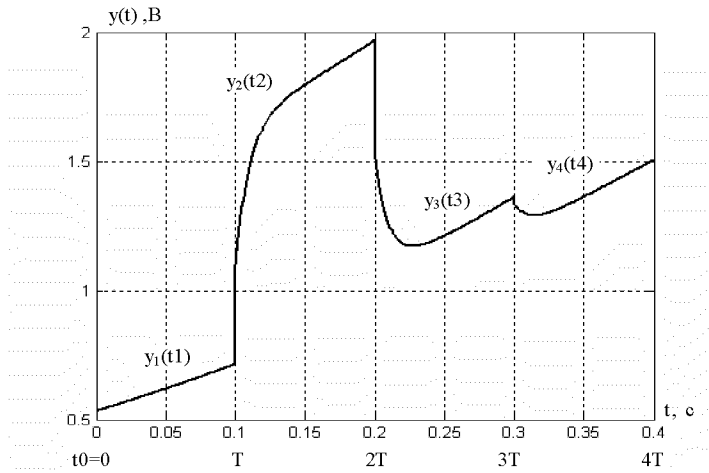


Рис. 2. Часові діаграми зміни вихідного сигналу ВП при динамічному тестовому контролі

Для оцінки динамічних складових похибок, зумовлених зміною вхідного сигналу ВП і наявністю його інерційних властивостей, необхідна модель ідеального ВП, для якого $K(P) \equiv K_I = 1$. На рис. 3 показані часові діаграми зміни динамічних складових похибок для рівнянь системи (3) відносно статичної ідеальної моделі, які описуються системою рівнянь:

$$\begin{cases} \Delta dyn_0 = -\alpha\tau - \beta t^2, \\ \Delta dyn_1 = -\alpha\tau - \beta t^2 - \Theta(e^{-(t2-T)/\tau}), \\ \Delta dyn_2 = -\alpha\tau - \beta t^3 - \Theta(e^{-(t3-2T)/\tau}) - k \cdot \alpha \cdot \tau (\beta t^3 + (1 - e^{-(t3-2T)/\tau})) - \\ - k \cdot X(0) \cdot \beta t^3 + k \cdot X(0) \cdot (\beta t^3 + e^{-(t3-2T)/\tau}) + \Theta \cdot (e^{-(t3-2T)/\tau}). \end{cases} \quad (4)$$

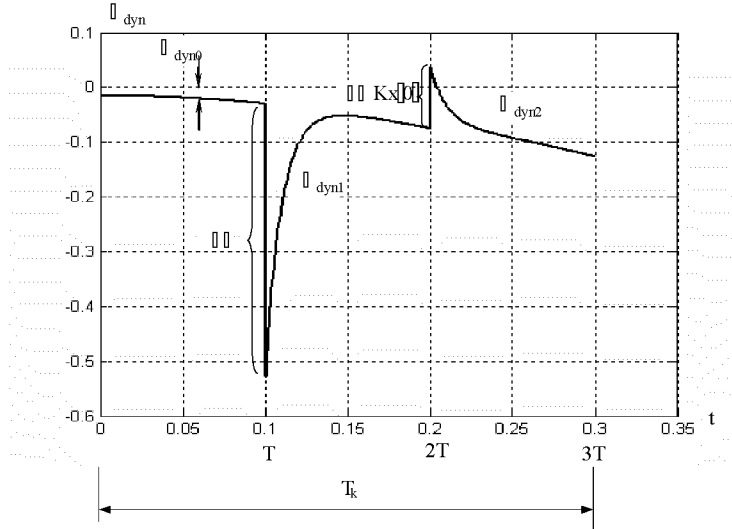


Рис. 3. Часові діаграми зміни динамічних складових похибки при нелінійній моделі вхідного сигналу

Слід відзначити, що значення похибки Δdyn_0 визначається постійним запізнюванням, тому що у реальних ВП сигнал $x(t)$ існує і до моменту початку тестування $t = t_0 = 0$. Ступінчаста зміна сигналу $x(t)$, коли $x(t) = 0$ при $t < 0$, дозволяє застосувати операторний метод [2].

Запишемо динамічну реляційно-різницеву модель (PPM) оператора корекції по формі:

$$\Delta y(t) = \begin{cases} \Delta y_{21}(t2, t1) = y_2(t2) - y_1(t1), & t2 \in [T, 2T] \\ \Delta y_{31}(t3, t1) = y_3(t3) - y_1(t1), & t3 \in [2T, 3T] \end{cases} \quad (5)$$

Система різницевих рівнянь (5) набуває вигляду:

$$\Delta y(t) = \begin{cases} \Delta y_{21}(t_2, t_1) = (1 + \delta_m) \cdot [\alpha \cdot t_2 + \beta \cdot t_2^2 + \Theta \cdot (X(0) + \alpha \cdot t_2 + \beta \cdot t_2^2 + \\ + (1 - e^{-(t_2-T)/\tau})) - \alpha \cdot t_1 - \beta \cdot t_1^2]; \\ \Delta y_{31}(t_3, t_1) = (1 + \delta_m) \cdot [\alpha \cdot t_3 + \beta \cdot t_3^2 + \Theta \cdot ((X(0) + \alpha \cdot t_3 + \beta \cdot t_3^2 + \\ + (1 - e^{-(t_3-2T)/\tau})) - (X(0) + \alpha \cdot t_3 + \beta \cdot t_3^2 + (1 - e^{-(t_3-2T)/\tau}))) + \\ + k \cdot (\alpha \cdot (t_3 - 2T) - \alpha \tau (1 - e^{-(t_3-2T)/\tau})) + (\beta \cdot t_3^2) + \\ + X(0)(1 - e^{-(t_3-2T)/\tau}) - \alpha \cdot t_1 - \beta \cdot t_1^2]. \end{cases} \quad (6)$$

Після проведення спрощень система (6) має вигляд:

$$\Delta y(t) = \begin{cases} \Delta y_{21}(t_2, t_1) = \Theta \cdot (1 + \delta_m) \cdot \left[\frac{\alpha \cdot T}{\Theta} + \frac{\beta \cdot T^2}{\Theta} + (X(0) + \alpha \cdot t_2 + \right. \\ \left. + \beta \cdot t_2^2 + (1 - e^{-(t_2-T)/\tau})) \right]; \\ \Delta y_{31}(t_3, t_1) = k \cdot X(0) \cdot (1 + \delta_m) \cdot \left[\frac{\alpha \cdot 2T}{kX(0)} + \frac{\beta \cdot 2T^2}{kX(0)} + \right. \\ \left. + \frac{\Theta \cdot (1 - (1 - e^{-(t_3-2T)/\tau}))}{kX(0)} + \frac{k \cdot \alpha \cdot (t_3 - 2T - \tau)}{kX(0)} + \frac{k \cdot \beta \cdot t_3^2}{kX(0)} + \right. \\ \left. + (1 - e^{-(t_3-2T)/\tau}) \right]; \end{cases} \quad (7)$$

Систему (7) перепишемо відносно тестових впливів:

$$\frac{\Delta y_{21}(t_2, t_1)}{\Delta y_{31}(t_3, t_1)} = \frac{(1 + \delta_m) \cdot \Theta \cdot \left[\frac{\alpha T}{\Theta} + \frac{\beta \cdot T^2}{\Theta} + (X(0) + \alpha \cdot t_2 + \right.}{(1 + \delta_m) \cdot k \cdot X(0) \cdot \left[\frac{\alpha 2T}{kX(0)} + \frac{\beta \cdot 2T^2}{kX(0)} + \frac{\Theta \cdot (1 - (1 - e^{-(t_3-2T)/\tau}))}{kX(0)} + \right.} \\ \left. \left. + \beta \cdot t_2^2 + (1 - e^{-(t_2-T)/\tau})) \right]}{\left. + \frac{k \cdot \alpha \cdot (t_3 - 2t - \tau)}{kX(0)} + \frac{k \cdot \beta \cdot t_3^2}{kX(0)} + (1 - e^{-(t_3-2T)/\tau}) \right]} \quad (8)$$

З урахуванням того, що $t_2 = t_1 + T$, отримаємо відношення різницьких значень тестових впливів:

$$\frac{\Delta y_{21}(t_2, t_1)}{\Delta y_{31}(t_3, t_1)} = \frac{\Theta}{k \cdot X(0)} \cdot \frac{(1 - \delta_{dyn1})}{(1 - \delta_{dyn2})}, \quad (9)$$

$$\text{де } (1 - \delta_{dyn1}) = 1 - \left[\frac{\alpha T}{\Theta} + \frac{\beta \cdot T^2}{\Theta} + (X(0) + \alpha \cdot t_2 + \beta \cdot t_2^2 + (1 - e^{-(t_2-T)/\tau})) \right];$$

$$(1 - \delta_{dyn2}) = 1 - \left[\frac{\alpha 2T}{kX(0)} + \frac{\beta \cdot 2T^2}{kX(0)} + \frac{\Theta \cdot (1 - (1 - e^{-(t3-2T)/\tau}))}{kX(0)} + \frac{k \cdot \alpha \cdot (t3 - 2t - \tau)}{kX(0)} + \frac{k \cdot \beta \cdot t3^2}{kX(0)} + (1 - e^{-(t3-2T)/\tau}) \right].$$

$$\frac{\Theta}{k \cdot X(0)} = \frac{\Delta y_{21}(t2, t1) \cdot (1 - \delta_{dyn2})}{\Delta y_{31}(t3, t1) \cdot (1 - \delta_{dyn1})} \cong 1 + \delta_{dyn2} - \delta_{dyn1}, \quad (10)$$

де $\delta_{dyn2} + \delta_{dyn1} = \delta_{dyn\Sigma}$ – сумарна динамічна похибка.

Реляційно-різницева динамічна модель оператора корекції може бути записана [2]:

$$\frac{X(0)}{X(0)_H} = \psi_{R\ dyn} = \frac{\Delta y_{21}(t2, t1)}{\Delta y_{31}(t3, t1)} \cdot \frac{\Delta y_{21H}(t2, t1)}{\Delta y_{21}(t2, t1)} \cdot \frac{(1 - \delta_{dyn2})}{(1 - \delta_{dyn2H})} \times \frac{(1 - \delta_{dyn1H})}{(1 - \delta_{dyn1})} \cdot \frac{\theta}{\theta_H} \cdot \frac{k_H}{k}. \quad (11)$$

У статичному режимі тестового контролю ВП РРМ оператора динамічної корекції стає моделлю ψ_R . Введемо позначення динамічної похибки РРМ коефіцієнта корекції [2]:

$$1 + \delta_{dyn} = \frac{1 - \delta_{dyn2}}{1 - \delta_{dyn2H}} \cdot \frac{1 - \delta_{dyn1H}}{1 - \delta_{dyn1}}. \quad (12)$$

Зроблено припущення, що $1 - e^{-(t3-2T)/\tau} \approx 1$. Складова $(1 + \delta_{dyn})$ (12) оператора динамічної корекції $\psi_{R\ dyn}$ може бути знайдена як

Система тестового контролю повинна забезпечувати значення динамічних похибок на рівні, близькому до значень похибок у статичному режимі. У такому разі динамічна похибка РРМ запишеться у вигляді:

$$1 + \delta_{dyn} \cong \left[1 - \left(\frac{\Delta \alpha^* \cdot T}{\Theta} + \frac{\Delta \beta^* \cdot T^2}{\Theta} \right) / \Delta y_{21} \cdot \left[1 + \left(\frac{2\Delta \alpha^* \cdot T}{kX(0)} + \frac{2\Delta \beta^* \cdot T^2}{kX(0)} + \frac{\Delta \beta^* \cdot t3^2}{X(0)} + \frac{\Theta \cdot e^{-(t3-2T)/\tau}}{kX(0)} \cdot \left(\frac{t3 - 2T}{\tau} \cdot \delta_\tau \right) \right] / \Delta y_{31} \right], \quad (13)$$

де $\Delta \alpha^*$ – оцінка абсолютної похибки швидкості зміни вхідного сигналу ВП;
 $\Delta \beta^*$ – оцінка абсолютної похибки нелінійності вхідного сигналу ВП.

Похибка визначення динамічної складової $1 + \delta_{dyn}$ (13) для заданої перехідної функції визначається у припущенні, що $\delta\tau = (\tau - \tau_H) / \tau = \Delta\tau / \tau \leq 0, 1$, а

$(t3 - 2T)/\tau \leq 5$. На рис. 4 наведено графіки залежності $1 + \delta_{dyn}$ від параметра $(t3 - 2T)/\tau \leq 5$ при різних значеннях $\delta\tau$ згідно з формулою (13) при:

$T = 0,1с; \Delta\alpha^* = 0,01; \tau = 0,01; \Theta = 1,0; k = 0,2; \Delta\beta^* = 0,01; t3 = 0,3; X(0) = 0,5$.

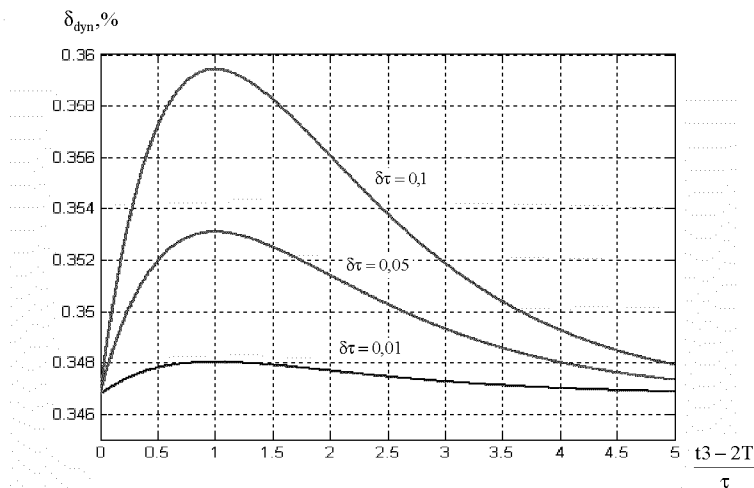


Рис. 4. Залежності динамічної складової похибки визначення перехідної функції ВП при різних значеннях $\delta\tau$

Для того, щоб продемонструвати як зміна похибки від визначення не лінійності впливає на загальну динамічну похибку δ_{dyn} побудуємо графік на підставі формули (13). Початкові умови: $(t3 - 2T)/\tau \leq 5$; $T = 0,1с; \Delta\alpha^* = 0,01; \tau = 0,01; \Theta = 1,0; k = 0,2; \Delta\beta^* = [0 \dots 0,03]; t3 = 0,3; X(0) = 0,5$.

Графік залежності динамічної похибки δ_{dyn} від $\Delta\beta^*$ наведено на рис. 5.

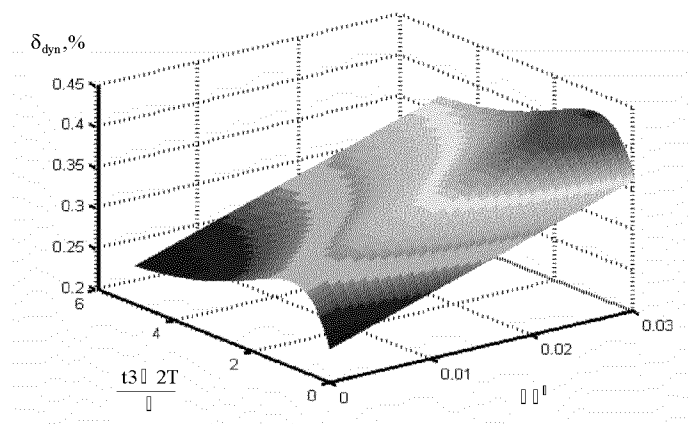


Рис. 5. Графік залежності динамічної похибки δ_{dyn} від $\Delta\beta^*$

Висновки: 1. Аналізуючи отримані дані можна зробити висновок, що використовуючи метод апроксимації поліномом другого ступеню параболічного вхідного сигналу отримуємо результат з похибкою, що не перевищує 0,45%. Причинами, що впливають на величину $\Delta\beta^*$ є неточне значення шагу дискретизації та визначення шагу квантування. 2. Наведено формули для оцінки динамічної складової похибки.

Список літератури: 1. Кондрашов С.І., Григоренко І.В., Тюрин М.С. Дослідження можливості корекції динамічної похибки тестового контролю при нелінійній моделі зміни вхідного сигналу Вестник Национального Технического Университета «ХПИ». – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2008. – вып. 31.С.95–98. 2. Кондрашов С.І. Підвищення точності вимірвальних перетворювачів з формуванням у реальних умовах тестових впливів: Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук: 05.11.05 – Харків, 2004.

Надійшла у редколегію 17.10.08

В.К. ГУСЕЛЬНИКОВ, канд. техн. наук, проф., ***Т.Г. БЕЛИКОВА***,
Н.А. ПАШКОВА

УНИВЕРСАЛЬНАЯ МЕТЕОСТАНЦИЯ

Запропоновано роботу, яка присвячена питанням розробки електронних приладів комплексного вимірювання основних кліматичних параметрів навколишнього середовища: температури, вологості та атмосферного тиску. Приведено схему та характеристики цифрової метеостанції. Головними перевагами розробленого приладу є точність вимірювання: температури (0,05°C), тиску (10Па), вологості (1%). Метеостанція надійна та зручна у експлуатації, має відносно невелику ціну. Діапазон вимірювання приладу (-30 – +100) °С.

Offered work is devoted to questions of electronic complex measuring instruments of the main basic climatic parameters of environment: temperature, humidity and atmospheric pressure. The resulted circuit and characteristics of digital weather-station. Main advantages of the developed device is high accuracy of errors: temperature (0,05°C), pressure (10Pa), humidity (1%). The weather-station is reliable and comfortable in exploitation, has a relatively small price. Range of device measuring is (-30 – +100) °C.

В настоящее время ассортимент метеостанций достаточно разнообразен. При этом нужно отметить, что существует заметный разрыв между приборами, выпускаемыми для бытовых целей и профессиональной техники. Точность и стабильность измерений первых находится на недостаточном уровне, к тому же отсутствие интерфейсов для передачи данных не позволяет их использовать в профессиональных целях (метеорологических комплексов сбора информации). Профессиональная же техника, построенная на аналоговых датчиках, имеет достаточно высокую стоимость.

Разработанная малогабаритная универсальная метеостанция, свободна от перечисленных недостатков. В качестве первичных измерительных преобразователей температуры, давления и влажности были выбраны датчики на основе кварцевых резонаторов [1]. Преимущество таких преобразователей, прежде всего, заключается в их высокой чувствительности и простоте использования. Кварцевые резонаторы также имеют высокую добротность 10^7 и более, кратковременную и долговременную стабильность 10^{-4} до 10^{-7} , практически отсутствует гистерезис при механических, температурных и электрических воздействиях. Сигнал от резонаторов можно сразу обрабатывать в цифровой форме, что удешевляет процесс обработки измеряемых параметров.

Рассмотрим детально процесс измерения температуры окружающей среды. Измерение температуры с помощью термочувствительных кварцевых резонаторов основано на использовании анизотропии кристалла кварца. Выбирая соответствующую ориентацию среза пьезоэлемента относительно кристаллографических осей, можно изменять его термочастотную характеристи-

ку (ТЧХ), которая в общем случае является нелинейной функцией температуры и описывается рядом следующего вида:

$$\frac{Df}{f_0} = \sum_{n=1}^m \partial_f^{(n)} (T - T_0)^n, \quad (1)$$

где $\partial_f^{(n)}$ температурный коэффициент частоты (ТКЧ).

$$\partial_f^{(n)} = \frac{1}{n! \cdot f_0} \left(\frac{\partial^n f}{\partial T^n} \right)_{T=T_0}, \quad (2)$$

где T и T_0 - калибровочное и текущие значения температуры.

В широком диапазоне температур ТЧХ кварцевого резонатора с достаточной точностью аппроксимируется тремя членами ряда. Для измерения температуры нужны кварцевые резонаторы с крутым монотонным изменением ТЧХ на рабочем участке. В кварцевых датчиках температуры используются различные кварцевые термочувствительные резонаторы (например, РКТ-206) с типовой чувствительностью порядка 2 Гц/°С. Кварцевые датчики температуры являются автогенераторными преобразователями с частотным выходом и строятся на основе пьезорезонаторов. Измерение температуры с малой погрешностью может быть выполнено, если градуировочная характеристика термодатчика определена с высокой точностью. Микропроцессор пересчитывает значение частоты, поступающее с кварцевого датчика, в значение температуры по индивидуальной градуировочной характеристике (ГХ).

Также в качестве датчика температуры применяют различные кварцевые преобразователи температуры (например, ПТК-01 [2]), обеспечивающие прецизионное измерение температуры. Прецизионность достигается путём использования кварцевых резонаторов-сенсоров, частота которых при изменении температуры корректируется по ГХ. Например, вышеуказанный датчик позволяет измерять температуру в диапазоне -30+100°С с точностью 0,05% от верхнего предела измерения.

В качестве первичного преобразователя давления используется прецизионный манометрический кварцевый резонаторы давления РКМА-21 [2], в котором применяется кварцевый силочувствительный резонатор, представляющий из себя сдвоенный камертон ПС27-40, полученный методом фотолитографии. Особенностью конструкции является то, что силочувствительный резонатор крепится легкоплавким стеклом на кварцевую мембрану того же среза, что обеспечивает высокую прочность в широком диапазоне измеряемых давлений, малый воспроизводимый уход частоты в рабочем температурном диапазоне, малый гистерезис барочастотной характеристики (БЧХ), малый уход ноля, высокую разрешающую способность. Основные технические характеристики РКМА- 21 представлены в табл. 1.

Таблица 1 – Характеристики кварцевого датчика давления РКМА-21

Номинальная частота, кГц	40 .. 48
Интервал рабочих давлений, МПа	$7 \times 10^{-5} \dots 0,15 \times 10^{-2}$
Чувствительность, Гц/МПа	11000
Гистерезис БЧХ, %	<+0,02
Интервал рабочих температур, °С	-40 .. +100
Функциональная температурная погрешность, в диапазоне рабочих температур, %	<±1
Изменение частоты в год, % (уход ноля)	<+0,02
Динамическое сопротивление, кОм	<200

В качестве датчика влажности применяется датчик ПВК-1 [2]. Как известно, резонансная частота пьезоэлектрического кварцевого кристалла снижается, когда на его поверхности адсорбируется постороннее вещество. Изменение резонансной частоты (Δf , Гц) в зависимости от массы осажденного на поверхность кристалла вещества (Δm , г) вычисляется выражением Сауер-Брея:

$$\Delta f = -2,26 \cdot 10^{-6} \frac{f_0^2 \Delta m}{A} \quad (3)$$

где A – площадь поверхности кристалла, см²; f_0 – основная резонансная частота, Гц.

Кварцевые резонаторы обладают уникальной способностью регистрировать изменение массы до 10^{-11} г. Если на резонатор нанести тонкий слой чувствительного к тому или иному газу вещества, то резонатор будет реагировать на очень малые концентрации данного газа. Селективность датчика зависит от материала чувствительного слоя. В настоящее время в качестве чувствительных материалов для кварцевых датчиков применяются, в частности, полимерные структуры. В датчике ПВК-1 используется полимер, обладающий адсорбционной чувствительностью к влажности окружающей среды. Датчик влажности работает в диапазоне температур (-40-+110)°С и измеряет относительную влажность от 10 до 95% с точностью в 1%.

Универсальная метеостанция состоит из трёх основных узлов: чувствительных элементов (кварцевых датчиков температуры, влажности и давления), частотного преобразователя (сформирован на ПЛИС *MAX7000S* фирмы *Altera* [3]) и специального вычислителя (микроконтроллер *ATmega8515* фирмы *Atmel*). Структурная схема измерительного устройства представлена на рис. 1.

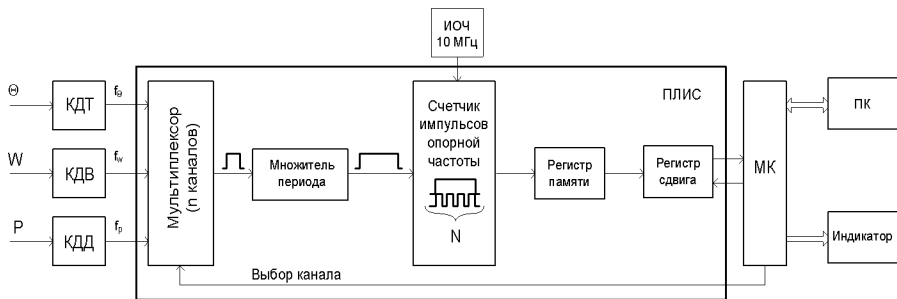


Рис. 1. Структурная схема измерительной системы:

КДТ – кварцевый датчик температуры, *КДВ* – кварцевый датчик влажности, *КДД* – кварцевый датчик давления, *ИОЧ* – эталонный источник опорной частоты 10 МГц, *ПЛИС* – программируемая логическая интегральная схема, *МК* – микроконтроллер, *ПК* – IBM-совместимый персональный компьютер

Подсчёт частоты, поступающей с кварцевых датчиков, производится с помощью 17-битного счётчика, реализованного в ПЛИС. Там же размещены мультиплексоры и сдвиговый регистр. Микроконтроллер управляет процессом измерения, осуществляет связь с ПК, производит математические вычисления и управляет индикацией. ПК с помощью специального интерфейса осуществляет сбор, накопление и статистическую обработку результатов измерения. Счётчики считают импульсы опорной и измеряемой частоты для получения требуемого интервала измерения. Мультиплексор используется для выбора входного канала. Измерение частоты производится с разрешающей способностью до младшего бита (0,004 Гц). Далее по индивидуальной градуировочной характеристике производится пересчёт значения частоты, поступающего с соответствующего кварцевого датчика, в значение температуры, давления либо влажности. В качестве аппроксимирующей кривой использован полином третьей степени. Коэффициенты полинома для пересчёта хранятся в энергонезависимой памяти и могут быть перепрограммированы через интерфейс пользователя. Вычисленное значение одного из измеряемых параметров выводится на пятизначный цифровой семисегментный индикатор. Разработанный прибор производит измерения в диапазоне (-30 – +100)°С, но он может быть легко расширен применением кварцевых датчиков с более широким температурным диапазоном (кварцевые резонаторы имеют верхний и нижний пределы рабочей температуры +700°С и -50°С соответственно). Цифровая метеостанция работает как в автономном режиме, так и под управлением ПК. Программная оболочка осуществляет управление сбором данных, вычислением измеряемых параметров и визуализацией.

В используемом интерфейсе реализована возможность однократного измерения выбранных каналов, непрерывное сканирование, сканирование

каналов заданное число раз, опрос каналов через заданный интервал времени, реализована возможность отложенного запуска измерения. Все данные возможности востребованы при контроле параметров окружающей среды. Результаты измерений сохраняются в ПК. Включение в состав МК или ПК web-сервера позволяет организовать удаленный сбор метеоинформации на обширной территории и централизованно ее обрабатывать.

Через интерфейс пользователя производится вычисление и загрузка индивидуальных градуировочных характеристик кварцевых датчиков измеряемых параметров. Точность измерения в основном определяется точностью кварцевых преобразователей (вносят наибольшую погрешность), стабильностью источника опорной частоты. В качестве источника опорной частоты используется высокостабильный термостатированный генератор на 10 МГц.

Метрологические характеристики информационно-измерительной системы:

Максимальное время измерения одного канала, с.....	3
Разрешающая способность измерения частоты, Гц.....	0,004
Диапазон измерения температуры, °С.....	-30+100
Точность измерения температуры (с датчиком ПТК-01), °С.....	0,05
Измерительный диапазон относительной влажности, %.....	от 20 до 95
Точность измерения влажности (с датчиком ПВК-01), %.....	1
Диапазон измерения атмосферного давления, МПа.....	0-0,15
Точность измерения давления (с датчиком РКМА-21), Па.....	10

Список литературы: 1. Малов В.В. Пьезо-резонансные датчики – М.: Энергоматиздат, 1989. – 272 с. 2. <http://www.sktbelpa.ru/Precisionquartzsensors.pdf> 3. http://www.alldatasheet.co.kr/datasheet-pdf/pdf_kor/86766/ALTERA/MAX7000S.html.

Поступила в редколлегию 01.12.2008

І.В. ДЛАЙ, канд. техн. наук,
З.М. ТЕПЛУХ, д-р техн. наук, НУ "Львівська політехніка"

ПРИСТРІЙ З НУЛЬ-ІНДИКАТОРОМ ПОТОКУ ДЛЯ ОДЕРЖАННЯ ДРОСЕЛІВ З РІВНИМИ ОПОРАМИ

Исследованы чувствительность дроссельной мостовой схемы с нуль-индикатором потока в выходной диагонали к изменению длины проходного канала подбираемого капиллярного элемента и условия достижения её максимального значения при изготовлении дросселей с равными газодинамическими сопротивлениями.

The throttling bridge circuit sensitivity with null-indicator of flow in the exit diagonal to straightway canal length change of fitted capillary element and conditions of receiving its maximum value for production throttles with equal resistance are investigated.

Висвітлення проблеми

Дроселі з певним значенням газодинамічного опору (ГДО) застосовують у вимірювальній техніці, системах життєзабезпечення, а також для неперервного дозування газів у різних технологічних процесах [1-3]. Визначати ГДО дроселя можна розрахунковим шляхом [4], проте точність такого визначення є низькою (похибка може складати десятки відсотків), що пов'язане передовсім з похибками визначення розмірів прохідного каналу дроселя і параметрів газу. Відомі також різні пристрої для вимірювання ГДО, побудовані переважно з використанням непрямих методів, наприклад, з допомогою вимірювання тисків і витрат [5]. Хоч похибка вимірювання ГДО такими пристроями може бути набагато меншою, ніж при розрахунковому методі, все ж таки здебільшого точність є недостатньою. Важливо відзначити також, що визначення абсолютного значення ГДО дроселя ускладнене через відсутність як теорії таких опорів і загальноприйнятих одиниць вимірювання, так і зразкових дроселів. У зв'язку з вказаним у пневмоавтоматиці віддають перевагу різним пристроям, в яких значення ГДО досліджуваного дроселя оцінюється відносно вибраного опорного (базового) дроселя [6, 7].

Аналіз останніх досліджень та публікацій. Для побудови високоточних пристроїв вимірювальної техніки, зокрема, синтезаторів газових сумішей заданого складу, задавачів витрати газу-носія в хроматографах, доцільним є застосування дозуючих елементів з однаковими (кратними) газодинамічними опорами чи провідностями [8, 9]. При цьому слід відзначити новизну і перспективність такого підходу, оскільки дотепер відомі лише намагання застосувати однакові за розмірами прохідних каналів дроселі [2], що не могло забезпечити високої точності дозування рівних витрат газів оскільки в реальних капілярах форма прохідного каналу є нециліндричною і відхилення діаметра в різних точках каналу може перевищувати 10%. Одержання рівноопорних дроселів з найвищою точністю може забезпечити пристрій,

побудований на базі зрівноваженої дросельної мостової схеми [10], з допомогою якого можна підбирати довільну кількість дроселів з рівними ГДО. Найменшу похибку підбору дросельного елемента (капіляра) з опором, рівним опорю базового дроселя, можна отримати за умови максимальної чутливості мостової схеми, яка залежить переважно від розмірів прохідних каналів інших дроселів моста [11]. У роботі [12] показана можливість оптимізації моста за критерієм мінімуму похибки одержання дроселів з рівними ГДО для двох типів показників рівноваги (нуль-індикаторів перепаду тисків і потоку). Умови досягнення найвищої чутливості (до скорочення капіляра) мостової дросельної схеми з нуль-індикатором перепаду тисків у вихідній діагоналі досліджені в роботі [13]. Пропонована стаття є продовженням і розвитком цих досліджень.

Метою роботи є дослідження і оптимізування дросельної мостової схеми з нуль-індикатором потоку у вихідній діагоналі за критерієм мінімуму похибки одержання дроселів з рівними газодинамічними опорами.

Опис пристрою і моделювання

Для підбору потрібної кількості рівноопорових дроселів, як уже вказувалося, доцільно застосовувати пристрій, побудований на основі зрівноваженої дросельної мостової схеми, обладнаної у зв'язку з особливостями ГДО дроселів (стискуваність газу, різне співвідношення втрат від в'язкісного тертя та кінцевих ефектів) засобами для стабілізування температури та абсолютних тисків у всіх елементах пристрою [10]. При цих же значеннях вказаних параметрів стану, які задані у пристрої для підбору рівноопорових дроселів, підібрані дроселі повинні працювати у виготовлених газодинамічних пристроях (задавачах, синтезаторах тощо).

Мостова схема пристрою для підбору дроселів у спрощеному представленні [12] містить чотири дроселі D_1, \dots, D_4 і показник рівноваги НІ (нуль-індикатор) у вихідній діагоналі $a-b$, який виявляє наявність або відсутність потоку газу, що свідчить відповідно про розбаланс чи рівновагу схеми. Як нуль-індикатор можна застосовувати високочутливий мікровітратомір з мінімальним об'ємом камер, наприклад, об'ємний з рідинним поршнем (плівкою чи стовпчиком рідини), вихідним сигналом якого є переміщення такого рідинного поршня [14] або малоінерційний термоанемометр [15]. Така схема може бути використана для отримання дроселів з рівними опорами (провідностями) довільному з дроселів D_1, \dots, D_4 схеми, тобто як вхідних за напрямком протікання газу в дроселях (D_1, D_3), так і вихідних дроселів (D_2, D_4).

Процедура одержання дроселів з рівними опорами передбачає кілька етапів: підбір капілярів для побудови моста; первинне зрівноваження моста; заміщення базового дроселя підбираним; зрівноваження схеми нововстановленим дроселем.

Підбір капілярів для побудови моста полягає у виборі номінальних довжин l та діаметрів d прохідних каналів усіх капілярів моста. Діаметри каналів

повинні забезпечувати відповідні витрати і можуть бути довільними, проте доцільніше (з точки зору практики) вибирати всі капіляри (як моста, так і капіляри для отримання заміщуваних рівноопорових дроселів) однакового діаметра. Вибір довжини l та діаметра d виготовлюваних рівноопорових капілярів визначається умовами їх застосування, а вибором довжин інших трьох капілярів необхідно забезпечити початкову рівновагу моста і достатню чутливість його до скорочення підбираного капіляра. При цьому для забезпечення початкового рівноважного стану схеми довжини дроселів D_1 і D_3 , а також D_2 і D_4 треба брати попарно рівними. Правильний підбір капілярів повинен забезпечувати близький до рівноважного стан моста.

Первинне зрівноваження схеми здійснюють скороченням (підпилюванням, шліфуванням торця) довжини одного або обох капілярів подільника (подільників) доти, поки нуль-індикатор зафіксує відсутність потоку газу у вихідній діагоналі $a-b$, що свідчить про рівновагу схеми. Щойно тоді міст є готовий до виготовлення дроселів з однаковим ГДО.

Процес заміщення полягає в тому, що на місце одного з дроселів D_1, \dots, D_4 встановлюють дросель з опором дещо більшим від опору дроселя, який заміщають. Оскільки найпростіше взяти нововстановлюваний (підбираний) дросель з діаметром, рівним діаметру заміщуваного дроселя, то довжина нововстановлюваного дроселя має бути дещо більшою, наприклад на 1-2 мм, ніж довжина заміщуваного (базового) дроселя.

Останній етап процедури одержання дроселя з опором, рівним опору заміщуваного дроселя, полягає у зрівноваженні схеми шляхом скорочення вказаним способом нововстановленого дроселя до відновлення попереднього стану рівноваги.

Нехай, як приклад, потрібно виготовити дросель з опором, рівним опору R_1 дроселя D_1 . Для цього у попередньо зрівноважену схему на місце D_1 ставлять капіляр з опором \check{R}_1 дещо більшим за R_1 , тобто $\check{R}_1 = R_1 + \Delta R_1$, де ΔR_1 - відхилення (фактично перевищення) від опору R_1 , яке визначається в основному недосконалістю розрахункової моделі або експерименту, а також недосконалістю форми каналів капілярів. При цьому дроселі D_2, D_3, D_4 залишаються незмінними. Заміна капіляра з опором R_1 на капіляр з опором \check{R}_1 викликає розбаланс схеми, тобто появу витрати q у вихідній діагоналі, що зафіксує нуль-індикатор. Далі незначним поступовим скороченням довжини l_1 капілярного елемента з початковим опором \check{R}_1 знову зрівноважують схему, тим самим зменшуючи ΔR_1 до значення, яке визначається порогом чутливості моста, який у свою чергу залежить від чутливості S_{ex} дросельної схеми моста. Оскільки похибка виготовлення капілярних трубок з однаковим ГДО з допомогою такого моста суттєво залежить від його чутливості до скорочення довжини прохідного каналу капілярної трубки, то важливо проаналізувати від чого залежить ця чутливість і на основі цього розробити рекомендації щодо оптимізування дросельної мостової схеми.

Газодинамічний міст пристрою фактично складається з двох послідовно

з'єднаних перетворювачів – дросельної схеми та показчика рівноваги, кожен з яких має свою чутливість. Враховуючи це для чутливості газодинамічного моста можемо записати співвідношення

$$S_M = S_{cx} \cdot S_n, \quad (1)$$

де: $S_M = dv / dl$ – чутливість моста; v – вихідний сигнал показчика рівноваги (переміщення вказівника показчика, цифровий відлік тощо); l – довжина капіляра, ГДО якого потрібно підігнати; $S_{cx} = dq / dl$ – чутливість дросельної схеми; $S_n = dv / dq$ – чутливість показчика рівноваги.

Чутливість S_n показчика рівноваги є величиною, яка визначається типом вибраного нуль-індикатора, тобто є фактично заданою. Тому, як випливає з (1), максимальна чутливість S_M моста може існувати лише за умови досягнення максимальної чутливості S_{cx} дросельної схеми. У зв'язку з цим постає задача оптимального вибору параметрів схеми.

Аналіз чутливості S_{cx} дросельної схеми вимагає побудови математичної моделі моста з проточним каналом у вихідній діагоналі [16]. При цьому слід нагадати, що у незрівноваженому стані існує перетік газу з однієї міждросельної камери в іншу, тобто зміна довжини l підбраного капіляра призводить до зміни тисків P_a і P_6 , а відповідно і до зміни величини (або і напрямку) потоку у вихідній діагоналі моста, тобто модель моста має враховувати опір R_{a6} показчика рівноваги. Для спрощення аналізу замістимо нуль-індикатор витрати q у вихідній діагоналі моста капіляром D_5 , що цілком допустимо оскільки перепад $\Delta P_{a6} = P_a - P_6$, а відповідно і витрата q є малими.

На основі закону збереження маси (масової витрати G через капіляр [17]) для вузлів a і b схеми маємо:

$$\left. \begin{aligned} G_1 + q &= G_2; \\ G_3 - q &= G_4; \\ q &= G_5, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

де: $G_i = A_i \cdot (\check{Z}_i - 1)$; $A_i = a \cdot l_i$; $a = 4\pi\mu/m$; $\check{Z}_i = (1 + Z_i)^{1/2}$; $Z_i = Y_i \cdot B_i$;

$$Y_i = K_i \cdot X; K_i = m d_i^4 / l_i^2; i = \overline{1,5}; X = (512 \Re T \mu^2)^{-1};$$

$$B_1 = P_1^2 - P_a^2; B_2 = P_a^2 - P_2^2; B_3 = P_1^2 - P_6^2; B_4 = P_6^2 - P_2^2; B_5 = P_6^2 - P_a^2.$$

Математична модель такого моста є системою трьох нелінійних рівнянь з трьома невідомими (q , P_a і P_6). Оскільки із цієї системи вираз для вихідного сигналу (q) схеми не можна представити у явному вигляді, то для одержання аналітичного виразу чутливості S_{cx} застосуємо відоме правило:

$$S_{cx} = \frac{\partial q}{\partial P_a} \cdot \frac{\partial P_a}{\partial l} + \frac{\partial q}{\partial P_6} \cdot \frac{\partial P_6}{\partial l}. \quad (3)$$

Враховуючи нелінійність опорів дроселів слід окремо розглянути чутливості S_{cx} для вхідних і вихідних дроселів.

Для всіх представлених нижче прикладів моделювання чутливості S_{cx} моста прийнято, що робочим середовищем є азот; температура T всіх елементів схеми стабілізована на рівні 300 К; тиск P_1 на вході моста рівний 180 кПа, а на виході - $P_2 = 120$ кПа; діаметри прохідних каналів дроселів у плечах моста $d_1 = \dots = d_4 = 0,15$ мм. Про інші умови чи параметри для кожного випадку вказано додатково.

Дослідження чутливості підбору вхідних капілярів

В разі підбирання дроселів з ГДО рівним опорю капіляра D_1 чутливість S_{cx1} мостової схеми має вигляд

$$S_{cx1} = \frac{\partial q}{\partial P_a} \cdot \frac{\partial P_a}{\partial l_1} + \frac{\partial q}{\partial P_6} \cdot \frac{\partial P_6}{\partial l_1}. \quad (4)$$

Вирази для $\partial q / \partial P_a$ і $\partial q / \partial P_6$ одержані із третього рівняння системи (2) мають вигляд

$$\frac{\partial q}{\partial P_a} = -\frac{A_5^2 \cdot Y_5}{q + A_5} \cdot P_a; \quad \frac{\partial q}{\partial P_6} = \frac{A_5^2 \cdot Y_5}{q + A_5} \cdot P_6. \quad (5)$$

Вирази для $\partial P_a / \partial l_1$ і $\partial P_6 / \partial l_1$ можна одержати диференціюванням перших двох рівнянь системи (2) відносно довжини l_1 прохідного каналу підбираного дроселя і розв'язуванням одержаної системи двох лінійних алгебраїчних рівнянь відносно цих похідних у вигляді:

$$\partial P_a / \partial l_1 = F \cdot (H + h_5); \quad (6)$$

$$\partial P_6 / \partial l_1 = F \cdot h_5, \quad (7)$$

$$\text{де } F = \left(\frac{G_1}{l_1} - \frac{a A_1 Z_1}{G_1 + A_1} \right) \cdot [P_a \cdot H \cdot (H + 2h_5)]^{-1}; \quad H = \frac{A_1^2 \cdot Y_1}{G_1 + A_1} + \frac{A_2^2 \cdot Y_2}{G_2 + A_2}; \quad h_5 = A_5^2 \cdot Y_5.$$

$$P_a = \left[\frac{P_1^2 \cdot \delta^4 + P_2^2}{V} + \frac{2(\lambda - 1)}{Y_2 \cdot V^2} \cdot \left(W - \left[W^2 + Y_2 \cdot V \cdot \delta^4 \cdot (P_1^2 - P_2^2) \right]^{1/2} \right) \right]^{1/2}, \quad (8)$$

де $\lambda = l_1 / l_2$; $\delta = d_1 / d_2$; $V = 1 + \delta^4$; $W = \lambda + \delta^4$.

Залежності (6) і (7) представлені з врахуванням того, що схема перебуває в стані рівноваги, для якого $G_1 = G_3$, $G_2 = G_4$, $A_1 = A_3$, $A_2 = A_4$ і $P_a = P_6$, тобто чутливість S_{cx1} визначається значенням похідної від $q(l_1)$ в точці рівноваги моста. Оскільки в збалансованій схемі немає потоку у вихідній діагоналі, то в цьому стані схему можна розглядати як утворену двома однаковими подільниками тиску (D_1 - D_2 і D_3 - D_4), в яких значення міждросельного тиску P_a описується залежністю (8) [17].

Аналітична залежність чутливості S_{cx1} до зміни довжини l_1 підбираного капілярного елемента отримана після підстановки виразів (5)-(7) в (4) має вигляд

$$S_{\text{сх1}} = a \cdot \left[1 - \bar{Z}_1^{-1} \right] \cdot \left[\frac{l_5}{d_5^4} \cdot \left[\frac{d_2^4}{l_2} \cdot \frac{\delta^4}{\lambda \cdot \bar{Z}_1} + \frac{d_1^4}{l_1} \cdot \frac{\lambda}{\delta^4 \cdot \bar{Z}_2} \right] + 2 \right]^{-1}. \quad (9)$$

Формула (9) відображає залежність чутливості $S_{\text{сх1}}$ мостової схеми від розмірів прохідних каналів капілярів D_1, \dots, D_4 , тисків P_1, P_2 живлення моста, температури T і параметрів M, μ газу. Дослідження показують, що $S_{\text{сх1}}$ сильно залежить від співвідношення розмірів прохідних каналів капілярів та тисків живлення і мало залежить від виду газу (параметричного комплексу X). Вибір тисків живлення є обмеженим (умовами використання підібраних дроселів, наявністю ламінарного потоку в капілярі та іншими факторами), тому співвідношення розмірів прохідних каналів капілярів є основними факторами, які впливають на чутливість мостової схеми. На рис. 1, а-3, а на базі залежності (9) представлено графіки залежності чутливості $S_{\text{сх1}}$ від співвідношення довжин дроселів моста (капіляри усіх плечей моста мають однакові діаметри прохідних каналів).

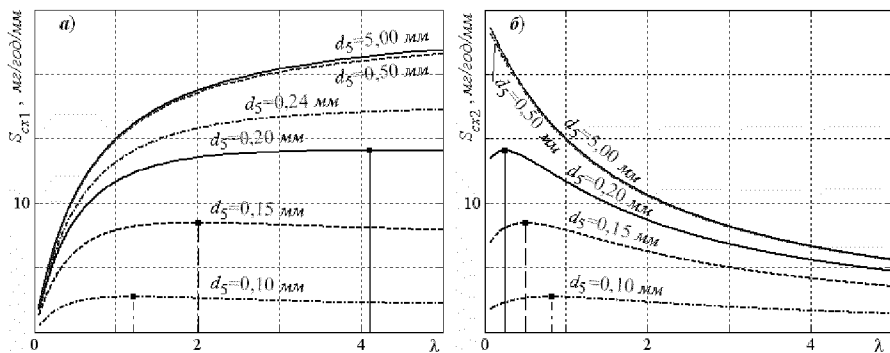


Рис. 1. Залежність чутливості $S_{\text{сх}}$ від співвідношення $\lambda = l_1/l_2 = l_3/l_4$ довжин капілярів моста для різних діаметрів d_5 прохідного каналу протічного елемента при підбиранні: а – вхідних дроселів схеми ($l_1 = l_5 = 60$ мм); б – вихідних дроселів схеми ($l_2 = l_5 = 60$ мм)

Як видно із рис. 1, а $S_{\text{сх1}}$ сильно залежить як від параметра λ , так і від діаметра d_5 прохідного каналу капіляра у вихідній діагоналі моста, при цьому їх зростання призводить до зростання абсолютного значення чутливості та зміщення його максимального значення вправо. Так наприклад, максимальні значення чутливостей схеми та оптимальні значення співвідношення довжин λ для $d_5 \in \{0,10; 0,15; 0,20; 0,24\}$ мм відповідно складають $S_{\text{сх1}} \in \{2,72; 8,47; 14,07; 17,60\}$ (мг/год)/мм та $\lambda \in \{1,22; 2,01; 4,11; 9,42\}$, а відповідні значення довжин вихідного капіляра $l_2 \in \{49,18; 29,89; 14,62; 6,37\}$ мм. Із графіків випливає, що для досягнення найбільшої чутливості величина λ має бути максимально можливою (реально це відповідає довжині l_2

прохідних каналів вихідних дроселів на рівні 4-6 мм), а діаметр d_5 має бути більшим за 0,5 мм.

Графіки $S_{cx1}=f(\lambda)$, незважаючи на конструктивний характер співвідношення λ , не охоплюють усього можливого діапазону, оскільки теоретично $\lambda \in (0; \infty)$. Тому одержані результати наочніше представлені на рис. 2а залежністю чутливості S_{cx1} від значення міждросельного тиску P_{ap} зрівноваженого моста, який однозначно відображає параметр λ , але є зручнішим тим, що $P_{ap} \in (P_2; P_1)$, тобто має визначені обидві границі.

З рис. 2, а видно, що збільшення діаметра d_5 дроселя у вихідній діагоналі моста призводить до зменшення значення міждросельного тиску P_{ap} , яке відповідає максимуму чутливості схеми, тобто до зміщення вліво тиску P_{ap} в бік вихідного тиску P_2 живлення моста. Так, наприклад, для $d_5 \in \{0,10; 0,15; 0,20; 0,24\}$ мм тиск $P_{ap} \in \{150,2; 143,7; 136,3; 131\}$ кПа. Отже, для досягнення найбільшої чутливості тиск P_{ap} повинен бути близьким до вихідного тиску P_2 .

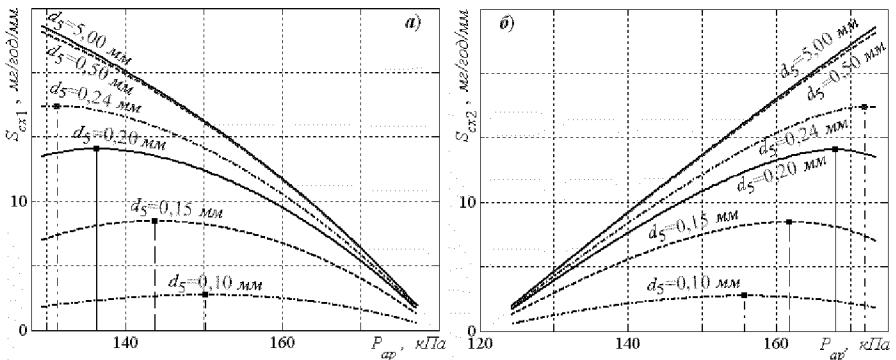


Рис. 2. Залежність чутливості S_{cx} від міждросельного тиску P_{ap} при зміні довжин l непостійних дроселів схеми для різних діаметрів d_5 прохідного каналу протічного елемента при підбиранні:

а - вхідних дроселів схеми ($l_1 = l_5 = 60$ мм); б - вихідних дроселів схеми ($l_2 = l_5 = 60$ мм)

Вплив довжини каналу підбираного вхідного дроселя на чутливість схеми представлений графіками на рис.3. Зокрема з графіків $S_{cx1} = f(P_{ap})$ (див. рис. 3, а) видно, що збільшення довжини прохідного каналу капіляра призводить до суттєвого зменшення чутливості.

На графіках $S_{BM} = f(p_{ae})$ рис. 4а чутливість відображена безрозмірним параметром S_{BM} , який представляє собою відношення абсолютної чутливості S_{cx} до максимально можливої в заданих умовах (вид газу, розміри капілярів, тиски живлення, температура) чутливості S_{max} , тобто $S_{BM} = S_{cx} / S_{max}$. Крім цього своєю перевагою для наочності залежності чутливості від параметрів моста має

безрозмірний відносний міждросельний тиск $p_{ae} = (P_{ap} - P_2) / \Delta P_{ж}$, який визначають як різницю міждросельного тиску і тиску на виході моста до перепаду тиску на мості і який відображає співвідношення конструктивних розмірів прохідних каналів капілярів робочого подільника і завжди знаходиться в межах (0; 1). Саме тому залежності чутливості на графіках рис. 4 представлені як функції p_{ae} . З графіків рис. 4 видно, що характер залежностей практично не залежить від умов експерименту.

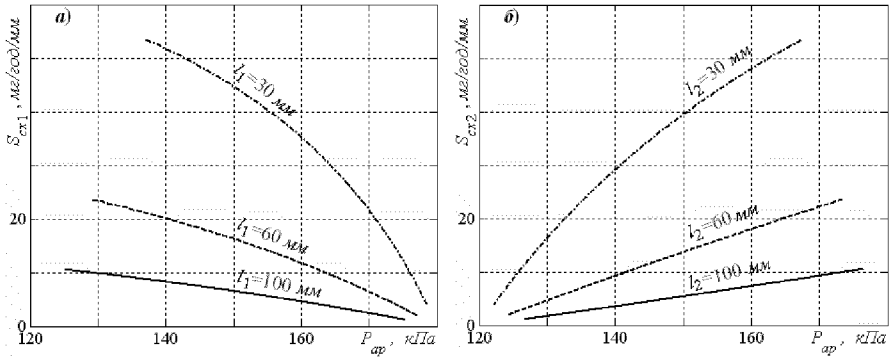


Рис. 3. Залежність чутливості S_{cx} від міждросельного тиску P_{ap} для різних довжин l прохідного каналу постійного дроселя при підбиранні:
 а – вхідних дроселів схеми ($l_1 = l_3$); б – вихідних дроселів схеми ($l_2 = l_4$) для капіляра з розмірами прохідного каналу $d_5 = 2,0$ мм, $l_5 = 60$ мм у вихідній діагоналі моста

Вказані закономірності повністю справедливі і для вхідного дроселя D_3 , оскільки в стані рівноваги мостової схеми подільники D_1 - D_2 і D_3 - D_4 є ідентичні.

Аналіз чутливості підбору вихідних капілярів

Аналітичний вираз чутливості S_{cx2} до зміни довжини l_2 підбраного дроселя D_2 згідно з (3) має вигляд

$$S_{cx2} = \frac{\partial q}{\partial P_a} \cdot \frac{\partial P_a}{\partial l_2} + \frac{\partial q}{\partial P_b} \cdot \frac{\partial P_b}{\partial l_2}. \quad (10)$$

Застосувавши вищеописаний підхід до отримання чутливості схеми для підбору вихідних капілярів отримаємо:

$$S_{cx2} = \frac{1 - \tilde{Z}_2^{-1}}{1 - \tilde{Z}_1^{-1}} \cdot S_{cx1}. \quad (11)$$

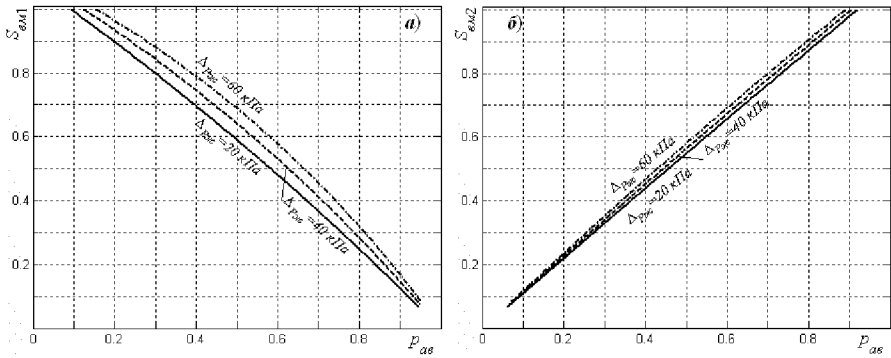


Рис. 4. Залежність чутливості $S_{вм2}$ від безрозмірного комплексу $p_{ав}$ при підбиранні: a – вхідних ($l_1 = l_3 = 60$ мм) і b – вихідних ($l_2 = l_4 = 60$ мм) капілярів моста при встановленому у його вихідній діагоналі капілярі ($d_5 = 1,0$ мм, $l_5 = 60$ мм) для різних тисків живлення $\Delta P_{ж}$ моста

За допомогою формули (11) побудовані графіки (див. рис. 1, б-4, б) залежності чутливості $S_{сх2}$ від: співвідношення довжин λ , тиску $P_{ар}$, тиску живлення і довжини підбираного вихідного дроселя схеми.

З наведених графіків видно, що ці залежності мають подібний характер, за винятком того, що зміщення максимуму чутливості $S_{сх2}$ в порівнянні з $S_{сх1}$ відбувається в протилежному напрямку, тобто в бік тиску P_1 живлення моста, причому абсолютні значення чутливості є практично на такому ж рівні. Так наприклад, максимальні значення чутливостей схеми та оптимальні значення співвідношення довжин λ для $d_5 \in \{0,10; 0,15; 0,20\}$ мм відповідно складають $S_{сх2} \in \{2,72; 8,47; 14,07\}$ (мг/год)/мм для $\lambda \in \{0,82; 0,50; 0,24\}$, а відповідні значення довжин непостійного капіляра $l_1 \in \{49,18; 29,89; 14,07\}$ мм.

Вказані закономірності справедливі і для вихідного дроселя D_4 , так як в рівноважному стані подільники D_1 - D_2 і D_3 - D_4 моста є ідентичні.

Висновки та перспективи подальших досліджень

За допомогою пристрою, побудованого на базі мостової дросельної схеми з нуль-індикатором потоку у вихідній діагоналі, можна здійснювати підбір дросельних елементів із рівними ГДО на одному газі із значно вищою як у відомих методах точністю, оскільки підбір капілярних елементів здійснюється без вимірювання абсолютних значень газодинамічних опорів, тисків, витрат чи розмірів прохідних каналів капілярів.

Досліджена чутливість мостової схеми є однією із важливих величин, від якої залежить похибка підбирання рівноопорових дроселів, а оцінка самої похибки підбирання таких дроселів є наступним етапом дослідження.

Перелік літератури: 1. Санкин Я.Л. и др. Устройство приготовления и подачи газовой смеси в культиватор клеток // Пневматические системы управления биологическими процессами. М., 1987, с.99. 2. Патент 2136703 Великобританиі. Mixing of gaseous substances / G.F.Gorin, A.Barcellona, A.Lausarot / 23 Feb 1983. 3. Теплох З. Синтезатори перевірювальних сумішей приладів контролю ефективності горіння палива // Транспортування, контроль якості облік енергоносіїв. Львів, 1998, с.179-184. 4. Коган И.Ш. Методика точного расчета круглого канала при ламинарном течении. Preprints of VIII Fluidic Conference, Bucuresti, 1980, т.1, с.11-19. 5. Ибрагимов И.А., Фарзани Н.Г., Илясов Л.В. Элементы и системы пневмоавтоматики. – М.: Высшая школа, 1985. – 544 с. 6. А. с. 911546 СССР, G05G 5/00. Устройство для калибровки пневматических резисторов / В.П. Димитренко, А.П. Колойденко – Бюлл. № 9, 1982. 7. А. с. 23697 НРБ, G 05 L 7/00. Метод и уред за измерване на пневматично съпротивление / Маналов Н.Т., Петрова Е.Г., Янков А.Е. – № 33729, заявл. 13.07.76, оп. 30.11.1979. 8. Теплох З.М. Принципи побудови високоточних дросельних синтезаторів газових сумішей // Вісник НУ "Львівська політехніка" №551, "Автоматика, вимірювання та керування", – 2006, с.87-94. 9. Ділай І.В. Теплох З.М. Задавач-стабізатор витрати газу-носія для хроматографа // Вісник НУ "Львівська політехніка" №561, "Теплоенергетика. Інженерія доквілля. Автоматизація". – Львів, 2006, с.67- 70. 10. Теплох З., Пістун Є., Ділай І. Пристрої для встановлення рівності опору дроселів синтезатора газових сумішей // Вимірювальна техніка та метрологія. Міжвідомчий науково-технічний збірник. Вип. 59, НУ "Львівська політехніка", – 2002, с.178-182. 11. Ділай І.В., Теплох З.М. Дросельні синтезатори газових сумішей заданого складу // Вісник Тернопільського державного технічного університету №3, 2008, с.165-171. 12. Ділай І.В., Теплох З.М. Газодинамічний зрівноважений міст для одержання дроселів з рівними опорами // Вісник НУ "Львівська політехніка" №617, "Теплоенергетика. Інженерія доквілля. Автоматизація", – 2008, с.183-189. 13. Ділай І.В., Теплох З.М. Дросельний міст з нуль-індикатором перепаду тисків // Вимірювальна техніка та метрологія. Міжвідомчий науково-технічний збірник. Вип.69, НУ "Львівська політехніка", – 2008, с.90-97. 14. Ділай І.В., Теплох З.М., Парнета О.З. Розрахунок і оптимізація конструкції мірних трубок плівкових витратомірів // Вісник НУ "Львівська політехніка" №581, "Теплоенергетика. Інженерія доквілля. Автоматизація", – 2007, с.104-110. 15. Богатыренко К.И. и др. Об использовании термоанемометрических датчиков в угломерных зондах // Энергетическое машиностроение: Респ. межвед. научн.-техн. сборник. Вып.28 / Харьк. политехн. ин-т. – Харьков: Вища школа. Изд-во при Харьк. ун-те, 1979. – С.106-109. 16. Пістун Е.П., Теплох З.Н. Математическое моделирование газодинамических дросельных мостовых измерительных схем // Автоматика, №3. – К: Наукова думка, 1985. – С. 38-42. 17. Теплох З.М. Розрахунок ламинарного подільника тиску // Вісник ДУ "Львівська політехніка" №273 / Теплоенергетичні системи та пристрої. – Львів, 1993. – С. 42-44.

Надійшла в редколегію 9.12.08

А.П. ДАВИДЕНКО, канд. техн. наук, *В.Н. СЛАВКОВ*, студ. магистр

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТОЧЕЧНЫХ ОЦЕНОК ТЕМПЕРАТУРНЫХ ПОЛЕЙ ЛОКАЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ

Наведено результати досліджень температурних полів локальних об'єктів і представлені розподіли температур різних локальних об'єктів отримані за допомогою ПЗЗ матриць. Описані математичні функції програмного пакету MathCAD для обробки температурних картин локальних об'єктів.

The results of temperature fields of local facilities and temperature distributions represented different local facilities obtained through the CCD. Described mathematical function software package MathCAD processing temperature of paintings of local facilities.

В настоящее время широко применяются системы для дистанционного контроля температурных полей локальных объектов. Эти системы, обладая широкими функциональными возможностями, позволяют намного повысить качество и скорость анализа состояния различных теплоэнергетических систем. Прежде всего необходимо отметить применение таких систем в технологических процессах, таких как непрерывная выплавка слитков, обработка давлением, электронно-лучевая и лазерная термообработка, сушка, термоупрочнение и др.

Основными средствами для решения этой проблемы являются оптико-электронные системы измерения температуры (ОЭСИТ), которые объединяют широкий ряд приборов: оптические пирометры (рис.1а), измерительные пирометрические системы, тепловизоры (см. рис.1б), сканирующие пирометры, анализаторы температурного поля и т.д. [1].

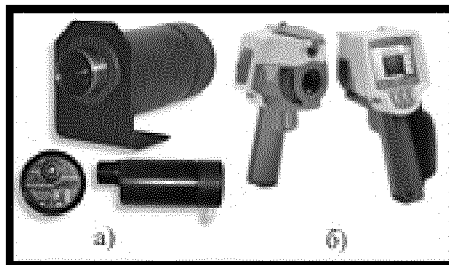


Рис. 1:
а – пирометр; б – тепловизор

Зачастую размеры пятна визирования таких ОЭСИТ превышают размеры контролируемого участка локального объекта, следовательно, необходимо провести исследование методов позволяющих получить точечные оценки температуры локальных полей.

Опико-электронные методы позволяют измерить температуру объекта путем анализа параметров потока теплового излучения от объекта (1–4).

В основе этих методов лежит зависимость величины и спектрального распределения плотности энергии излучения $b_{\lambda T}$ – объекта от его температуры, определяемая для «черного» тела формулой Планка:

$$b_{\lambda T} = C_1 \lambda^{-5} \left(\exp \frac{C_2}{\lambda T} - 1 \right)^{-1}, \quad (1)$$

где T – температура, К; $C_1 = 3,7413 \cdot 10^{-12}$ Вт·см²; $C_2 = 1,436$ см·град; λ – длина волны излучения, мкм.

С относительной погрешностью $\delta = \frac{\Delta b_{\lambda T}}{b_{\lambda T}} = \exp \left(-\frac{C_2}{\lambda T} \right)$ формула Планка может быть аппроксимирована формулой Вина:

$$b_{\lambda T} = C_1 \lambda^{-5} \exp \left(-\frac{C_2}{\lambda T} \right), \quad (2)$$

а с погрешностью

$$\delta = 1 - \left[\exp \left(\frac{C_2}{\lambda T} - 1 \right) \right]^{-1} T \lambda C_2^{-1}$$

– формулой Рэлея–Джинса:

$$b_{\lambda T} = \frac{C_1}{C_2} \lambda^{-4} T. \quad (3)$$

Непосредственной задачей ОЭСИТ, измеряющей температуру объекта по излучению, является дистанционное измерение параметров потока излучения, испускаемого объектом (или частью объекта). К параметрам, характеризующим поток излучения, относятся абсолютное значение этого потока и его спектральное распределение. В связи с этим ОЭСИТ делят на энергетические и спектральные отношения.

В энергетических ОЭСИТ осуществляется прием и измерение потока излучения от объекта в одном участке $\Delta\lambda$ спектра, в спектральных — в нескольких (двух и более) участках спектра: $\Delta\lambda_i = 2, 3, \dots, N$. Соответствующие ОЭСИТ будем называть системами: 1) суммарного излучения (радиационными) при $\Delta\lambda \rightarrow \infty$; 2) частичного излучения (монохроматическими) при $\Delta\lambda \rightarrow 0, \Delta\lambda = \text{const}$; 3) спектрального отношения (цветовыми) при $N=2$; 4) многоспектральными (многоцветовыми) при $N \geq 3$.

Абсолютное значение потока излучения Φ , преобразуемого ОЭСИТ в электрический сигнал, определяется коэффициентом A использования потока от объекта и коэффициентом спектрального пропускания оптической системы τ_λ , т. е.:

$$\Phi = A \int_0^\infty b_\lambda \tau_\lambda d\lambda. \quad (4)$$

Следовательно, расчётное значение температуры t_p можно получить путём нахождения свёртки (5) функции $\varphi(x, y)$, которое выражает распределение плотности энергии получаемой от объекта и функции $g(x, y)$, которое в свою очередь описывает коэффициент пропускания оптической системы пирометра, тепловизора:

$$t_p = \int_0^a \int_0^b \varphi(x, y) g(x, y) dx dy. \quad (5)$$

Функция $g(x, y)$ в большей степени зависит от следующих факторов [6]:

1) Поле зрения пирометра (рис. 2) – область пространства, в пределах которой производится измерение температуры. Для корректного проведения измерений необходимо чтобы объект полностью перекрывал поле зрения. В противном случае, во первых, поток теплового излучения попадающий на приемник (датчик) пирометра от объекта измерения уменьшится пропорционально сокращению перекрываемой объектом площади, во вторых, на приемник будет попадать излучение заднего фона (объектов, расположенных за объектом измерения). Однако всё равно возможен случай, когда температурное поле локального объекта попадает частично в поле зрения пирометра (см. рис. 3), вследствие чего необходимо смещать поле зрения пирометра, для того чтобы охватить объект полностью (рис. 4). Такой случай возможен при низких показателях визирования пирометра (12:1, 50:1);

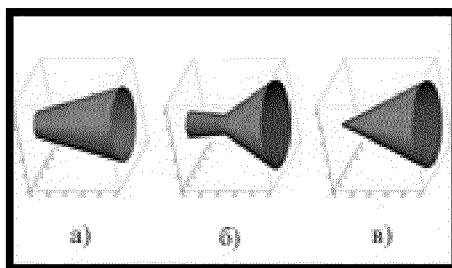


Рис. 2. Поле зрения пирометра:
a – в виде усечённого конуса; *б* – с «перетяжкой»; *в* – в виде конуса

2) Показатель визирования (рис. 5) η – равен отношению диаметра D поля зрения к расстоянию L до точки измерения (6):

$$\eta = \frac{D}{L}. \quad (6)$$

Функция $\varphi(x, y)$ также имеет сложный характер и зависит от многих факторов: неоднородности нагрева, теплофизических свойств материала, нарушений однородности, качества поверхности, геометрических размеров, анизотропии и т.д. Для получения точечных оценок этого распределения, возможно использование способа, основанного на применении ПЗС матриц.

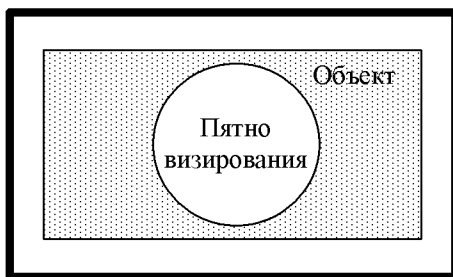


Рис. 3. Пятно визирования пирометра

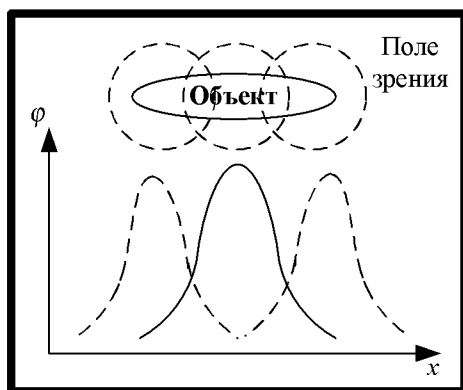


Рис. 4. Смещение поля зрения пирометра

ПЗС-матрица (сокр. от «прибор с зарядовой связью») или *CCD*-матрица (от англ. *CCD*, «*Charge-Coupled Device*») – специализированная аналоговая интегральная микросхема, состоящая из светочувствительных фотодиодов, выполненная на основе кремния, использующая технологию ПЗС — прибо-

ров с зарядовой связью (рис. 6). Эти матрицы являются составной частью практически всех современных цифровых фотоаппаратов [2].

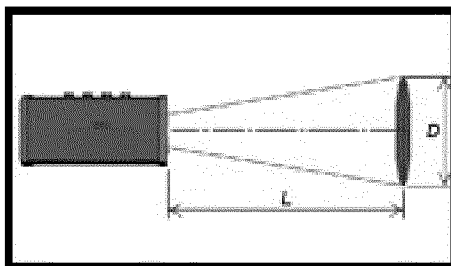


Рис. 5. Показатель визирования

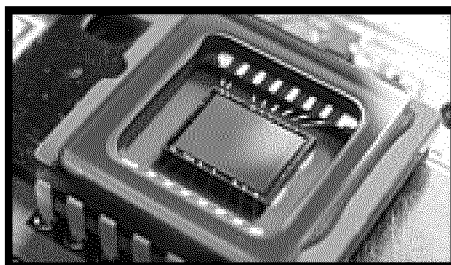


Рис. 6. ПЗС-матрица

Таким образом, возможна обработка изображений температурных полей локальных объектов полученных с помощью фотоаппарата. Таковую обработку позволяет провести программный пакет *MathCAD*, который обладает вложенными функциями обработки изображений, вот некоторые из них [9, 10]:

1. *READIMAGE* – читает изображение в матрицу в серых полутонах;
2. *READBMP* – создает матрицу, описывающую изображение в формате BMP (в оттенках серого);
3. *READRGB* – создает матрицу, описывающую цветное изображение, исходя из RGB-модели;
4. *READ_HLS* – создает матрицу, описывающую цветное изображение, исходя из HLS-модели;
5. *READ_HSV* – создает матрицу, описывающую цветное изображение, исходя из HSV-модели;
6. *READ_RED* – возвращает матрицу красной составляющей изображения исходя из RGB-модели;
7. *READ_GREEN* – возвращает матрицу зеленой составляющей изображения исходя из RGB-модели;

8. *READ_BLUE* – возвращает матрицу синей составляющей изображения исходя из *RGB*-модели;

9. *READ_HLS_LIGHT* – возвращает матрицу составляющей освещенности изображения исходя из *HLS*-модели.

Ниже представлены графики, полученные с помощью этих функций, различных температурных полей (см. рис. 7) при нагревании стальной пластины толщиной 1мм, и габаритными размерами 15×15см.

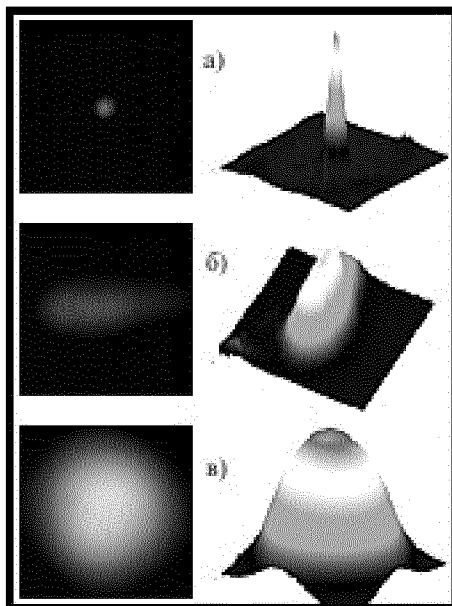


Рис. 7. Температурные поля локальных объектов:
а – точечный нагрев; б – линейный; в – общий

Обобщая приведенные в работе результаты, можно отметить, что бесконтактные методы измерения температуры локальных объектов обладают рядом преимуществ и недостатков по сравнению с контактными методами, а именно:

- высоким быстродействием, определяемым типом приёмника излучения и схемой обработки электрических сигналов. При использовании квантовых приёмников излучения (фотодиодов) и быстродействующих аналогово-цифровых преобразователей (АЦП) постоянная времени может составлять $10^{-2} - 10^{-6}$ с ;

- возможностью измерения температуры движущихся объектов и элементов оборудования, находящихся под высоковольтным потенциалом;

– отсутствием искажения температурного поля объекта контроля, что особенно актуально при измерении температуры материалов с низкой теплопроводностью (дерево, пластик и др.), а также риска повреждения поверхности и формы в случае мягких (пластичных) объектов;

– возможностью измерения высоких температур, при которых применение контактных средств измерения либо невозможно, либо время их работы очень невелико;

– возможностью работы в условиях повышенной радиации и температуры окружающей среды (до 250°C) при разнесении приёмной головки и электроники пирометра с помощью оптоволоконного кабеля.

Основными недостатками пирометрических измерений температуры являются трудности полного учёта связей между термодинамической температурой объекта и регистрируемой пирометром тепловой радиацией. Необходимо учитывать изменение излучательной способности поверхности от длины волны в регистрируемом спектральном диапазоне и от температуры в диапазоне измерений, наличие поглощения излучения в среде между пирометром и объектом контроля, геометрические параметры поля зрения пирометра и его оптической системы, температуру окружающей среды и корпуса прибора.

Следует отметить, что функция распределения $\varphi(x)$, если рассматривать срез температурного поля только вдоль оси x , имеет нормальный характер, что подтверждает статистическая обработка в *MathCAD* (рис. 8). Следовательно, функцию $\varphi(x)$ можно привести к следующему виду (7):

$$\varphi(x) = A \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (7)$$

где A – коэффициент масштабирования; x – координата точечной оценки температуры, мм; μ – мат. ожидание функции распределения $\varphi(x)$; σ – СКО функции распределения $\varphi(x)$.

По виду закона распределения также можно судить о теплофизических свойствах металла и степени его нагретости. Ещё одним преимуществом, является то, что температурные картины, полученные после обработки в *MathCAD*, позволяют обнаружить дефекты, как на поверхности металла, так и скрытые нарушения однородности. На рис. 9 видны всплески температуры в точках кернения поверхности исследуемого стального листа толщиной 1 мм.

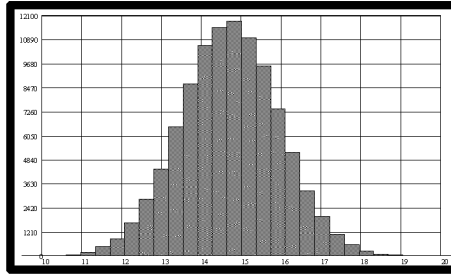


Рис. 8. Гистограмма функции распределения $\varphi(x)$

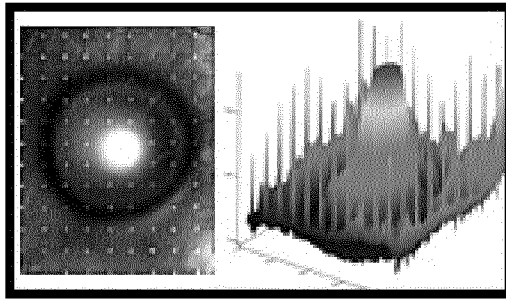


Рис. 9. Дефекты поверхности металла

Список литературы: 1. *Поскачей А.А., Чубаров Е.П.* Оптико-электронные системы измерения температуры. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 248с. 2. *Крикунцов Л.З., Падалко Г.А.* Тепловизоры: Справочник. – К.: Техніка, 1987. – 166с. 3. *Дульнев Г.Н., Парфенов В.Г., и др.* Применение ЭВМ для решения задач теплообмена. – М.: Высш. шк., 1990. – 207 с. 4. *Карслоу Г., Егер Д.* Теплопроводность твердых тел. – М.: Наука, 1964. – 302с. 5. *Чихунов Д.А.* Практика применения пирометров и тепловизоров.// В мире НК №1(27), 2005. – с. 61-63 6. *Неделько А.Ю.* Преимущества и недостатки бесконтактного измерения температуры.// ОАО НПП «Эталон», 2007. – 3с. 7. *Литвин А.М.* Теоретические основы теплотехники. – М.: «Энергия», 1969. – 328с. 8. *Иванова Г.М., Кузнецов Н.Д., и др.* Тепло-технические измерения и приборы. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 232 с. 9. *Гурский Д.А., Турбина Е.С.* Вычисления в MathCAD12. – СПб.: Питер, 2006. – 544с. 10. *Преображенский В.П.* Теплотехнические измерения и приборы. – М.: «Энергия», 1978. – 704с. 11. *Госсорг Ж.* Инфракрасная термография. Основы, техника, применение. – М.: Мир, 1988. – 416с.

Поступила в редколлегию 17.12.08

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»,
Д.Г. КАРАМАН, аспирант НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

МЕТОДЫ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ОШИБОК ШИФРОВАНИЯ В СИММЕТРИЧНЫХ КРИПТОГРАФИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Проведено анализ існуючих рішень з виявлення несправностей та помилок у симетричних криптографічних системах. Розглянуто аналітичну модель поширення помилок. Запропоновано узагальнену методику діагностування помилок шифрування, яка базується на спільних операціях, які використовуються у більшості криптографічних алгоритмів.

Known issues analysis of symmetric cryptographic systems fault detection is carried out. Analytic model for error coverage is considered. Generalized procedure for enciphering fault detection based on commonly used operations from most cryptographic algorithms is proposed.

Введение. Общепринятой практикой для защиты передаваемой или хранимой информации стало использование различных криптографических средств. Благодаря открытости и доступности описания, для большинства наиболее часто используемых симметричных алгоритмов шифрования была доказана их стойкость к атакам, направленным на их математический базис. Поэтому в последнее время значительно возрос интерес к атакам, направленным на конкретные реализации этих алгоритмов. Одной из наиболее эффективных и, в следствие этого, часто рассматриваемых в современной научной литературе атак является так называемая атака с внедрением ошибки (*fault injection attack*). Суть ее состоит в том, что если злоумышленнику удастся вызвать сбой в процессе выполнения криптографических преобразований в системе шифрования и воспользоваться результатами ее работы, то это значительно облегчит ему взлом и позволит получить секретный ключ. Впервые практическая эффективность подобной атаки была рассмотрена Д. Боне, Р. А. де Милло и Р. Дж. Липтоном в [1], а позднее предложены практические реализации для таких известных и распространенных симметричных алгоритмов шифрования как *AES* [2, 3] и *RC5*[4]. Кроме того, возникновение ошибки даже в 1 бит на одном из этапов криптографических преобразований, вследствие высокой нелинейности функций шифрования, а так же многократных подстановок и перестановок, предусмотренных алгоритмом, может привести к полной нечитаемости всего блока данных [3, 4]. К еще более катастрофическим последствиям может привести случайное или намеренное возникновение ошибки при расширении ключа.

Большинство решений, представленных в отечественных и зарубежных публикациях, сосредоточено на решении проблемы возникновения ошибок для конкретных алгоритмов шифрования или их отдельных преобразований в различных специфических условиях, тогда как существует необходимость в

разработке общей методологии и обобщенной теории решения описанной проблемы.

Анализ литературы. Активное обсуждение возможностей использования ошибок, возникающих на этапе шифрования, а так же методы их искусственного внедрения (в ведущих отраслевых журналах и на криптографических конференциях) началось с уже упомянутого доклада [1] на конференции *EUROCRYPT* в 1997 году. В докладе рассматривалась возможность использования ошибки в цифровой подписи, сгенерированной с помощью асимметричного алгоритма *RSA*, для упрощенной факторизации модуля и последующего взлома криптографической системы. Кроме того, были рассмотрены возможности использования аппаратной неисправности для взлома идентификационных протоколов *Fiat-Shamir* и *Schnorr*. Несмотря на то, что авторами рассматривались только асимметричные криптосистемы, тот же подход был позже применен для взлома совсем нового по тем временам симметричного алгоритма *AES* [5, 6, 7]. Наиболее полный и всесторонний обзор способов искусственного внедрения ошибки можно найти в [8]. Наряду с разнообразием методик взлома с использованием ошибки при шифровании были предложены решения по ее обнаружению и устранению ее последствий. В [9] предложено использование непосредственного расшифрования только что зашифрованного блока исходя из того факта, что модуль расшифрования во время работы зашифровывающего модуля простаивает. Авторы рассматривают три различных варианта реализации этого подхода: на уровне всего модуля, на уровне отдельного раунда и на уровне каждой операции алгоритма. Эти варианты различаются между собой сложностью схемы и временем обнаружения ошибки. Такой подход можно применить к любому блочному шифру с циклической структурой, так как он не привязывается к какой-либо конкретной особенности того или иного алгоритма. Однако не всегда модули зашифровывания и расшифровывания реализуются совместно в одной аппаратной единице. В [10] и [11] предложены аналогичные методы по диагностике аппаратных блоков, реализующих криптографические преобразования по стандарту *AES*. Операция подстановки, входящая в состав алгоритма этого стандарта, является нелинейным преобразованием, в результате которого каждый байт исходного состояния заменяется новым байтом в соответствии со специальной таблицей, предусмотренной стандартом. Сбой, произошедший на этом этапе трудно обнаружить. Самый простой и очевидный способ проверки правильности функционирования этого блока: обеспечить его дублирование. Именно это решение с незначительными различиями в реализации описано в этих статьях. Кроме того, в [11] предложена методика использования битов четности (паритета) для диагностики неисправностей(ошибок) в остальных преобразованиях алгоритма. В последнее время предложено много решений для диагностики ошибок на базе специальных кодов. Так, в [12] обнаружение сбоя в аппаратной реализации алгоритма *DES* обеспечивается за счет сгенерированных на основе входных значений дополнительных

битов. В процессе шифрования эти биты передаются вместе с обрабатываемым блоком данных, обновляясь по мере необходимости, и после каждой операции участвуют в проверке блока данных на ошибки. В [3] и [4] предложена схема обнаружения ошибок, основанная на кодах проверки на четность (*parity-based error detection code*) для аппаратных реализаций алгоритмов *AES* и *RC5* соответственно. В обоих вариантах на определенных этапах зашифровывания для каждого байта блока данных генерируется бит паритета. Схема шифрования, в свою очередь, дополняется средствами прогнозирования значения этих битов после каждой операции над блоком данных. Отклонения, обнаруженные при сравнении сгенерированных и спрогнозированных битов, означают, что в процессе выполнения последней операции возник сбой (ошибка).

Постановка задачи. В статье проводится анализ существующих решений по обнаружению неисправностей и ошибок в симметричных криптографических системах, а также предлагается обобщенный метод диагностирования ошибок шифрования, основанный на общих операциях, применяемых в большинстве криптографических алгоритмов.

Аналитическая модель распространения ошибок. Блок данных, подлежащий обработке, можно обозначить как $D = [d_j]$, $1 \leq j \leq m$, где d_j – элементарные единицы (байты или битовые слова) этого блока. Сигнатура ошибки представляется вектором $E = [e_j]$, $1 \leq j \leq m$, для которого e_j удовлетворяет условию $e_j = r_j - p_j$, где r_j – реальное значение бита проверки, а p_j – спрогнозированное значение бита проверки для j -той элементарной единицы блока данных. Оператор разности ($-$) зависит от алгебраической структуры выбранного кода обнаружения ошибок. В отсутствие ошибок $r_j = p_j$, а $E = O$, где O – это нулевой вектор.

В общем виде правило прогнозирования битов проверки выбранного кода выявления ошибок в любом из внутренних преобразований цикла (раунда) имеет следующий вид:

$$p'_j = f_j(p_1, p_2, \dots, p_m, D), \quad 1 \leq j \leq m \quad (1)$$

где p_1, p_2, \dots, p_m – набор битов проверки из предыдущих преобразований раунда, а p'_j – биты проверки (БП) текущего преобразования. В идеальном случае БП следует получать только из БП предыдущих преобразований. Иногда это осуществимо, но зачастую они зависят еще и от блока данных D (или его части). Следует так же заметить, что если для каких-либо значений D биты проверки p'_j были получены независимо от p_j , то путь передачи сигнатуры ошибки нарушается.

В соответствии с определением e'_j представляет собой разность между битами проверки, сгенерированными по результатам текущего преобразования и функцией от битов проверки предыдущих преобразований:

$$e'_j = f_j(r_1, r_2, \dots, r_m, D) - f_j(p_1, p_2, \dots, p_m, D) \quad (2)$$

Это выражение можно записать в следующем виде:

$$e'_j = f_j(p_1 + e_1, p_2 + e_2, \dots, p_m + e_m, D) - f_j(p_1, p_2, \dots, p_m, D) \quad (3)$$

Уравнение (3) описывает обобщенное правило распространения сигнатуры ошибки. Более глубокий анализ возникновения и поведения ошибок может быть проведен для конкретно выбранного алгоритма шифрования и его реализации.

Способы диагностирования ошибок шифрования. В результате анализа известных схем диагностирования можно выделить два основных подхода к реализации механизмов проверки: дублирование проверяемого оборудования и подача на оба блока одинаковых исходных данных с последующим сравнением полученных результатов и использование различных проверочных кодов, средства реализации которых внедряется в основную схему шифрования.

Первый способ является более очевидным и простым в реализации. Его можно применить в устройствах с любым алгоритмом шифрования и при этом он обеспечит практически полное покрытие неисправностей, как одиночных, так и групповых, вне зависимости от их природы возникновения. Даже в случае возникновения ошибок как в контролируемом, так и в контролирующем блоках, вероятность их полной идентичности слишком мала, чтобы привести к взаимному маскированию. Что касается атак, существующие технологии пока позволяют гарантированно вызвать сбой в оборудовании, но не дают возможности конкретно определить его место. К недостаткам первого способа можно отнести высокую степень аппаратных затрат. В зависимости от степени интеграции и методов исполнения эти затраты могут составлять от 30% до 100% от средств, затрат на реализацию самого алгоритма.

Коды обнаружения ошибок, в свою очередь, могут уступать по эффективности предыдущему способу, но зато их использование может способствовать существенной экономии дополнительных аппаратных средств. Кроме того, механизмы проверки, основанные на таких кодах можно внедрить как на уровне модуля шифрования в целом, так и на уровне его базовых операций. Причем, чем меньше проверяемый блок, тем выше степень покрытия ошибок, как одиночных, так и групповых, но тем больше сложность схемы и объем аппаратных затрат на её реализацию.

Коды обнаружения ошибок можно разделить на две группы: коды, основанные на проверке четности и арифметические коды в остаточных классах по модулю 3, 7 и 15. Выбор конкретного типа используемого кода обычно зависит от характера и сложности проверяемого преобразования. Для организации схемы проверки, основанной на каком-либо из кодов, необходимо

реализовать схему генерации битов проверки для зашифровываемого блока данных, схем прогнозирования изменения этих битов для каждого из используемых при зашифровывании вида операции, а так же схем сравнения этих битов и обработки ситуации с обнаруженной ошибкой. Обычно все эти схемы располагаются между отдельными операциями, преобразованиями или циклами (раундами) алгоритма, что приводит к дополнительным задержкам и негативно сказывается на быстродействии схемы. Исходя из сказанного, авторы решений, основанных на проверочных кодах, стараются найти разумный компромисс между степенью покрытия ошибок, сложностью и быстродействием схемы шифрования с учетом механизмов проверки.

Основные операции симметричных шифров. Перед тем, как выбрать конкретный способ обнаружения ошибок, необходимо проанализировать структуру выбранного алгоритма шифрования и рассмотреть операции, которые используются в его преобразованиях. Все современные алгоритмы шифрования используют определенный набор операций, который включает в себя практически все элементарные логические и арифметические функции (как с переносом, так и по модулю). Список операций, наиболее часто используемых в современных алгоритмах шифрования, приведен в табл. 1.

Таблица 1.

Алгоритм	Исключающее ИЛИ	И	ИЛИ	mod n ($n > 2$)			Расширение	Подстановка (S-Box)	Сдвиг	Цикл. сдвиг	Перемешивание	\times mod $GF(x)$
				+	-	\times						
<i>Blowfish</i>	32			32				8→32				
<i>Camelia</i>	8, 32, 64	32	32					8→8		32	32, 64	
<i>CAST-256</i>	32			32	32			8→32		32		
<i>DES</i>	32, 48						32→48	6→4			1	
<i>IDEA</i>	16			16		16					16	
<i>MARS</i>	32			32	32	32		8, 9→32		32	8	
<i>RC5</i>	32			32						32		
<i>RC6</i>	32			32		32				32	8	
<i>Rijndael</i>	8							8→8			8	8
<i>Serpent</i>	32							4→4	32	32		
<i>Twofish</i>	32			32				8→8		32	8, 64	8

В перечень алгоритмов были включены все пять финалистов конкурса нового стандарта шифрования *AES*, устаревший, но очень распространенный *DES*, международный стандарт *IDEA*, а также еще несколько наиболее криптостойких современных алгоритмов. Кроме того, таблица отображает, какие операции в каких алгоритмах используются и какая размерность у их операндов в битах.

Сущность методики функционального диагностирования ошибок. Проведя анализ в соответствии с методиками прогнозирования проверочных битов для различных операций, описанными в [3] и [4], были определены наиболее подходящие способы определения ошибок для аппаратных реализаций операций из табл. 1. Результаты приведены в табл. 2.

Для некоторых операций существует несколько вариантов реализации механизмов обнаружения ошибок функционирования. Выбор конкретного варианта зависит от используемого алгоритма, особенностей аппаратной платформы и размера операндов (табл. 1).

Таблица 2.

Операция	Способ определения ошибок
Исключающее ИЛИ	Методы контроля четности
И, ИЛИ	Дублирование
$+$, $-$, $\times \bmod n$ ($n > 2$)	Коды в остаточных классах,
Расширение	Дублирование
Подстановка (<i>S-Box</i>)	Зависит от реализации, методы контроля четности, дублирование
Сдвиг	Дублирование, коды в остаточных классах
Цикл. сдвиг	Коды в остаточных классах, дублирование
Перемешивание	Дублирование
$\times \bmod GF(x)$	Дублирование, если один из множителей константа – методы контроля четности

Вывод. В статье проведен анализ существующих методов обнаружения неисправностей и ошибок в симметричных криптографических системах и предложен обобщенный подход к реализации процедуры диагностирования ошибок шифрования.

Список литературы: 1. Boneh D., DeMillo R.A. and Lipton R.J. On the Importance of Checking Cryptographic Protocols for Faults // Advances in Cryptology (EUROCRYPT'97), Lecture Notes in Computer Science. – 1997. – vol. 1233. – p. 37-51. 2. Blomer J., Seifert J. Fault Based Cryptanalysis of Advanced Encryption Standard (AES) // Financial Cryptography (FC 2003), Lecture Notes in Computer Science. – 2003. – vol. 2742. – p. 162-181. 3. Bertoni G., Breveglieri L., Koren I., Maistri P., Piuri V. Error Analysis and Detection Procedures for a Hardware Implementation of the Advanced Encryption Standard. // IEEE Trans. on Computers. – 2003. – vol. 52, no. 4. – p. 492-505. 4. Bertoni G., Breveglieri L., Koren I., Maistri P., Piuri V. Concurrent Fault Detection in a Hardware Implementation of the RC5 Encryption Algorithm // Proc. IEEE Int'l Conf. Application-Specific Systems, Architectures, and Processors. – 2003. – p. 410-419. 5. Bloemer J., Seifert J.-P. Fault Based Cryptanalysis of the Advanced Encryption Standard (AES) // Proc. Seventh Int'l Conf. Financial Cryptography. – 2003. – p. 162-181. 6. Giraud C. DFA on AES // Lecture Notes in Computer Science. – Vol. 3373/2005. – p. 27-41. 7. Piret G., Quisquater J.-J. A Differential Fault Attack Technique against SPN Structures, with Application to the AES and Khazad // Proc. Fifth Int'l Workshop Cryptographic Hardware and Embedded Systems (CHES '03). – 2003. – p. 77-88. 8. Karri R., Wu K., Mishra P., Yongkook K. Fault-Based Side-Channel Cryptanalysis Tolerant Rijndael Symmetric Block Cipher Architecture // Proc. IEEE Int. Symp. Defect and Fault Tolerance in VLSI Systems. – 2001. – pp. 427-435. 9. G. Di Natale, Flottes M.L., Rouzeyre B. On-Line Self-Test of AES Hardware Implementations. // DSN 2007 Workshop on Dependable and Secure Nanocomputing In conjunction with the 37th Annual IEEE/IFIP International Conference on Dependable Systems and Networks. – 2007. 10. Yu N., Heys H.M. A Hybrid Approach to Concurrent Error Detection for a Compact ASIC Implementation of the Advanced Encryption Standard // Proceedings of IASTED International Conference on Circuits, Signal, and Systems (CSS 2007). – 2007. 11. Butter A.S., Kao C.Y. and Kuruts J.P. DES Encryption and Decryption Unit with Error Checking, US patent US5432848, 1995.

Поступила в редакцию 21.11.2008

А.Ф. ЕНИКЕЕВ, канд. техн. наук, УкрГАЖТ (г. Харьков)
И.С. ЗЫКОВ, канд. техн. наук, НТУ "ХПИ" (г. Харьков)

СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА ПРИВОДА ПОПЕРЕЧНОЙ ПОДАЧИ ШЛИФОВАЛЬНОГО КРУГА

На основе дискретного преобразования Лапласа синтезирован замкнутый канал управления поперечной подачей шлифовального круга.

Постановка проблемы. Внедрение в машиностроительное производство Украины современных информационных и энергосберегающих технологий базируется на разработке технических средств автоматизации технологических процессов и, в частности, алмазного шлифования. Шлифовальные станки при обработке деталей используют в качестве приводных механизмов двигатели постоянного и переменного тока, которые являются энергоемкими объектами управления. Сокращение времени обработки шлифовальными станками деталей при сохранении заданных показателей качества их обработанных поверхностей снижает процент недостатка и дает предприятию существенную экономию электрической энергии [1].

Разработка математической модели привода. При разработке технических средств автоматизации процессов алмазного шлифования используется принцип покоординатного управления станками [2]. В основу разработки замкнутого канала для управления поперечной подачей шлифовального круга положен принцип управления по отклонению. Структурная схема этого канала представлена на рис. 1. Выполним анализ структурной схемы с целью получения выражения для передаточной функции канала.

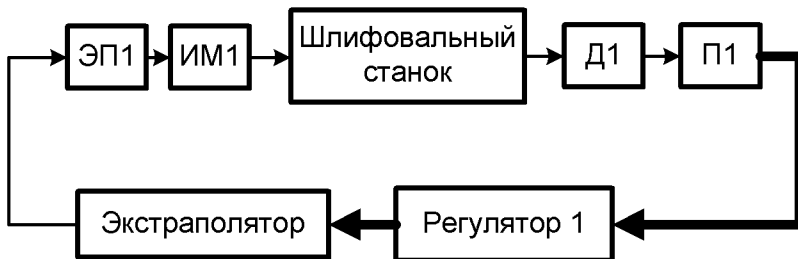


Рис. 1. Структурная схема канала

В динамическом отношении первичный преобразователь представим пропорциональным звеном с некоторой полосой нечувствительности (Δ_1).

Специфика работы этого блока позволяет представить его аperiodическим звеном с запаздыванием

$$H_1(p) = \frac{\Delta_T k_{\text{П}} e^{-p\tau_{\text{П}}}}{T_{\text{П}} p + 1}, \quad (1)$$

где $k_{\text{П}}$, $\tau_{\text{П}}$, $T_{\text{П}}$ – соответственно коэффициент передачи, запаздывание и постоянная времени блока П1.

Погрешность дискретизации аналогового сигнала этим модулем находит свое количественное выражение в нестабильности его выходного кода. На рис. 2 представлена гистограмма разбросов выходного кода. Основные статистические параметры распределения погрешности следующие

$$\bar{X} = 0,8 \cdot 10^{-3}; \quad \sigma = 0,4915; \quad A = 0,0835; \quad E = -0,644.$$

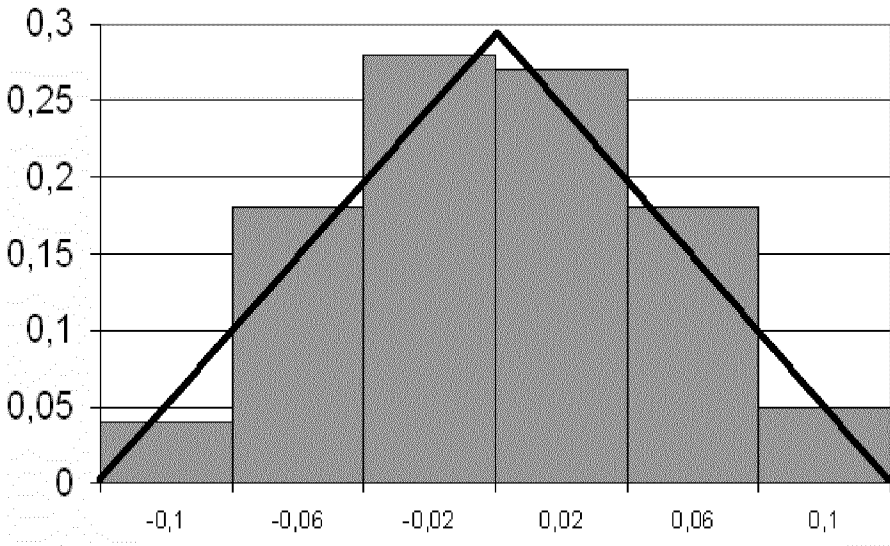


Рис. 2. Гистограмма разброса выходного кода блока П1

Гистограмма после выполнения процедуры сглаживания описана треугольным законом распределения. Вероятность проявления выдвинутой гипотезы по критерию согласия Колмогорова составила 0,918 при $\lambda = 0,487$. Уравнение сглаженной кривой имеет вид

$$f_1(x) = \frac{1}{2\sigma} e^{-\frac{|x|}{\sigma}} \text{ при } x \in (-0,12, 0,12). \quad (2)$$

Для полученного закона распределения погрешности модуля, который измеряет величину поперечной подачи шлифовального круга, имеем

$$\ln f_1(x) = -\ln 2\sigma - \frac{|x|}{\sigma}.$$

Отсюда, энтропия погрешности данного модуля

$$H\left(\frac{x}{x_n}\right) = \ln(2\sigma e^{\frac{\mu_1}{\sigma}}).$$

Следовательно, энтропийный интервал неопределенности составляет

$$\Delta_1 = \sigma e^{\frac{\mu_1}{\sigma}} = 0,05.$$

Этот интервал определяет полосу нечувствительности входного модуля канала. Выходной сигнал экстраполятора нулевого порядка является ступенчатым. Тогда передаточная функция такого устройства имеет вид [3]

$$H_2(p) = \frac{1 - e^{-p\tau_r}}{p}. \quad (3)$$

Регулятор 1 построим на базе микроконтроллера. Обобщенная передаточная функция вычислительного блока как некоторого произвольного цифрового фильтра имеет такой вид [3]

$$H_3(p) = \frac{1}{\tau_r} (1 - e^{-p\tau_r}). \quad (4)$$

Передаточная функция блоков ЭП1 и ИМ1 получена таком виде

$$H_4(p) = \frac{k_M T_{k1}^2}{a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0}. \quad (5)$$

где $a_4 = \tau_{\text{тв}} T_{\text{тв}} T_{\text{Э}} T_{\text{дт}} T_{\text{М}}$, $a_3 = T_{\text{М}} [(\tau_{\text{тв}} + T_{\text{тв}}) T_{\text{Э}} T_{\text{дт}} + \tau_{\text{тв}} T_{\text{тв}} (T_{\text{Э}} + T_{\text{дт}})] + \tau_{\text{тв}} T_{\text{тв}} T_{\text{Э}} T_{\text{дт}}$;

$a_2 = T_{\text{М}} [T_{\text{Э}} T_{\text{дт}} + \tau_{\text{тв}} T_{\text{тв}} + (\tau_{\text{тв}} + T_{\text{тв}}) (T_{\text{Э}} + T_{\text{дт}})] + (\tau_{\text{тв}} + T_{\text{тв}}) T_{\text{Э}} T_{\text{дт}} + \tau_{\text{тв}} T_{\text{тв}} (T_{\text{Э}} + T_{\text{дт}})$

$a_1 = T_{\text{М}} (T_{\text{Э}} + T_{\text{дт}} + \tau_{\text{тв}} + T_{\text{тв}}) + T_{\text{Э}} T_{\text{дт}} + \tau_{\text{тв}} T_{\text{тв}} + (\tau_{\text{тв}} + T_{\text{тв}}) (T_{\text{Э}} + T_{\text{дт}})$,

$a_0 = \tau_{\text{тв}} + T_{\text{тв}} + T_{\text{Э}} + T_{\text{дт}}$.

Блоки П1, Р1 и ЭП1 вносят запаздывание в работу канала для управления поперечной подачей шлифовального круга. Будем считать, что дискретное время запаздывания канала по управляющему воздействию, равное сумме запаздываний указанных блоков, составляет $2T_0$. Соответственно порядок математической модели рассматриваемого канала составляет $d = 3$. С учетом этого запаздывания дискретная передаточная функция замкнутого канала для управления поперечной подачей шлифовального круга получилась в таком виде

$$H_5(z^{-1}) = z^{-2} \frac{b_0^\circ + b_1^\circ z^{-1} + b_2^\circ z^{-2} + b_3^\circ z^{-3}}{1 + a_1^\circ z^{-1} + a_2^\circ z^{-2} + a_3^\circ z^{-3}} = z^{-2} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}. \quad (6)$$

В основу разработки цифрового регулятора 1 поперечной подачи шлифовального круга положим принцип его синтеза на базе эталонной модели замкнутого канала. Закон управления цифрового регулятора в системах с эталонной моделью имеет такой вид

$$D(z^{-1}) U_t = H(z^{-1}) G_t - F(z^{-1}) y_t, \quad (7)$$

где G_t – задающее воздействие замкнутого канала в момент времени $t = nT_0$; $D(z^{-1}), H(z^{-1}), F(z^{-1})$ – полиномиальные выражения относительно оператора сдвига.

Структурная схема замкнутого канала для управления поперечной подачей шлифовального круга с цифровым регулятором (7) представлена на рис. 3.

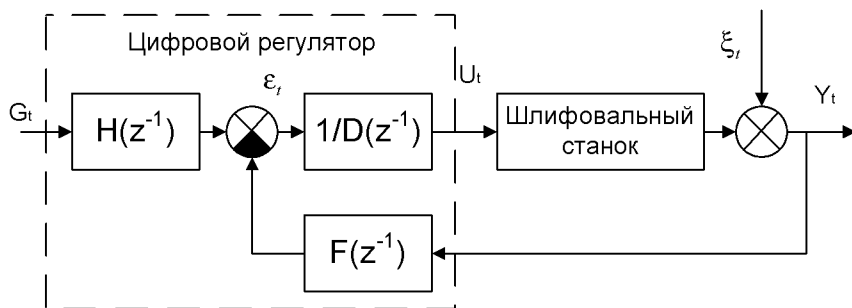


Рис. 3. Структурная схема канала

Синтез цифрового регулятора сведен к задаче определения параметров полиномов $D(z^{-1})$, $H(z^{-1})$ и $F(z^{-1})$ таким образом, чтобы замкнутый основной контур был устойчивым. В условиях неполной входной информации синтез цифрового регулятора 1 выполним на основе минимизации квадратичного критерия оптимальности [3]

$$J = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{\infty} [y_i^2 - R_1 U_i^2]. \quad (8)$$

Полином $R_1(z^{-1})$ определяет динамику переходного процесса основного контура цифрового регулятора при устранении ошибки рассогласования.

Поскольку величиной ошибки $\varepsilon_{\text{доп}}$ можно задаться, а ширина Δ_1 интервала неопределенности уже определена в результате статистической обработки экспериментальных данных, то полином $R_1(z^{-1})$ приобретает такой вид

$$R_1(z^{-1}) = \frac{\Delta_1 k_M T_M (1-l_4)}{\varepsilon_{\text{доп}}} z^{-1}. \quad (9)$$

Полином $H(z^{-1})$ имеет вид

$$H(z^{-1}) = z^{-3} (h_0 + h_1 z^{-1} + h_2 z^{-2} + h_3 z^{-3}), \quad (10)$$

где $h_0 = \frac{\Delta_1 k_M T_M (1-l_4)}{\varepsilon_{\text{доп}}} b_0^\circ$, $h_1 = \frac{\Delta_1 k_M T_M (1-l_4) b_1^\circ}{\varepsilon_{\text{доп}} a_1^\circ}$, $h_2 = \frac{\Delta_1 k_M T_M (1-l_4) b_2^\circ}{\varepsilon_{\text{доп}} a_2^\circ}$,

$$h_3 = \frac{\Delta_1 k_M T_M (1-l_4) b_3^\circ}{\varepsilon_{\text{доп}} a_3^\circ}.$$

Полином $F(z^{-1})$ получен в таком виде

$$F(z^{-1}) = f_0 + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2}, \quad (11)$$

где $f_0 = 1$, $f_1 = \frac{a_1^\circ + 1}{a_1^\circ}$, $f_2 = \frac{a_1^\circ a_2^\circ + a_1^\circ + a_2^\circ}{a_1^\circ a_2^\circ}$.

Полином $D(z^{-1})$ получен в следующем виде

$$D(z^{-1}) = g_0 + g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2}, \quad (12)$$

где его коэффициенты имеют такие значения

$$g_0 = \frac{b_0^\circ}{a_0^\circ}, \quad g_1 = \frac{b_1^\circ - \frac{b_0^\circ a_1^\circ}{a_0^\circ} + \frac{b_0^\circ (a_1^\circ + 1)}{a_1^\circ}}{a_0^\circ},$$

$$g_2 = \frac{b_2^\circ + \frac{b_1^\circ (a_1^\circ + 1)}{a_1^\circ} + \frac{b_2^\circ (a_1^\circ a_2^\circ + a_1^\circ + a_2^\circ)}{a_1^\circ a_2^\circ} - \frac{b_0^\circ a_2^\circ}{a_0^\circ} - a_1^\circ \left[b_1^\circ - \frac{b_0^\circ a_1^\circ}{a_0^\circ} + \frac{b_0^\circ (a_1^\circ + 1)}{a_1^\circ} \right]}{a_0^\circ}.$$

Передаточная функция оптимального регулятора 1 получена в таком виде

$$H_{\text{опт}}(z^{-1}) = \frac{H(z^{-1})B(z^{-1})}{b_0^\circ A(z^{-1}) + D(z^{-1})B(z^{-1})}. \quad (13)$$

После подстановки коэффициентов полиномов $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $D(z^{-1})$ и $F(z^{-1})$ в выражение (13) и преобразований имеем

$$H_{\text{опт,1}}(z^{-1}) = 767,113 \frac{2,3 - 3,453z^{-1} + 1,33z^{-2}}{0,262 + 0,008z^{-1} + 0,2182z^{-2}}. \quad (14)$$

По выражениям (6), (9), (10), (11), (12) и (14) в среде *Matlab* собрана имитационная модель замкнутого канала (рис. 4). График выходного сигнала представлен на рис. 5.

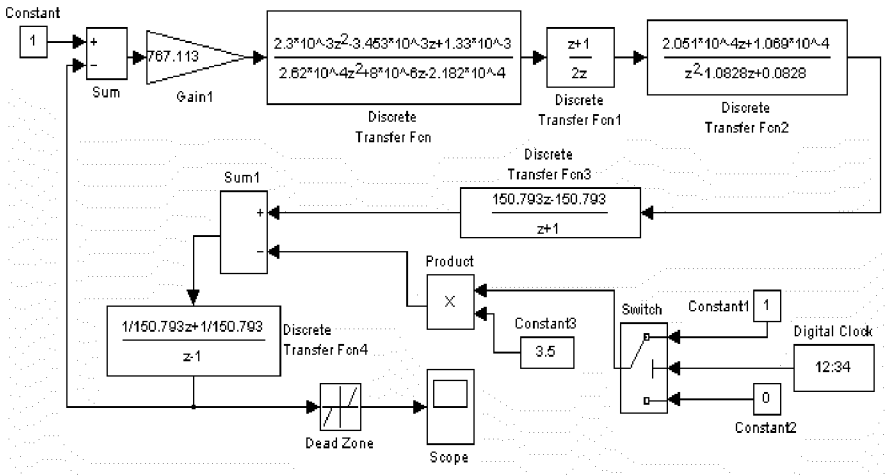


Рис. 4. Имитационная модель в среде *Matlab* замкнутого канала для управления поперечной подачей шлифовального круга

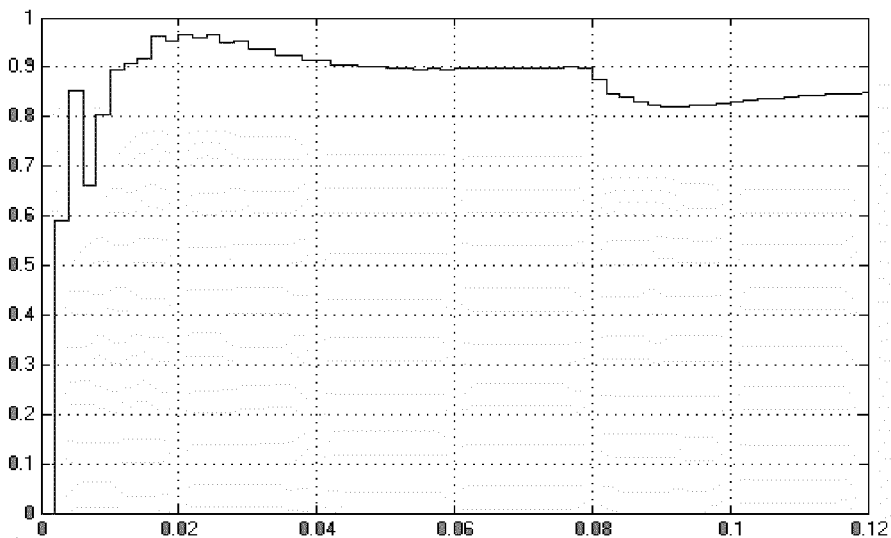


Рис. 5. График выходного сигнала канала

Выводы. На основании анализа графика имеем повышение быстродействия замкнутого канала благодаря цифровому регулятору. Так же просматривается небольшая ошибка перегулирования в начале переходного процесса, которая по истечении некоторого времени становится нулевой. В целом разработанный замкнутый канал удовлетворяет требованиям системы координатного управления шлифовальными станками по точности и быстродействию.

Список литературы: 1. Рубашкин И.Б., Алешин А.А. Микропроцессорное управление режимом металлообработки. – Л.: Машиностроение, 1989. – 160 с. 2. Еникеев А.Ф. Оптимальное управление технологическим процессом алмазного шлифования. – Краматорск: ДГМА, 2001. – 160 с. 3. Романенко В.Д., Игнатенко Б.В. Адаптивное управление технологическими процессами на базе микроЭВМ: Учебное пособие. – К.: Вища шк., 1990. – 334 с.

Поступила в редколлегию 13.11. 2008 г.

А.В. ИВАШКО, к.т.н., *М.Н. СОЛОЩУК*, к.т.н.,
О.В. АЛТУХОВА, студентка, *А.В. СТЕПАНЕНКО* (г. Харьков)

К ОЦЕНКЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ПЛИС-РЕАЛИЗАЦИЙ ГЕНЕРАТОРОВ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ТАБЛИЦ

У статті розглянуті методи генерації псевдовипадкових послідовностей та таблиць. Запропоновано генерувати псевдовипадкові таблиці на основі двовимірного матричного зсувного регістру зі зворотними зв'язками. Обґрунтовано вибір елементної бази для реалізації генераторів. Оцінено часові характеристики генераторів на основі програмованих логічних інтегральних схем.

In proposed article pseudorandom sequences and tables generation methods are considered. Pseudorandom tables generation on the base of two-dimensional linear feedback shift registers are proposed. Elementary basis selection is grounded. Time characteristics of FPGA-based generators are estimated.

Псевдослучайные последовательности (ПСП), порождаемые сдвигowymi регистрами с обратными связями, находят широкое применение для измерения дальности в радиолокации, кодирования речи, обнаружения ошибок, модуляции, синхронизации, тестирования систем управления [1]. Наиболее широко распространены линейные рекуррентные последовательности, порождаемые сдвигowymi регистрами с линейными обратными связями, например, М-последовательности, последовательности Голда, Касами. Как правило, такие последовательности имеют близкую к дельтаобразной автокорреляционную функцию.

В то же время, для имитации шумов в видеосистемах, моделирования двумерных объектов, тестирования многоканальной связной и радиолокационной аппаратуры иногда возникает необходимость генерации псевдослучайных таблиц (ПСТ), то есть двумерных таблиц со спектрально-корреляционными свойствами, близкими к таковым у ПСП. Анализ известных методов генерации ПСП и ПСТ показал, что наиболее эффективной структурой для этого являются матричные сдвиговые регистры (МСП) [2]. Матричные генераторы предназначены для синтеза следующих типов ПСП и ПСТ:

М-, С-последовательностей, последовательностей Голда и их сумм;
последовательностей псевдослучайных таблиц и таблиц, близких по свойствам к псевдослучайным.

Структурные особенности матричных генераторов ПСП позволяют с их помощью генерировать системы перечисленных классов последовательностей, что делает их использование наиболее целесообразным в многоканальных цифровых системах.

Наиболее эффективным методом генерирования ПСТ представляется предложенный в [2] алгоритм. Матричный генератор ПСП, являясь реализацией автономной матричной линейной последовательностной машины (ЛПМ), формирует последовательности матриц над полем $GF(p)$ следующим образом

$$S[i+1] = A * S[i] * B \quad (i = 0, 1, 2, \dots, T_S - 1), \quad (1)$$

где $S[0] = S_0$, $S[i]$, $S[i+1]$ – матрицы начального, предыдущего и последующего состояний матричной ЛПМ размера $n \times m$, A и B – характеристические квадратные матрицы ЛПМ порядка n и m соответственно, T_S – период последовательности состояний. Элементы всех матриц принадлежат конечному полю $GF(p)$, где p – простое число, как правило, $p = 2$. Перечисленные выше ПСП образуются, например, как последовательности состояний элементов, столбцов (строк) или блоков матриц $S[i]$.

В качестве примера рассмотрим случай

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, S[0] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

тогда

$$S[1] = A * S[0] * B \pmod{2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \text{и т.д.}$$

$$S[2] = A * S[1] * B \pmod{2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Таким образом, произошла циклическая перестановка столбцов влево, а строк – вверх по схеме, изображенной на рис. 1.

Заметим, что информация внутри матрицы $S[i]$ сдвинулась вдоль диагоналей, идущих справа-снизу влево-вверх. Схемная реализация МЛПМ, выполняющей циклическую перестановку строк и столбцов, представляет собой матричный сдвиговый регистр. Реализация МСР зависит от соотношения чисел n и m . Нетрудно заметить, что если наибольший общий делитель $(n, m) = 1$, то МСР вырождается в кольцевой регистр длины nm .

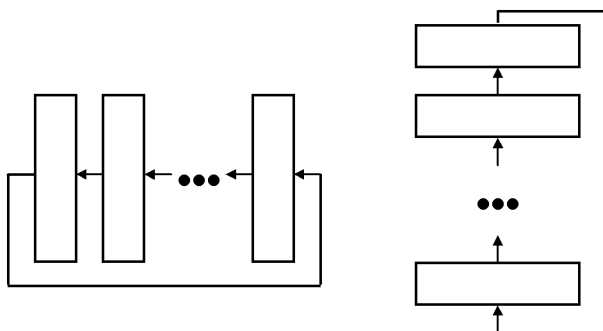


Рис. 1. Схема циклического сдвига столбцов и строк матрицы S

При построении матричных генераторов ПСП и ПСТ следует указать критерии, предъявленные к их аппаратным реализациям. Остановимся на следующих трех основных критериях:

- скорость генерации (большинство систем, использующих подобные устройства, предназначены для работы в реальном масштабе времени);
- минимальные аппаратные затраты (многофункциональность систем, имеющих в своем составе спецвычислители для генерации ПСП, требует от них минимальных размеров, невысокой стоимости, высокой технологичности);
- высокая гибкость при широком ассортименте классов ПСП (при работе спецвычислителей в условиях высокого уровня помех и широкого применения различных типов ПСП к данным устройствам предъявляются требования легкой перестраиваемости структур в ходе функционирования).

Элементной базой наилучшим образом удовлетворяющей указанным критериям, являются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), удобная в освоении и применении элементная база, альтернативы которой зачастую не найти. С появлением современных ПЛИС появилась возможность создания высокопроизводительных и гибких генераторов достаточно высокого порядка. При этом ПЛИС благодаря особенностям своей архитектуры позволяют достигнуть наилучших показателей производительности по сравнению с другими способами реализации.

В работе были рассмотрены ПЛИС-реализации одномерных и двумерных генераторов ПСП. При анализе устройств использовались такие инструментальные средства как *Active-HDL*, *FPGA Express*. В одномерных сдвиговых регистрах были реализованы регистры разрядностей 8, 16, 24, 32, 48, 64. Для двумерного случая реализованы матрицы размерностей 4x4, 8x8, 12x12, 16x16, 20x20.

В среде *Active-HDL* линейный СРОС (сдвиговый регистр с обратной связью) представлен в следующем виде. Описаны порты $nWR1$, $nWR2$ – по первому порту осуществляется разрешение записи начального состояния регист-

ра (0-разрешено, 1-запрещено), по второму разрешению записи обратных связей регистра. Порты *A* и *q* (имеют тип *BIT_VECTOR*) – через них идет запись начального состояния и обратных связей. *Sch* – выход регистра.

Двумерный СРОС имеет три порта *nWR1*, *nWR2*, *nWR3*. На входы *nWR1* подается размерность регистра. Второй и третий порты отвечают за разрешенные записи столбцов либо строк матрицы. Через порт *DI* вводится управляющая информация, определяющая, какие сигналы будут подаваться на порты *nWR1*, *nWR2*, *nWR3* – структура обратной связи, строка либо столбец. Порт *AD* отвечает за выбор номера строки или столбца, в совокупности с *RnC*. Порт *DO* является выходом с него можно считать значения выбранной строки или столбца. Порт *OE* разрешает выдачу информации с *DO*.

На рис. 2, 3 показана результат моделирования линейного СРОС при помощи системы *FPGA Express*, в левом столбце отображается частота, выбранная по умолчанию программы, а в правом показана частота, на которой устройство может в действительности работать. Графически результаты моделирования отображены на рис. 4.

	Name	Clock	Req. Freq (MHz)	Est. Freq (MHz)
1	<default>	20.0/10		
2	"/fcsr-Optimized"/clock		50	38

	Name	Clock	Req. Freq (MHz)	Est. Freq (MHz)
1	<default>	20.0/10		
2	"/fcsr-Optimized"/clock		50	30

	Name	Clock	Req. Freq (MHz)	Est. Freq (MHz)
1	<default>	20.0/10		
2	"/fcsr-Optimized"/clock		50	30

	Name	Clock	Req. Freq (MHz)	Est. Freq (MHz)
1	<default>	20.0/10		
2	"/fcsr-Optimized"/clock		50	30

	Name	Clock	Req. Freq (MHz)	Est. Freq (MHz)
1	<default>	20.0/10		
2	"/fcsr-Optimized"/clock		50	25

Рис. 2. Тактовые частоты линейных сдвиговых регистров на основе ПЛИС размерностью 8, 16, 24, 32, 48, 64 бит

	Name	Clock	Req. Freq (MHz)	Est. Freq (MHz)
1	<default>	20/0/10		
2	/"Matrix4-Optimized"/C		50	12

	Name	Clock	Req. Freq (MHz)	Est. Freq (MHz)
1	<default>	20/0/10		
2	/"Matrix8-Optimized"/C		50	8

	Name	Clock	Req. Freq (MHz)	Est. Freq (MHz)
1	<default>	20/0/10		
2	/"Matrix12-Optimized"/C		50	7

	Name	Clock	Req. Freq (MHz)	Est. Freq (MHz)
1	<default>	20/0/10		
2	/"Matrix16-Optimized"/C		50	5

	Name	Clock	Req. Freq (MHz)	Est. Freq (MHz)
1	<default>	20/0/10		
2	/"Matrix20-Optimized"/C		50	5

Рис.3. Тактовые частоты двумерных линейных сдвиговых регистров размерностью 4x4, 8x8, 12x12, 16x16, 20x20 бит

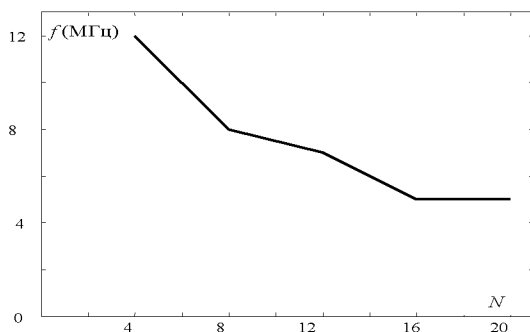


Рис.4. Зависимость максимально допустимой частоты генерации двумерного генератора ПСТ от размерности матрицы

В дальнейшем представляется целесообразным анализ ПЛИС-реализаций нелинейных генераторов ПСТ.

Список литературы: 1. Мак-Вильямс Ф. Дж., Слоан Н. Дж. А. Псевдослучайные последовательности и таблицы. - Тр. Ин-та инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, 1976, 64, № 12, с. 80-95. 2. Солощук М.Н. Анализ и синтез автономных матричных линейных последовательностных машин. Дис...к.т.н., Харьков, 1985.

Поступила в редколлегию 08.12.08

С.І. КОНДРАШОВ, д-р тех. наук, проф., НТУ «ХП»,
В.Ф. ЗАБАРА, канд. тех. наук, ХДПУ ім. Г.С. Сковороди,
К.К. ЧЕРНИШОВА, аспірант НТУ «ХП»

КЛАСИФІКАЦІЯ СУЧАСНИХ ЕЛЕКТРОХІМІЧНИХ МЕТОДІВ КОНТРОЛЮ КОРОЗІЙНИХ ПРОЦЕСІВ

В статті проаналізовані електрохімічні методи контролю корозійних процесів. Представлена узагальнена схема методів вимірювань по електродного потенціалу. Розглядаються основні переваги методів визначення стану металевих конструкцій по електродному потенціалу.

Electrochemical methods of control of corrosion processes are analyzed. The general scheme of electrode potential measuring methods is presented. Basic advantages of determination methods of metallic constructions state by electrode potential are considered.

Економічні та екологічні збитки від корозії металевих виробів, обладнання та конструкцій дуже великі. В останні роки, наприклад, у США щорічні збитки від корозії складають 300 млрд. дол., що відповідає 6% національного прибутку держави. В Україні, як і в інших індустріально розвинених країнах, прямі та непрямі збитки від корозії металоконструкцій, обладнання, машин та механізмів в енергетиці, нафтогазодобувній, хімічній, нафтопереробній, харчовій та інших галузях промисловості також досягають значної долі національного прибутку. Прямі збитки пов'язані з втратою металу, виходом з ладу трубопроводів, резервуарів, хімічних апаратів унаслідок їх корозії [1].

Україна насичена магістральними нафто-, газо- та продуктопроводами, загальна протяжність яких складає понад 40 тис. км. Саме тому проблема визначення ресурсу та екологічної безпеки технологічного обладнання для України особливо актуальна.

Руйнування трубопроводів зумовлено корозійними процесами, в основі яких лежить електрохімічний механізм. Тому саме вдосконалення електрохімічних методів дослідження, оцінки та прогнозування корозії трубопроводів має велике, глобальне значення для підтримки та захисту, подовження строків експлуатації металевих підземних споруд, а саме трубопроводів нафти та газу.

Великий внесок у розвиток електрохімічних методів зробив Ю. С. Герасименко, який довгі роки досліджує різні електрохімічні методи контролю корозійних процесів. Їм були зроблені значні досягнення у вирішенні питань, пов'язаних з контролем трубопровідного транспорту, розроблені оригінальні винаходи у галузі корозійно-вимірювальної техніки та електрохімічних сенсорів.

Для визначення електродного потенціалу на катоднозахисних підземних сталевих трубопроводах В. С. Рябов неодноразово пропонував використати

відомий метод синхронного відключення катодних станцій замість методу відключення імітатора дефекту ізоляції - датчика потенціалу, вперше офіційно рекомендованого ГОСТом 9.015-74 (згодом заміненого ГОСТом 9.602-2005) [2]. Автори роботи [3] заперечують виводи, зроблені В. С. Рябовим, аргументують і доводять, що метод визначення електродного потенціалу шляхом відключення датчика потенціалу є більш надійним і має ряд переваг у порівнянні з методом синхронного відключення катодних станцій. Робота [4] вказує на те, що вимірювання, проведені по методу відключення катодних станцій, через численні систематичні похибки можливі лише в обмежених випадках, і доведено, що найбільш надійним способом є метод допоміжного електроду - тобто метод визначення електродного потенціалу.

Аналіз літератури показав, що метод визначення електродного потенціалу є надійним, і має ряд переваг у порівнянні з іншими методами контролю. Але, порівняльного аналізу усіх електрохімічних методів контролю не проведено, не розглянуті метрологічні властивості методів, а також не враховані властивості засобів вимірювань. Немає одноголосності і немає єдиної чіткої моделі, за допомогою якої можливим була би реалізація певного високоефективного і точного контролю систем застарілих трубопроводів, якими насичена Україна, і які потребують негайного контролю, інакше не уникнути руйнування й втрат, які неприпустимі у нестабільній економіці країни.

Метою статті є чітка класифікація і розгляд найбільш відомих методів контролю корозійних процесів і узагальнення методів визначення електродного потенціалу, як найбільш підходящих для точного контролю, з подальшим створенням єдиної удосконаленої моделі контролю корозійних процесів трубопроводів.

Згідно з [1], сучасні ефективні електрохімічні методи захисту трубопроводного транспорту можна розділити на чотири основні групи, як наведено на рис.1. Найбільш розповсюдженими і розвинутими методами є метод поляризаційного опору і метод визначення електродного потенціалу.

Окремо всі сучасні методи електрохімічного захисту трубопроводів можна розділити на три підкласи:

- статичні методи, які мають лінійні моделі, придатні для вимірювання параметрів споруди при малих швидкостях корозійного процесу;
- динамічні методи – це нелінійні методи, які придатні для виміру швидкості корозії, тобто при протіканні активних корозійних процесів;
- квазістатичні методи (при незначній динаміці), коли можлива лініризація моделей динамічного характеру.

До динамічних методів відносяться методи під загальною назвою методи поляризаційного опору.

Метод поляризаційного опору має в собі чотири підвиди, як зображено на рис. 2. Метод має високу чутливість, як показано у роботі [1]. Також, в теорії методу поляризаційного опору відрізняють лінійні та нелінійні

поляризаційні методи, зумовлені лінійною та нелінійною залежністю корозійного потенціалу від швидкості корозійного процесу.



Рис. 1. Електрохімічні методи контролю корозійних процесів



Рис. 2. Методи поляризаційного опору

Джерелами помилок, які впливають на точність методу лінійної поляризації є:

- нелінійність поляризаційної кривої в області корозійного потенціалу;
- близькість поляризаційного потенціалу до рівноважних потенціалів спряжених реакцій;
- неточність у визначення коефіцієнтів пропорційності між швидкістю корозії металу та поляризаційним опором;
- швидка спонтанна зміна поляризаційного потенціалу;
- високий омичний опір середовища;
- великий час заряджання подвійного електричного шару [1].

Хоч і теорія методів лінійної та нелінійної поляризації дозволяє враховувати основні джерела помилок, але необхідно враховувати окремо в кожному конкретному випадку вплив помилок на результат вимірювання швидкості корозійного процесу. Взагалі, як наведено у [1], помилки цих

методів не перевищують (10-20) % при параметрах електрохімічних реакцій на практиці.

До статичних методів відносяться методи визначення стану металевих конструкцій по електродному потенціалу, такі, як: метод

В.Ф. Забари, схема вимірювання Пірсона, мостова схема Холера, метод відключення і метод переключення, метод електрохімічного осередку, імпульсний метод, вимірювання потенціалів за допомогою зовнішніх вимірювальних зразків, метод екстраполяції, метод Судрабина, В.І. Глазкова і Н.А. Петрова, І.В. Стрижевського і Э.І. Юффе, метод Хіклінга, Полака, Луггина-Габера, Н.П. Глазкова, Б.С. Дукова, Б.В. Сидорова, В.А. Ловачева і К.Л. Шамшетдинова, К.Л. Шамшетдинова, В.А. Ловачева, Н.Г. Глазова, Н.К. Тверкоєва, метод Воудстага та інші методи.

Класифікація методів визначення електродного потенціалу наведена на рис. 3.



Рис. 3. Класифікація методів визначення електродного потенціалу

Узагальнена схема випробувань для визначення корозійного стану металевих конструкцій по електричному потенціалу (див. рис. 4) поєднує в собі всі перераховані вище методи.

Узагальнена структурна (див. рис. 4) включає: трубопровід; ізолюваний провідник; джерело струму; V – вольтметр; A_1, A_2 – амперметри; $ЕП_1, ЕП_2, ЕП_3$ – електроди порівняння; $З_1, З_2, З_3, З_4$ – додаткові заземлювачі; СКЗ – станцію катодного захисту; R – реостат; R_1, R_2, R_3 – опори між трубопроводом та електродами порівняння; R'_1, R'_2, R'_3 – контрольні опори для зміни значень

струму катодного захисту; $I_{\text{бл}}$ – схематичне зображення струмів, що блукають; $I_{\text{кз}}$ – струм катодного захисту.

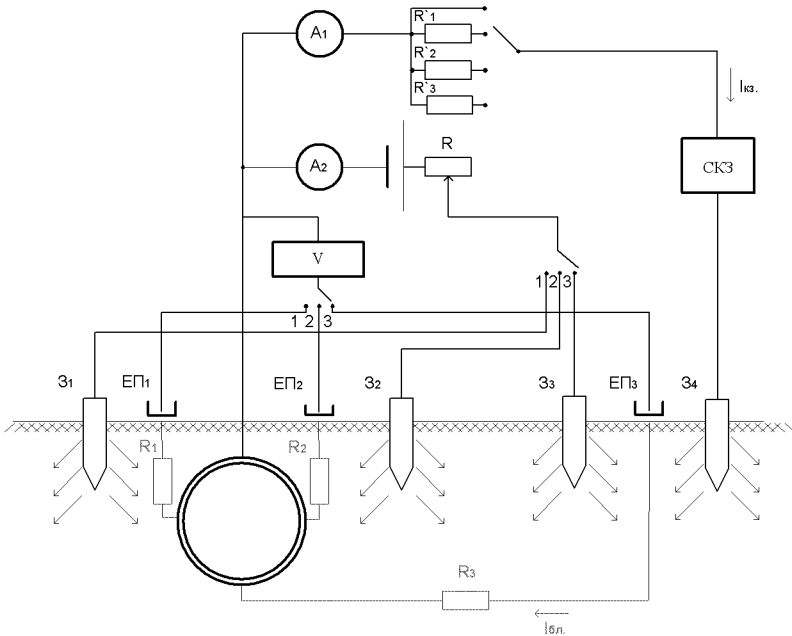


Рис. 4. Узагальнена схема методів визначення електродного потенціалу

До значних переваг методів визначення електродного потенціалу, як показано у роботі [1], відноситься те, що такі методи контролю потенціалу поверхні застосовуються також для оцінки ефективності анодного та катодного захисту, протекторного, інгібіторного та іншого захисту обладнання, тобто там, де використовується конструкційного матеріалу в пасивний стан. На відміну від методів поляризаційного опору, метод визначення стану по електродному потенціалу можна застосовувати в окисно-відновних системах. Цим методом можна отримувати інформацію, якою користуються для запобігання одних з найбезпечніших видів корозійного руйнування, як міжкристалічна, пітингова корозія та корозійне розтріскування. Також, до великих переваг відноситься можливість вимірювати безпосередньо потенціал самого обладнання, чим знімаються обмеження, пов'язані з використанням зондів, умови застосування яких і властивості метала-зразка не завжди тотожні реальним умовам роботи обладнання. Перевага ще полягає у тому, що в деяких випадках можна використовувати частини самої установки як електрод порівняння [1].

Висновок про переваги саме двоелектродної схеми вимірювання підтверджено результатами більш пізніх робіт французьких та американських дослідників. Також, як показано у роботі [1], двоелектродна схема вимірювання має значні переваги в порівнянні з іншими схемами, які мають іншу кількість електродів. Для проведення вимірювань по методу В. Ф. Забари (див. рис. 5) необхідно мати два електроди порівняння, два переносних заземлювача у вигляді металевих штирів будь-якого розміру, цифровий вольтметр із спеціальним алгоритмом роботи, а також провідники [5]. Метод вимірювання дозволяє визначити величину електродного потенціалу в полі струмів, що блукають, величину струму в землі і дефекти ізоляційного покриття трубопроводу.

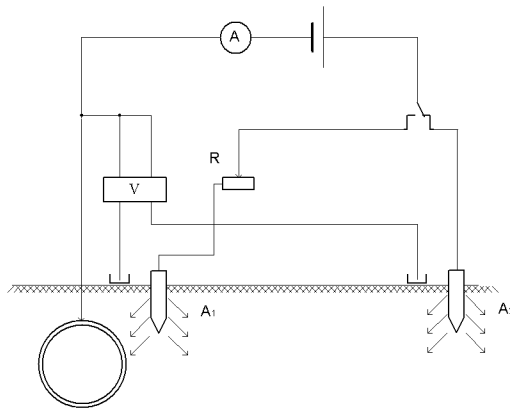


Рис. 5. Двоелектродна схема вимірювання електродного потенціалу

У роботі [6] описаний метод визначення електродного потенціалу в полі дії струмів, що блукають (див. рис.5). Пізніше, у роботі [7], представлена єдина формула для визначення величини електродного потенціалу:

$$\varphi = U_1 - \frac{U_1 - U_2}{1 - \frac{U_2' - U_2}{U_1' - U_1}} = U_1 - \frac{U_1 - U_2}{1 - \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1}},$$

де U_1, U_2, U_1', U_2' – виміряні значення потенціалів до і після відключення (перемикання) струму, причому способи виміру величин, що входять у це рівняння, можуть бути різними.

Підтверджена актуальність досліджень для вдосконалення електрохімічних методів, оцінки та прогнозування корозійних процесів, які запобігають руйнуванням трубопроводів. Розглянуті сучасні електрохімічні методи та приведена їх класифікація. Наведена узагальнена схема випробувань по методу визначення електродного потенціалу, яка спрощує аналіз і дозволяє

відразу побачити що собою являють схеми всіх цих методів. Розглянуті і підтверджені переваги методів визначення стану трубопроводів по електродному потенціалу та, особливо із них, двоелектродної схеми вимірювання.

Список літератури: 1. Чвірук В.П., Поляков С.Г., Герасименко Ю.С. / Електрохімічний моніторинг техногенних середовищ. – Київ, Видавничий дім «Академперіодика» НАН України, 2007.-321с. 2. Рябов В.С. / Еще раз об измерении поляризационного потенциала на защищенных с помощью ЭЗУ стальных подземных трубопроводах. // Практика противокоррозионной защиты. – 2001 - №2(20), с. 58-60. 3. Фрейман Л.И. и др. / Дополнение к сравнительному анализу методов измерений поляризационного потенциала. // Практика противокоррозионной защиты. – 2002 - №1(23), с. 50-60. 4. Глазов Н.П. и др. / Об измерениях поляризационного потенциала на подземных стальных трубопроводах. // Практика противокоррозионной защиты. – №2, 2000, с. 24-29. 5. Забара В.Ф., Соколов А.С., Забара А.В. / Расчет и измерение потенциалов трубопроводов // Харьков Изд. «Харьков» – 1992. – 131 с. 6. Забара В.Ф., Лур'є А.І. / Поляризаційний потенціал підземних споруд // Нафт. і газова пром-ть. –1995. №1, с. 42-44. 7. Забара В.Ф., Блохин В.И. / Измерения величины поляризационного потенциала методом выключения и переключения. // Практика противокоррозионной защиты. – 2002. - №3(25), с. 55-60. 8. Харебов В.Г., Попков Ю.С. Автоматизированные системы комплексного коррозионного мониторинга и перспективы применения метода АЭ в их составе. – «В мире неразрушающего контроля», №3 (41), 2008. 9. Розгонюк В.В., Гузов Ю.П., Кузьменко Ю.О., Шишківський В.А. / «Технічна експлуатація систем захисту від корозії магістральних трубопроводів». Виробничо-практичне видання. Київ, «Рос-ток», 2000. – 285с. 10. Жопакова Ф.Н., Кохановський І.Н. / «Методы теории потенциала в задачах электрозащиты от коррозии». Ташкент, Изд. «Фан» Узбекской ССР, 1988. 11. Академия Наук Украинской ССР. «Прогрессивные материалы, технологические процессы и оборудование для защиты металлов от коррозии», Киев, Наукова думка, 1990. 12. Остапенко В.Н., Жопакова Ф.Н. / «Методы расчета электрических полей при электрохимической защите металлических сооружений от коррозии», Киев, «Наукова думка», 1980. 13. А.П. Бутырский / «Опыт защиты подземных сооружений от коррозии». / Уфа. Башкирское книжное издательство. - 1988. 14. Стрижевский И.В. / «Подземная коррозия и методы защиты. Москва, «Металлургия», 1986. 15. Забара В.Ф., Блохин В.И. / Анализ схем измерения поляризационного потенциала. // Практика противокоррозионной защиты. – 2003 - №1(27), с. 40-44. 16. Киченко С.Б. / Результаты выявления связи между параметрами электрических измерений и реальным состоянием изоляционного покрытия металла подземных трубопроводов. // Практика противокоррозионной защиты. – 2001 - №1(19) - 2001, с. 30-38. 17. Киченко С.Б. / Об одном из методов оценки степени опасности локальных дефектов на поверхности трубопровода. // Практика противокоррозионной защиты. – 2001 - №1(19), с. 47-51. 18. Забара В.Ф. / Вимірювання поляризаційного потенціалу. // Нафтогазова промисловість. – 1997: №2, с. 40-41. 19. Джозла Р.М. / Методи і засоби електромагнітних обстежень захисту від корозії підземних трубопроводів. // Дис. д-ра. техн. наук: 05.11.16 – Львів, 2002, 365с. 20. Межгосударственный стандарт ГОСТ ИСО 9.602-2005. Единая система защиты от коррозии и старения. Сооружения подземные. Общие требования к защите от коррозии. Москва. – Стандартиформ. – 2006.

Поступила в редколлегию 05.12.2008

Л.В. КОНСТАНТИНОВА, канд. техн. наук, проф.,
Н.Ю. БОНДАРЕНКО (г. Харьков)

ДЕКЛАРИРОВАНИЕ СООТВЕТСТВИЯ ПРОДУКЦИИ ТЕХНИЧЕСКИМ РЕГЛАМЕНТАМ

Висвітлені проблеми реформування національної сфери технічного регулювання згідно державній політиці адаптації українського законодавства з європейським. Розглянуто процес переходу від обов'язкової сертифікації до оцінки відповідності вимогам технічних регламентів.

The problems of reformation in the national system of the technical regulation according to state politics of the adaptation Ukrainian legislation with European are considered. Process of the transition from obligatory certification to conformity assessment to requirements of technical regulation is considered.

Стремление Украины интегрироваться в мировую экономику путем вступления в ВТО и интеграции в ЕС требует создания современной системы технического регулирования, совместимой с аналогичной системой развитых стран. Объективной необходимостью на нынешнем этапе является применение стандартов, технических регламентов, процедур оценки соответствия и рыночного надзора, которые бы способствовали международному обмену товарами и услугами, повышению качества и конкурентоспособности на всех уровнях производства и торговли ради конечной цели – удовлетворения потребителей и надежной защиты жизни, здоровья граждан, создания безопасных условий труда и охраны окружающей природной среды.

Реформирование национальной системы технического регулирования началось с принятия в 2001 г. законов Украины «О стандартизации» [1], «О подтверждении соответствия» [2] и «Об аккредитации органов по оценке соответствия» [3], которые отвечают принципам технического регулирования, действующим в ЕС.

В настоящее время основным нормативно-правовым документом в сфере технического регулирования является Закон Украины «О стандартах, технических регламентах и процедурах оценки соответствия» от 01.12.2005 г. №3164-IV с изменениями и дополнениями, внесенными Законами Украины от 31.05.2007 г. №1107-V и от 10.04.2008 г. №255- VI [4].

Указанный Закон гармонизирован с «Соглашением о технических барьерах в торговле в ВТО» относительно добровольного применения стандартов и обязательного соответствия требованиям технических регламентов. Эти два инструмента технического регулирования вместе с третьим инструментом – процедурой оценки соответствия, являются общепризнанными. Их совместное использование предотвращает создание технических барьеров для международной торговли.

Технический регламент как закон или нормативно-правовой акт, принятый органом государственной власти, устанавливает обязательные требования относительно:

- защиты жизни, здоровья и имущества человека;
- защиты животных, растений и окружающей среды;
- безопасности продукции, процессов, услуг;
- предотвращения введения в обман относительно назначения и безопасности продукции;
- устранения угрозы для национальной безопасности.

Принятый Закон определяет правовые и организационные основы разработки и применения национальных стандартов, технических регламентов и процедур оценки соответствия, а также основополагающие принципы государственной политики в сфере стандартизации, технического регулирования и оценки соответствия.

Согласно этому Закону в Украине утвержден «Временный порядок декларирования соответствия продукции с низкой степенью риска для жизни и здоровья потребителей» [5].

К продукции с низкой степенью риска для жизни и здоровья потребителей относятся изделия и оборудование, пользование или управление которыми по назначению осуществляет специально подготовленный персонал и для введения в эксплуатацию которого необходимо специальное разрешение, а также другая продукция, не содержащая источников электрической, механической, энергетической, электромагнитной опасности для потребителя.

Временный порядок декларирования применяется для продукции, которая изготовлена в Украине или вводится в обращение на ее территории и содержится в Перечне продукции, соответствие которой может быть подтверждено декларацией о соответствии. Перечень формируется по предложениям органов исполнительной власти, на которые возложены функции технического регулирования в соответствующих сферах деятельности по отдельным видам продукции.

Порядок не применяется к пищевой продукции, декларирование которой осуществляется согласно Закону Украины "О качестве и безопасности пищевых продуктов".

Декларацией может подтверждаться соответствие конкретной продукции или группы однородной продукции, для которой установлены единые требования. Декларация о соответствии выдается на срок до трех лет, который устанавливается производителем. Она подлежит регистрации в органе по оценке соответствия данного вида продукции.

Принятие декларации о соответствии продукции требованиям технических регламентов является обязательным для производителя. По его желанию может быть, кроме того, оформлен сертификат соответствия, для чего производитель обращается в выбранный им орган по оценке соответствия.

Реформирование системы технического регулирования предусматривает внедрение европейской практики выполнения процедур оценки соответствия продукции. Процедуры выбираются из модулей, описание и правила применения которых содержатся в Техническом регламенте модулей оценки соответствия [6].

Указанный модульный подход обеспечивает соответствие продукции, вводимой в обращение, требованиям технических регламентов в законодательно регулируемой сфере.

В соответствии с модульным подходом все процедуры подтверждения соответствия разделены на группы в зависимости от этапа создания продукции – проектирование или изготовление. Модуль *B* применяется только на этапе проектирования; модули *C, D, E, F* – на этапе производства; модули *A, G, H* – на этапах проектирования и производства.

Все модули оценки соответствия, кроме модуля *B*, требуют от производителя продукции (заявителя) составления декларации о соответствии, регистрации ее в выбранном производителем уполномоченном органе и маркирования продукции национальным знаком соответствия.

Модули *D, E, F, G, H* требуют участия уполномоченного органа, идентификационный номер которого проставляется рядом с национальным знаком соответствия.

Схематично модули оценки соответствия представлены на рисунке 1.

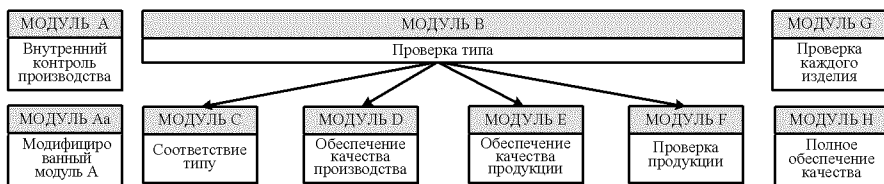


Рис. 1. Модули оценки соответствия требованиям технических регламентов

Ниже приведено описание этих модулей с учетом их отличительных особенностей.

Модуль *A* (внутренний контроль производства).

Производитель декларирует соответствие продукции требованиям технического регламента.

Модуль *Aa* (модифицированный модуль *A*).

Производитель декларирует соответствие продукции требованиям технического регламента. Уполномоченный орган проводит выборочный контроль продукции.

Модуль *B* (проверка типа).

Производитель предоставляет уполномоченному органу техническую документацию и типовой образец продукции. Уполномоченный орган прове-

ряет соответствие требованиям технического регламента, выдает сертификат проверки типа.

Модуль *C* (соответствие типу).

Производитель декларирует соответствие продукции типу, указанному в сертификате проверки типа, и требованиям технического регламента. Уполномоченный орган проводит выборочный контроль продукции.

Модуль *D* (обеспечение качества производства).

Производитель внедряет систему управления качеством производства, контроля и испытаний продукции, декларирует соответствие продукции одобренному типу и требованиям технического регламента. Уполномоченный орган проводит оценку соответствия системы управления качеством требованиям ДСТУ ISO 9001-2001 с изъятием из него п. 7.3 и осуществляет надзор за ее функционированием.

Модуль *E* (обеспечение качества продукции).

Производитель внедряет систему управления качеством контроля и испытаний продукции, предусматривающую испытания каждого изделия, декларирует соответствие одобренному типу и требованиям технического регламента. Уполномоченный орган проводит оценку соответствия системы управления качеством требованиям ДСТУ ISO 9001-2001 с изъятием п. 7.1, 7.2.3, 7.3, 7.4, 7.5.1, 7.5.2, 7.5.3, осуществляет надзор за ее функционированием.

Модуль *F* (проверка продукции).

Производитель декларирует соответствие продукции типу, указанному в сертификате проверки типа, и требованиям технического регламента.

Уполномоченный орган проводит испытания каждого изделия или образцов продукции, отобранных с использованием статистических методов, выдает сертификат соответствия.

Модуль *G* (проверка единиц продукции).

Производитель декларирует соответствие каждого изделия требованиям технического регламента, предоставляет продукцию уполномоченному органу для контроля и испытаний. Уполномоченный орган проводит испытания каждой единицы продукции, выдает сертификат соответствия

Модуль *H* (полное обеспечение качества).

Производитель внедряет систему управления качеством проектирования, производства, контроля и испытаний продукции; декларирует соответствие продукции требованиям технического регламента. Уполномоченный орган проводит оценку соответствия системы управления качеством требованиям ДСТУ ISO 9001-2001, на основе дополнительных исследований выдает сертификат об исследовании конструкции.

На продукцию, которая подпадает под действие технических регламентов, наносится национальный знак соответствия, если регламентом не предусмотрено другое. При этом его нанесение является обязательным. Национальный знак соответствия является единственным знаком, который свидетельствует о соответствии продукции требованиям технических регламентов.

Описание национального знака соответствия и правила его применения утверждены Постановлением Кабинета Министров Украины [7].

Изображение знака соответствия приведено на рис. 2.



Рис. 2. Национальный знак соответствия требованиям технических регламентов

Национальный знак соответствия наносится на изделие и/или на этикетку, тару, упаковку, эксплуатационную и сопроводительную документацию. Место и способ нанесения (печатание, наклеивание, гравировка, травление, штампование, литье и т.п.) знака соответствия определяется производителем продукции.

Внедрение процедур оценки соответствия продукции требованиям технических регламентов, в том числе маркирование национальным знаком соответствия позволит отечественным производителям приблизиться к европейским правилам и принципам оценки соответствия продукции и маркирования ее знаком СЕ.

Наиболее сложным процессом, который требует привлечения значительных финансовых ресурсов, является внедрение принятых технических регламентов и гармонизация действующих национальных стандартов с международными.

В настоящее время процесс внедрения технических регламентов проходит переходный период, обусловленный необходимостью подготовки производства, разработки соответствующих гармонизированных стандартов, организации эффективного рыночного надзора, подготовки производителей к процедуре декларирования продукции.

Как свидетельствует международная практика, основной причиной возникновения технических барьеров в торговле является несовпадение требований к одним и тем же видам продукции в разных странах. Это, прежде всего, касается основных требований безопасности продукции. Поэтому технические регламенты, стандарты и процедуры оценки соответствия должны базироваться на международных (европейских) или быть гармонизированы с европейскими директивами, стандартами, процедурами оценки соответствия. Гарантией соответствия продукции техническим регламентам является соблюдение требований гармонизированных европейских стандартов, выполняющих роль доказательной базы.

Технические регламенты могут быть внедрены только при наличии к каждому из них соответствующего перечня национальных стандартов, кото-

рые в случае добровольного применения являются доказательством соответствия продукции требованиям технических регламентов.

С принятием в Украине технических регламентов все большая роль отводится декларированию соответствия продукции ее производителем или импортером. В связи с этим за последние два года наметилась тенденция сокращения Перечня продукции, подлежащей обязательной сертификации. Результатом такой либерализации технического регулирования может стать появление на рынке продукции, содержащей угрозу жизни, здоровью и имуществу потребителей.

Ситуация в стране может быть улучшена лишь путем окончательного внедрения технических регламентов и принятия Закона «О рыночном надзоре», который создаст правовые основы для контроля безопасности продукции, введенной в обращение.

Список литературы: 1. Закон України «Про стандартизацію» №2408-III від 17.05.2001 р. 2. Закон України «Про підтвердження відповідності» №2406-III від 17.05.2001 р. 3. Закон України «Про акредитацію органів з оцінки відповідності» № 2407-III від 17.05.2001 р. 4. Закон України «Про стандарти, технічні регламенти та процедури оцінки відповідності» № 3164-IV від 01.12.2005 р. 5. Наказ Держспоживстандарту України «Про затвердження Тимчасового порядку декларування відповідності продукції з низьким ступенем ризику для життя і здоров'я споживачів» №342 від 01.12.2005 р. 6. Постанова Кабінету Міністрів України «Про затвердження Технічного регламенту модулів оцінки відповідності та вимог щодо маркування національним знаком відповідності, які застосовуються в технічних регламентах з підтвердження відповідності» № 1585 від 07.10.2003 р. 7. Постанова Кабінету Міністрів України «Про затвердження опису національного знака відповідності та правил його застосування» №1599 від 29.11.2001 р.

Поступила в редколлегию 10.06.2008

Я.Ю. КОРОЛЕВА, асс. ХНУРЭ, **М.Г. РЫЖИКОВА**, асс. ХНУРЭ

СИНТЕЗ ТЕСТОВ ДЛЯ СЕТЕЙ КЛЕТОЧНЫХ АВТОМАТОВ НА ОСНОВЕ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Пропонується метод та алгоритм синтезу тестів для мереж клітинних автоматів, побудованих на використанні характеристичних та синхронізуючих послідовностей автоматних моделей клітин мережі. Отримана верхня межа довжини перевіряючих тестів, які виявляють множину несправності в класу.

The method and algorithm deriving an test sequences for the cellular automata arrays are proposed. The method is based on using synchronizing and characteristic sequences deriving from state table of cellular automata. The greatest lower bound of the test sequences that detect all functional fault of cellular automata arrays is found.

Введение. В последнее время растет число исследований, связанных с однородными сетями, состоящими из однотипных и одинаково соединенных модулей – ячеек. Таким сетям под различными названиями – итеративные сети, однородные среды, систолические сети, сети клеточных автоматов (СКА) и т.д. посвящено большое число исследований [1-7]. Широкое распространение программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) типа *FPGA* и *CPLD*, обладающих регулярностью структурной организации, определяет интерес исследователей к реализации вычислительных устройств и систем в виде однородных сетей клеточных автоматов, в которых каждая ячейка или клеточный автомат (КА) имеет ограниченное множество состояний (от 2 до 32). Сети клеточных автоматов являются дискретными динамическими системами, поведение которых полностью определяется правилами переходов состояний КА в зависимости от состояний его близких соседей.

Различают одномерные и двумерные сети клеточных автоматов. Наибольшее практическое применение нашли структуры клеточных автоматов, у которых клеточные автоматы имеют два состояния [2, 8, 11]. В одномерных СКА клеточный автомат имеет достаточно простую структуру и состоит из триггера и комбинационной схемы, реализующей функцию возбуждения, равную $z_i(t+1) = f_i(z_{(i-1)}(t), z_i(t), z_{(i+1)}(t))$, где $z_{(i-1)}(t), z_{(i+1)}(t)$ – текущее состояние соседних КА, расположенных слева и справа от ячейки z_i , соответственно. Функцию f называются правилом настройки КА. Так как f зависит от трех переменных, то существует $2^3 = 256$ различных правил настройки, многие из которых являются тривиальными логическими функциями. Номер правила – это десятичное значение восьмиразрядного двоичного числа, представляющего функцию f .

Сеть клеточных автоматов, все клетки которой настроены по одному и тому же правилу, называют однородной СКА, в противном случае она называется гибридной СКА. Однородная или гибридная СКА являются аддитивной СКА, если правила настройки клеток является классом линейных булевых функций [8].

Одномерные гибридные СКА широко используются в качестве генераторов псевдослучайных последовательностей и сигнатурных анализаторов [12,13,14,17,22]. Достоинствами таких устройств является простота и регулярность структуры, а увеличение разрядности генераторов связано лишь с добавлением однотипных ячеек. В таких СКА отсутствуют глобальные обратные связи, которые характерны для генераторов на сдвиговых регистрах с нелинейными обратными связями.

Использование двумерных СКА для решения многих задач распознавания образов и связанных с ними проблемами, моделирование гидродинамических процессов и других физических явлений, в основе которых лежит статистическая механика, демонстрирует потенциальные возможности СКА с учетом простоты их схемной реализации на СБИС [6,7,9]. В качестве примера этой демонстрации можно привести СКА, структуру которого и систему правил определил в 1970 г. известный математик Дж. Конвей для игры в «Жизнь» [1]. В других физических приложениях СКА использовались для моделирования роста кристаллов, где было показано, что анализ поведения этой сети позволил уточнить физическую сущность этих сложных процессов [7,18,21]. В большинстве опубликованных работ для анализа поведения одномерных и двумерных СКА использовался аппарат алгебры многочленов.

Эффективность использования СКА для моделирования сложных динамических систем достигается параллельным взаимодействием большого числа переменных (одна на клетку) при ограничении их локальными связями и единообразными правилами эволюции. Для некоторых научных проблем в эксперименте необходимо вычислять миллиард событий (событием является обновление одной клетки), для более сложных приложений это число может увеличиться в тысячу или миллион раз (т.е. 10^{12} - 10^{15} событий) [1]. Для того, чтобы вычислить 10^{13} событий на современном быстродействующем компьютере потребуется 5-8 месяцев. Для сравнения двумерная сеть КА, содержащая 10^5 клеточных автоматов (это несколько грубее, чем разрешающая способность телевизионного кадра) выполнит моделирование 10^{13} событий за 0,5 сек [1, 18].

Однако отсутствие в СКА доступа к внутренним ячейкам сети создает значительные проблемы при верификации правильности настроек КА, проверке исправности всей сети и локализации места неисправной ячейки СКА. В [16] представлен метод синтеза проверяющих тестов для класса одномерных сетей клеточных автоматов СКА, в которых наблюдаемыми выходами являются только боковые выходы граничных ячеек сети. Метод основан на использовании автоматных моделей ячеек СКА и функциональных моделях

неисправностей. Показано, что сеть является тестируемой относительно класса неисправностей F_1 , который включает полное множество константных неисправностей ячейки, перепутываний, инверсий, подкласс перемычек и коротких замыканий, не увеличивающих числа состояний автоматной модели ячейки сети. Кроме того, неисправности класса F_1 являются устойчивыми на время прохождения проверяющего теста и допускается в момент проверки сети неисправной лишь одна произвольная ячейка сети. Предложено и обосновано применение циклических отличительных последовательностей для построения проверяющего эксперимента СКА.

Если автоматная модель ячейки СКА не содержит отличительных, символов, то проверка правильности всех переходов в каждой ячейке, усложняется трудоемкостью транспортировки проверяемого состояния произвольной ячейки СКА на единственный наблюдаемый боковой выход сети. Однако, не все циклические переводящие последовательности можно использовать в качестве транспортирующих. Кроме того, эффективность синтезированных тестов, обнаруживающих класс одиночных константных неисправностей, ниже эффективности тестов, обнаруживающих класс произвольных неисправностей ячейки сети (класс F_1).

В статье представлен метод построения полного проверяющего, эксперимента в одномерной СКА без наблюдаемых выходов в каждой ячейке сети, обнаруживающего множество неисправностей класса F_1 , который основан на функциональном подходе и использовании характеристических и синхронизирующих последовательностей автоматной модели ячейки сети.

Характеристические и синхронизирующие последовательности автоматов. Известно, что большинство реальных схем СКА, используемых на практике, состоит из ячеек, поведение которых на функциональном уровне описывается моделью минимального автомата Мура. В общем случае, любой минимальный автомат Мура имеет множество характеристических символов, которые также, как и характеристические последовательности автоматных моделей ДУ с элементами памяти, можно использовать при построении ДЭ в одномерных СКА, не имеющих отличительных символов [16]. При этом подходе правильность каждого перехода ячейки сети проверяется не одним тестовым набором, а несколькими наборами, число которых определяется числом характеристических символов автоматной модели ячейки сети. В [20] приведены методы синтеза синхронизирующих последовательностей (СП) по таблице переходов-выходов автомата и по функциональной схеме ДУ.

Определение 1. Входная последовательность X_s автомата, которая устанавливает его в определенное конечное состояние независимо от состояния выхода и начального состояния, называется синхронизирующей последовательностью.

Если автомат $A(X, Z, Y, \delta, \lambda)$ задан таблицей переходов-выходов, то из определения 1 следует, что автомат имеет синхронизирующую последовательность тогда и только тогда, когда существует входная последовательность X_s такая, что $\delta(z_i, X_s) = z_0, \forall z_i \in Z, z_0 \in Z$. Множество переходов $\delta(z_i, X_s) = z_0, \forall z_i \in Z$, автомата определяет отображение множества его состояний Z в некоторое определенное состояние z_0 при подаче на автомат входной последовательности X_s , то есть $z_i \xrightarrow{X_s} z_0, i = \overline{1, n}$.

Синхронизирующая последовательность для заданного автомата может быть найдена из синхронизирующего дерева, которое является деревом-преемником, построенным по определенным правилам, представленным в [20]. Необходимые условия, которым должен удовлетворять автомат, обладающий синхронизирующей последовательностью, определяются следующей теоремой.

Теорема 1. Автомат имеет синхронизирующую последовательность, если существует, по крайней мере, один входной символ $x_k \in X$ такой, что

$$\delta(z_i, x_k) = \delta(z_j, x_k), \text{ где } i \neq j, 1 \leq i, j \leq n, n \geq 2.$$

Доказательство. Если условие теоремы не выполняется, то множество состояний Z автомата будет отображаться в то же множество для всех входных символов и на первом шаге построение синхронизирующего дерева завершится в соответствии с правилом 1 построения синхронизирующего дерева [20].

Метод синтеза проверяющих тестов на основе использования характеристических и синхронизирующих последовательностей рассмотрим на примере одномерной сети, ячейка которой представлена таблицей переходов-выходов в табл. 1 (пример 4.4 в [19]).

Таблица 1 – ТПВ ячейки

$z(t)$	$z(t+1)$	
	x_1	x_2
z_1	z_1	z_2
z_2	z_1	z_4
z_3	z_2	z_2
z_4	z_2	z_4

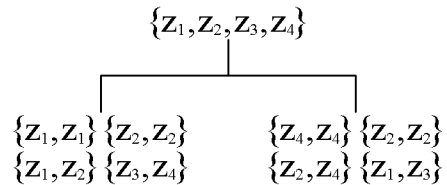


Рис. 1. Характеристическое дерево автомата

Как видно из характеристического дерева на рис. 1 автоматная модель ячейки не имеет отличительных символов. Так как $\pi_{x_1} \times \pi_{x_2} = \pi(0)$, где $\pi_{x_1} = \{\overline{z_1 z_2}; \overline{z_3 z_4}\}$, а $\pi_{x_2} = \{\overline{z_1 z_3}; \overline{z_2 z_4}\}$, то имеется два характеристических

символа $X_c = \{x_1, x_2\}$, позволяющих различать все множество состояний автомата по состоянию наблюдаемого выхода.

Следовательно, полный проверяющий тест для СКА из ячеек такого типа не может быть построен методом, рассмотренном в [16]. В [19] при построении проверяющих тестов для такой сети использовалась модель односторонней константной неисправности. Если ограничиться числом ячеек сети $p = 4$, то в [19] было найдено 12 тестов для сети из ячеек табл. 1, которые позволяют обнаружить множество константных неисправностей на соединениях каждой ячейки сети.

В отличие от рассмотренного выше подхода поставим задачу нахождения проверяющего теста, обнаруживающего в заданной СКА множество функциональных неисправностей ячейки сети при условии, что в момент проверки неисправной может быть только одна ячейка (класс неисправностей F_1). Для анализа свойств ячейки построим синхронизирующее дерево – преобразование ее автоматной модели (рис. 2), из которого следует, что ячейка сети имеет две синхронизирующие последовательности $X_s = \{(x_1, x_1), (x_2, x_2)\}$.

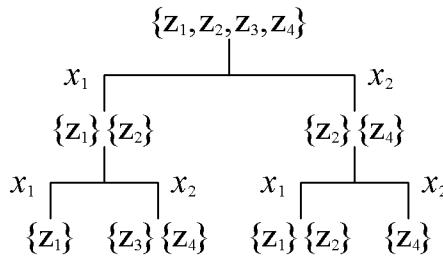


Рис. 2. Синхронизирующее дерево автомата

Как видно из синхронизирующего дерева рис. 2 путь от корня дерева к висячей вершине, отмеченной одним состоянием, сопровождается постоянным уменьшением, мощности начального σ -множества, что эквивалентно уменьшению различимости множества начальных состояний. С другой стороны, путь, не приводящий к висячей вершине с одним состоянием, например $(x_1 x_2 x_1)$ или $(x_2 x_1 x_2)$ на рис. 2, начинающийся с характеристического символа, приводит к вершине, отмеченной σ -множеством, совпадающим с σ -множеством меньшего ранга синхронизирующего дерева, что определяет отношение эквивалентности состояний в этих вершинах.

Определение 2. Путь в синхронизирующем дереве автоматной модели ячейки сети, начинающийся с характеристического символа и не содержащий синхронизирующей последовательности, будем называть характеристическим путем.

Утверждение 1. Пусть состояние z_j ячейки $C(k)$ СКА транспортируется на боковой наблюдаемый выход сети приложением входного набора X_T к входам ячеек $C(k+1), C(k+2), \dots, C(p)$. Входной набор X_T является проверяю-

щим тестом, отличающим на наблюдаемом выходе состояние z_j от некоторого подмножества состояний $Z' \subset Z$, если последовательность символов X_T является характеристическим путем в синхронизирующем дереве-преемников автоматной диаграммы ячейки.

Возвращаясь к рассматриваемому примеру сети, на основании утверждения 1 последовательность X_T , которая транспортирует неисправность на правый крайний выход сети, не должна содержать повторяющиеся символы x_1 и x_2 , так как x_1x_1 и x_2x_2 образуют синхронизирующую последовательность. Как видно из синхронизирующего дерева-преемников (рис. 2) для данной ячейки в качестве транспортирующих можно использовать последовательности вида: $(x_1x_2x_1\dots)$ и $(x_2x_1x_2\dots)$, не содержащие X_s . Действительно, так как автомат не имеет отличительных символов, то приложение любого входного символа x_1 или x_2 не позволяет различить лишь пары совместимых состояний на выходе последующей ячейки, а последующее приложение другого входного символа, отличающегося от предыдущего, не увеличивает степень неразличимости состояний.

Пусть сеть состоит из четырех ячеек. Построим тест, проверяющий переход $z_1 \xrightarrow{x_1} z_1$ в первой ячейке сети, в виде

$$z_1 \xrightarrow{x_1} z_1 \xrightarrow{x_1} z_1 \xrightarrow{x_2} z_2 \xrightarrow{x_1} z_1 \quad (1)$$

В соответствии с утверждением 1 состояние z_1 на входе $C(2)$ транспортируется на правый крайний выход последовательностью $(x_1x_2x_1)$, которая не содержит синхронизирующей. Однако тест (1) не является полным тестом, различающим состояние z_1 на входе $C(2)$ от множества других. Так, ошибка типа $z_1 \xrightarrow{x_1} z_2$ не различается этим тестом $z_1 \xrightarrow{x_1} z_2 \xrightarrow{x_1} z_1 \xrightarrow{x_2} z_2 \xrightarrow{x_1} z_1$ ввиду того, что пара состояний (z_1, z_2) является x_1 -совместимой. Для обнаружения этой ошибки используется тестовый набор вида

$$z_1 \xrightarrow{x_1} z_1 \xrightarrow{x_2} z_2 \xrightarrow{x_1} z_1 \xrightarrow{x_2} z_2 \quad (2)$$

Так как x_2 различает пару состояний (z_1, z_2) , то неисправность $z_1 \xrightarrow{x_1} z_2$ будет обнаружена на правом выходе сети: $z_1 \xrightarrow{x_1} z_2 \xrightarrow{x_1} z_4 \xrightarrow{x_1} z_2 \xrightarrow{x_2} z_4$.

Таким образом, два тестовых набора (1) и (2) позволяют обнаружить полное множество неисправностей типа $(z_1 - Z/z_1)$ на выходе первой ячейки сети. Следует отметить, что для построения этих тестов использовалось пол-

ное множество характеристических символов $X_s = \{x_1 x_2\}$ автоматной модели ячейки, с которых начинается формирование транспортирующих последовательностей X_T , удовлетворяющих условию Утверждения 1.

Проведенный выше анализ позволяет определить необходимые и достаточные условия проверки исправности любого перехода в автоматной модели ячейки сети, не имеющей отличительных символов.

Теорема 2. Пусть ячейка однородной сети имеет множество характеристических символов $X_s = \{x_1, x_2, \dots, x_r\}$. Для проверки правильности перехода $z_i \xrightarrow{x_k} z_j$ в ячейке $C(k)$ сети построим множество входных наборов $X_k^i = \{x_{k+1}^i, x_{k+2}^i, \dots, x_p^i\}$, $i = \overline{1, r}$, которые прикладываются к верхним входам ячеек $C(k+1), C(k+2), \dots, C(p)$. Если в последовательности X_k^i каждый первый символ $\{x_{k+1}^i \in X_c, x_{k+1}^i \neq x_{k+1}^{i+1}, i = \overline{1, r}$ и каждая последовательность X_k^i является характеристическим путем, то множество наборов X_k^i является полным проверяющим тестом перехода $z_i \xrightarrow{x_k} z_j$ ячейки $C(k)$.

Следствие 1. Пусть ячейка СКА без наблюдаемых выходов представляется моделью минимального автомата Мура, имеющего n состояний и m входных символов. Если число ячеек сети равно p , то верхняя граница числа проверяющих тестов не превышает $[(p-1) \cdot (n-1) + 1] \cdot m \times n$ для класса F_1 обнаруживаемых неисправностей.

Доказательство. Из условия минимальности автоматной модели ячейки сети существует не более $(n-1)$ характеристических символов, которые в одной ячейке сети позволяют получить $(n-1)$ входных наборов, проверяющих правильность одного перехода в автоматной диаграмме. Так как число переходов равно $m \times n$, а число ячеек p , то потребуется не более $(p-1)(n-1) m \times n$ входных наборов для проверки правильности всех $m \times n$ переходов в первых $(p-1)$ ячейках сети.

Так как выход последней ячейки $C(p)$ -наблюдаемый, то достаточно проверить $m \times n$ переходов в этой ячейке по состоянию наблюдаемого выхода. В результате, полное число проверяющих наборов не превышает $(p-1)(n-1)m \cdot n + mn = [(p-1)(n-1) + 1] \cdot mn$.

В реальных устройствах число проверяющих тестов, обнаруживающих класс неисправностей F_1 , значительно меньше полученной выше верхней границы длины проверяющего эксперимента. Это объясняется тем, что тест, построенный для проверки определенного перехода в некоторой ячейке, одновременно проверяет некоторые переходы в других ячейках.

Возвращаясь к рассматриваемому примеру сети из ячеек табл.1, можно заметить, что тест (1), проверяющий переход $z_1 \xrightarrow{x_1} z_1$ в первой ячейке сети $C(1)$, одновременно проверяет правильность этого перехода в ячейке $C(2)$ Различие заключается лишь в том, что в $C(1)$ проверка осуществляется характеристическим символом x_1 , а в $C(2)$ -символом x_2 .

Множество переходов автоматной диаграммы ячейки (таблица 1) обозначим следующим образом:

$$\begin{array}{llll}
 1: & z_1 \xrightarrow{x_1} z_1, & 3: & z_2 \xrightarrow{x_1} z_1, & 5: & z_3 \xrightarrow{x_1} z_2, & 7: & z_4 \xrightarrow{x_1} z_2, \\
 2: & z_1 \xrightarrow{x_2} z_2, & 4: & z_2 \xrightarrow{x_2} z_4, & 6: & z_4 \xrightarrow{x_2} z_2, & 8: & z_4 \xrightarrow{x_2} z_4.
 \end{array}$$

Тогда тест (1) проверяет множество переходов $\{1/x_1 - C(1); 1/x_2 - C(2); 2/x_1 - C(3); 3/x_1 - C(4)\}$, где $\{1/x_1 - C(1)\}$ —обозначает, что переход 1 проверяется по характеристическому символу x_1 в ячейке $C(1)$; $\{3/_- - C(4)\}$ —переход 3 проверяется в ячейке $C(4)$.

Так как автоматная модель ячейки имеет два характеристических символа x_1 и x_2 , то в соответствии с теоремой 2 для каждого перехода необходимо иметь два тестовых набора, проверяющих его в каждой ячейке по двум характеристическим символам. Причем каждый такой набор является характеристическим путем в синхронизирующем дереве-преемнике автоматной модели ячейки.

Так как часть характеристического пути является также характеристическим путем, то проверяющий тест, построенный для предшествующей ячейки сети является также проверяющим тестом для последующих ячеек сети, если каждый символ проверяющего набора является характеристическим. Поэтому целесообразно начинать построение тестовых наборов для ячеек в последовательности $C(1), C(2), \dots, C(p)$.

Также как в экспериментах с легко тестируемыми СКА, при установке в проверяемой ячейке требуемого состояния можно использовать любую переводящую последовательность, к которой не предъявляется никаких дополнительных требований ввиду принятых допущений на класс неисправностей F_1 .

Алгоритм синтеза проверяющих тестов.

Рассмотренный выше функциональный подход, основанный на использовании автоматных моделей ячеек СКА и теории экспериментов над автоматами, позволяет представить процедуру синтеза полных проверяющих последовательностей, обнаруживающих неисправности класса F_1 в СКА с боковыми наблюдаемыми выходами, не имеющих отличительных символов, в следующем виде.

Алгоритм 1.

1. Построить модель автомата Мура ячейки сети по ее схеме или правилу настройки.

2. Построить характеристическое дерево автомата и найти множество характеристических символов $X_C = \{x_1, x_2, \dots, x_r\}$.

3. Построить синхронизирующее дерево-преемников автомата и найти множество характеристических путей X_T^i для каждого характеристического символа $x_i, i = \overline{1, r}$.

4. Установить номер проверяемой ячейки $C(i) I = 1$ проверяемого перехода $j = 1$.

5. Синтезировать множество из r тестовых наборов, проверяющих правильность j -го перехода в i -ой ячейке сети путем использования множества X_C , определенного на шаге 2, и множества X_T^i , определенного на шаге 3, с учетом множества тестов, полученных для ячеек с номерами $(i-1)(i-2)\dots 1$.

6. Определить множество переходов, проверяемых тестами, полученными на шаге 5, в ячейках с номерами $(i+1)(i+2)\dots p$.

7. Установить $j = j+1$. Если $j \leq mn$, то перейти к шагу 5. В противном случае установить $j+1$ и перейти к шагу 8.

8. Конец алгоритма.

Синтез проверяющих тестов в соответствии с алгоритмом 1 для СКА с наблюдаемыми боковыми выходами иллюстрируется на примере сети из четырех ячеек (табл. 1). Множество проверяющих тестов, обнаруживающих в каждой ячейке неисправности переходов ее автоматной диаграммы типа $z_i - Z / z_i$, приведено на рис.3. Правильность каждого перехода проверяется двумя тестовыми наборами, транспортирующими проверяемое состояние на наблюдаемый выход последовательностями, которые в соответствии с теоремой 2 начинаются с характеристического символа и каждая последовательность является характеристическим путем в синхронизирующем дереве-преемников автоматной модели ячейки сети.

Справа от каждого тестового набора приведено множество переходов, которые одновременно проверяются данным тестом. Это множество определяется при выполнении шага 6 алгоритма. Как видно из рис. 3, длина проверяющего теста равна 28. Заметим, что в [19] множество тестов для аналогичной сети, обнаруживающих класс одиночных константных неисправностей, включает 12 тестов. Увеличение длины, проверяющей последовательности при использовании алгоритма 1 синтеза проверяющих тестов является платой за значительное расширение класса обнаруживаемых неисправностей, принятого при функциональном подходе к построению диагностического эксперимента.

Тесты
C(1) C(2) C(3) C(4)

Проверяемые переходы

$$t_1 : z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1$$

$$\{1/x_1 - C(1); 1/x_2 - C(2); \\ 2/x_1 - C(3); 3/-C(4)\}$$

$$t_2 : z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2$$

$$\{1/x_2 - C(1); 2/x_1 - C(2); \\ 3/x_2 - C(3); 2/-C(4)\}$$

$$t_3 : z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2,$$

$$\{1/x_1 - C(2); 1/x_2 - C(3); 2/-C(4)\}$$

$$t_4 : z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1,$$

$$\{1/x_1 - C(3); 1 - C(4)\}$$

$$t_5 : z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1$$

$$\{2/x_1 - C(1); 3/x_2 - C(2); \\ 2/x_1 - C(3); 3/-C(4)\}$$

$$t_6 : z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_4 \frac{x_1}{z_1} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_4,$$

$$\{2/x_2 - C(1); 4/x_1 - C(2); \\ 7/x_2 - C(3); 4/-C(4)\}$$

$$t_7 : z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_4 \frac{x_1}{z_1} z_2,$$

$$\{2/x_2 - C(2); 4/x_1 - C(3); 7/-C(4)\}$$

$$t_8 : z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_4,$$

$$\{2/x_2 - C(3); 4/-C(4)\}$$

$$t_9 : z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2,$$

$$\{3/x_2 - C(1); 2/x_1 - C(2); \\ 3/x_2 - C(3); 2/-C(4)\}$$

$$t_{10} : z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1,$$

$$\{3/x_1 - C(1); 1/x_2 - C(2); \\ 2/x_1 - C(3); 3/-C(4)\}$$

$$t_{11} : z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_1}{z_1} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_2,$$

$$\{3/x_1 - C(2); 1/x_2 - C(3); 2/-C(4)\}$$

$$t_{12} : z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_1 \frac{x_1}{z_1} z_1$$

$$\{3/x_1 - C(3); 1/-C(4)\}$$

$$t_{13} : z_2 \frac{x_2}{z_2} z_4 \frac{x_1}{z_1} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_4 \frac{x_2}{z_2} z_2,$$

$$\{4/x_1 - C(1); 7/x_2 - C(2); \\ 4/x_1 - C(3); 7/-C(4)\}$$

$$t_{14} : z_2 \frac{x_2}{z_2} z_4 \frac{x_2}{z_2} z_4 \frac{x_1}{z_1} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_4,$$

$$\{4/x_2 - C(1); 8/x_1 - C(2); \\ 7/x_2 - C(3); 4/-C(4)\}$$

$$t_{15} : z_1 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_4 \frac{x_2}{z_2} z_4 \frac{x_1}{z_1} z_2,$$

$$\{4/x_2 - C(2); 8/x_1 - C(3); 7/-C(4)\}$$

$$t_{16} : z_2 \frac{x_2}{z_2} z_4 \frac{x_1}{z_1} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_4 \frac{x_2}{z_2} z_4,$$

$$\{4/x_2 - C(3); 8/-C(4)\}$$

$t_{17} : z_3 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_4}$,	$\{5/x_2 - C(1); 8/x_1 - C(2);$ $7/x_2 - C(3); 8/-C(4)\}$
$t_{18} : z_3 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1}$,	$\{5/x_1 - C(1); 3/x_2 - C(2);$ $2/x_1 - C(3); 4/-C(4)\}$
$t_{19} : z_3 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_4}$,	$\{6/x_2 - C(1); 4/x_1 - C(2);$ $7/x_2 - C(3); 4/-C(4)\}$
$t_{20} : z_3 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1}$,	$\{6/x_1 - C(1); 3/x_2 - C(2);$ $2/x_1 - C(3); 3/-C(4)\}$
$t_{21} : z_4 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_4}$,	$\{7/x_2 - C(1); 4/x_1 - C(2);$ $7/x_2 - C(3); 4/-C(4)\}$
$t_{22} : z_4 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_2 \frac{x_2}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1}$,	$\{7/x_1 - C(1); 3/x_2 - C(2);$ $2/x_1 - C(3); 3/-C(4)\}$
$t_{23} : z_2 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1} z_2 \frac{x_2}{z_2}$,	$\{7/x_1 - C(2); 3/x_2 - C(2);$ $2/x_1 - C(3); 3/-C(4)\}$
$t_{24} : z_4 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_1}{z_1}$,	$\{7/x_1 - C(3); 3/-C(4)\}$
$t_{25} : z_4 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_1}{z_2}$,	$\{8/x_1 - C(1); 7/x_2 - C(2);$ $4/x_1 - C(3); 7/-C(4)\}$
$t_{26} : z_4 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_1}{z_2} z_2 \frac{x_2}{z_4}$,	$\{8/x_2 - C(1); 8/x_1 - C(2);$ $7/x_2 - C(3); 4/-C(4)\}$
$t_{27} : z_4 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_1}{z_2}$,	$\{8/x_2 - C(2); 8/x_1 - C(3); 7/-C(4)\}$
$t_{28} : z_4 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_2}{z_4} z_4 \frac{x_2}{z_4}$,	$\{8/x_2 - C(3); 8/-C(4)\}$

Рис. 3. Множество проверяющих тестов для сети из ячеек табл. 1

Выводы. Предложен метод и разработан алгоритм синтеза проверяющих тестов для одномерных СКА с ограниченной наблюдаемостью выходов ячеек сети. Метод основан на использовании автоматных моделей ячеек СКА и теории экспериментов над автоматами. Рассмотрен класс сетей, ячейки которых не имеют отличительных символов. Для синтеза проверяющих тестов предложено использовать характеристические и синхронизирующие последовательности. Введено понятие характеристического пути, как пути в синхронизирующем дереве-преемников, начинающегося с характеристического символа и не содержащего синхронизирующей последовательности. Показано, что входной набор, который представляет собой характеристический путь

в синхронизирующем дереве-преемников автоматной диаграммы ячейки ОС, является проверяющим тестом ОС. Для класса СКА, не имеющих отличительных символов, предложен и исследован метод построения полного проверяющего эксперимента, позволяющий обнаружить неисправности класса F_1 . Показано, что увеличение длины проверяющей последовательности в предложенном методе по сравнению с существующими, является платой за значительное расширение класса обнаруживаемых неисправностей, принято при функциональном подходе к построению диагностического эксперимента над автоматами.

Список литературы: 1. *Von Neumann J.* Theory of self Reproducing Automata. Ed.A.W. Burks. – Urbana: University of Illinois Press.–1966.–485 p. 2. *Тофолу Т., Марголуз Н.* Машины клеточных автоматов. – М.: Из-во «Мир», – 1991. – 280с. 3. *Евреинов Э.В., Транквишвили И.В.* Цифровые автоматы с настраиваемой структурой. –М.: Энергия, –1974. –240с. 4. *Варшавский В.И., Мараховский В.Б.* Однородные структуры. Анализ. Синтез. Поведение. –М.: Энергия, –1973. –152с. 5. *Mukhopadhyay A.* Unate cellular logic // IEEE Trans. On Computers.–1969. -Vol. C-18, №2. -P.114-121. 6. *Wolfram S.* Computation theory of cellular automata // Communications in Mathematical Physics.–1984.–Vol. 93.–P. 15–57. 7. *Wolfram S.* Statistical mechanics of cellular automata // Reviews of Modern Physics.–1983.–Vol. 55, № 3.–P. 601–644. 8. *Das A.K. et al.* Efficient characterization of cellular automata // IEE Proc. Part (E). -1990.- Vol. 137, №1. -p. 81-87. 9. *Martin O., Odlyzko A.M., and Wolfram S.* Algebraic properties of cellular automata. // Communications in Mathematical Physics.–1984.–Vol. 93.–p. 219. 10. *Gloster C.R., Borglez F.* Boundary scan with cellular-based built-in self-test // Proc. Intern. Test Conference–1988.–p. 138–145. 11. *Gortensius P.D., Card H.C., McLeod R.D., Pries W.* Importance sampling for using computers using one-dimensional cellular automata. // IEEE Trans. Comput.–1989. -Vol.C-38,№6.-p. 769-774. 12. *Gortensius P.D., Card H.C., McLeod R.D.* Parallel random number generation for VLSI systems using cellular automata. // IEEE Trans. Comput.–1989.–Vol. C-38, № 10. -p. 1466-1473. 13. *Neebel D J., Kime C.R.* Cellular automata for weighted random pattern generation // IEEE Trans. On Computers.–1997.–Vol. C-46,№11.–P. 1219–1228. 14. *Hortensius P.D., McLeod R.D., Card H.C.* Cellular automata-based signature analysis for built-in self-test // IEEE Trans. On Computers.–1990.–Vol. C-39, № 10. -P. 1273-1283. 15. *Дербунович Л.В., Бережная М.А., Королева Я.Ю., Рыжикова М.Г.* Тестовое диагностирование одномерных однородных структур // Вестник НТУ ХПИ «Автоматика и приборостроение».–Харьков.: НТУ «ХПИ». -2008. -№3.-с.49-57. 16. *Дербунович Л.В., Бережная М.А., Королева Я.Ю., Рыжикова М.Г.* Синтез тестов для однородных структур // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте, Харьков.:–2008.–№4.–с.29-33. 17. *Дербунович Л.В., Горлов Ю.В., Татаренко Д.А.* Генераторы тестов на клеточных автоматах для схем встроенного самотестирования // Вісник Національного технічного університету «ХПІ».–Харків: НТУ «ХПІ».–2003.–№21.–с. 59-62. 18. *Дербунович Л.В., Суздаль В.С., Соболев А.В.* Моделирование динамических систем на сетях клеточных автоматов // Вестник НТУ ХПИ «Автоматики и приборостроение».–Харьков.–2005.–№7.–52-57 с. 19. *Friedman A.D., Menon P.R.* Fault detection in digital circuits.–New Jersey: Prentice Hall.–1971.–220 p. 20. *Тоценко В.Г.* Алгоритмы технического диагностирования дискретных устройств.–М.: Радио и связь.–1983.–240 с. 21. *Pries W., Thanailakis A., and Card H.C.* Group properties of cellular automata and VLSI applications// IEEE Trans. Comput.–1986.–vol. C-35.–p. 1013–1024. 22. *Hortensius P.D., McLeod R.D., Pries W., Miller D.M. and Card H.C.* Cellular automata-based pseudorandom number generators for built-in self-test. // IEEE Trans. CAD.–1989.–№ 8–p. 842–859.

Поступила в редколлегию 14.11.2008

Т.Г. МАЩЕНКО, проф. каф. АиУТС, *Н.В. ТРУБЧАНОВА*, студентка

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ЧРЕСПИЩЕВОДНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ КАРДИОСТИМУЛЯЦИИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ СЕРДЕЧНО-СОСУДИСТОЙ СИСТЕМЫ

Серед порушень серцевого ритму трепетань предсердь займає друге місце з поширених після фібриляції предсердь. Відновлення синусового ритму при трепенанії предсердь фармакологічними препаратами – сложна задача, яка потребує тривалого часу. Її оптимальним застосуванням є чреспищеводна електрокардіостимуляція, ефективність якої досягає 75-90%.

The application of the method of electrocardiostimulation through the gullet to control the state of cardio-vascular system. Among the intermissions of cardiac rhythm the trembling of auricles is in the second place after fibrillation of auricles. The renewal of a sinus rhythm in the case of the trembling of auricles is a complicated task demanding a lot of time. The optimal method is the application of electrocardiostimulation through the gullet with efficiency of 75-90%.

В настоящее время нам известны многие механизмы возникновения аритмий сердца. Достижения современной физиологии прочно вошли в кардиологическую практику, дали возможность не только иметь знания о механизмах возникновения аритмий, но и измерять электрофизиологические параметры для того, чтобы осуществлять целенаправленную медикаментозную терапию или хирургическую коррекцию.

Для диагностики и выбора оптимального метода лечения в сложных случаях необходимо применение комплексного диагностического подхода. Именно таким диагностическим методом является чреспищеводная электрическая кардиостимуляция (ЧПЭКС) [1,3].

Опыт применения ЧПЭКС в кардиологии насчитывает более 30 лет. Повышенный интерес к этому методу в настоящее время обусловлен, с одной стороны, бурным развитием кардиологии, в частности аритмологии, с другой — появлением стимуляторов с хорошими техническими характеристиками, позволяющими производить исследование с минимальными неприятными ощущениями для больного. Известно, что ЧПЭКС — высокочувствительный и информативный метод, хорошо коррелирующий с данными как нагрузочных тестов, так и коронарографии, чреспищеводная стимуляция сердца относится к неинвазивным методикам и стала возможной благодаря наличию анатомической близости левого предсердия к пищеводу с возможностью осуществления его стимуляции для оценки электрофизиологических свойств пейсмейкерно-проводящей системы сердца.

Цель статьи — заключается в исследовании метода чреспищеводной стимуляции сердца, определении эффективных режимов чреспищеводной электрокардиостимуляции для восстановления синусного ритма сердца и применении его при различных заболеваниях и патологиях сердца.

Перед чреспищеводной стимуляцией проводится запись чреспищеводной ЭКГ, которая позволяет более точно, чем поверхностная, вычислять продолжительность интервалов и диагностировать нарушения, не видимые на обычной ЭКГ. По результатам чреспищеводного электрофизиологического исследования сердца определяются показания либо к терапевтическому, либо к хирургическому лечению нарушений ритма и проводимости.

Усиленность восстановления синусового ритма зависит от режимов стимуляции, основные из которых – ее частота и продолжительность. Проведению чреспищеводной электрокардиостимуляции обычно предшествует регистрация ЭКГ по Холтеру (холтеровское мониторирование). Уже на этапе холтеровского мониторирования ЭКГ можно дифференцировать вегетативную дисфункцию синусового узла от синдрома слабости синусового узла.

Большое значение имеет ЧПЭКС в диагностике синдрома слабого синусового узла. Синдром слабости синусового узла наглядно проявляется на ритмограмме, когда на ритмографической кривой внезапно появляется “провал”, форма и амплитуда зубца *P* на ЭКГ, в этом случае существенно не меняется. При этом проводится стимуляция сердца на разных частотах и после отключения стимулятора оценивается, через какое время синусовый узел восстановит свой автоматизм. Более точно функцию автоматизма отражает корригированное время восстановления функции синусового узла, которое зависит от исходной частоты сердечных сокращений. Этим методом также оценивается синоатриальное время проведения. Также с помощью чреспищеводной электростимуляции возможно оценить и АВ-проводимость, которая определяется по значению точки Венкебаха.

ЧПЭКС осуществляется с помощью различных кардиостимуляторов, таких как временного электрокардиостимулятора «*Cordelectro*» (Литва), диагностическими электродами «ПЭДМ-6» и «ПЭДМ-9» (Украина); ЭКГ регистрировали на электрокардиографе «*Mingograph*» («*Siemens*», Германия)[2]. Положение электрода определяют по монополярному пищеводному отведению ЭКГ. Оптимальным положением считали такое, когда от дистального полюса электрода регистрировались наиболее четкие и максимальной амплитуды зубцы А. Эффективность навязывания ритма на предсердия контролируют по ЭКГ [4]. При стабильном ритмовождении предсердий и сохранении трепетания предсердий стимуляцию повторяли через несколько секунд в том же режиме, а при отсутствии эффекта – повышают частоту стимуляции[5]. Количество повторных стимуляций не ограничивается. Конечной точкой ЧПЭКС является восстановление синусового ритма или перевод трепетания в стойкую фибрилляцию предсердий (ФП). При сохранении ФП в течение 20 мин внутривенно вводили ААП. Как правило, использовали прокаинамид в дозах 500–2000 мг, его применяли у 34 (35,4 %) больных, у которых в результате стимуляции вызвана ФП [6].

Из анализа работы [3], при пароксизмах ТП ЧПЭКС позволяет восстановить синусовый ритм в 30–35 % случаев, а в комплексе с ААТ эффективность

метода повышается до более 95 %. По данным некоторых авторов, наилучшие результаты получены при стимуляции предсердий с частотой, которая превышает частоту ТП на 15–25 %, а стимуляция предсердий с частотой, превышающей спонтанную частоту трепетания на 35 % и более, приводила к фибрилляции предсердий. Максимальные частоты стимуляции, применяемые для купирования ТП, достигают 1000–1200 имп. в 1 мин, продолжительность стимуляции – 5–15 с, а по данным некоторых исследований и до 30 с. Рис. 1.

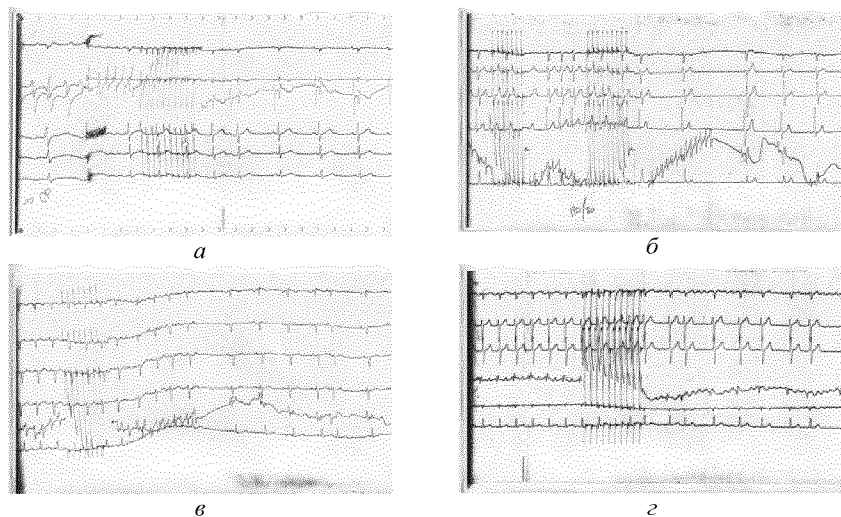


Рис. 1. Восстановление синусового ритма ЧПЭКС при ТП: *а* – непосредственное восстановление синусового ритма после стимуляции; *б, в* – восстановление ритма через короткий период ТП; *г* – перевод ТП в стойкую ФП.

При проведении стимуляции больные ощущают дискомфорт (боль за грудиной, подергивание, сокращения диафрагмы и межреберных мышц). Пищевод также весьма чувствителен к электрическому току, а стенки пищевода на электрическую стимуляцию отвечают спастическим сокращением. Уменьшение длительности и частоты стимуляции приводит к явному уменьшению дискомфорта и болевых ощущений [1]. Таким образом, для успешного восстановления ритма необходимо достижение оптимальных режимов ЧПЭКС по совокупности показателей «дискомфорт – эффективность стимуляции» [5].

При анализе проведенных ЧПЭКС с целью восстановления синусового ритма у больных со сложной формой ТП частота стимуляции, которая превышает ритм сокращений предсердий на 35–55 % и длится 2–3 с, была наиболее эффективной и не вызвала выраженного дискомфорта у больных. ЧПЭКС с частотой более 55 % от спонтанного ритма предсердий, а также при

затяжных пароксизмах, как правило, приводила к фибрилляции предсердий[4].

При проведении чреспищеводной электрокардиостимуляции с целью восстановления синусового ритма у больных с пароксизмами трепетаний предсердий наиболее эффективной была частота стимуляции, превышающая ритм сокращений предсердий на 35–55 %. Частота стимуляции более 55 % от спонтанного ритма предсердий чаще приводила к трансформации трепетания в фибрилляцию предсердий.

При восстановлении ритма, в случае затяжных пароксизмов трепетания предсердий, требовались более высокие частоты стимуляции, которые чаще приводили к фибрилляции предсердий.

Продолжительность стимуляции 2–3 с достаточно для прерывания цикла трепетания предсердий и является наиболее оптимальной по критерию: эффективность стимуляции – минимальный дискомфорт для пациента

Увеличение полости правого предсердия и повышенные уровни артериального давления при проведении стимуляции – факторы, ассоциированные с большей частотой трансформации трепетания предсердий в фибрилляцию предсердий.

Положительная динамика применения данной методики с целью восстановления ритма сердца без госпитализации связана со многими факторами, включающими высокую эффективность метода, чаще всего хорошую переносимость пароксизма, с экономической выгодой для пациента, в том числе с отсутствием необходимости пребывания на больничном листе. Несомненным достоинством метода является расширение возможности электрокардиографии при диагностики сердечно-сосудистой системы.

Список литературы. 1. Ардашев А.В. трепетание предсердий: клиническая электрофизиология и катетерная абляция. – М.: Экономика, 2001. **2.** Сичов О.С., Бідяк О.І., Куць В.О. та ін. Спосіб контролю ефективності стимуляції при відновленні синусового ритму у хворих з пароксизмами тріпотіння передсердь (Деклараційний патент України № 17542) // Промислова власність. – Бюл. № 9, 2006 **3.** Лукошявичюте А.Й., Гедримене Д.А. Эффективность частой электростимуляции левого предсердия через пищевод для прекращения правильного трепетания предсердий // Кардиология. – 1984. – № 12. **4.** Зубрин Ю.В. Зависимость между параметрами частой чреспищеводной электростимуляции предсердий при купировании трепетания и электрофизиологическими характеристиками миокарда. – 1989. – № 7. **5.** Дубровский И.А., Петрий В.В., Кузьменков Д.В. и др. Технические аспекты снижения дискомфорта процедуры чреспищеводной стимуляции сердца // Кардиология. – 1994. – № 4. **6.** Справочник по функциональной диагностике. Под ред. Касирского И.А. –М.: «Медицина»,1970 г

Поступила в редколлегию 14.11.2008

Т.Б. НИКИТИНА, канд. техн. наук, ***И.В. БОВДУЙ***, ***А.В. ВОЛОШКО***,
Е.В. ВИННИЧЕНКО

РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СТЕНДА ДВУХМАССОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Розроблена система управління імітаційним стендом двомасової електромеханічної системи та наведені експериментальні дослідження динамічних характеристик такої системи.

Разработана система управления имитационным стендом двухмассовой электромеханической системы и проведены экспериментальные исследования динамических характеристик такой системы.

In the article development the control system by the imitation stand of two-mass electromechanics system and resulted of dynamic characteristics experience for such system.

Введение. Создание систем управления сложными многомассовыми электромеханическими системами с упругими и нелинейными элементами, как правило, выполняется с использованием имитационного моделирования.

Постановка проблемы, связь с научными и практическими задачами. Достоверность результатов, полученных в ходе синтеза систем управления сложными многомассовыми электромеханическими объектами может быть проверена только при работе с реальным объектом. Одним из подходов к решению данной проблемы является использование физических моделей - стендов, повторяющих структуру объекта управления. При этом, первоначальная отладка регуляторов и сравнение их эффективности работы в условиях, максимально приближенных к реальному, выполняется на таком стенде, содержащем все необходимые элементы.

Анализ последних достижений и публикаций по данной проблеме. Исследовательские стенды для отладки программного обеспечения систем управления преобразователями с учетом особенностей кинематических связей между приводным двигателем и рабочим механизмом выпускаются многими электротехническими фирмами. Однако, стоимость подобных стендов многократно превышает первоначальную стоимость серийных преобразователей и двигателей. В работах [1-2] рассматриваются вопросы разработки таких стендов.

Цель работы. Разработка и изготовление исследовательского стенда двухмассовой электромеханической системы, позволяющим выполнить отладку программного обеспечения алгоритмов управления и исследование динамических характеристик стенда.

Изложение материала исследования, полученных научных результатов. Стенд двухмассовой электромеханической системы, схема которого

показана на рис. 1, содержит две одинаковые электрические машины постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов типа ДПТ-25-Н2, роторы которых связаны между собой упругим звеном. Предполагается, что одна машина будет работать в двигательном режиме, а другая в генераторном, с помощью которой будет имитироваться активный момент нагрузки. При необходимости, первая машина может также работать в режиме торможения. На роторах каждой машины установлены оптические дискретные датчики углового положения, с помощью которых измеряются также и угловые скорости роторов.

На валах каждой машины установлены тормозные устройства так, что моменты сухого трения каждой машины равны естественному моменту сухого трения машины и регулируемому с помощью тормозных устройств дополнительному моменту внешнего трения. Необходимость механических тормозов на роторах обеих машин обусловлена тем, что предполагается отладка алгоритмов управления при движении на малых скоростях, когда возникают фрикционные колебания, параметры которых определяются упругой связью между роторами машин и сухим трением на валах машин. Такой режим прилипания и срыва характерен при движении подвижных частей исполнительного двигателя и рабочего органа многих машин и механизмов с трением на малых скоростях. Причем, в ряде случаев такой режим работы является нормальным, а для многих механизмов такой режим работы является аварийным.

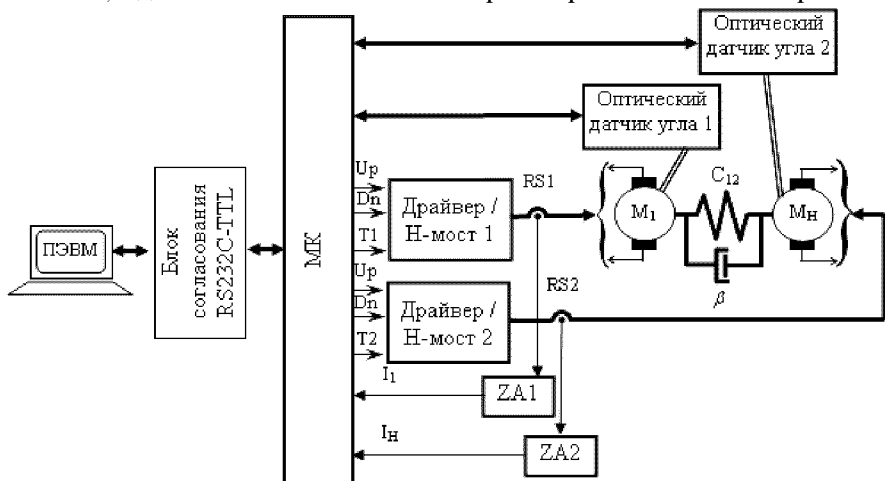


Рис. 1. Схема системы управления станком

Для управления режимом работы основного и нагрузочного двигателей M_1 и M_H , работающих в 4-х квадрантах, необходимо сформировать сигналы питающего напряжения ДПТ, измерить величины токов и углов поворота вала двигателей. Величина напряжения питания двигателей задается 8-

разрядными таймерами МК, работающих в режиме ШИМ. На рис. 2 показана плата силовых преобразователей и датчиков

Направление вращения двигателя задается дискретным сигналом, на основе анализа направления тока в конкретном двигателе. Формирование питающего напряжения двигателей по уровню и току выполняется 4-х канальным драйвером *L293D* фирмы *SGS-Thomson*, 2 канала которого образуют *H*-мост для одного двигателя.

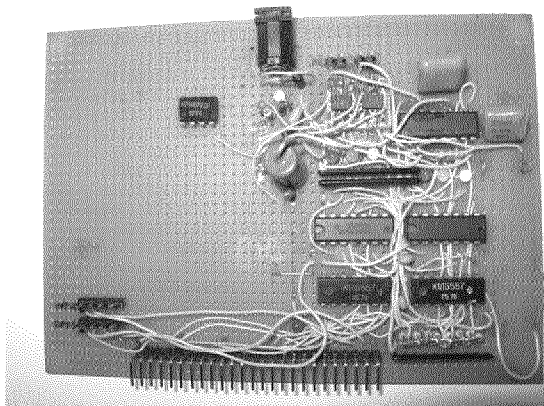


Рис. 2. Плата силовых преобразователей и датчиков

На рис. 3 показана плата микроконтроллерного модуля программирования и связи с ПК.

Драйвер двигателей, работая в ключевом режиме обладает значительным динамическим диапазоном коммутации (до 5 кГц), высокой перегрузочной способностью по току (до 2-х кратного превышения тока замыкания двигателя), температурной защитой и возможностью блокировки выходного напряжения каждого моста. Для управления драйвером двигателей необходим модуль контроля запрета одновременного включения плечей *H*-моста, либо организовать дополнительный программный контроль состояния сигналов управления мостом.

Датчики измерения сигнала по току выполняются без гальванической развязки в виде шунта, последовательно включаемого в якорную цепь двигателя и фильтра-усилителя *ZA*. Выделение частотной полосы и усиление полезного сигнала с датчика тока *RS* осуществляется фильтром 4-го порядка Баттерворта, выполненного на прецизионных операционных усилителях *INA117P*. Цифровая обработка сигналов обратных связей по току производится после их преобразования блоками 8-ми разрядных АЦП МК. В режиме измерения малых токов АЦП позволяет увеличить точность преобразования посредством программно изменяемого коэффициента усиления входного сигнала внутренними предусилителями, от 1-го до 200-х кратного.

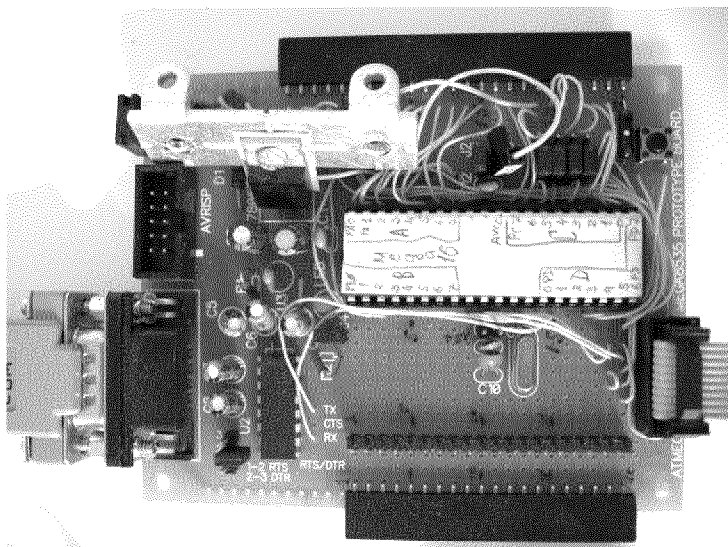


Рис. 3. Плата микроконтроллерного модуля программирования и связи с ПК

Для измерения угла поворота вала двигателей в виду малых конструктивных размеров и требования отсутствия дополнительных масс вносимых датчиками, использован оптический датчик *PAN3101*, фирмы *PixArt Imaging Inc.*, применяемый для измерения линейных перемещений в оптических манипуляторах. Датчик обладает высокой разрешающей способностью, до 800 *срi*, и быстродействием, что позволяет измерять линейную скорость до 0,53 м/с. Разрешающая способность по углу поворота датчика зависит от его месторасположения относительно центра вала двигателя и при необходимости может быть увеличена. Данные измерений считываются по последовательному интерфейсу в МК, где используются как технологические в процессе управления и информационные для передачи в ПЭВМ.

Использование масштабируемых физических моделей предусматривает адекватность учета параметров реального объекта регулирования. Выполнить данное требование возможно при использовании быстродействующих цифровых узлов управления, подключенных к силовым преобразователям с достаточной полосой пропускания. Кроме требований функциональности к подобным системам, как правило, выдвигаются задачи сбора и обработки информации. Таким образом, создание и моделирование систем управления для ЭМС с микроконтроллерными устройствами должно выполняться с некоторой избыточностью по составу компонентов, с целью обеспечения универсальности и гибкости системы при изменении алгоритма управления.

Типовое решение создания исследовательских стендов предназначенных для синтеза систем управления ЭМС с микроконтроллерными устройствами

предлагается в достаточно большом сегменте рынка, например в пакете *MATLAB*, в котором на текущий момент выполнена поддержка МК фирм *Intel*, *Texas Instruments*, *Atmel* (серия *AVR*). К общим недостаткам подобных сред для разработки можно отнести требования связанные с обязательным наличием специализированных интерфейсных плат ввода-вывода сигналов, для соединения конечного устройства с ПЭВМ. Пример системы с применением типовой реализации с использованием интерфейсной платы *PCI-1711* фирмы *Advantech* рассмотрен в [2].

При создании управляющей части стенда необходимо, в первую очередь, учитывать ограничения, связанные с вычислительными возможностями и скоростью обмена информационного потока между ведущим компьютером и встраиваемым контроллером. В зависимости от типа регулятора и объема передаваемых данных в случае недостаточной вычислительной мощности встраиваемых контроллеров, должно быть обеспечено перераспределение функций по вычислительным затратам между ведущим ПЭВМ и встраиваемым микроконтроллером.

При разработке системы управления макетом необходимо учитывать следующие требования: возможность изменения структуры, параметров и алгоритма управления регуляторов; измерение и протоколирование всех выходных координат; конструкция датчиков и формирователей сигналов измеряемых координат должна учитывать необходимую точность преобразования выходных координат и разрядность по разрешению преобразователей аналоговых сигналов; изменение параметров силовых преобразователей как по величине, так и роду выходных координат (напряжение, ток); возможность автономной работы; протоколы передачи данных должны быть стандартными; распространенность и время освоения программных средств для разработки; возможность дальнейшей модернизации за счет усложнения структуры и количества модулей и агрегатируемости блоков.

Исходя из вышеизложенных требований, выбраны следующие узлы и устройства стенда. В качестве ядра системы управления рассматриваемого стенда используется управляющая ЭВМ, выполненная на микроконтроллере (МК) фирмы *ATMEL* серии *Mega* с развитой периферией и протоколами обмена данными, допускающим работу в составе сети МК. В качестве системы управления режимом работы и сбора диагностических данных о выходных координатах объекта управления используется персональная ЭВМ. Для обмена между МК и ПЭВМ выбран протокол связи *RS-232C*, исходя из максимально необходимого потока данных и минимума количества линий передачи данных. Измерение токов и напряжений выполняется с использованием встроенных в МК аналого-цифровых преобразователей (АЦП) [4-5]. Предварительное согласование уровней, масштабирование и фильтрация сигналов выходных координат (токов и напряжений) выполняется в блоках усилитель-формирователей (БУФ), выполненных на операционных усилителях. Измерение механических величин выходных координат (угол поворота вала)

выполняется стандартными оптическими датчиками с высокой разрешающей способностью и последовательным обменом данных. Для обеспечения работы двигателя в 4-х квадрантах и плавного регулирования напряжения питания с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) сигнала управления силовых преобразователей используется соответствующее программное обеспечение.

Программирование МК осуществляется на языке *C*, компилятор *Code Vision AVR*. Интерфейс и программа управления и сбора диагностических данных для ПЭВМ выполнена в среде визуального программирования *Lab View*.

На рис. 4 показан программатор и плата микроконтроллерного модуля программирования и связи с ПК

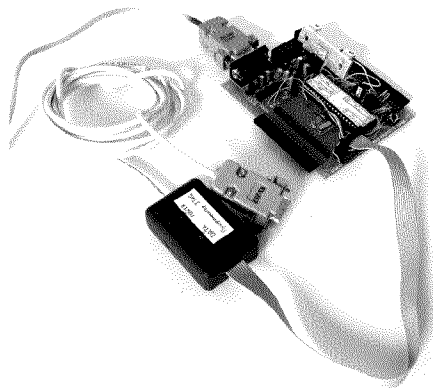


Рис. 4. Программатор и плата микроконтроллерного модуля программирования и связи с ПК

Выбор МК *AVR Mega 16* фирмы *ATMEL* в качестве управляющей ЭВМ обусловлен высоким быстродействием данного МК, порядка *16 MIPS* при работе с максимальной частотой процессора МК, что обеспечивается набором *RISC* команд, оптимизированных для использования компилятора языка *C* и наличием нескольких уровней аппаратных прерываний. Состав встроенных в МК блоков следующий: 8 каналов АЦП; компаратор; 3 таймера с возможностью формировать ШИМ сигналы; универсальный приемо-передатчик; интерфейсы *SPI*, *JTAG*, *TWI*.

Такой состав блоков МК позволяет решать большинство задач по обработке и формированию сигналов, организации процесса обмена между МК и ПЭВМ, создания сети МК. Наряду с возможностью электрического перепрограммирования области программ и констант внешним программатором, подключенным к ПЭВМ, у данного МК предусмотрена внутрисхемная модификация содержимого области программ посредством перезаписи програм-

мой, размещенной в *BOOT*-модуле, что необходимо при создании регуляторов с изменяемой структурой, например нейросетевого типа.

Данный МК позволяет решать задачи по созданию систем управления с изменяемой структурой и параметрами регулятора, вплоть до увеличения количества МК входящих в систему управления. Таким образом, ограничение на количества измеряемых и управляемых координат ОУ не являются критичными при проектировании систем управления с данными МК.

На рис. 5 показана схема рабочего места оператора

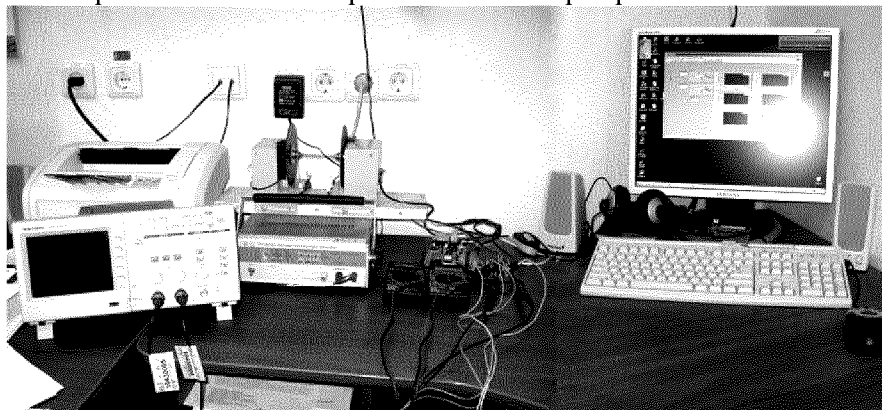


Рис. 5. Схема рабочего места оператора

Система управления станком состоит из измерительно-управляющего комплекса и ПК связанных между собой через *COM*-порт (*RS-232C*). Измерительно-управляющего комплекс реализован на микроконтроллере. Управляющий сигнал вырабатывается в ПК и передается в МК посредством кода, где дешифруется и подается на ШИМ. Также МК считывает данные с датчиков, кодирует их и пересылает в ПК, где посылка дешифруется и на основе полученных данных вырабатывается управляющий сигнал. Рассмотрим алгоритм работы микроконтроллера. Алгоритм работы основного цикла программа представляет ряд последовательных операций: проверка наличия полученной посылки, в случае наличия таковой производится ее разборка и дешифровка; управление двигателями; чтение данных с датчиков положения; чтение данных о времени цикла; отправка посылки с данными о номере цикла, времени работы цикла и отсчеты с двух датчиков положения; накопление номера цикла. Проверка наличия посылки производится проверкой наличия информации в приемном буфере *USARTa*. Данная информация образуется в результате работы прерывания *USARTa*. В случае наличия посылки начинается чтение и дешифровка информации. Посылка имеет фиксированную длину в 11 байт. Управление двигателями производится через ШИМ. На ШИМ подается сигнал управления вращенияем в прямом или реверсном направлении и

разрешающий сигнал с частотой 900 Гц и длительностью импульса $0 \div 1$ мс в зависимости от задания напряжения ($000 \div 255$). Измерение времени работы цикла производится посредством встроенного таймера микроконтроллера, который каждые 10 мкс инкриминирует переменной «time10mks» единицу, после прохождения одного цикла она обнуляется, а насчитанное значение перед обнулением добавляется в отправляемую посылку.

Рассмотрим алгоритм и программу управления стендом на персональном компьютере. Программа обработки данных и выработки управляющего значения написана в виде виртуального прибора в среде *LabVIEW*. Внешний вид лицевой панели представлен на рис. 6.

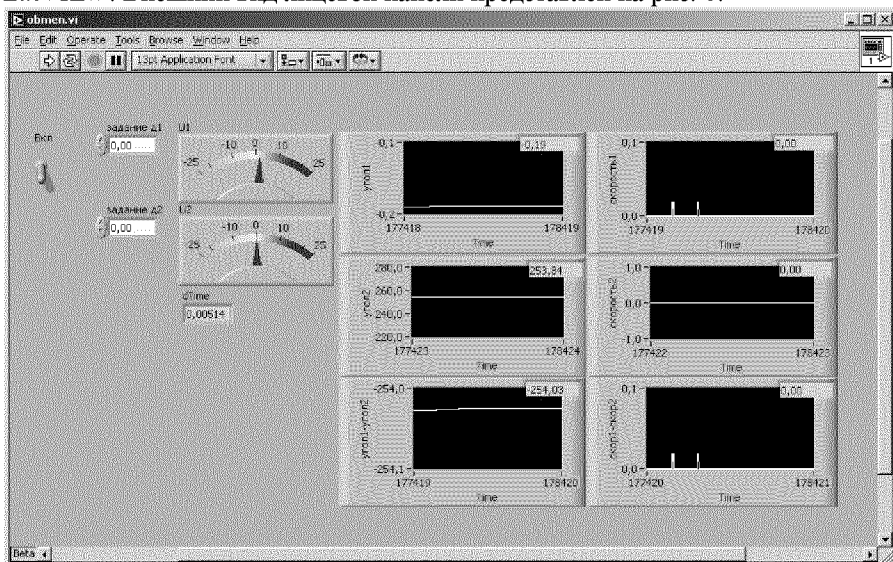


Рис. 6. Внешний вид интерфейса программы

Программа состоит из ряда подпрограмм, таких как: приемо-передачи и кодировки сигнала, расчета скорости, положения, разности скоростей и углов, и подсчета времени, регулятора, а также модулей построения временных диаграмм, сохранения данных в файл и настройки *COM*-порта. Диаграмма основной программы представлена на рис. 7 и состоит из элементов настройки и основного цикла. К элементам настройки относятся: настройка открытие и закрытие *COM*-порта, а также настройка открытие и закрытие файла для записи данных в файл. Организация работы с *COM*-портом построена на так называемой архитектуре *VISA*. Основной цикл состоит из регулятора, подпрограммы обмена с микроконтроллером, подпрограммы обработки принятых данных, блока записи данных в файл на жестком диске, а также блоков построения графиков, задания управляющих воздействий и вывода управ-

ляющего напряжения и периодов работы цикла. Кроме того, имеются элемент переноса переменных на следующий цикл.

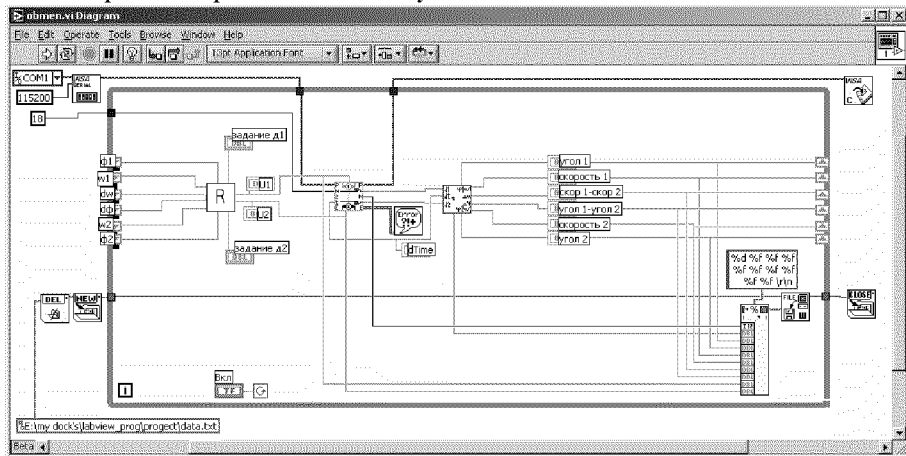


Рис. 7. Схема основной программы

Входными переменными являются: сигналы задания напряжений на каждый из каналов, параметры ресурса передачи и количество символов подлежащих прочтению из посылки. Выходные переменные - параметры ресурса передачи, принятая строка, а также обработанные значения из принятой посылки. Работает эта подпрограмма следующим образом: сигнал управления кодируется; собирается в передаваемую строку в соответствии с шаблоном и передается; проверяется наличие посылки в буфере чтения; выравнивается по контрольному символу (для повышения надежности процесса чтения); считывается заданное количество символов (байт); разбирается посылка в соответствии с шаблоном; дешифруется.

Текущее время определяется путем суммирования интервалов работы МК. Положение валов каждого двигателя определяется суммированием текущих обработанных отсчетов разности приращений углов по положению вала двигателя, скорость каждого из двигателей определяется отношением приращения угла поворота вала двигателя к интервалу времени.

В качестве примера рассмотрим переходные процессы угла поворота второго двигателя при остановке первого двигателя. Эксперимент проходил в следующих условиях: на первый двигатель подается максимальное напряжение и двигатель разгоняется до максимальной скорости. Двигатели связаны пружиной. После разгона первого двигателя, его вал резко затормаживается, и записываются колебания угла поворота второго двигателя, показанные на рис. 8. Как следует из рисунка, в системе возникают собственные механические колебания частотой 1,97 Гц. На рис. 9 показаны переходные процессы для случая, когда двигатели поменяли местами. Как следует из рис. 10, в сис-

теме возникают собственные механические колебания частотой 2,03Гц. Таким образом, в переходных процессах стэнда двухмассовой электромеханической системы возникают собственные механические колебания частотой около 2 Гц, обусловленные наличием упругой связи между валами приводного двигателя и двигателя, имитирующего рабочий механизм.

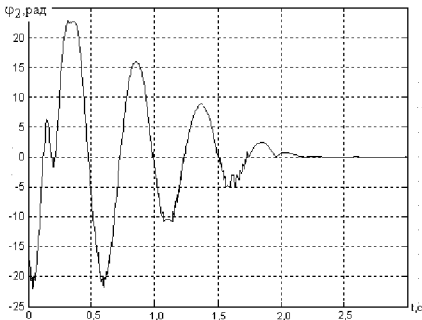


Рис. 8. Переходный процесс угла поворота второго двигателя при остановке первого двигателя

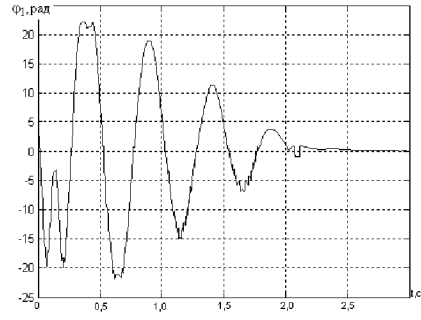


Рис. 9. Переходный процесс угла поворота первого двигателя при остановке второго двигателя

Выводы из проведенного исследования, перспективы этого направления. Разработана схема, техническое и программное обеспечение системы управления и приведены динамические характеристики стэнда двухмассовой электромеханической системы. Полученные динамические характеристики будут использованы для определения параметров математической модели стэнда, необходимой для синтеза алгоритмов управления.

Список литературы: 1. Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Федорик Р.В. Практическая реализация цифровых САУ в среде пакета Матлаб с использованием платформы реального времени «QNX TARGET» // Вісник Національного політехнічного університету «ХПІ». Сер. Електротехніка, електроніка і електропривод. - 2002. - № 2, Т.1. - С.98-101. 2. Зеленев А.Б., Пошлов Е.В., Щелочков А.Г. Создание универсального лабораторного макета системы прямого цифрового управления электроприводом // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Сер. Електротехніка, електроніка і електропривод. Харьков: НТУ «ХПІ». - 2002. - № 12. - Т.2. - С.472-475. 3. Войтенко В.П., Хоменко М.А. Встраиваемая система позиционирования с нейрорегулятором // Технічна електродинаміка, тем. випуск «Проблеми сучасної електротехніки». - Київ - 2008, ч.1. - С. 71 - 74. 4. Ан П. Сопряжение ПК с внешними устройствами: Пер. с англ. - М.: ДМК Пресс, 2003. - 320 с. 5. Кузьминов А.Ю. Интерфейс RS232. Связь между компьютером и микроконтроллером. - М.: Радио и связь, 2004. -168 с. 6. Трамперт В. Измерение, управление и регулирование с помощью AVR-микроконтроллеров.: Пер. с нем. - К.: «МК Пресс», 2006. - 208 с. 7. Гук М.Ю. Аппаратные средства IBM PC. Энциклопедия. 3-е изд. - СПб.: Питер, 2006. - 1072 с. 8. CodeVisionAVR v.1.23.8d User Manual. Rev. 17.5.2003: Pavel Naiduc and HP Info Tech S.R.L., 2003. - 200 с. 9. Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя. - М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. 592 с.

Поступила в редакцию 15.01.09.

О.Є. ТВЕРИТНИКОВА, ст. викладач каф. ВІТС, (м. Харків)

ФОРМУВАННЯ СИСТЕМИ ПІДГОТОВКИ ІНЖЕНЕРНИХ КАДРІВ НА ЕТАПІ СТАНОВЛЕННЯ ХАРКІВСЬКОГО ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНОГО ІНСТИТУТУ У 30-40 рр. ХХ ст.

Детально проаналізовано етап формування системи підготовки інженерів-електриків в єдинственому в Україні спеціалізованому вищому навчальному закладі електротехнічного профілю.

Realization of detail analysis of establishment of theoretical electrical engineering. Illustrate the role of Ukrainian scientists in establishment of theoretical basics of electrical engineering.

Чільне місце у розвитку електротехнічної галузі і як складової електротехнічної промисловості і вищої електротехнічної освіти займали наукові заклади Харкова, зокрема Харківський технологічний і електротехнічний інститути, які наприкінці XIX початку ХХ ст. стали важливішими науковими і освітянськими центрами України. У статті поставлено мету шляхом узагальнення архівних документів показати деякі аспекти особливості організації наукової роботи і навчального процесу у Харківського електротехнічного інституту (ХЕТИ) у визначених хронологічних рамках.

У 1930 р. відбувається реорганізація Харківського політехнічного інституту, яка мала за мету посилення підготовки фахівців за широким спектром спеціалізацій. Наказом Вищої Ради Народного господарства № 1240 від 17.04. 1930 р. було створено п'ять окремих інститутів. На базі електротехнічного факультету ХПІ організовано ХЕТИ, який підпорядковувався Всесоюзному електричному об'єднанню. Це був перший в Україні спеціалізований вищий навчальний заклад електротехнічного профілю. Директором інституту було призначено інженера М.М. Копелювича. ХЕТИ розташувався у новому корпусі, де крім навчальних аудиторій, було організовано шість лабораторій: вимірювальну, електричних машин, високовольтну, фотометричну, радіолабораторію, кабінет електрифікації і енергетики. Початковий штат інституту складав 30 осіб [1, ф. Р-1682, оп. 1, од. збер. 277, арк. 23, 25, 79].

Упродовж 1930-1934 рр. професорсько-викладацький склад інституту було посилено висококваліфікованими спеціалістами. За пропозицією П.П. Копняєва і В.М. Хрушова на посади викладачів кафедр було запрошено фахівців із виробництва, наукових співробітників науково-дослідних установ, зокрема Українського науково-дослідного інституту промислової енергетики. Це сприяло становленню викладання фундаментальних і практичних дисциплін. Зокрема, підвищенню якості викладання спеціалізованих курсів та дисциплін з технології процесів; зміцненню зв'язків між науково-дослідними

кафедрами ХЕТІ та виробництвом; розвитку нових наукових напрямів і початку реформування в інституті наукової електротехнічної школи, зокрема зміцненню професорсько-викладацького потенціалу. У 1934 р. склад кафедр інституту налічував п'ять професорів, п'ятнадцять доцентів і тридцять п'ять асистентів (див. табл. 1).

Таблиця 1 – Кадровий склад ХЕТІ у 1934 р.
(таблицю складено автором за матеріалами Державного архіву Харківської області (ДАХО))

Посада	Кількість	Професорсько-викладацький склад
Професори	5	С.Н. Берлін, П.П. Копняєв, О.А. Потебня, І.Ф. Перевозський, В.М. Хрущов
Доценти	15	О.Б. Брон, В. М. Кияница, А.Л. Матвеев, О.Х. Хінкулов, І.С. Рогачов, О.П. Сукачов, Г.І. Штурман, Б.Ф. Вашура, Р.Л. Аронов, А.І. Бертінов, Г.Н. Леві, Т.П. Губенко та ін.
Асистенти	35	О.Я. Бергер, Л. Я. Бендіктов, А. Л. Вайнер, Л.В. Цукерник, А.К. Потужний, С. М. Фергік, Е.В. Хрущова, О.М. Ефрос, О.М. Данілевський, О.П. Мілях та ін.

Наявність потужного наукового потенціалу сприяло оптимізації структури інституту. Розвиток електротехніки на той час відбувався досить стрімко, що вимагало створення нових факультетів з диференціальними спеціальностями для підготовки фахівців за вузькою спеціалізацією і навчальними програмами які відрізнялись за змістом. Спочатку ХЕТІ мав у своєму складі три факультети і два відділення – денне та вечірнє. Кафедри: «Передачі електричної енергії» (ПЕЕ) – завідувач професор В.М. Хрущов; «Електричні станції» (ЕС) – доцент А.Л. Матвеев електротехнічного факультету; кафедри «Електричні апарати» – доцент Б.Ф. Вашура, «Електрифікація промисловості» – доцент Т.П. Губенко, «Електричні машини» – професор П.П. Копняєв електромашинобудівного факультету і кафедра „Електрична тяга” – завідувач професор О.О. Потебня факультету електричної тяги. Завдяки базі, яка була сформована у попередні роки на електротехнічному факультеті професором П.П. Копневим, підготовка спеціалістів відбувалась за напрямками: електричні машини, електроапаратобудування, електрична тяга, центральні електростанції, передача і розподіл електричної енергії [1, ф. р-1682, оп. 1, од. збер. 277, арк. 2, 79, 28].

Навчальні плани інституту формувались поступово. Період становлення характеризувався постійними змінами у навчальному процесі. Окремі дисципліни впроваджувались до навчального плану а потім виключались. Професори і викладачі інституту звернули увагу на низку недоліків, які мала система підготовки інженерів на той час. Так, професором В.М. Хрущовим була висловлена пропозиція щодо впровадження спеціалізації, починаючи вже з першого курсу і збільшення виробничої практики до 40 %. У зв'язку з цим відбулося корегування навчальних планів, зокрема, фундаментальні курси розділили на декілька окремих. Наприкінці навчального семестру з кожного

курсу проводився іспит, що перевантажувало студентів і відповідно відбувалось зниження якості підготовки фахівців [1, ф. р-1682, оп. 1, од. збер. 288, арк. 23].

На удосконалення навчального процесу впливала організація наукових досліджень. Розвиток науково-дослідної роботи вимагав удосконалення існуючих лабораторій і створення нових. Документи Державного архіву Харківської області містять звіти про тематику науково-дослідної роботи кафедр ХЕТІ. Якщо на 1933/34 рр. було заплановано вісім наукових тем, то у 1935/36 рр. їх кількість збільшується до тридцяти двох. Розширювалась і тематика НДК, зокрема кафедра ПЕЕ почала розробку високоточної апаратури для вимірювання і реєстрації перенапруги; кафедра «Електроапаратобудування» розпочала комплексне дослідження індукційних систем реле [1, ф. р-1682, оп. 1, од. збер. 288, арк. 23].

На початковому етапі існування ХЕТІ виникли проблеми в діяльності лабораторій для навчального процесу і науково-дослідної роботи. Більшість лабораторій мала лише навчальну спрямованість. Їх обладнання не відповідало вимогам для проведення наукових досліджень. Окремі лабораторії спеціальних кафедр, які при організації мали за мету проведення спеціальних науково-технічних робіт, навпаки слід було переорієнтувати на навчальний процес. Нові лабораторії будувались враховуючи, також, інноваційні напрями розвитку електротехнічної галузі. Наприклад, у 1936 р. була організовано лабораторія іонної та електронної апаратури, де передбачалося проводити лабораторний практикум з радіовимірювань, вивчати параметри іонної і електронної апаратури, проводити дослідження радіоприймачів і передаючих пристроїв. Аналіз архівних фондів НТУ «ХПІ» дозволяє підрахувати, що за сім перших років діяльності ХЕТІ кількість лабораторій зросла втричі. У 1937 р. в ХЕТІ діють сімнадцять лабораторій: шість загальнотехнічного призначення і одинадцять спеціалізованих, зокрема, електровимірювальна, радіотехнічна, фотометрична, високовольтна, електромашинна, кабінет електрифікації і енергетики [3, од. збер. 3, арк. 5; 4, с. 29].

Удосконалення лабораторної і матеріально-технічної бази сприяло пошкваленню наукової-дослідної роботи у другій половині 1930 рр. Це відобразилось на рівні підготовки молодих науковців і їх участь у наукових темах інституту зайняло чільне місце у навчанні аспірантів. Додатковим чинником у системі підготовки стало впорядкування наукової роботи за допомогою розробки проекту положення про аспірантуру. При НДК інститутів встановлювався Інститут аспірантури, що надавало змогу готувати фахівців на базі інституту і виробничої практики, під керівництвом професорів інституту. Встановлювався порядок отримання вчених ступенів і звань, затверджувався порядок захисту дисертаційних робіт. Створення Інституту аспірантури і умов для підготовки наукових кадрів, зокрема матеріально-технічної бази, сприяло зростанню загальної кількості аспірантів (див. табл. 2). Також перелічені заходи мали вплив на якість підготовки аспірантів, що відобразилось на кількості викладачів, які мали науковий ступінь. За архівними матеріалами

ДАХО можна простежити, що протягом 1936-41 рр. відбулось збільшення кількості захищених дисертаційних робіт. Так впродовж перших шість років було захищено лише п'ять кандидатських, з них два випускника аспірантури ХЕТІ, то до 1941 р. захист кандидатських робіт збільшився майже утричі і, що важливо, з'явилися докторські роботи. Протягом п'яти років відбувся захист докторських дисертацій викладачів інституту: О.Б. Брона, Б.Ф. Вашури, О.М. Ефроса, О.М. Данілевського, Р.Л. Аронова [1, ф. р-1682, од. збер 258, арк. 81].

Таблиця 2 – Склад аспірантів впродовж 1930-1950 рр.
(таблицю складено автором матеріалами ДАХО)

	1930	1936	1938-41	1943/44	1945	1946/47	1947/48	1948/49	1949/50
Всього	2	101	–	6	26	27	37	41	
Випуск	–	2	22	–	–	5	3	12	11

Важливий вплив на розвиток науково-дослідної роботи кафедр ХЕТІ мала організація у 1933 р. науково-експериментальних прецизійних майстерень. Базою для створення майстерень стали вимірювальна і еталонна лабораторії, започатковані професором П.П. Копняєвим. В майстернях було налагоджено виробництво трьохшлейфових і шестишлейфових осцилографів, які були призначені для реєстрації швидкозмінливих процесів: механічних, звукових, електричних коливань тощо. Осцилографи широко використовувались у медицині, при вивченні дії струмів на нервову систему; у науково-дослідних лабораторіях, рухомих станціях. Раніше використовувались німецькі осцилографи фірми „Сіменс”. Також у прецизійних майстернях було налагоджено виробництво потрібних для наукових експериментів приладів, які раніше імпортувались з Німеччини, зокрема, приладів високого класу точності, що призначались для перевірки електричних лічильників, трансформаторів та інших електровимірювальних приладів; реєструючої апаратури; вольтметрів, амперметрів, ватметрів як переносних, так і щитових. Постійно виконувались замовлення електричних станцій на виготовлення електровимірювальних приладів. Так, виконані замовлення Харківського тракторного заводу на диференціальні ватметри, пробні конструкції електричних моторів, переносні осцилографи. За довоєнні роки виробництво осцилографів зросло майже в десять разів, значний поштовх набуло виробництво реєструючої апаратури (див. табл. 3). Робочі майстерні ХЕТІ звільнили багато підприємств і інститутів України від залежності закордонної вимірювальної апаратури [2, ф. 5404, оп. 2, од. збер. 12, арк. 47].

Друга половина 30-х рр. ХХ ст. характеризувалась реформуванням вищої спеціальної освіти. У 1936 р. вийшла постанова СНК СРСР де були визначені основні напрями підготовки фахівців, затверджено навчальні програми і плани. Професорсько-викладацький склад ХЕТІ взяв активну участь у реформуванні та пошуках шляхів поліпшення якості підготовки фахівців.

Кількість студентів істотно збільшувалась. У 1932/33 навч. рр. контингент складав 520 осіб. У подальші роки було збільшено план прийому, який складав – 320 студентів. Вже у 1940 р. загальна кількість студентів складала 1200 чоловік і 170 студентів отримало диплом. Усе це вимагало оновлення змісту освіти. Цікаву полеміку викладачів ВНЗ щодо вирішення цих проблем було надруковано у журналі «Електрика». Спираючись на досвід підготовки інженерів, професор В.М. Хрущов висловив думку, що для створення умов для розвитку кваліфікованого фахівця потрібно більше уваги приділяти самостійній роботі студента. Було визначено, що головною метою є підготовка фахівця із загальною теоретичною базою, професійна спеціалізація повинна складатись на старших курсах і виробництві. Тому було переглянуто попередні пропозиції В.М. Хрущова щодо впровадження спеціалізації, починаючи з першого курсу [5; 6, 7].

Таблиця 3 – Випуск вимірювальних приладів науково-експериментальним виробництвом ХЕТІ (таблицю складено автором матеріалами ДАХО)

Обладнання	1933/34 рр.	1937 р.	1938 р.	1941/42 рр.	Всього за десять років:
Осцилографи трьохшлейфові	2	10	–	40	150
Осцилографи шестишлейфові	2	11	29	55	
Реєструюча апаратура	112	288	295	1000	1400
Електродинамічні прилади	200	240	560	1700	2700

Таблиця 4 – Зміни складу ХЕТІ впродовж 1930-1950 рр. XX ст. (таблицю складено автором за матеріалами ДАХО)

Професорсько-викладацький склад	1924 р.*	1930 р.	1939/40 рр.	1946/47 рр.	1950/51 рр.
Професорів зав. кафедр	2	3	13	12	19
Професорів кафедр	3	5	7	1	8
Доцентів зав. кафедр	–	3	2	12	6
Доцентів кафедр	8	15	54	29	83
Викладачі і асистенти	14	35	82	65	105

*Склад електротехнічного факультету ХТІ.

Реформування стосувалось і системи підготовки молодих науковців. Викладання лише теоретичного матеріалу без практичного виробничого досвіду, знижувало якість викладання. Тому велике значення приділялось практичному стажуванню не лише студентів, а й аспірантів. Для них були переглянуті програми виробничої практики. Важливе значення для посилення нау-

кового потенціалу інституту мав перехід на штатну систему, що також сприяло зміцненню кадрового складу. У 1941 р. ХЕТІ мав у своєму складі два академіка, сім докторів наук, тринадцять професорів, п'ятдесят чотири доценти (див. табл. 4). Варто підкреслити також, що основні положення про організацію навчального процесу та виробничих зв'язків, які були відпрацьовані впродовж 30-х ст. ХХ ст. отримали розвиток і у другій половині ХХ ст. [2, ф. 5404, оп. 2, од. збер. 48, арк. 61; 1, р-1682, оп. 1, од. збер. 277, арк. 28].

Висновки. Таким чином, незважаючи на реорганізаційні заходи у 1939 рр. ХЕТІ було посилено новими спеціальностями. Інститут мав у своєму складі три факультети і вісім спеціальностей, також загальне технічне відділення і філію інституту на ХЕМЗі за спеціальностями електричні машини, електричні апарати, електричне обладнання. Порівняльний аналіз архівних даних свідчить, що протягом 1930-1941 рр. структура інституту істотно змінювалась. Базові факультети, електротехнічний і електроенергетичний, збільшили кількість спеціальностей. Склад інституту було посилено загальним технічним відділенням, що сприяло якості підготовки фахівців. Розпочав розвиватись новий напрям наукових досліджень – радіотехніка. Відкриття філії стало важливим чинником зміцнення зв'язків науковців ХЕТІ з виробництвом і надало можливість підготовки робітників. Необхідно відмітити, що випуск фахівців за деякими спеціальностями, відбувався в Україні і в Європейських країнах лише в ХЕТІ. Визначальною рисою власне для ХЕТІ стало те, що у організації навчального процесу поєднувався принцип вузької спеціалізації зі збереженням комплексної підготовки фахівців-електриків, тобто інститут не втратив профіль вищого навчального закладу комплексної електротехніки. За перше десятиріччя існування ХЕТІ була створена матеріально-технічна база, збільшено кількість спеціалізованих лабораторій, які відповідали вимогам навчального процесу і наукових досліджень; відбулося поновлення кадрового складу інституту, що сприяло поліпшенню структури інституту і зміцненню зв'язків з виробничниками. Все це надало можливість збільшити контингент студентів, підняти рівень підготовки фахівців.

Список літератури: 1. *Державний архів Харківської області: фонд Харківського політехнічного інституту.* 2. *Державний архів Харківської області: фонд Харківського електротехнічного інституту.* 3. *Архів НТУ «ХПІ».* 4. *Милях А.Н.* Лаборатории Харьковского электротехнического института // *Электричество.* – 1937. – № 16. С 29-34. 5. *Елютин В.П.* Советская высшая электротехническая школа // *Электричество.* № 12. – 1967. – С. 1-5. 6. *Бергер А.Я.* Недостатки электротехнического образования и необходимые мероприятия // *Электричество,* – 1940. – № 9. – С. 4-7. 7. *Хрущов В.М.* Главная задача высшей школы // *Электричество,* – 1940. – № 19. – С. 175- 180.

Поступила в редколлегию 7.11.08

В.М. УДОВИЧЕНКО, канд. техн. наук, НТУ "ХПІ", (м. Харків)

ВЗАЄМОЗВ'ЯЗОК ТРИВИМІРНИХ ІНТЕГРАЛІВ ФУР'Є ТА ХАРТЛІ ДЛЯ ФІНІТНИХ ФУНКЦІЙ

Сформульована та доведена теорема, що встановлює взаємозв'язок між тривимірними інтегралами Фур'є та Хартлі для фінітних функцій. Ця теорема є узагальненням відповідних теорем, які встановлюють взаємозв'язок між операторами обчислення дискретних та дискретно-неперервних тривимірних перетворень Фур'є та Хартлі.

The theorem establishing interrelation between integrals of Fourier and integrals of Hartley for limited function is formulated and proved. This theorem is generalisation of the corresponding theorems, establishing interrelation between operators of calculations of discrete and discrete-continuous transformation of Fourier and transformation of Hartley.

Проблема, яку ми розв'язуємо в даній статті, полягає в доповненні інструментарію інформаційних технологій у базисах Фур'є та Хартлі (скорочено $F\&H$) [1, 2] теоремою, яка встановлює взаємозв'язок між тривимірними інтегралами $F\&H$ для фінітних функцій. Ця теорема є узагальненням відповідних теорем, які були раніше сформульовані для операторів обчислення тривимірних перетворень $F\&H$ і потрібна для подальшої розбудови інструментарію інформаційних технологій у базисах $F\&H$. Тому проблема є актуальною.

У літературі, присвяченій застосуванню перетворень $F\&H$, основними напрямками досліджень є теоретичні аспекти перетворень $F\&H$ та їх застосування для вирішення практичних задач обробки сигналів [3 – 6], порівняння швидких алгоритмів дискретних перетворень $F\&H$ [7], створення багатомірних варіантів дискретних перетворень $F\&H$ [8], але відсутня теорема, що встановлює взаємозв'язок між тривимірними інтегралами $F\&H$ для фінітних тривимірних функцій.

Метою роботи є формулювання та доведення теореми, що встановлює взаємозв'язок між тривимірними інтегралами $F\&H$ для фінітних тривимірних функцій з метою подальшого її застосування для розбудови інструментарію інформаційних технологій в базисах $F\&H$.

Побудова теореми, що встановлює взаємозв'язок між тривимірними інтегралами $F\&H$, для фінітних тривимірних функцій. Не зменшуючи загальності ми вважаємо, що носій фінітних тривимірних функції $f(x, y, z)$, $\text{supp } f(x, y, z) = D$, $D = [-\pi, \pi]^3$. Відомо [4, 6], прями тривимірні перетворення $F\&H$ фінітної, абсолютно інтегрованої функції $f(x, y, z)$,

$\operatorname{Re}[f(x, y, z)], \operatorname{Im}[f(x, y, z)] \in C(D)$ (C – множина комплексних функцій дійсного аргументу. Умова V), можуть бути представлені у вигляді:

$$\Omega_{c, y, \Phi}^{F \setminus H}(f) = d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j 2 p(c x + y u + \Phi z)] \\ \operatorname{cas}[2 p(c x + y u + \Phi z)] \end{array} \right\} dx dy dz, \quad (1)$$

де $F \setminus H$ – скорочення “Фур’є або Хартлі”, $(c, y, \Phi) \in \mathfrak{R}$, \mathfrak{R} – множина дійсних чисел, $\operatorname{cas}(\delta) = \cos(\delta) + \sin(\delta)$, $d = 1/(8p^3)$, $j = \sqrt{-1}$.

Представимо \mathfrak{R} у вигляді: $\mathfrak{R} = \mathfrak{R}^+ \cup \mathfrak{R}^0 \cup \mathfrak{R}^-$, де \mathfrak{R}^+ – підмножина \mathfrak{R} , множина додатніх дійсних чисел. \mathfrak{R}^- – підмножина \mathfrak{R} , множина від’ємних дійсних чисел. Введемо позначення:

$$\{\Gamma_{-1}, M_{-1}, L_{-1}\} \in \mathfrak{R}^-, \{\Gamma_{+1}, M_{+1}, L_{+1}\} \in \mathfrak{R}^+, \{\Gamma_0, M_0, L_0\} \in \mathfrak{R}^0. \quad (2)$$

Хай виконуються умови:

$$\Gamma_{+1} = -\Gamma_{-1}, M_{+1} = -M_{-1}, L_{+1} = -L_{-1}. \quad (3)$$

З урахуванням (2), (3) представимо елементи (1) у вигляді:

$$\begin{aligned} \Omega_{\Gamma_{\mp 1}, M_{\mp 1}, L_{\mp 1}}^{F \setminus H}(f) &= d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \times \\ &\times \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j 2 p(x \Gamma_{\mp 1} + y M_{\mp 1} + z L_{\mp 1})] \\ \operatorname{cas}[2 p(x \Gamma_{\mp 1} + y M_{\mp 1} + z L_{\mp 1})] \end{array} \right\} dx dy dz, \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \Omega_{\Gamma_{\mp 1}, M_{\mp 1}, L_0}^{F \setminus H}(f) &= d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \times \\ &\times \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j 2 p(x \Gamma_{\mp 1} + y M_{\mp 1})] \\ \operatorname{cas}[2 p(x \Gamma_{\mp 1} + y M_{\mp 1})] \end{array} \right\} dx dy dz, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \Omega_{\Gamma_{\mp 1}, M_{\mp 1}, L_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f) &= d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \times \\ &\times \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j 2 p(x \Gamma_{\mp 1} + y M_{\mp 1} + z L_{\pm 1})] \\ \operatorname{cas}[2 p(x \Gamma_{\mp 1} + y M_{\mp 1} + z L_{\pm 1})] \end{array} \right\} dx dy dz, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\Omega_{\Gamma_{\mp 1}, M_0, L_{\mp 1}}^{F \setminus H}(f) = d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \times$$

$$\times \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j2p(x\Gamma_{\mp 1} + z\Lambda_{\mp 1})] \\ \text{cas}[2p(x\Gamma_{\mp 1} + z\Lambda_{\mp 1})] \end{array} \right\} dx dy dz, \quad (7)$$

$$\Omega_{\Gamma_{\mp 1}, M_0, \Lambda_0}^{F \setminus H}(f) = d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \left[\begin{array}{l} \exp(-j2p x \Gamma_{\mp 1}) \\ \text{cas}(2p x \Gamma_{\mp 1}) \end{array} \right] dx dy dz, \quad (8)$$

$$\Omega_{\Gamma_{\mp 1}, M_0, \Lambda_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f) = d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \times \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j2p(x\Gamma_{\mp 1} + z\Lambda_{\pm 1})] \\ \text{cas}[2p(x\Gamma_{\mp 1} + z\Lambda_{\pm 1})] \end{array} \right\} dx dy dz, \quad (9)$$

$$\Omega_{\Gamma_{\mp 1}, M_{\pm 1}, \Lambda_{\mp 1}}^{F \setminus H}(f) = d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \times \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j2p(x\Gamma_{\mp 1} + yM_{\pm 1} + z\Lambda_{\mp 1})] \\ \text{cas}[2p(x\Gamma_{\mp 1} + yM_{\pm 1} + z\Lambda_{\mp 1})] \end{array} \right\} dx dy dz, \quad (10)$$

$$\Omega_{\Gamma_{\mp 1}, M_{\pm 1}, \Lambda_0}^{F \setminus H}(f) = d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \times \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j2p(x\Gamma_{\mp 1} + yM_{\pm 1})] \\ \text{cas}[2p(x\Gamma_{\mp 1} + yM_{\pm 1})] \end{array} \right\} dx dy dz, \quad (11)$$

$$\Omega_{\Gamma_{\mp 1}, M_{\pm 1}, \Lambda_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f) = d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \times \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j2p(x\Gamma_{\mp 1} + yM_{\pm 1} + z\Lambda_{\pm 1})] \\ \text{cas}[2p(x\Gamma_{\mp 1} + yM_{\pm 1} + z\Lambda_{\pm 1})] \end{array} \right\} dx dy dz, \quad (12)$$

$$\Omega_{\Gamma_0, M_{\mp 1}, \Lambda_{\mp 1}}^{F \setminus H}(f) = d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \times \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j2p(yM_{\mp 1} + z\Lambda_{\mp 1})] \\ \text{cas}[2p(yM_{\mp 1} + z\Lambda_{\mp 1})] \end{array} \right\} dx dy dz, \quad (13)$$

$$\Omega_{\Gamma_0, M_{\mp 1}, I_0}^{F \setminus H}(f) = d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \begin{bmatrix} \exp(-j 2 p y M_{\mp 1}) \\ \operatorname{cas}(2 p y M_{\mp 1}) \end{bmatrix} dx dy dz, \quad (14)$$

$$\Omega_{\Gamma_0, M_{\mp 1}, I_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f) = d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \times \left\{ \begin{bmatrix} \exp[-j 2 p (y M_{\mp 1} + z I_{\pm 1})] \\ \operatorname{cas}[2 p (y M_{\mp 1} + z I_{\pm 1})] \end{bmatrix} \right\} dx dy dz, \quad (15)$$

$$\Omega_{\Gamma_0, M_0, I_{\mp 1}}^{F \setminus H}(f) = d \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y, z) \begin{bmatrix} \exp(-j 2 p z I_{\mp 1}) \\ \operatorname{cas}(2 p z I_{\mp 1}) \end{bmatrix} dx dy dz, \quad (16)$$

Для подальшого застосування наводимо пряму та обернену теореми Удовиченка В.М. [9, 10]:

$$\exp(\pm j \delta) = \left(\frac{1 \pm j}{2} \right) \operatorname{cas}(\delta) + \left(\frac{1 \mp j}{2} \right) \operatorname{cas}(-\delta), \quad \delta \in \mathfrak{R}. \quad (17)$$

$$\operatorname{cas}(\pm \delta) = \left(\frac{1 \mp j}{2} \right) \exp(j \delta) + \left(\frac{1 \pm j}{2} \right) \exp(-j \delta), \quad \delta \in \mathfrak{R}. \quad (18)$$

Теорема. (Удовиченко В.М.). Для інтегралів $\Omega_{\Phi_k}^{F \setminus H}(f)$,

$\Omega_{\Psi_k}^{F \setminus H}(f)$, $k = \overline{1, 13}$, де:

$\Phi_1 = (\Gamma_{\mp 1}, M_{\mp 1}, I_{\mp 1})$, $\Psi_1 = (\Gamma_{\pm 1}, M_{\pm 1}, I_{\pm 1})$; $\Phi_2 = (\Gamma_{\mp 1}, M_{\mp 1}, I_0)$, $\Psi_2 = (\Gamma_{\pm 1}, M_{\pm 1}, I_0)$;
 $\Phi_3 = (\Gamma_{\mp 1}, M_{\mp 1}, I_{\pm 1})$, $\Psi_3 = (\Gamma_{\pm 1}, M_{\pm 1}, I_{\mp 1})$; $\Phi_4 = (\Gamma_{\mp 1}, M_0, I_{\mp 1})$, $\Psi_4 = (\Gamma_{\pm 1}, M_0, I_{\pm 1})$;
 $\Phi_5 = (\Gamma_{\mp 1}, M_0, I_0)$, $\Psi_5 = (\Gamma_{\pm 1}, M_0, I_0)$; $\Phi_6 = (\Gamma_{\mp 1}, M_0, I_{\pm 1})$, $\Psi_6 = (\Gamma_{\pm 1}, M_0, I_{\mp 1})$;
 $\Phi_7 = (\Gamma_{\mp 1}, M_{\pm 1}, I_{\mp 1})$, $\Psi_7 = (\Gamma_{\pm 1}, M_{\mp 1}, \lambda_{\pm 1})$; $\Phi_8 = (\Gamma_{\mp 1}, M_{\pm 1}, \lambda_0)$, $\Psi_8 = (\Gamma_{\pm 1}, M_{\mp 1}, \lambda_0)$;
 $\Phi_9 = (\Gamma_{\mp 1}, M_{\pm 1}, \lambda_{\pm 1})$, $\Psi_9 = (\Gamma_{\pm 1}, M_{\mp 1}, \lambda_{\mp 1})$; $\Phi_{10} = (\Gamma_0, M_{\mp 1}, \lambda_{\mp 1})$, $\Psi_{10} = (\Gamma_0, M_{\pm 1}, \lambda_{\pm 1})$;
 $\Phi_{11} = (\Gamma_0, M_{\mp 1}, \lambda_0)$, $\Psi_{11} = (\Gamma_0, M_{\pm 1}, \lambda_0)$; $\Phi_{12} = (\Gamma_0, M_{\mp 1}, \lambda_{\pm 1})$, $\Psi_{12} = (\Gamma_0, M_{\pm 1}, \lambda_{\mp 1})$;
 $\Phi_{13} = (\Gamma_0, M_0, \lambda_{\mp 1})$, $\Psi_{13} = (\Gamma_0, M_0, \lambda_{\pm 1})$;

виконується наступне:

$$\Omega_{\Phi_k}^F(f) = \left(\frac{1-j}{2} \right) \Omega_{\Phi_k}^H(f) + \left(\frac{1+j}{2} \right) \Omega_{\Psi_k}^H(f), \quad k = \overline{1, 13}. \quad (19)$$

$$\Omega_{\Psi_k}^H(f) = \left(\frac{1+j}{2} \right) \Omega_{\Phi_k}^F(f) + \left(\frac{1-j}{2} \right) \Omega_{\Psi_k}^F(f), \quad k = \overline{1, 13}. \quad (20)$$

Доведення виконується шляхом застосування до $\Omega_{\Phi_k}^F(f)$,

$\Omega_{\Psi_k}^H(f)$, $k = \overline{1, 13}$, які визначені у (4) – (16), теорем (17), (18).

Хай $\bar{\Omega}_{\varphi_k}^{F \setminus H}(f)$, $k=\overline{1, 13}$ – значення інтегралів $F \setminus H$, які ми отримуємо при обчисленні дійсних функцій $f(\circ, \circ, \circ)$, $\tilde{\Omega}_{\varphi_k}^{F \setminus H}(f)$, $k=\overline{1, 13}$ – значення інтегралів $F \setminus H$, які ми отримуємо при обчисленні комплексних функцій дійсного аргументу $f(\circ, \circ, \circ)$. Функції $f(\circ, \circ, \circ)$ задовольняють умову V .

Наслідок 1. Для інтегралів Фур'є $\bar{\Omega}_{\varphi_k}^F(f)$, $k=\overline{1, 13}$, які ми обчислюємо через інтеграли Хартлі $\bar{\Omega}_{\varphi_k}^H(f)$, $\bar{\Omega}_{\psi_k}^H(f)$, $k=\overline{1, 13}$ безпосередньо із (19) отримуємо:

$$\bar{\Omega}_{\varphi_k}^F(f) = \left\{ \left[\bar{\Omega}_{\varphi_k}^H(f) + \bar{\Omega}_{\psi_k}^H(f) \right] \pm j \left[\bar{\Omega}_{\psi_k}^H(f) - \bar{\Omega}_{\varphi_k}^H(f) \right] \right\} / 2, k=\overline{1, 13}. \quad (21)$$

Наслідок 2. Для інтегралів Хартлі $\bar{\Omega}_{\varphi_k}^H(f)$, $k=\overline{1, 13}$, які ми обчислюємо через інтеграли Фур'є $\bar{\Omega}_{\varphi_k}^F(f)$, $\bar{\Omega}_{\psi_k}^F(f)$, $k=\overline{1, 13}$ безпосередньо із (20) з урахуванням (21) отримуємо:

$$\bar{\Omega}_{\varphi_k}^H(f) = \text{Re} \left[\bar{\Omega}_{\varphi_k}^F(f) \right] \pm \text{Im} \left[\bar{\Omega}_{\psi_k}^F(f) \right], k=\overline{1, 13}. \quad (22)$$

Табл. 1. Обчислені значення інтегралів (4), (6)

1	$\bar{\Omega}_{v_{-1}, \mu_{-1}, \lambda_{-1}}^F(f)$	$-4,06386\text{E}-3 - 7,736615\text{jE}-3$	2	$\bar{\Omega}_{v_{-1}, \mu_{-1}, \lambda_{-1}}^H(f)$	$3,672754\text{E}-3$
3	$\bar{\Omega}_{v_{+1}, \mu_{+1}, \lambda_{+1}}^F(f)$	$-4,06386\text{E}-3 + 7,736615\text{jE}-3$	4	$\bar{\Omega}_{v_{+1}, \mu_{+1}, \lambda_{+1}}^H(f)$	$-1,18005\text{E}-2$
5	$\bar{\Omega}_{v_{-1}, \mu_{-1}, \lambda_{+1}}^F(f)$	$1,424348\text{E}-5 + 3,015994\text{jE}-4$	6	$\bar{\Omega}_{v_{-1}, \mu_{-1}, \lambda_{+1}}^H(f)$	$-2,87356\text{E}-4$
7	$\bar{\Omega}_{v_{+1}, \mu_{+1}, \lambda_{-1}}^F(f)$	$1,424348\text{E}-5 - 3,015994\text{jE}-4$	8	$\bar{\Omega}_{v_{+1}, \mu_{+1}, \lambda_{-1}}^H(f)$	$3,158429\text{E}-4$

Тестовий приклад 1. У табл.1 – результати обчислення інтегралів (4), (6) при значеннях $|\Gamma_{\pm 1}|=0,173$, $|M_{\pm 1}|=0,377$, $|L_{\pm 1}|=0,513$ для функції $f(x, y, z) = \exp[-(x+y+z)^2] \sin[\sqrt{p}(x+y+z) + p/7]$.

Наслідок 3. Для інтегралів Фур'є $\tilde{\Omega}_{\varphi_k}^F(f)$, $k=\overline{1, 13}$, які ми обчислюємо через інтеграли Хартлі $\tilde{\Omega}_{\varphi_k}^H(f)$, $\tilde{\Omega}_{\psi_k}^H(f)$, $k=\overline{1, 13}$ безпосередньо із (19) отримуємо:

$$\tilde{\Omega}_{\varphi_k}^F(f) = [(a \pm b + c \mp d) + j(b \mp a + d \pm c)] / 2, \quad k = \overline{1, 13}, \quad (23)$$

де

$$a = \operatorname{Re}[\tilde{\Omega}_{\varphi_k}^H(f)], \quad b = \operatorname{Im}[\tilde{\Omega}_{\varphi_k}^H(f)], \quad c = \operatorname{Re}[\tilde{\Omega}_{\psi_k}^H(f)], \quad d = \operatorname{Im}[\tilde{\Omega}_{\psi_k}^H(f)], \quad k = \overline{1, 13}.$$

Наслідок 4. Для інтегралів Хартлі $\tilde{\Omega}_{\varphi_k}^H(f)$, $k = \overline{1, 13}$, які ми обчислюємо через інтеграли Фур'є $\tilde{\Omega}_{\varphi_k}^F(f)$, $\tilde{\Omega}_{\psi_k}^F(f)$, $k = \overline{1, 13}$ безпосередньо із (20) отримуємо:

$$\tilde{\Omega}_{\varphi_k}^H(f) = [(a \mp b + c \pm d) + j(b \pm a + d \mp c)] / 2, \quad k = \overline{1, 13}, \quad (24)$$

$$\text{де } a = \operatorname{Re}[\tilde{\Omega}_{\varphi_k}^F(f)], \quad b = \operatorname{Im}[\tilde{\Omega}_{\varphi_k}^F(f)], \quad c = \operatorname{Re}[\tilde{\Omega}_{\psi_k}^F(f)], \quad d = \operatorname{Im}[\tilde{\Omega}_{\psi_k}^F(f)], \quad k = \overline{1, 13}.$$

Тестовий приклад 2. У табл. 2 – результати обчислення інтегралів (4), (6) при значеннях $|\Gamma_{\pm 1}| = 0,173$, $|\mathcal{M}_{\pm 1}| = 0,377$, $|\mathcal{L}_{\pm 1}| = 0,513$ для функції $f(x, y, z) = \exp[-(x + y + z)^2] \left\{ \sin[\sqrt{p}(x + y + z)] - j0,37 \times \sin[(\sqrt{p}/3)(x + y + z) + p/7] \right\}$.

Табл. 2. Обчислені значення інтегралів (4), (6).

1	$\tilde{\Omega}_{v_{-1}, \mu_{-1}, \lambda_{-1}}^F(f)$	-5,09505E-3- -6,16615jE-3	2	$\tilde{\Omega}_{v_{-1}, \mu_{-1}, \lambda_{-1}}^H(f)$	3,672754E-3+ +5,392777jE-4
3	$\tilde{\Omega}_{v_{+1}, \mu_{+1}, \lambda_{+1}}^F(f)$	-3,03267E-3+ +9,30708jE-3	4	$\tilde{\Omega}_{v_{+1}, \mu_{+1}, \lambda_{+1}}^H(f)$	-1,18005E-2+ +2,60166jE-3
5	$\tilde{\Omega}_{v_{-1}, \mu_{-1}, \lambda_{+1}}^F(f)$	3,07704E-5+ +3,56134jE-4	6	$\tilde{\Omega}_{v_{-1}, \mu_{-1}, \lambda_{+1}}^H(f)$	-2,87356E-4+ +7,10612jE-5
7	$\tilde{\Omega}_{v_{+1}, \mu_{+1}, \lambda_{-1}}^F(f)$	-2,28345E-6- -2,47065jE-4	8	$\tilde{\Omega}_{v_{+1}, \mu_{+1}, \lambda_{-1}}^H(f)$	3,158429E-4+ +3,80073jE-5

Наведені в табл. 1 і табл. 2 результати обчислення інтегралів (4), (6) задовольняють вимогам теореми, і, таким чином, підтверджують її справедливість.

Висновки. 1. Сформульована і доведена теорема (19), (20), яка встановлює взаємозв'язок між тривимірними інтегралами $F \& H$ у випадку фінітної функції. 2. Наведено наслідки (21) – (24) з теореми, які важливі для практичного застосування (19), (20). 3. Наведено тестові приклади, які підтверджують отримані теоретичні твердження.

Перспективи досліджень у даному напрямку автор вбачає у застосуванні наведеної теореми і наслідків (21) – (24), при подальшій розбудові інструментарію інформаційних технологій у базисах $F \& H$ [1], [2].

Зауваження. В роботі (11 с.155) з вини автора допущена помилка. Надруковано:

$$\exp(\pm \bar{\delta}) = \left(\frac{1 \pm j}{2} \right) \text{cas}(\bar{\delta}) + \left(\frac{1 \mp j}{2} \right) \text{cas}(-\bar{\delta}), \quad \bar{\delta} = \sum_{i=1}^n z_i, \quad z_i \in \mathfrak{R}. \quad (11)$$

Повинно бути:

$$\exp(\pm j \bar{\delta}) = \left(\frac{1 \pm j}{2} \right) \text{cas}(\bar{\delta}) + \left(\frac{1 \mp j}{2} \right) \text{cas}(-\bar{\delta}), \quad \bar{\delta} = \sum_{i=1}^n z_i, \quad z_i \in \mathfrak{R} \quad (11)$$

Список літератури: 1. *Литвин О. М., Удовиченко В.М.* Інструментарій інформаційних технологій в базисі Хартлі // Вестник НТУ “ХПІ”: Сб. научн. тр. –Х.: НТУ “ХПІ”, 2006. – Вып. 38. Тематический выпуск “Приборы и методы неразрушающего контроля”. –С. 69-74. 2. *Литвин О. М., Удовиченко В.М.* Інструментарій інформаційних технологій в базисі Фур’є // Вестник НТУ “ХПІ”: Сб. научн. тр. –Х.: НТУ “ХПІ”, 2007. – Вып. 10. Тематический выпуск “Автоматика и приборостроение”. –С. 119–127. 3. *Рабинер Л., Гоулд Б.* Теория и применение цифровой обработки сигналов. –М.: Мир, 1978. – 848 с. 4. *Макс.Ж.* Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. В 2-х томах, т.1. Перевод с французкого под ред. д-ра физ. мат. наук Н.Г. Волкова. –М.: Мир. 1983. –311с. 5. *Марпл-мл. С. Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения, –М.: Мир, 1990. – 684 с. 6. *БрейсуэллР.* Преобразование Хартли. –М.: Мир, 1990. – 175 с. 7. *Болд Э.Дж.* Сравнение времени вычисления БПХ и БПФ // ТИИЭР, 1985, №12, – С. 184-185. 8. *Маккленнан Дж. Х.* Многомерный спектральный анализ // ТИИЭР, т.70, №9, 1982. – С. 139–152. 9. *Удовиченко В. М.* Оператори Фур’є та Хартлі, побудовані на основі методу Файлона та кубічних сплайнів, точні на тригонометричних поліномах заданого степеня // Вестник НТУ “ХПІ”: Сб. научн. тр. –Х.: НТУ “ХПІ”. 2007. – Вып. 19. Тематический выпуск “Информатика и моделирование”, № 8. – С. 182–190. 10. *Удовиченко В. М.* Оператори Фур’є та Хартлі, побудовані на основі методу Файлона та В-сплайнів п’ятого степеня, точні на тригонометричних поліномах заданого степеня // Вестник НТУ “ХПІ”, Сб. научн. тр. –Х.: НТУ “ХПІ”, 2007. –Вып. 35, “Электрорознергетика и преобразовательная техника”. Тематический выпуск “Приборы и методы неразрушающего контроля”. – С. 3–12. 11. *Удовиченко В.М.* Взаємозв’язок двовимірних інтегралів Фур’є та Хартлі для фінітних функцій // Вестник НТУ “ХПІ”: Сб. научн. тр. –Х.: НТУ “ХПІ”, 2008. –Тематический выпуск 31’2008 “Автоматика и приборостроение”. –С. 153–158.

Поступила в редколлегию 05. 05. 08

А.Л. ХАРЧЕНКО, канд. техн. наук, доц. НТУ «ХПИ» (г. Харьков),
Т.А. КУНАХ (г. Харьков)

ОБОСНОВАНИЕ ЗАДАЧ И МЕТОДОВ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА

У статті розглянуті методи вдосконалення параметрів вузькосмугових фільтрів, такі як апроксимація й вагові вікна, а також обґрунтування й можливі шляхи вирішення завдання реалізації оптимальної функції спектрального вікна вузькосмугових фільтрів.

In article methods of improvement of parameters of narrow-band filters, such as approximation and weight windows, and also a substantiation and probable ways of the decision of a problem of realization of optimum function of a spectral window of narrow-band filters are considered.

Постановка проблеми. Фильтрация является одной из самых распространенных операций обработки сигналов, она находит широкое применение в анализаторах спектра и различного рода селективных измерительных приборах и устройствах. Поэтому развитию теории фильтрации, совершенствованию, разработке и исследованию аналоговых и цифровых стационарных узкополосных фильтров (УПФ) уделяется большое внимание.

Анализ литературы. Преимущественное применение в цифровых анализаторах спектра находит цифровая фильтрация, так как она обеспечивает более высокую точность измерения оценки спектральной плотности мощности (СПМ), чем алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ), и имеет достаточно простую программно-аппаратную реализацию.

Цель статьи рассмотреть задачи и методы совершенствования узкополосных фильтров для спектрального анализа

Метрологические характеристики фильтровых анализаторов спектра, электрического случайного сигнала $x(t)$, в значительной степени определяются используемыми в них узкополосными фильтрами, работающими в установившемся, или стационарном, режиме (в дальнейшем стационарные фильтры).

Основным элементом фильтровых анализаторов спектра является узкополосный фильтр, который в значительной мере определяет их метрологические характеристики. В настоящее время в анализаторах спектра используются активные узкополосные фильтры [1, 2], которые должны обладать в идеале прямоугольной функцией спектрального окна (ФСО) или АЧХ. Однако известно, что идеальный фильтр физически не реализуем, так как его импульсная характеристика должна изменяться в диапазоне от $t = -\infty$ до $t = +\infty$ [3, 4].

Для приближения реальной ФСО к идеальной либо увеличивают порядок фильтра, что усложняет синтез его параметров и схемную реализацию, либо используют различные способы аппроксимации ФСО. Наибольшее распространение находят так называемые полиномиальные фильтры, в частно-

сти фильтры Баттерворта, Чебышева, инверсный Чебышева, Кауэра (эллиптический), Бесселя, отличие которых один от другого состоит в различном подходе к выбору параметров аппроксимации [4, 5].

Приведенные выше способы аппроксимации идеальной ФСО фильтров применимы только для улучшения отдельных частных показателей их частотных характеристик. Однако ни один из этих показателей не является интегральным и не использует главного для анализаторов спектра критерия – минимума двух важнейших составляющих методической погрешности измерения оценки СПМ, получаемой с применением данного фильтра: погрешности аппроксимации ФСО в полосе пропускания фильтра и погрешности, вносимой боковыми лепестками (пульсациями) ФСО вне полосы пропускания (в полосе заграждения). Эти пульсации ФСО фильтра вблизи точек разрыва (как в полосе пропускания, так и вне её), называемые эффектом Гиббса, вызываются усечением частотного спектра сигнала.

Для уменьшения влияния пульсаций ФСО, а, следовательно, повышения точности анализаторов спектра, широко используются весовые окна [6].

Выбор весовых окон для спектрального анализа осуществляется, в основном, по двум группам показателей:

- по характеристикам ширины полосы пропускания главного лепестка ФСО фильтра на определённом уровне, например половинной мощности;
- по характеристикам боковых лепестков ФСО фильтра, среди которых чаще всего используется два показателя: пиковый уровень боковых лепестков, который позволяет судить о том, насколько хорошо окно подавляет просачивание мощности фильтруемого сигнала, и скорость спадания уровня боковых лепестков, особенно ближайших к главному лепестку ФСО.

Весовые окна позволяют улучшить и даже получить оптимальное значение одного из указанных выше показателей ФСО фильтра.

Применение традиционных методов синтеза полосовых фильтров для аппаратной реализации функций спектрального окна связано с большими теоретическими и техническими трудностями, что обусловлено высоким порядком полосовых фильтров, а, следовательно, и большим числом элементов, необходимых для их построения [1, 3, 4]. Усложнение полосовых фильтров неизбежно ведет к ухудшению надежности и усложнению эксплуатации контрольно-измерительной аппаратуры спектрального анализа. Кроме того, усложнение технических объектов и расширение различных мер по обеспечению их надежности приводит к увеличению затрат на разработку, изготовление и эксплуатацию контрольно-измерительной аппаратуры спектрального анализа.

В связи с этим актуальной является задача поиска новых подходов к реализации оптимальных ФСО узкополосных фильтров, методов фильтрового анализа, позволяющих при заданных точности и достоверности измерения СПМ упростить аппаратную реализацию анализаторов спектра, что, в свою очередь, приведет к повышению их надежности.

Одним из возможных путей решения этой задачи является использова-

ние для построения анализаторов спектра динамических (нестационарных, перестраиваемых) фильтров малых порядков [7, 8]. Поясним их физическую суть. Форма ФСО фильтра, особенно низких порядков, далека от идеальной. Однако если при постоянном коэффициенте передачи фильтра изменять во времени частоту настройки (анализа) и коэффициент затухания фильтра в функции времени, то при определенном выборе законов перестройки этих параметров можно получить требуемую точность аппроксимации идеальной, прямоугольной функции спектрального окна.

Важнейшей особенностью таких фильтров является то, что коэффициент затухания фильтра изменяют так, чтобы его наибольшее значение соответствовало середине полосы пропускания фильтра (т.е. центральной частоте ω_0), а наименьшее значение - краям этой полосы, т.е. $(\omega_0 - \Delta\omega/2)$ и $(\omega_0 + \Delta\omega/2)$.

Отсюда актуальной является задача определения оптимальных законов изменения параметров динамического фильтра, которые обеспечивают, при заданной дисперсии оценки СПМ, минимальную погрешность аппроксимации идеальной функции спектрального окна [9].

В общем случае импульсная передаточная функция элементарного рекурсивного узкополосного цифрового динамического фильтра второго порядка (УЦДФВП) имеет вид [10]:

$$H(z) = \frac{b_2 z^{-2} + b_1 z^{-1} + b_0}{a^2 z^{-2} - 2a \cos \eta_0 z^{-1} + 1}, \quad (1)$$

где $a = e^{-\alpha\tau_d}$; $z = e^{j\eta}$; a , b_0 , b_1 , b_2 - коэффициенты фильтра; α - величина, определяющая затухание частотной характеристики фильтра; τ_d - интервал дискретизации сигнала; $\eta = \omega\tau_d$.

При этом окончательно получим следующее упрощенное выражение для передаточной функции $H_i(z)$ рекурсивного УЦДФВП:

$$H_i(z) = \frac{1 - z^{-2}}{(1 - 2\alpha_i\tau_d)z^{-2} + 2\Delta\eta_i z^{-1} + 1} b. \quad (2)$$

где $b = 1$; $a_{2i} = 1 - 2\alpha_i\tau_d$; $a_{1i} = 2\Delta\eta_i$. (3)

Равенства (3) являются исходными для определения законов перестройки коэффициентов a_{2i} и a_{1i} в зависимости от законов изменения центральной частоты и коэффициента затухания фильтра, т.е. для получения методики синтеза оптимального рекурсивного УЦДФВП. Для иллюстрации на рис. 1 приведены графики ФСО, из которых наглядно видны значительные преимущества УДФВП по погрешности аппроксимации (кривые 1, 2) перед классическим стационарным, неперестраиваемым в процессе анализа, фильтром второго порядка (кривая 3).

Выводы. Динамические цифровые УПФ имеют ряд преимуществ перед стационарными цифровыми фильтрами, основным из которых является воз-

возможность обеспечения более высокой прямоугольности ФСО, а, следовательно, и уменьшения относительной погрешности аппроксимации при измерении оценки СПМ с использованием динамического фильтра более низкого порядка, чем цифрового стационарного фильтра. Цифровые фильтры являются основным элементом для построения качественно нового вида измерителей оценки СПМ электрических случайных сигналов - цифровых корреляционно-фильтровых анализаторов спектра с более высокими техническими характеристиками. Переход в таких анализаторах к цифровым динамическим фильтрам является дальнейшим развитием нового направления в спектральном анализе, который основывается на использовании в фильтровых анализаторах спектра динамической фильтрации.

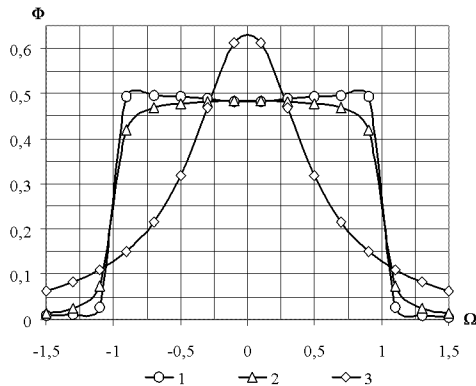


Рис. 1. Функции спектрального окна $\Phi(\Omega)$ фильтров второго порядка: кривая 1 – ФСО для линейного закона перестройки центральной частоты и линейного закона изменения коэффициента затухания УДФВП; кривая 2 – ФСО для линейного закона перестройки центральной частоты при постоянном коэффициенте затухания УДФВП; кривая 3 – ФСО стационарного фильтра

Список литературы: 1. Дженкинс Д., Дженкинс Дж., Мур Б. Справочник по активным фильтрам –М.: Энергоатомиздат 1983. 2. Мэнли Р. Анализ и обработка записей колебаний. –М.: Машиностроение. –1972. 3. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем. –М.: Радио и связь, 1983. –752с., ил. 4. Куцко Т.Ю. Расчет полосовых фильтров. М.-Л., «Энергия», 1965. 192 с. 5. Современная теория фильтров и их проектирование. Под ред. Г. Темеца, С. Митра. – М.: Мир, 1977. 6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. –М.: Радио и связь, 1986. -512 с. 7. Тищенко В.А. Методика определения параметров нестационарных фильтров по требуемой точности измерения оценки спектральной плотности мощности случайных сигналов //Вестник ХГПУ. –1999. –Вып. 24. С. 46-51. 8. Чинков В.Н., Тищенко В.А. Основные направления совершенствования фильтровых методов спектрального анализа // Вестник ХВУ. Системы обробки інформації, випуск 2 (6). 1999. С. 44-47. 9. Чинков В.Н., Харченко А.Л. Формулировка и методы решения задачи оптимального синтеза динамического узкополосного фильтра второго порядка для спектрального анализа эргодических случайных сигналов. //Український метрологічний журнал. – 2001. – Вип. 1. – С. 11-14. 10. Рекурсивные фильтры на микропроцессорах / Под ред. А.Г. Остапенко. — М.: Радио и связь, 1988. — 128 с.

Поступила в редколлегию 14.11.2008

В.Н. ЧИНКОВ, д-р техн. наук, (г. Харьков),
В.С. РАСТЯПИНА, НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ МЕТОД ОДНОФАЗНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ МОЩНОСТИ В ПОСТОЯННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

У статті розглянутий та проаналізований цифроаналоговий метод однофазного перетворення активної потужності промислової частоти в постійну напругу, а також наведена структурна схема його апаратурної реалізації.

In article is considered and analyzed digital-analog method of the single-phase transformation to active power in constant voltage, as well as is citing block diagram its device to realization.

Постановка задачи. Одной из основных физических величин является электрическая мощность, поэтому измерение мощности занимает важное место в электроэнергетике, энергомашиностроении, электрометаллургии, магнитометрии и ряде других областей современной науки и техники. Известны различные методы измерения мощности [1,2].

Большинство этих методов предназначено для измерения мощности в цепях синусоидального тока. Однако в большинстве практических случаев необходимо измерение активной мощности в цепях несинусоидального тока. Возрастают требования и к повышению точности измерения мощности.

Цель статьи заключается в разработке и исследовании цифроаналогового метода однофазного преобразования активной мощности в постоянное напряжение в области промышленных частот, более совершенного по сравнению с известными методами.

Рассмотрим суть данного метода.

Цифроаналоговый метод измерения мощности предусматривает применение двух основных блоков: управляемого делителя напряжения (УДН) и цифроаналогового преобразователя следящего типа (ЦАП). На вход ЦАП подается напряжение, равное сумме напряжения $u_1(t)$, пропорционального току приемника $i(t)$, и постоянного напряжения смещения $U_{см}$, а на вход УДН – напряжение $u_2(t)$, пропорциональное напряжению приемника энергии $u(t)$. Значение напряжения смещения $U_{см}$ должно быть больше максимального значения напряжения u_1 с тем, чтобы сумма напряжений $(u_1 + U_{см})$ оставалась переменной во времени и в то же время сохраняла бы знак неизменным. Выходной код ЦАП, пропорциональный сумме напряжений $(u_1 + U_{см})$, используется для изменения коэффициента деления УДН. При этом, если обеспечить быстроедействие ЦАП и УДН достаточно высоко-

ким, то коэффициент деления УДН будет непрерывно изменяться пропорционально мгновенному значению суммы напряжений $(u_1 + U_{\text{см}})$, и, следовательно, выходное напряжение УДН $u_{\text{вых}}(t)$ будет равно

$$u_{\text{вых}} = k_2 u_2,$$

где k_2 – коэффициент деления делителя напряжения УДН.

Поскольку значение коэффициента деления k_2 пропорционально мгновенному значению суммы напряжений $(u_1 + U_{\text{см}})$:

$$k_2 = k_1 (u_1 + U_{\text{см}}),$$

то выходное напряжение УДН:

$$u_{\text{вых}} = k_1 (u_1 + U_{\text{см}}) u_2.$$

При синусоидальных сигналах $u_1 = U_{1m} \sin(\omega t - \varphi)$ и $u_2 = U_{2m} \sin \omega t$ имеем

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= k_1 [U_{1m} \sin(\omega t - \varphi) + U_{\text{см}}] U_{2m} \sin \omega t = \\ &= k_1 U_1 U_2 [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] + k_1 U_{\text{см}} U_{2m} \sin \omega t. \end{aligned}$$

Находим среднее значение выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ УДН за период сигнала T :

$$\bar{U}_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вых}} dt = k_1 U_1 U_2 \cos \varphi. \quad (1)$$

Поскольку напряжение пропорционально $u_1(t)$ току $i(t)$ в приемнике энергии, т.е. $u_1 = R_0 i$, где R_0 – образцовое активное сопротивление, а другое напряжение $u_2(t)$ пропорционально напряжению $u(t)$, т.е. $u_2(t) = m u(t)$, то

$$\bar{U}_{\text{вых}} = k_1 m R_0 U I \cos \varphi = k P,$$

где $P = U I \cos \varphi$ – активная мощность приемника, $k = k_1 m R_0$ – коэффициент передачи преобразователя мощности.

Таким образом, среднее значение выходного напряжения УДН пропорционально активной мощности приемника энергии. При этом, как следует из выражения (1), среднее значение выходного напряжения УДН $\bar{U}_{\text{вых}}$ не зависит от значения напряжения смещения $U_{\text{см}}$. Следовательно, уровень напряжения $U_{\text{см}}$ может быть любым, но стабильным во времени.

Нетрудно убедиться, что при несинусоидальной форме кривых напряжений u_1 и u_2 среднее значение выходного напряжения УДН пропорционально сумме мощностей всех гармоник. В самом деле, если представить напряжения u_1 и u_2 в виде рядов Фурье:

$$u_1 = \sum_{s=0}^{\infty} U_{1ms} \sin(s\omega t + \psi_{si});$$

$$u_2 = \sum_{l=0}^{\infty} U_{2ml} \sin(l\omega t + \psi_{lu}),$$

то

$$u_{\text{ВЫХ}} = k_1 \left[\sum_{s=0}^{\infty} U_{1ms} \sin(s\omega t + \psi_{si}) + U_{\text{СМ}} \right] \sum_{l=0}^{\infty} U_{2ml} \sin(l\omega t + \psi_{lu}).$$

После преобразования этого выражения получим

$$u_{\text{ВЫХ}} = k_1 \sum_{s=0}^{\infty} U_{1s} U_{2s} \cos(\psi_{si} - \psi_{su}) - k_1 \sum_{s=0}^{\infty} U_{1s} U_{2s} \cos(2s\omega t + \psi_{si} + \psi_{su}) +$$

$$+ k_1 \sum_{\substack{s=0 \\ l=0 \\ s \neq l}}^{\infty} U_{1s} U_{2l} \cos[(s-l)\omega t + \psi_{si} + \psi_{lu}] - k_1 \sum_{\substack{s=0 \\ l=0}}^{\infty} U_{1s} U_{2l} \cos[(s+l)\omega t + \psi_{si} + \psi_{lu}] +$$

$$+ k_1 \sum_{l=0}^{\infty} U_{\text{СМ}} U_{2ml} \cos[l\omega t + \psi_{lu}].$$

Находим среднее значение выходного напряжения УДН:

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{ВЫХ}} dt = k_1 \sum_{s=0}^{\infty} U_{1s} U_{2s} \cos(\psi_{si} - \psi_{su}).$$

Тогда, учитывая, что $U_{1s} = R_0 I_s$, $U_{2s} = m U_s$ и $\psi_{si} - \psi_{su} = \varphi_s$, имеем

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = k_1 \sum_{s=0}^{\infty} R_0 U_{2s} I_s \cos \varphi_s = k \sum_{s=0}^{\infty} P_s,$$

где $P_s = U_s I_s \cos \varphi_s$ – активная мощность s -й гармоники.

Таким образом, действительно, среднее значение выходного напряжения УДН при несинусоидальной форме преобразуемых сигналов u_1 и u_2 пропорционально сумме активных мощностей всех гармоник P_s , $s = 0, \infty$.

На рис. 1 представлена структурная схема аппаратурной реализации рассматриваемого метода преобразования активной мощности в постоянное напряжение. Переменное напряжение u_1 , пропорциональное току приемника $i(t)$, и постоянное напряжение смещения $U_{\text{СМ}}$ подаются на входы сумматора напряжения СМ. С его выхода суммарное напряжение $(u_1 + U_{\text{СМ}})$ подается на вход ЦАП, который подключен к источнику опорного напряжения (ИОН), а на вход УДН – напряжение $u_2(t)$, пропорциональное напряжению приемника энергии $u(t)$. Мгновенное значение выходного напряжения УДН пропорционально произведению напряжений $u_2(u_1 + U_{\text{СМ}})$, а его постоянная составляющая пропорциональна активной мощности приемника. Постоянная со-

ставляющая выходного напряжения $\bar{U}_{\text{ВЫХ}}$ выделяется с помощью фильтра низких частот (ФНЧ).

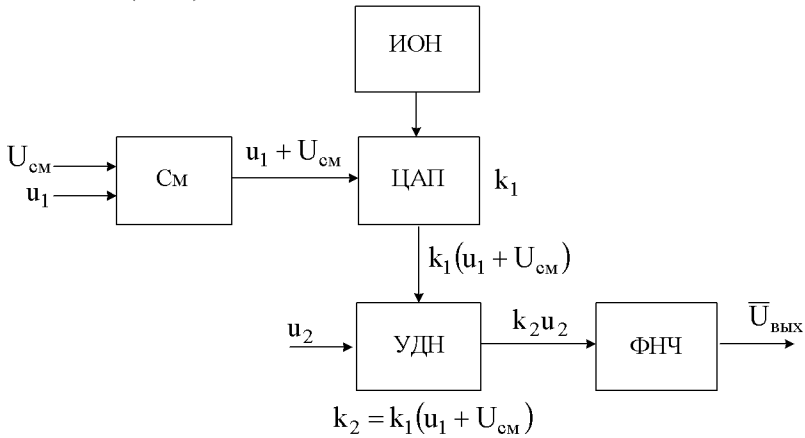


Рис. 1. Структурная схема цифроаналогового преобразователя активной мощности в постоянное напряжение

Таким образом, в статье предложен и исследован цифроаналоговый метод однофазного преобразования активной мощности в постоянное напряжение. Этот метод позволяет преобразовывать мощность не только при синусоидальной, но и несинусоидальной форме сигнала.

Ориентировочный анализ погрешностей преобразователя показывает, что его основная относительная погрешность может быть обеспечена порядка сотых долей процента и меньше за счет высокой точности входящих в него функциональных блоков.

Дальнейшая работа будет направлена на исследование цифроаналогового метода преобразования активной мощности в постоянное напряжение в трехфазных цепях переменного тока.

Список литературы: 1. Измерения в электронике: Справочник: / Кузнецов, В.А, Долгов В.А, Ковневских В.М и др. Под ред. В.А. Кузнецова – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 512 с. 2. Безикович А.Я., Шатило Е.З. Измерение электрической мощности в звуковом диапазоне частот. – Л.: Энергия. Ленингр. отделение, 1980. – 168 с.

Поступила в редколлегию 13.11.08

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Балев В.Н., Сущек А.Н.</i> Виртуальная лаборатория на базе стенда AVR-микрораб	3
<i>Бережная М.А.</i> Синхронизирующие последовательности в конечных детерминированных автоматах	7
<i>Борисенко А.Н., Литвиненко С.А., Обод П.С., Халанская Е.В., Гусельников А.В.</i> Определение информативных параметров и диагностических признаков и формирование обучающих совокупностей при оценке технического состояния дизель-генераторов	16
<i>Васильченко О.Г., Матвиенко А.С.</i> Современные методы визуализации реалистичных трехмерных ландшафтов в тренажерных системах имитации движения	24
<i>Галай В.М.</i> Метод оптико-координатного вимірювання геометричних характеристик труб	30
<i>Герман Э.Е.</i> Современное состояние и перспективы развития систем нечеткого управления	36
<i>Горбачёв В.В., Крылова В.А.</i> Оценка возможности построения универсальных кодеков на основе сверточных кодов с алгоритмом декодирования Витерби	44
<i>Григоренко І.В.</i> Дослідження впливу нелінійності зміни вхідного сигналу на динамічну похибку вимірювального перетворювача під час проведення тестового контролю	50
<i>Гусельников В.К., Беликова Т.Г., Пашкова Н.А.</i> Универсальная метеостанция	58
<i>Ділай І.В., Теплюх З.М.</i> Пристрій з нуль-індикатором потоку для одержання дроселів з рівними опорами	63
<i>Давиденко А.П., Славков В.Н.</i> Исследование метода определения точечных оценок температурных полей локальных объектов	73
<i>Дербунович Л.В., Караман Д.Г.</i> Методы функционального диагностирования ошибок шифрования в симметричных криптографических системах	81
<i>Еникеев А.Ф., Зыков И.С.</i> Синтез цифрового регулятора привода поперечной подачи шлифовального круга	87
<i>Ивашко А.В., Солощук М.Н., Алтухова О.В., Степаненко А.В.</i> К оценке быстродействия ПЛИС-реализаций генераторов псевдослучайных таблиц	94
<i>Кондрашов С.І., Забара В.Ф., Чернишова К.К.</i> Класифікація сучасних електрохімічних методів контролю корозійних процесів	99
<i>Константинова Л.В., Бондаренко Н.Ю.</i> Декларирование соответствия продукции техническим регламентам	106

Королева Я.Ю., Рыжикова М.Г. Синтез тестов для сетей клеточных автоматов на основе характеристических последовательностей.....	112
Мащенко Т.Г., Трубочанова Н.В. Применение метода чреспищеводной электрической кардиостимуляции для контроля состояния сердечно-сосудистой системы	124
Никитина Т.Б., Бовдуй И.В., Волошко А.В., Виниченко Е.В. Разработка и экспериментальное исследование динамических характеристик стенда двухмассовой электромеханической системы	128
Тверитникова О.С. Формування системи підготовки інженерних кадрів на етапі становлення харківського електротехнічного інституту у 30-40 рр. ХХ ст.	138
Удовиченко В.М. Взаємозв'язок тривимірних інтегралів Фур'є та Хартлі для фінітних функцій	144
Харченко А.Л., Кунах Т.А. Обоснование задач и методов совершенствования узкополосных фильтров для спектрального анализа ...	151
Чинков В.Н., Растяпина В.С. Цифроаналоговый метод однофазного преобразования мощности в постоянное напряжение	155

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ “ХПІ”

Збірник наукових праць
Тематичний випуск
Автоматика та приладобудування
№57

Науковий редкатор: проф. Качанов П.О.
Технічний редактор: Яромола О.О.
Відповідальний за випуск: к.т.н. Обухова Г.Б.

Обл. вид. № 21-09
Підписано до друку . Формат 60×84 1/16. Папір Copy Paper.
Друк-ризографія. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 9,4.
Облік. вид. арк. 9,3. Наклад 300 прим. 1 – й завод 1-65. Зам. №
Ціна договірна.

НТУ “ХПІ”, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Надруковано в типографії ТОВ “Сучасний друк” на цифровому лазерному
видавничому комплексі Rank Xerox Docutech 135
м. Харків, вул. Лермонтівська, 27, тел. (057)752-47-90