

**ВЕСТНИК
НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"**

Сборник научных трудов

**Тематический выпуск
"Автоматика и приборостроение"**

56'2008

**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. – № 56 – 166 с.

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

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АППАРАТНЫХ СРЕДСТВ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФИЧЕСКОГО АНАЛИЗА

В статті розглянуто принцип роботи пристроїв для зняття електрокардіограми, наведені основні технічні характеристики сучасних електрокардіографів, а також проведено порівняльний аналіз сучасних електрокардіографічних приладів.

This article deals with the basic working principles of modern cardiographs and their main technical characteristics, and provides a comparative analysis of modern cardiographs.

В связи с планируемой реорганизацией системы охраны здоровья, первичным звеном станет семейный врач, который не всегда готов правильно и оперативно оценить состояние больного и предпринять верные действия при лечении. Сегодня большой процент заболеваний жителей Украины – сердечно-сосудистые заболевания. При диагностике врачом состояния пациента, кроме получения информации при обследовании, часто требуется обработка информации, анализ динамики изменения состояния пациента, консультации со специалистами – кардиологами. Поэтому оснащения врачей современными компактными средствами регистрации с возможностью автономного анализа и оперативным приемом-передачей данных, обменом информацией при определении диагноза, методики и препаратов лечения пациента является актуальной задачей.

Среди необходимых инструментальных обследований, для установки диагноза и правильного лечения, выделяют: электроэнцефалографию (ЭЭГ), электрокардиографию (ЭКГ), фонокардиографию (ФКГ), ультразвуковое исследование (УЗИ) и др. Для определения патологии работы сердца применяют, чаще всего, ЭКГ.

В настоящее время недостаточно представлено информации по совершенствованию аппаратных средств и методик обработки данных кардиографов на базе современных технологий.

Целью статьи является сравнительный анализ характеристик аппаратных средств кардиологических исследований и определение структуры современного виртуального многофункционального кардиографа.

Стандартный электрокардиограф представляет собой прибор, регистрирующий изменения разности потенциалов между двумя точками в электрическом поле сердца (например, на поверхности тела) во время его возбуждения. Электрокардиографы позволяют осуществить как одноканальную, так и многоканальную запись ЭКГ.

Работа кардиографа (см. рис. 1), выпускаемого промышленностью, заключается в следующем. Потенциалы с конечностей пациента снимаются электродами 1, поступают на усилители 2, и коммуникаторы 3, где они скла-

дываются и вычитаются в соответствии с заданной схемой обработки сигнала. После этого кардиосигнал поступает на устройство отображения 4. Для создания «заземляющего» потенциала используют специальный усилитель референтного сигнала 5, электрод 6 которого закрепляют, например, на правой ноге пациента.

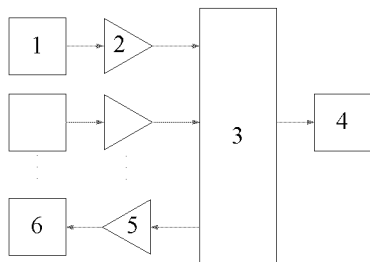


Рис. 1. Структурная схема электрокардиографа

Изменение разности потенциалов на поверхности тела, возникающие во время работы сердца, фиксируют с помощью различных систем отведений ЭКГ. Каждое отведение регистрирует разность потенциалов, существующую между двумя определенными точками электрокардиографического поля сердца [1].

В настоящее время в клинической практике наиболее широко используют 12 отведений ЭКГ, запись которых является обязательной при каждом электрокардиографическом исследовании больного: 3 стандартных отведения, 3 усиленных, однополюсных, отведения от конечностей и 6 грудных отведений.

Стандартные двухполюсные отведения, предложенные в 1913 г. Эйнтховеном, фиксируют разность потенциалов между двумя точками электрического поля, удаленными от сердца и расположенными во фронтальной плоскости – на конечностях. Для записи этих отведений электроды накладывают на правой руке, левой руке, и на левой ноге [2].

Эти электроды попарно подключаются к электрокардиографу для регистрации каждого из трех стандартных отведений (рис. 2). Четвертый электрод устанавливается на правую ногу для подключения заземляющего провода.

В зависимости от количества измерительных каналов в кардиографе, различают: 1-3 каналные кардиографы, способные одновременно регистрировать потенциалы с 1 – 3 отведений; 6 каналные кардиографы, одновременно регистрирующие кардиограмму с 6 отведений; 12 каналные кардиографы, способные одновременно регистрировать кардиограмму с 12 отведений [3].

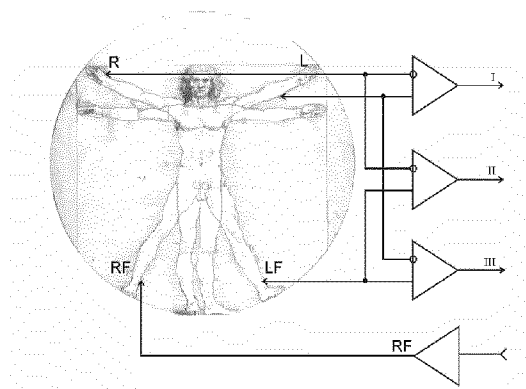


Рис. 2. Схема формирования трех стандартных электрокардиографических отведений от конечностей

Как правило, кардиографы, снимающие менее 12 отведений одновременно, работают в ручном режиме: снимают сначала 3 стандартных отведения, затем 3 усиленных и 6 грудных, 12 канальные кардиографы могут работать как в ручном, так и в автоматическом режиме. При использовании ручного режима для регистрации кардиограммы затрачивается большее количество времени.

Электрокардиографический сигнал регистрируется на цифровом индикаторе или на термореактивной бумаге. Для удобства расшифровки кардиограммы при ее регистрации на термореактивной бумаге, используется несколько стандартных скоростей записи: 25; 50, 40, 48 мм/с.

С развитием современных технологий большинство кардиографов можно подключить к персональному компьютеру, что позволяет создавать и сохранять базы данных по пациентам, накапливать и осуществлять математическую обработку данных, моделировать изменение состояния пациента. Используя выход в *Internet*, возможно обмениваться полезной информацией со специалистами Украины и дальнего зарубежья.

В этом случае появляется возможность для снятия кардиограммы в машине скорой помощи, или у пациента на дому используют переносной электрокардиограф с автономным – аккумуляторным питанием. В обычных клиниках, как правило, используются электрокардиографы, питающиеся от электрической сети. В случае, когда у пациента необходимо обнаружить нарушения ритма в определенном временном промежутке (до 2 – 3 суток) к нему прикрепляют портативное электрокардиографическое устройство, записывающее информацию о работе сердца за требуемый промежуток времени.

В последнее время появились электрокардиографы с цифровой расшифровкой и вариантом диагноза болезни пациента, но получаемая информация не всегда достоверна и отсутствуют дополнительные возможные варианты. В на-

стоящее время отработан способ преобразования, записи и хранения сигналов с аналоговых и цифровых датчиков на персональный компьютер. Информации по обработке полученных результатов и алгоритмов определения вариантов диагноза в зависимости от индивидуальных особенностей пациента в литературе предоставлено недостаточно. Предоставляемые характеристики не дают полного представления о возможностях кардиографов (см. табл. 1). Поэтому используемые кардиографы рассчитаны только на пользователя с высоким уровнем профессиональных знаний и опыта работы. Это существенно ограничивает широкое использование таких приборов.

Таблица 1 – Сравнительная характеристика современных кардиографов

№ п/п	Фирма, название	Кол-во измеряемых каналов	Масса, кг	Габаритные размеры, мм	Стоимость, грн.
1	<i>Dixon ECG-1001</i>	1	2,3	288×210×70	2365
2	<i>Heart Mirror 3</i>	3	1	250×120×52	4500
3	<i>Heart Screen 112D</i>	12	2,9	310×265×70	12360
4	«Аксион» ЭК1Т-1/3-07	12	1,75	296×217×66	5650

Как видно из таблицы стоимость специализированного медицинского оборудования высока и она постоянно растет. С другой стороны эффективность использования получаемой информации остается примерно на том же уровне. Поэтому актуальной является идея создания недорогих, малогабаритных блоков, способных регистрировать информацию о работе сердца. Затем данные передаются с помощью стандартных интерфейсов в персональный компьютер, с целью дальнейшей обработки, визуализации, регистрации и передачи по электронной почте специалистам для подтверждения выбранного диагноза и методики лечения. Структурная схема предлагаемого виртуального электрокардиографа представлена на рис. 3.

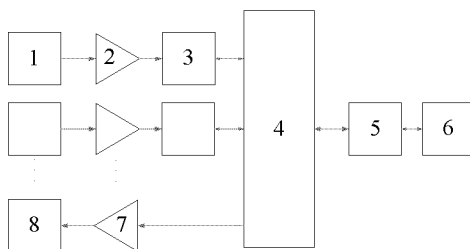


Рис. 3. Структурная схема предлагаемого электрокардиографа:

1 – регистрирующие электроды, 2 – масштабный преобразователь, 3 – АЦП, 4 – микроконтроллер, 5 – контроллер связи, 6 – компьютер, 7 – усилитель референтного сигнала, 8 – электрод референтного сигнала

В соответствии с вышеприведенной структурной схемой на кафедре «Информационно-измерительных технологий и систем» был разработан экспериментальный образец виртуального одноканального кардиографа. Действующий макет был создан на базе микроконтроллера *Atmega16*. В качестве первичных преобразователей использованы обычные пластинчатые электроды, а для усиления сигнала с выхода электродов – используется операционный усилитель *AD-623*. Для преобразования напряжения в код используется встроенный в микроконтроллер 10 разрядный АЦП поразрядного уравнивания. Сигналы из микроконтроллера в компьютер передаются через преобразователь *RS 232 - USB 2.0*. Программа работы микроконтроллера создана на языке программирования *Basic*, виртуальная часть разработана в пакете графического программирования *Labview*. После включения и инициализации портов микроконтроллера, устанавливается связь с персональным компьютером, затем, по нажатию клавиши, микроконтроллер отправляет запрос на считывание данных от первичных преобразователей (см. рис. 4). В ответ на это, (см. рис. 5) получив данные из микроконтроллера, виртуальная часть удаляет возможный шум из полезного сигнала, отображает кардиосигнал и устанавливает возможные варианты диагноза (см. рис. 6).

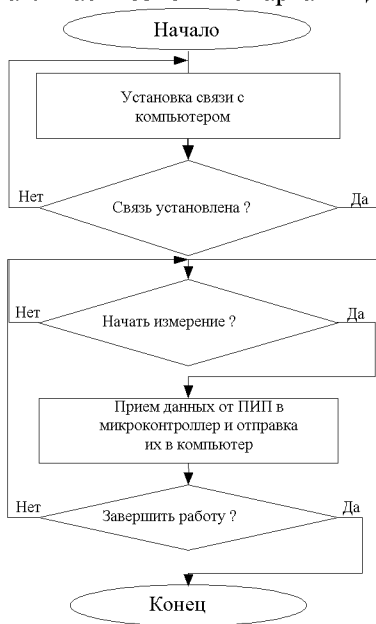


Рис. 4. Алгоритм работы микроконтроллера

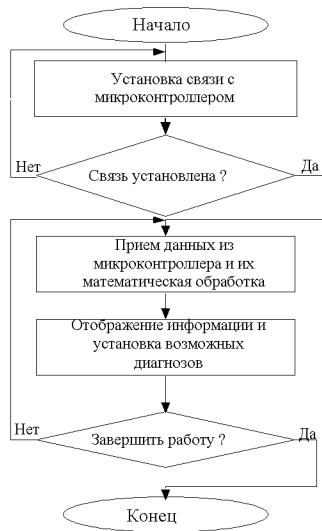


Рис. 5. Алгоритм работы виртуальной части кардиографа

С применением пакета *Labview*, кроме приведенных выше операций, пользователь (врач, консультант) может подключать дополнительные программы для обработки полученного сигнала, создавать базы данных пациентов, систематизировать учет диагнозов заболеваний по группам. Это позволит проводить анализ статистических исследований. Возможно более тщательное изучение любого из полученных зубцов кардиограммы, что гарантирует практически безошибочное установление диагноза больного. Самое главное, появляется практическая возможность передачи полученной кардиограммы, для дополнительных исследований специалистами за пределами данного населенного пункта, с помощью сети *Internet*, так и непосредственно распечатка полученной кардиограммы на месте.

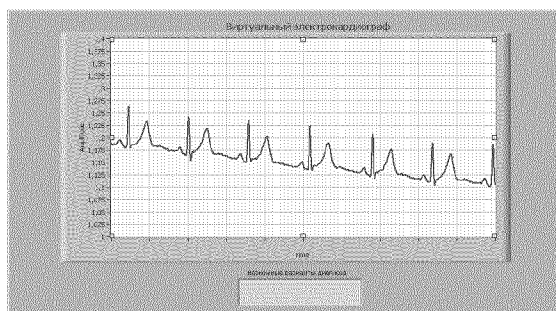


Рис. 6. Лицевая панель виртуального электрокардиографа

Анализ характеристик электрокардиографов, выпускаемых промышленностью, показал целесообразность изменение структуры измерительного комплекса и алгоритма обработки параметров диагностики пациентов.

Учитывая качественные характеристики существующих моделей приборов для регистрации электрокардиограммы, разработка предложенного виртуального электрокардиографа является перспективной для внедрения в лечебно-диагностический процесс и последующего серийного производства.

Список литературы: 1. Мурашко В.В., Струтынский А.В. Электрокардиограмма. – М.: Медицина, 1987. 2. Доцицин В.Л. Практическая Электрокардиография. – М.: Медицина, 1987. 3. Доцицин В.Л. Клинический анализ электрокардиограммы. – М.: Медицина, 1985. 4. Сайт - www.xai-medica.com. 5. Сайт - www.ecg-3iko.ru

Поступила в редколлегию 11.11.2008

С.Н. БАЛЮТА, канд. техн. наук

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ГЛАВНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ШИРОКОПОЛОСНОГО СТАНА ГОРЯЧЕЙ ПРОКАТКИ КАК ТРЕХМАССОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Розроблена методика синтезу оптимальної системи управління головним електроприводом широкопослюгового стану гарячої прокатки як трьохмасової електромеханічної системи. Наведено динамічні характеристики синтезованої системи оптимального управління.

Разработана методика синтеза оптимальной системы управления главным электроприводом широкополосного стана горячей прокатки как трехмассовой электромеханической системы. Приведены динамические характеристики синтезированной системы оптимального управления.

The method of optimal control synthesis for hot trip rolling mill main electric drive as three-mass electromechanics system is developed. There is example of dynamic characteristics of the synthesized optimal control system.

Постановка проблемы, связь с научными и практическими задачами. Непрерывный стан горячей прокатки представляет собой сложный многодвигательный агрегат, в котором отдельные клетки связаны между собой полосой металла [1-2]. В силу этого окружные скорости валков клеток непрерывного стана должны быть строго согласованы и поддерживаться на заданном уровне, определяемом технологическими требованиями [3].

Анализ последних достижений и публикаций по данной проблеме. Для управления моталками и главными приводами широкополосных станов горячей прокатки используют различные типы исполнительных электрических приводов. Наиболее часто применяются электродвигатели постоянного тока с независимым возбуждением, которые питаются от тиристорных преобразователей. Для снижения моментов инерции и повышения мощности в некоторых случаях используют двухдвигательный электропривод. Для выравнивая нагрузок якорные обмотки двигателей включают последовательно, а сами двигатели работают на общий вал. При синтезе системы регулирования скорости вращения главного привода обычно используют модель в виде одномассовой электромеханической системы в предположении жесткого соединения вала двигателя с рабочим механизмом. Однако, такая модель адекватна реальному процессу лишь в области частот регулирования, расположенных значительно ниже первой резонансной частоты механической системы двигатель-рабочий механизм. В системе с одномассовой моделью настройка системы главного привода с полосой пропускания контура скорости выше резонансной частоты механической системы часто приводит к появлению

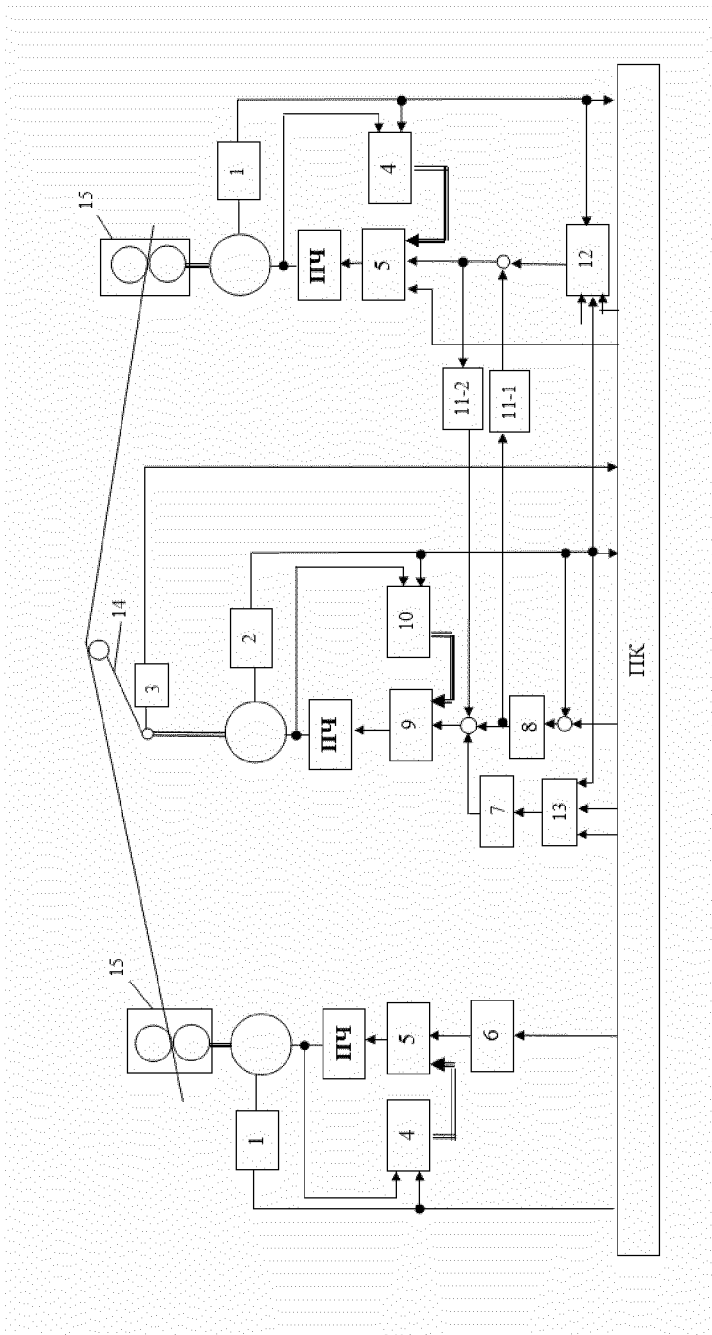


Рис. 1. Схема регулирования натяжения в межклетевом промежутке широкополосного стана горячей прокатки

незатухающих колебаний. Устойчивую работу такой системы можно получить при использовании модели системы, которая учитывает наличие упругих элементов между валом двигателя и рабочим механизмом, например, в виде двухмассовой системы, состоящей из сосредоточенных масс вала двигателя и рабочего механизма, между которыми имеется упругий элемент. Однако, в ряде случаев может понадобиться и более сложная модель привода, например, в виде трехмассовой электромеханической системы [4].

Цель работы. Целью данной работы является исследование динамических характеристик системы оптимального управления главным электроприводом широкополосного стана горячей прокатки с математической моделью в виде трехмассовой электромеханической системы.

Изложение материала исследования, полученных научных результатов. Процесс горячей прокатки сопровождается колебаниями технологических параметров – толщины, давления прокатки, натяжения полосы и т.д. Причем, если колебания толщины полосы обусловлены как неравномерностью толщины и механических свойства проката, а также эксцентриситетами валков прокатной клетки, то колебания натяжения полосы и пропорциональные им колебания токов главных приводов обусловлены наличием упругих элементов в трансмиссиях передачи момента прокатки от приводного двигателя до прокатного вала. В качестве примера на рис. 1 показана схема системы автоматического регулирования межклетевого натяжения и петли полосы [1]. На этой схеме обозначено: 1 – датчик частоты двигателя прокатной клетки; 2 – датчик угла петледержателя; 3 – датчик натяжения полосы; 4 – наблюдатель состояния привода клетки; 5 – регулятор состояния скорости двигателя клетки; 6 – ПИ регулятор скорости; 7 – контроллер компенсации статического момента; 8 – регулятор положения петледержателя; 9 – регулятор состояния скорости петледержателя; 10 – наблюдатель состояния петледержателя; 11 – контроллер перекрестных связей; 12 – регулятор натяжения; 13 – блок расчета статического момента петледержателя; 14 – петледержатель; 15 – прокатная клеть; ПЧ – преобразователь частоты.

Основная задача системы управления главным электроприводом широкополосного стана горячей прокатки заключается в поддержание заданного соотношения между частотами вращения рабочих валков клеток, что обеспечивает постоянство натяжения полосы между клетями и способствует уменьшению отклонения толщины прокатываемой полосы от заданной. Причем, при синтезе систем автоматического управления скоростью прокатных двигателей чистовых клеток непрерывного тонколистового стана горячей прокатки требует рассмотрение многодвигательной электромеханической системы клеток, связанных прокатываемой полосой, как единой электромеханической системы.

Для нормального ведения технологического процесса непрерывной прокатки горячей полосы электроприводы чистовых клеток должны удовлетворять следующим основным требованиям [3]:

- регулирование скорости валков клетей в диапазоне, необходимом для получения требуемых заправочной и рабочей скоростей;
- минимально возможные значения статического и динамического падений скорости при входе полосы в валки (не более 1-2);
- характер переходных процессов, вызванных входом полосы в клеть, должен быть близок к аperiodическому, а время протекания переходных процессов не более 0,1-0,3 с;
- требуемое быстродействие системы автоматического регулирования скорости электропривода по управляющему воздействию, необходимое для эффективной работы системы автоматического регулирования натяжения полосы и системы автоматического управления скоростным режимом прокатки;
- требуемое время торможения привода с рабочей скорости до заправочной после выхода металла из валков;
- величина ударного падения скорости не более 2%;
- величина установившегося падения скорости не более 0,2%;
- отношение времени, соответствующего максимальному значению ударного падения скорости, ко времени восстановления скорости не более 0,25;
- время восстановления скорости не более 0,3 сек;
- величина чистого запаздывания системы не более 0,01 сек;
- передаточная функция замкнутой системы авторегулирования скорости вращения рабочих валков клетки должна приближаться к передаточной функции аperiodического звена с эквивалентной постоянной времени $T_{э\text{кв}} \approx 0,1$ сек.

Реализовать такие требования с помощью типовых пропорционально-интегральных регуляторов систем подчиненного регулирования, как правило, не удастся. Поэтому рассмотрим синтез оптимального управления главным приводом широкополосного стана горячей прокатки с реализацией оптимального управления по полному вектору состояния.

На многих широкополосных станах горячей прокатки используется схема главного привода валков, показанная на рис. 2. Она состоит из двух электрических приводов, шестеренчатой клетки и передаточного механизма, с помощью которого момент приводного двигателя через два шпинделя передается соответственно на верхний и нижний рабочие валки. Если привод валков осуществляется от одного двигателя через редуктор, то модель такого привода целесообразно рассматривать как трехмассовую с сосредоточенными моментами инерции I_1 – двигателя, I_2 – редуктора и I_3 – валков.

При индивидуальном приводе валков прокатного стана двигатели главных приводов расположены на различных расстояниях от прокатной клетки, что обуславливает различную длину валов. При этом, для длинного вала соотношение упругостей участка вала от двигателя до муфты и от муфты до вала являются существенными совместно с моментом инерции муфты с

точки зрения динамики и длинную ветвь целесообразно также рассматривать как трехмассовую систему.

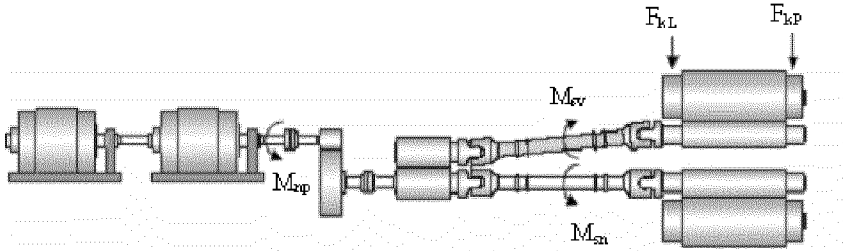


Рис. 2. Схема главного привода клетки кварто широкополосного стана горячей прокатки с шестеренчатой келью

Уравнения динамики такой системы примут следующий вид:

$$J_3 \frac{d\omega_M}{dt} = M_{y23} + \beta_{23}(\omega_2 - \omega_3) + \beta_c \omega + \beta_c \omega_3 - M_c,$$

$$\frac{dM_{y23}}{dt} = C_{23}(\omega_2 - \omega_3),$$

$$J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_{y12} + \beta_{12}(\omega_1 - \omega_2) - M_{y23} - \beta_{23}(\omega_2 - \omega_3),$$

$$\frac{dM_{y12}}{dt} = C_{12}(\omega_1 - \omega_2),$$

$$J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M_\partial - M_{y12} - \beta_{12}(\omega_1 - \omega_2),$$

$$T_M \frac{dM_\partial}{dt} = -M_\partial + K_\partial U.$$

В этих уравнениях: $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ – скорости вращения двигателя, муфты и валков; M_{y12}, M_{y23} – моменты упругости в валах; C_{12}, C_{23} и β_{12}, β_{23} – жесткости и коэффициенты внутреннего вязкого трения в валах на скручивание; T_M – эквивалентная постоянная времени контура прямого управления моментом; K_∂ – коэффициент усиления замкнутого контура прямого управления моментом двигателя; U – входное напряжение замкнутого контура прямого регулирования момента двигателя.

Введем вектор состояния системы $\vec{X}(t)$ в следующем виде:

$$\bar{X}^T(t) = \{\omega_3(t), M_{y23}(t), \omega_2(t), M_{y12}(t), \omega_1(t), M_d(t)\}.$$

Тогда для уравнения состояния:

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = A\bar{x}(t) + BU(t),$$

может быть получено оптимальное управление по интегральному квадратичному критерию в виде управления по полному вектору состояния

$$U(t) = -R_2^{-1}(t)B^T(t)P(t)\bar{X}(t).$$

Для определения матрицы $P(t)$ необходимо решить матричное дифференциальное уравнение Риккати

$$R_1(t) - P(t)B(t)R_2^{-1}(t)B^T(t)P(t) + A^T(t)P(t) + P(t)A(t) = 0.$$

Таким образом, для нахождения оптимального управления линейной системой по интегральному квадратичному критерию в форме обратной связи по полному вектору состояния необходимо решить матричное уравнение Риккати.

В трехмассовой системе непосредственно не измеряются моменты упругости $M_{y12}(t)$ и $M_{y23}(t)$, а также скорости вращения муфты $\omega_2(t)$ и валков $\omega_3(t)$. Для восстановления этих непосредственно не измеряемых переменных состояния построим такой наблюдатель, что входом этого наблюдателя будет момент двигателя $M_d(t)$, а измеряемым выходом будет скорость вращения двигателя $\omega_1(t)$.

Введем вектор состояния наблюдателя в следующем виде:

$$\bar{X}^T = \{\omega_3(t), M_{y23}(t), \omega_2(t), M_{y12}(t), \omega_1(t)\}.$$

Тогда матрицы состояния A_n , управления B_n и выхода C_n наблюдателя для трехмассовой системы примут следующий вид:

$$A_n = \left\| \begin{array}{cc|cc|c} \hline -\beta_c - \beta_{23} & \frac{1}{J_3} & \frac{\beta_{23}}{J_3} & 0 & 0 \\ \hline J_3 & J_3 & J_3 & 0 & 0 \\ \hline -C_{23} & 0 & C_{23} & 0 & 0 \\ \hline \frac{\beta_{23}}{J_2} & \frac{-1}{J_2} & \frac{-\beta_{12} - \beta_{23}}{J_2} & \frac{1}{J_2} & 0 \\ \hline & & -C_{12} & 0 & C_{12} \\ \hline & & \frac{\beta_{12}}{J_1} & \frac{1}{J_1} & \frac{-\beta_{12}}{J_1} \\ \hline \end{array} \right\|; \quad B_n = \left\| \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{J_1} \end{array} \right\|; \quad C_n = \|0 \mid 0 \mid 0 \mid 0 \mid 1\|$$

В этом случае можно построить оптимальный наблюдатель, например, в форме оптимального фильтра Калмана-Бьюси, с помощью которого минимизируется дисперсия ошибки восстановления переменных состояния.

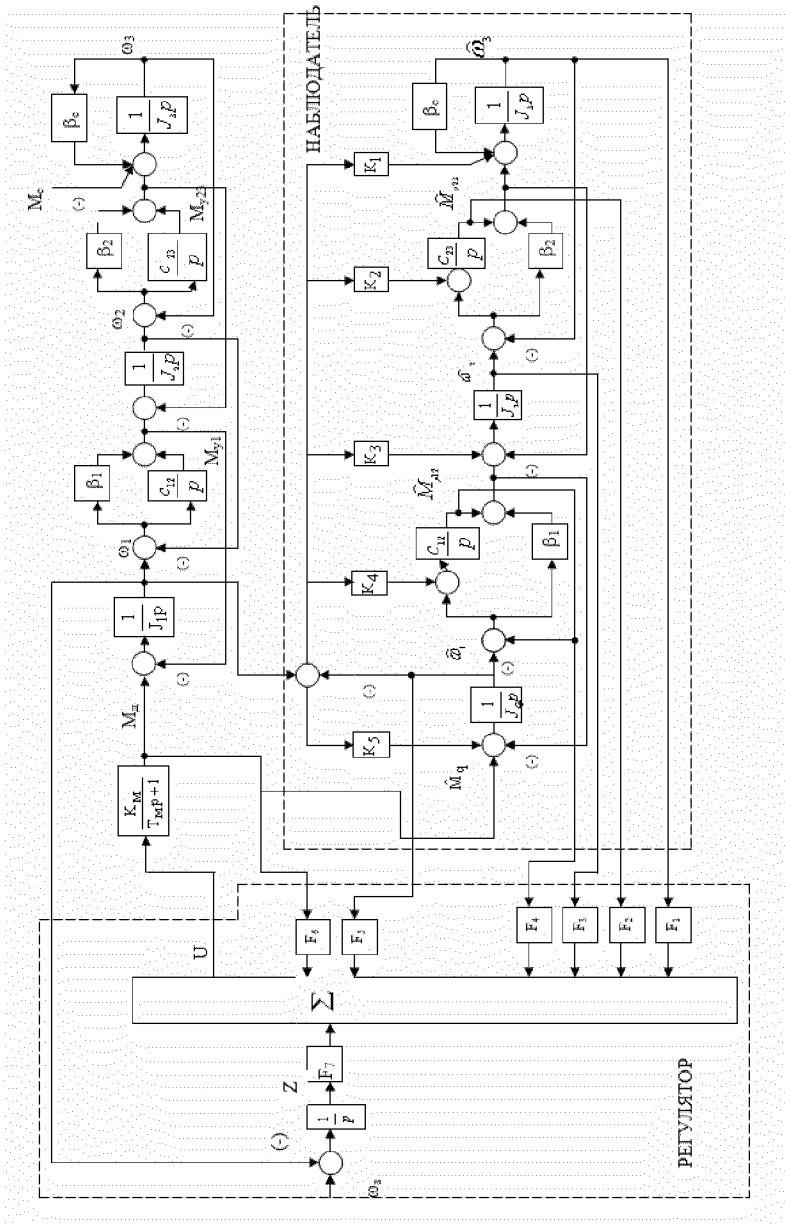


Рис. 3. Схема системы оптимального управления главным приводом широкополосного стана горячей прокатки

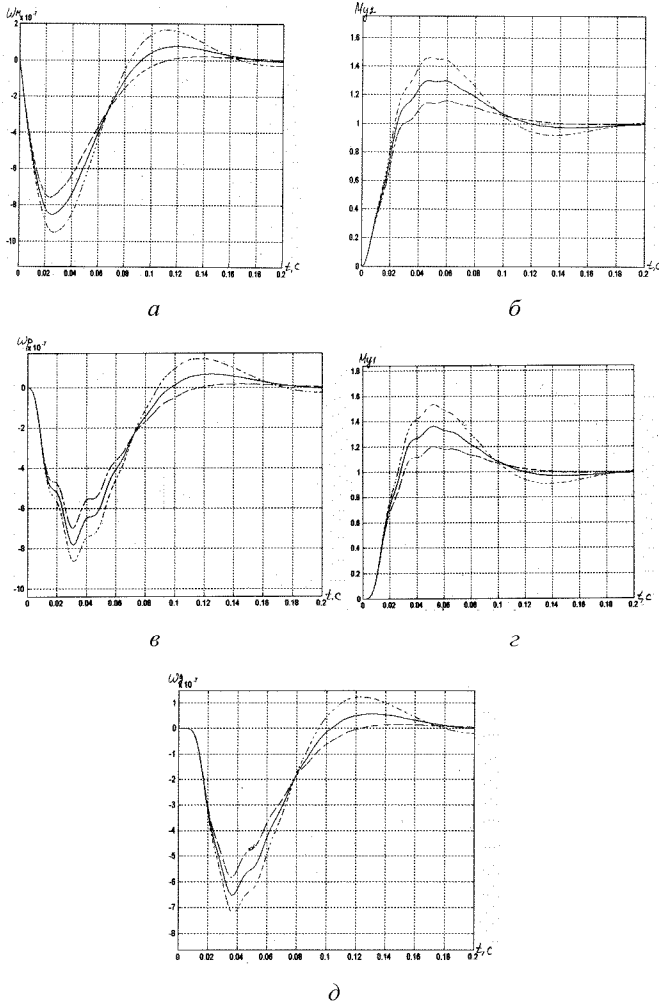


Рис. 4. Переходные процессы по возмущению переменных состояния оптимальной системы управления главным приводом широкополосного стана горячей прокатки

Матрица оптимальных коэффициентов усиления $K(t)$ наблюдателя имеет следующий вид:

$$K(t) = Q(t)C^T(t)V_2^{-1}(t),$$

где $Q(t)$ – решение матричного дифференциального уравнения Риккати:

$$\dot{Q}(t) = V_1(t) - Q(t)C^T(t)V_2^{-1}(t)C(t)Q(t) + A(t)Q(t) + Q(t)A^T(t).$$

Результаты моделирования. Рассмотрим динамику оптимальной трехмассовой системы, замкнутой через оптимальный наблюдатель. Матрица состояния такой системы показана на следующей странице, а схема этой системы показана на рис. 3.

Рассмотрим переходные процессы в оптимальной трехмассовой системе широкополосного стана горячей прокатки. В качестве примера на рис. 4 показаны переходные процессы по возмущению переменных состояния оптимальной системы управления главным приводом широкополосного стана горячей прокатки для трех различных условий прокатки. Как видно из этих графиков, переходные процессы в синтезированной системе удовлетворяют техническим требованиям, предъявляемым к системе.

Выводы из проведенного исследования, перспективы этого направления. Были рассчитаны переходные процессы в непрерывной трехмассовой системе с оптимальными регуляторами, замкнутыми через оптимальные наблюдатели применительно к главным приводам широкополосного стана горячей прокатки. Исследования переходных процессов этой трехмассовой системы показало их практическое совпадение с переходными процессами исходной оптимальной системы, замкнутой по полному вектору состояния. Переходные процессы наблюдателя достаточно близки к переходным процессам соответствующих переменных состояния систем.

Таким образом, с помощью оптимальных регуляторов удалось получить динамические характеристики системы, удовлетворяющие техническим требованиям, предъявляемым к системе управления главным приводом широкополосного стана горячей прокатки с учетом упругих элементов в главной линии стана в виде трехмассовой электромеханической системы.

Список литературы: 1. Finishing mill tension control system in the Mizushima hot strip mill/ K. Hamada, S. Ueki, M. Shitomi // Kawasaki steel technical report.- 1985, №11. –P.35-43. 2. Tanimoto S., Hayashi Y., Saito M. New tension measurement and control system in hot strip finishing mill.// Meas. And Contr. Instrum. Iron and Steel Ind. Prod. 5th Process Technical Congress, Detroit. / Werrendale, Pa. 1985. – P. 147-154. 3. Олефир Ф.Ф., Опрышко И.А., Васичкин В.И., Жалнина Д.Ф. Исследование взаимосвязанной работы САР скорости и натяжения полосы/ Анализ систем управления станов горячей прокатки. – К.: Наукова думка, 1970. – 175 с. 4. Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Коломиец В.В. Синтез электромеханических систем со сложными кинематическими цепями. Харьков, УИПА. 2005.–512 с.

Поступила в редколлегию 15.01.09

М.А. БЕРЕЖНАЯ, канд. техн. наук, *Я.Ю. КОРОЛЕВА*, асс. ХНУРЭ.

ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ В КОНЕЧНО-АВТОМАТНЫХ МОДЕЛЯХ ДИСКРЕТНЫХ УСТРОЙСТВ

Пропонується процедура синтезу характеристичних послідовностей по дереву-спадкоємцю автоматної моделі дискретного пристрою. Отримана найменша верхня межа довжини множини характеристичних послідовностей.

The method deriving of characterizing sequences from state table of automata is proposed. The minimal upper bound of the characterizing sequence length is found.

Введение. Конечные автоматы, как класс математических моделей дискретных динамических систем, являются базовыми идеализированными описаниями технических дискретных устройств (ДУ), языков программирования, алгоритмов и вычислительных процессов, биологических, социально-экономических и других систем. Развитие современных субмикронных технологий, широкое использование СБИС, программируемых логических интегральных схем, систем на одном кристалле определяют перспективы интенсивной компьютеризации всех сфер человеческой деятельности, автоматизации методов получения и обработки информации с использованием сложных кибернетических систем. Известно, что рост сложности современных динамических систем является серьезным ограничением применению конечно-автоматных моделей (КАМ) в качестве моделей таких систем. В последние годы ключевым подходом к решению этой проблемы является иерархическое описание сложных ДУ, разбиение их на отдельные блоки-модули, параллелизм и конвейеризация обработки данных в одномерных и двумерных однородных сетях клеточных автоматов [1,2,6,7,8]. Анализ современных технологий автоматизированного проектирования СБИС показывает, что иерархические КАМ и использование языков *VHDL*, *Verilog*, *Statecharts* позволяет эффективно решать проблемы моделирования и верификации сложных объектов проектирования [11,12,13].

В теории экспериментов над автоматами предполагается, что внутренняя структура автоматов неизвестна, и они реагируют на некоторые точно определенные раздражители в виде последовательностей входных символов (стимулов) посредством, точно определенных реакций в виде последовательностей выходных символов. Для формирования входных стимулов используются специфические последовательности, которые находятся в результате анализа автоматных диаграмм КАМ. К таким последовательностям относятся отличительные, синхронизирующие, установочные, характеризующие, пере-

водящие и другие, которые введены и определены различными авторами [2,3,4,5,6,9,10].

Впервые характеристические последовательности были введены Хенни [5]. В дальнейшем они широко использовались при проектировании экспериментов с автоматами в работах отечественных и зарубежных авторов [1, 2, 3, 4, 6, 8, 11, 12].

Характеристические последовательности (ХП) являются важным классом входных последовательностей, которыми обладает любой минимальный конечный автомат. В [5] показано, что минимальный автомат с n состояниями имеет не более $(n-1)$ ХП и длина каждой последовательности не превышает $(n-1)$ символов.

Цель статьи. На основе анализа и теоретического обобщения результатов исследований свойств ХП разработать процедуру построения характеристического дерева, позволяющую определить минимальное множество ХП и наименьшую верхнюю оценку длины множества ХП.

Синтез характеристических последовательностей. Определим конечный детерминированный автомат Мили пятеркой $A = \langle X, Z, Y, \delta, \lambda \rangle$, где X и Y – соответственно входной и выходной алфавиты, Z – конечное множество состояний, а $\delta : (Z \times X) \rightarrow Z$ и $\lambda : (Z \times X) \rightarrow Y$ – соответственно функции переходов и выходов.

Пусть z_α и z_β два различных состояния минимального конечного автомата. Так как $z_\alpha \neq z_\beta$, то очевидно, всегда можно найти некоторую входную последовательность X_j , приложение которой к автомату с начальным σ -множеством $Z' = \{z_\alpha, z_\beta\}$ позволяет по реакции Y_j на X_j различить состояния z_α и z_β . В терминах теории разбиения множеств [6] вход-выходная последовательность X_j/Y_j индуцирует π_x разбиение начального σ -множества состояний автомата по следующему правилу: два состояния z_α и z_β принадлежат одному блоку разбиения π_x , если $\lambda(z_\alpha, X_j) = \lambda(z_\beta, X_j)$.

Если z_α и z_β принадлежат различным блокам π_x разбиения, то говорят, что они X_j -различимы, то есть $z_\alpha \neq z_\beta (\pi_x)$ и $\lambda(z_\alpha, X_j) \neq \lambda(z_\beta, X_j)$.

Если $Z' = \{z_\alpha, z_\beta, z_\gamma\}$, $Z' \in Z$ то, рассуждая аналогично, для двух состояний z_β и z_γ найти некоторую входную последовательность X_q , которая по реакции Y_q автомата позволяет различить состояния z_β и z_γ . Таким образом, приложение к автомату с начальным σ -множеством

$Z' = \{z_\alpha, z_\beta, z_\gamma\}$ множества входных последовательностей $\{X_j X_q\}$ позволяет по реакции автомата идентифицировать его начальное состояние $Z' \in Z$.

Определение 1. Пусть $Z' = \{z_1, z_2, \dots, z_r\}$ подмножество состояний минимального автомата A . Множество $X_c = \{x_1, x_2, \dots, x_p\}$ будем называть множеством характеристических последовательностей (ХП), если для каждого начального состояния $z_i \in Z'$, реакция на X_c различна, то есть $\lambda(z_i, x_1)\lambda(z_i, x_2)\dots\lambda(z_i, x_p) \neq \lambda(z_j, x_1)\lambda(z_j, x_2)\dots\lambda(z_j, x_p)$ $z_i \neq z_j, \forall z_i, z_j \in Z'$, а исключение любой последовательности из множества X_c не позволяет различить по меньшей мере одно состояние $z_i \in Z'$

Из определения 1 следует, что приложение к автомату с начальным σ -множеством $Z' = \{z_1, z_2, \dots, z_r\}$ множества последовательностей X_c индуцирует разбиение π_k множества Z состояний автомата, включающего по меньшей мере r блоков, в каждом из которых содержится только одно состояние $z_i \in Z'$. Если $z_i \in Z'$, то множество X_c индуцирует 0-разбиение множества z состояний автомата.

Ниже представлена процедура построения характеристического дерева для нахождения множества характеристических последовательностей, которая является обобщением процедур, представленных в [1,2,8].

Характеристическое дерево есть дерево-преемников, каждая вершина которого отмечается σ -множествами различных состояний-преемников и порождающих их состояний предшественников начального σ -множества, которые образуют π -разбиение начального σ -множества состояний автомата на подмножества различных состояний. В характеристическом дереве вершина ранга r является висячей, если: 1) ей поставлена в соответствие группа простых и однородных σ -множеств; 2) ей поставлена в соответствие группа σ -множеств, совпадающая с группой σ -множеств ранга меньше " k " при условии, что попарно совпадают состояния предшественники этих σ -множеств; 3) произведение π -разбиений вершины с π -разбиениями вершин ранга r и меньших рангов образуют 0-разбиение.

Для иллюстрации этой процедуры рассмотрим автомат $A1$ (табл. 1). Характеристическое дерево автомата приведено на рис. 1.

В дереве преемников каждая вершина отмечена двумя множествами состояний, взятых в круглые и квадратные скобки. Круглые скобки содержат состояния-преемники, отмеченные одним и тем же выходным символом. В квадратных скобках содержатся состояния-предшественники, индуцирующие соответствующие каждой вершине дерева π -разбиения начального σ -множества на блоки различных подмножеств состояний.

Вершины c, d, g, h являются висячими в соответствии с условием 1 процедуры. Кроме того, на третьем ранге характеристического дерева выполняется условие 3, так как $\pi_c \times \pi_g = \pi_c \times \pi_h = \pi(0)$.

Вершина f является висячей в соответствии с условием 2. Четыре вершины характеристического дерева c, d, g, h позволяют образовать 0-разбиения, требуемые для получения множества ХП:

$$\pi_c \times \pi_g = \pi(0), \pi_c \times \pi_h = \pi(0), \pi_d \times \pi_g = \pi(0), \pi_d \times \pi_h = \pi(0)$$

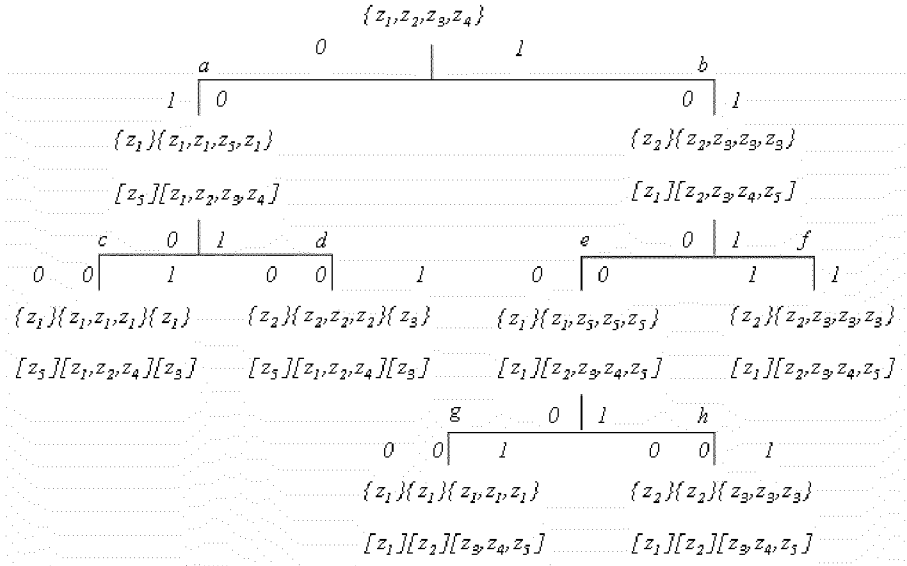


Рис. 1. Характеристическое дерево автомата $A1$

Каждому произведению соответствуют множества ХП:

$$X_c = \{x_1 = 00, x_2 = 100\}, \{x_1 = 00, x_2 = 101\}, \{x_1 = 01, x_2 = 100\}.$$

Оценка наименьшей верхней границы длины ХП. Наименьшая верхняя граница длины множества ХП была определена в [9].

Теорема 1 [9]. Для минимального автомата с n состояниями всегда существует не более $(n-1)$ характеристических последовательностей, имеющих в худшем случае следующую длину: $l(X_1) = 1, l(X_2) = 2, \dots, l(X_{n-1}) = n-1$.

Наименьшая верхняя граница длины полного множества ХП легко определяется из теоремы 1 как сумма $(n-1)$ членов арифметической прогрессии, то есть $l(X_c) \leq n(n-1)/2$.

Как показано в [9] в экспериментах с автоматами, для которых не существует отличительных последовательностей, некоторые состояния могут идентифицироваться элементарными вход-выходными последовательностями. В этом случае начальное σ -множество проверяемого автомата может включать не все множество состояний. Это обстоятельство позволяет сократить число ХП, требуемых для идентификации состояний начального σ -множества, и сократить полную длину проверяющей последовательности.

Нижеследующая теорема определяет верхнюю границу такого диагностического эксперимента.

Теорема 2. Пусть начальное σ -множество автомата A с n состояниями включает r состояний $\{z_1, z_2, \dots, z_r\}$, где $2 \leq r \leq n$. Тогда для r состояний существует минимальное множество не более, чем $(r-1)$ ХП, полная длина которых не превышает $(r-1)(2n-r)/2$ входных символов.

Доказательство. Пусть π -разбиения множества всех состояний автомата на блоки, представляющие k -эквивалентные классы состояний. На основании теоремы 1 очевидно, что π_1 состоит, по меньшей мере, из 2-х блоков разбиения с максимальным числом состояний в блоке $(n-1)$. Разбиение π_2 состоит, по меньшей мере, из 3-х блоков с максимальным числом состояний в любом блоке $(n-2)$. Методом индукции можно определить, что для разбиения π_{n-r} число состояний в любом блоке может быть не более $(n-r)$ и максимальная полная длина входной последовательности, которая индуцирует это разбиение равна $1+2+\dots+(n-r)$. Таким образом, в худшем случае все подмножество r состояний $\{z_1, z_2, \dots, z_r\}$ может принадлежать $(n-r)$ -эквивалентному классу состояний, объединенному в один блок π_{n-r} разбиения. Так как автомат минимальный, то входная последовательность длиной в $(n-r+1)$ символов будет индуцировать π_{n-r+1} разбиение r состояний, каждый из блоков которого содержит не более $(r-1)$ состояний. Этот процесс может продолжаться $(n-1)$ раз, пока не будет получено 0-разбиение множества $\{z_1, z_2, \dots, z_r\}$ состояний.

Полная длина последовательности вычисляется по формуле суммы арифметической прогрессии, которая равна:

$$S_n = \sum_{i=0}^n a_i = (n+1)(2a_0 + nd)/2,$$

где a_0 - первый член прогрессии; d - разность; $a_i = a_0 + id$.

Первый член прогрессии, определяющий полную длину характеристической последовательности, равен $a_0 = n - r + 1$. Учитывая, что индекс "i" изменяется от 0 до $(r - 2)$ и $d = 1$, получим

$$S_n = \sum_{i=0}^{r-2} a_i = (r-2+1)[2(n-r+1) + (r-2)/2] = (r-1)(2n-r)/2.$$

Для иллюстрации теоремы рассмотрим автомат A_2 (табл. 2), который не имеет отличительной последовательности.

Так как только состоянию z_2 автомата соответствует выходной символ 0, то идентифицировать это состояние можно элементарной вход-выходной последовательностью $X/Y = 1/0$.

Остается три состояния $\{z_1, z_3, z_4\}$, которые могут быть идентифицированы множеством характеристических последовательностей. По теореме 2 полная длина множества характеристических последовательностей для $n = 4$ и $r = 3$ равна $l(X_c) \leq (r-1)(2n-r)/2 = 5$.

Характеристическое дерево для автомата A_2 и начального σ -множества $\{z_1, z_3, z_4\}$ приведено на рис. 2, из которого определяется $X_c = \{01, 101\}$, так как произведение $\pi_{01} = \{\overline{z_1 z_3}, \overline{z_4}\}$, $\pi_{101} = \{\overline{z_1 z_4}, \overline{z_3}\}$ образует 0-разбиение $\{\overline{z_1}, \overline{z_3}, \overline{z_4}\}$.

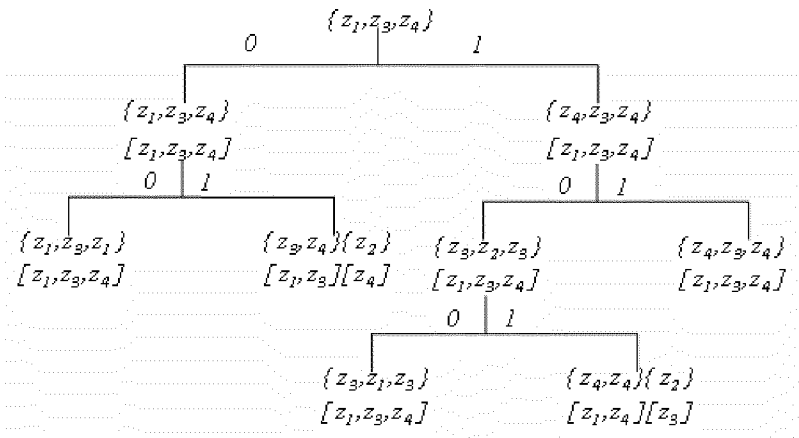


Рис. 2. Характеристическое дерево автомата A_2

По теореме 2 число ХП не превышает $(r-1) = 2$ и полная длина $l(X_c) \leq 5$. В соответствии с теоремой 2 $(r-1)$ и $(r-1)(2n-r)/2$ являются

верхними границами числа ХП и полной длины автомата A_2 , эти оценки являются также наименьшими верхними границами.

Выводы. В статье представлена обобщенная процедура синтеза характеристических последовательностей по известной автоматной диаграмме дискретного устройства. Получена наименьшая верхняя граница длины множества ХП при условии, что начальное σ -множество состояний является подмножеством всех состояний автомата.

Список литературы: 1. Гилл Н. Введение в теорию конечных автоматов. - IV1.: Паука, 1966. - 272 с. 2. Богомолов А.М., Барашко А.С., Грунский И.О. Эксперименты с автоматами. -К.: Наукова думка, 1973. - 144 с. 3. Богомолов А.М., Грунский И.О., Сперанский Д.В. Контроль и преобразование дискретных автоматов. - К.: Жукова думка, 1975. - 174 с. 4. Тоценко В.Г. Алгоритмы технического диагностирования дискретных устройств. - М.: Радио и связь. - 1985. -240с. 5. Hennie E.G. Fault detection experiments for sequential circuits.- Proceeding of Fifth Symposium on Switching Circuit Theory and Logical Design, 1964, p.95-110. 6. Kohavi Z. Switching and finite automata theory.- New York, Morgan Hill, 1970,- 592P. 7. Тоффолли Т., Марголюс Н. Машины клеточных автоматов. - М: Мир, - 1991. - 280с. 8. Еврешинов Э.В., Прангишвили И.В. Цифровые автоматы с настраиваемой структурой. -М.: Энергия, -1974. -240с. 9. Tylaska T.T., Bargainer J.D. An improved bound for checking experiments that use simple input-output and characterizing sequences//IEEE Trans. Comput.- 1975.- C-24.- p.670-673. 10. Hsieh E.P. Checking experiments for sequential machines// IIEES Trans. Comput.- 1974- Н°10.- C-20.- п.И52-И65. 11. Friedman A.D., Menon P.R. Fault detection in digital circu-• its.- New Jersey: Prentica Hall, 197L- 220. 12. Дербунувич 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. 13. Fummi F., et al. Synthesis for Testability of Highly Complex Controllers by functional redundance removal // IEEE Transactions on Computers. - 1999. - Vol.18. - №12. - P. 1305-1355.

Поступила в редакцию 18.11. 2008 г.

А.Н. БОРИСЕНКО, канд. техн. наук, *П.С. ОБОД*, аспирант,
О.В. ЛАВРИНЕНКО, аспирант

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ И СРЕДСТВА КОНТРОЛЯ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ДИЗЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

У статті проаналізовані та систематизовані сучасні види та методи діагностики дизельних двигунів. Також проведений аналіз систем діагностування дизелів вітчизняних і закордонних фірм.

The paper is devoted to modern methods of diesel engine diagnosis analyze and systematization. Also, diesels diagnosis analysis of domestic and foreign companies is made.

Постановка проблемы. Развитие транспорта и увеличение выполняемого им грузооборота требует неуклонного повышения технико-экономических и эксплуатационных показателей энергетических агрегатов на базе дизелей. Указанные показатели, как известно, существенно зависят от технического состояния двигателя, которое в процессе эксплуатации изменяется и поэтому непрерывно или периодически должно находиться под контролем.

Для совершенствования систем диагностики дизельного двигателя необходим анализ современных средств оценки его технического состояния.

Анализ литературы. В рассмотренных источниках литературы [1-9] представлены выборочные обзоры инструментальных и параметрических методов диагностики. Однако целостной картины современных систем и средств диагностики не представлено.

Цель статьи. Необходимо выполнить анализ наиболее общих тенденций развития современных методов и средств технического диагностирования дизелей, а также произвести систематизацию и уточнить классификацию этих методов и средств.

Технико-экономические и эксплуатационные показатели неразрывно связаны с затратами на ремонт и обслуживание агрегатов в процессе их эксплуатации, которые могут быть довольно большими. В то же время из-за несовершенства методов и средств технического обслуживания порой создаются ситуации, когда значительное число машин направляется на ремонт необоснованно.

Решением этих проблем являются средства технической диагностики.

В настоящее время все большее внимание уделяется вопросам совершенствования систем диагностического обеспечения на основе использования современных методов моделирования и компьютерных средств с целью повышения эффективности оценки технического состояния и своевременного выявления неисправностей. Этот процесс требует проведения исследований системы дизельной установки (СДУ) как объекта диагностирования и разра-

ботки необходимых моделей и алгоритмов оценки их состояния, призванных повысить надежность работы СДУ [1].

Особенность построения описанных средств во многом определяются спецификой объекта диагностики и информативностью выбранных диагностических параметров. Поэтому наиболее важными составными частями технической диагностики являются следующие:

- а) изучение объектов диагностики;
- б) построение и анализ математических моделей объектов диагностики;
- в) синтез средств технической диагностики.

Современные разработки в целом позволяют справиться с поставленной задачей, но обладают следующими недостатками:

- высокой стоимостью;
- отсутствием мобильности;
- низкой точностью и достоверностью полученных результатов;
- морально устаревшей технической базой;
- небольшим числом съемных параметров [2].

Существуют два принципиальных метода диагностики дизельных двигателей: параметрический и инструментальный.

Параметрический метод технической диагностики заключается в периодическом или непрерывном наблюдении за рабочими параметрами СТС с помощью штатных средств технической диагностики (СТД), в сравнении их с допустимыми величинами и принятии решений по выполнению регулировочных или ремонтных операций. Оценку технического состояния средств технической системы (СТС) в этом случае проводят как по частным, так и по обобщенным показателям.

Частные показатели оцениваются по соответствующим штатным приборам.

К обобщенным показателям относятся выходные показатели назначения СТС, такие как мощность, производительность, удельный расход энергии или топлива и т.п.

Как частные, так и обобщенные показатели не могут указывать на причину их изменения без дополнительных исследований других диагностических параметров. Так, повышение эксплуатационной мощности главного двигателя по сравнению с номинальной может произойти из-за обрастания корпуса, повреждения гребного винта, разрегулировки рабочих органов двигателя и других причин [1].

Таким образом, параметрический метод не следует рассматривать как основной для технической диагностики и он должен использоваться только в сочетании с другими методами.

Инструментальный метод технической диагностики заключается в оценке технического состояния деталей и узлов с помощью универсальных или специализированных мерительных инструментов, как правило, на неработающем или частично разобранным дизеле [2].

Этим методом, прежде всего, оценивают зазоры в подшипниках с помощью щупов или индикаторных головок путем перемещения сопряженных деталей. В частности, так определяют расклепы коленчатых валов, т.е. изменение расстояний между щеками при его повороте вокруг оси, характеризующие качество укладки вала в постелях подшипников. При инструментальных методах часто используются оптические приборы - эндоскопы, предназначенные для осмотра внутренних полостей без разборки для обнаружения повреждений и отложений, например у втулок, поршней и клапанов дизелей.

Метод диагностирования по герметичности замкнутых полостей широко применяется при опрессовке сосудов и деталей, работающих под давлением. В качестве рабочей среды могут использоваться воздух, газы и жидкие вещества (вода, масло и др.). Суть метода состоит в контроле утечек из исследуемых полостей рабочей среды, которая нагнетается туда под определенным давлением [3].

Контроль утечек может выполняться разными методами с применением универсальных или специальных СТД. Один из них заключается в контроле скорости падения давления с помощью манометра, другой с изменением окраски смоченной в фенолфталеине ленты под воздействием аммиака, проникающей через неплотности и щели.

Для дефектации некоторых систем, в том числе и неработающих, применяются теческатели. Имеются теческатели, основанные на измерении ультразвука, возникающего при протекании рабочей среды через неплотность.

Метод диагностики по герметичности замкнутых полостей положен в основу специализированных приборов - пневмоиндикаторов, позволяющих качественно оценить техническое состояние цилиндропоршневой группы по трем уровням - плохо, удовлетворительно и хорошо, но без определения причин снижения компрессии и прогнозирования остаточного ресурса [4].

Виброакустические методы технической диагностики охватывают широкую область использования средств измерения низкочастотных и высокочастотных колебаний СТС и их элементов, возникающих при их работе или работе других машин и механизмов.

Средства для измерения колебаний можно условно разделить на четыре группы:

- приборы сейсмического типа для записи низкочастотных колебаний;
- приборы энергетического типа для измерения и записи высокочастотных колебаний;
- дефектоскопы, т.е. приборы - для оценки дефектов с помощью ультразвука;
- приборы для измерения знакопеременных деформаций тензометрического типа [5].

Принцип действия приборов сейсмического типа основан на измерении перемещения относительно друг друга легкой и массивной частей, связанных между собой высокоподатливой пружиной.

При этом массивная часть (масса в вибрографе и маховик в торсиографе) при измерении остается практически неподвижной благодаря высокой инерционности, а легкая часть совершает колебания вместе с поверхностью СТО.

К средствам измерения колебаний относятся торсиографы, виброметры и вибрографы, приборы ударных импульсов, шумомеры с комплектом датчиков и фильтров, а также универсальная аппаратура для тензометрирования деталей машин, комплектуемая из датчиков - тензорезисторов, усилителей, осциллографов и другой аппаратуры [6].

Торсиографы предназначены для записи тангенциальных (крутильных) колебаний вращающихся масс (например, валов и маховиков) вокруг своей оси.

Вибрографы записывают вибрацию, т.е. линейные механические колебания (перемещения) точек поверхности СТС в вертикальном и горизонтальном направлениях.

Следует отметить, что наиболее объективные результаты измерения вибрации можно получить лишь на специально оборудованных мягкими подвесками стендах. Поэтому вибрационная диагностика может быть только сравнительной и заключаться в периодическом наблюдении за изменением вибрационных параметров.

В основе технической диагностики универсальными приборами лежит сравнение спектрограмм с эталонной виброграммой, записанной на полностью исправном дизеле по специально разработанной методике для каждого конкретного случая. Такой метод применен в [6], где производится техническая диагностика системы клапанного газораспределения дизеля путем сравнения виброграммы, снятой на неисправной системе с эталонной виброграммой.

Методы оценки износа по содержанию металла в масле и выхлопных газах предназначены в основном для интегрального диагностирования технического состояния цилиндропоршневой группы и подшипников двигателей внутреннего сгорания. Сущность метода заключается в том, что продукты износа этих деталей в виде мелких частиц попадают в масло или выхлопные газы, количество которых и определяет техническое состояние оборудования.

Контроль продуктов износа в смазочном масле можно осуществлять различными способами:

- спектральным анализом осадка в пробе масла;
- методом радиоактивных изотопов;
- вихревым индикатором.

Метод спектрального анализа позволяет определять величину абсолютного износа сопрягаемых деталей и скорость их изнашивания. Сущность метода базируется на эмиссионной спектроскопии с помощью:

- кварцевого спектрографа для фотографирования спектров;
- генератора для получения дуги переменного тока;
- спектропроектора для расшифровки спектрограмм;
- микрофотометра для фотометрирования спектральных линий исследуемых элементов.

Метод радиоактивных изотопов основан на повышении количества радиоактивного изотопа в масле из-за изнашивания активированных деталей. Активация деталей может осуществляться:

- введением радиоактивного изотопа при их отливке;
- облучением деталей нейтронами в атомном реакторе;
- нанесением на поверхность детали радиоактивного электролитического покрытия;
- введением вставок – свидетелей.

Метод вставок получил наибольшее распространение. Вставки изготавливаются из проволоки, состоящей из кобальта (44%), никеля (54%), углерода, магния и фосфора. Проволока облучается нейтронами в атомном реакторе, что создает радиоактивный изотоп с атомной массой 60.

Радиоактивность измеряют счетчиками Гейгера-Мюллера или сцинтилляционными счетчиками.

Более перспективным методом оценки продуктов износа в масле является применение специальных вихревых (электромагнитных) индикаторов [10].

В вихревом индикаторе используются высокочастотные колебания тока, которые подаются на измерительный мост, в одно из плеч которого введена катушка индуктивности, а в другие - элементы настройки по модулю и по фазе. С их помощью мост балансируется, и сигнал с его выхода на измерительный прибор не поступает.

При введении в полость катушки индуктивности пробы масла с частицами металла мост разбалансируется и сигнал дисбаланса после усиления поступает на измерительный прибор. Такой индикатор позволяет оценивать износы втулок, колец и поршней, но его чувствительности недостаточно для оценки низких скоростей изнашивания коленчатого вала.

Продукты износа цилиндрических втулок и поршневых колец попадают не только в масло, но и в выхлопные газы. При этом на номинальной частоте вращения доля частиц износа в выпускных газах составляет до 2/3 общего износа (1/3 попадает в масло). Комплексный анализ выпускных газов заключается в следующем:

1) Пробу выпускных газов охлаждают и образовавшийся при этом конденсат собирают в сосуд.

2) По кислотности конденсата и содержанию в нем частиц железа можно судить о скорости изнашивания колец и втулок [7].

Диаграмма видов и методов диагностики ДВС представлена на рис. 1.

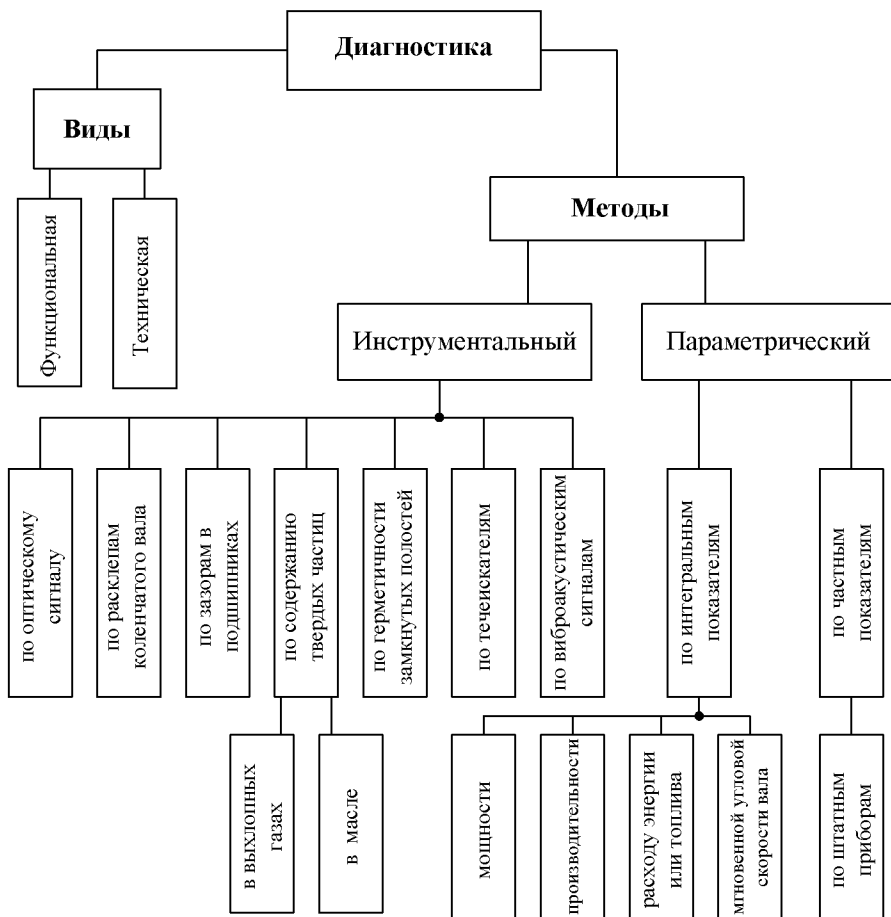


Рис. 1. Диаграмма видов и методов диагностики ДВС

Системы двигателей внутреннего сгорания (СДВС) состоят из многочисленных деталей и узлов, подверженных различным видам повреждений, для оценки степени развития которых (без разборки машины) требуются специальные средства и методы ТД. При этом надо иметь в виду, что не все виды повреждений могут быть обнаружены современными средствами (например, трещина под буртом цилиндровой втулки).

Диагностированию в основном доступны повреждения износосового вида, развитие которых сопровождается изменением рабочих параметров машин или каких-либо физических полей (электрических, магнитных, акустических, тепловых и т.п.) и параметров (герметичности, зазоров и др.).

При функциональной диагностике СДВС в целом во время нормальной эксплуатации механиками по штатным приборам контролируются все теплотехнические параметры, включая температуру выхлопных газов по цилиндрам с помощью встроенных термометров и работу газов в цилиндрах с помощью индикаторов типа "Майгак" или максиметров. Поддержание этих параметров в требуемых пределах осуществляется в основном за счет регулировки или обслуживания топливной аппаратуры (чистка форсунок, регулировка угла опережения подачи топлива и др.) [9].

Для более точной оценки качества рабочего процесса в цилиндрах путем анализа индикаторных диаграмм промышленность выпускает специальные приборы, включающие в себя пьезоэлектрические датчики давления и вычислительные блоки.

Для целей диагностирования любую СДУ можно представить как систему с множествами входных (Y), выходных (Z) и внутренних (Q) переменных (рис. 2).

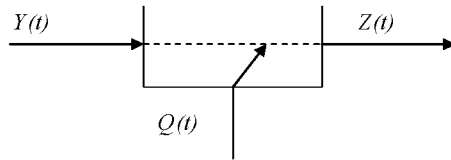


Рис. 2. Обобщенная модель диагностируемого объекта

При этом оценку технического состояния можно рассматривать как задачу нахождения скрытой зависимости между выходными и входными переменными вида:

$$Z(t) = f[Y(t), Q(t)],$$

где $Y(t) = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ - множество входных переменных, отражающих режимные состояния и состояния внешней среды; $Z(t) = (z_1, z_2, \dots, z_m)$ - множество выходных переменных, характеризующих процесс функционирования и сопутствующие процессы (нагрев, шум, вибрация); $Q(t) = (q_1, q_2, \dots, q_k)$ - множество внутренних (прямых, материально-структурных) показателей технического состояния.

Можно использовать другое правило преобразования, называемое правилом диагностирования

$$Q(t) = f[Y(t), Z(t)].$$

Данное выражение позволяет принципиально оценить множество внутренних показателей технического состояния на основе совместного анализа множеств входных и выходных переменных, однако объем вычислений при этом будет весьма большим. В то же время развиваются современные методы и компьютерные средства, в том числе методы искусственного интеллекта, которые можно применить для решения сложных многосвязных нелинейных задач. Так, например, нейронная сеть с

прямой связью и несколькими скрытыми слоями может аппроксимировать сложные функции любого вида.

Отечественные и зарубежные фирмы предлагают современные системы диагностирования дизелей, которые наряду с оценкой теплотехнических параметров осуществляют контроль износа втулок и состояния поршневых колец, температуры деталей цилиндропоршневой группы, состояния турбокомпрессора, давления топлива перед форсункой, крутящего момента и концентрации масляных паров в картере двигателя.

Подобные системы разработаны такими известными фирмами, как "Норконтрол", "Зульцер", "Мицубиси дзюкеге", "Симоне", АСЕА, "Сигма" и др. Отличительным признаком современных диагностических систем является применение глубоко развитых интеллектуальных систем анализа и обработки данных, построенных на новейшей микропроцессорной базе и допускающих оперативную перенастройку и коррекцию рабочих программ в ходе их эксплуатации.

Современные отечественные дизель-генераторы представлены продукцией производства ОАО "Юждизельмаш" [10]. Для автоматизации контроля и управления дизельной электростанцией агрегаты комплектуются аппаратурой 1ШЩ-3 или 1ШЩ-3С.

Выводы. При контроле технического состояния дизелей в настоящее время наблюдается две основных тенденции:

- 1) получать диагностические признаки путем простой обработки большого числа измеряемых параметров;
- 2) получать указанные признаки путем сложной обработки малого числа измеряемых параметров.

Список литературы: 1. Станиславский Л.В. Техническое диагностирование дизелей. – Киев, Донецк, Высшая школа. 2. А.Н. Борисенко, к.т.н., П.С.Обод, аспирант и др. Имитационное моделирование девиации угловой скорости вала дизель-генератора и получение информативных параметров для системы управления и диагностики на базе гистограммного анализа // Вестник НТУ «ХПИ». – 2008. – вып.31. 3. Материалы дипломного проекта *Заболоцкого В.Н.*, руководитель к.т.н., проф. *Савельев А.Г.* <http://www.polarcom.ru/~vvtsv/diagn01.htm>. 4. *Okude, Keiichi*. Control device for a diesel engine. United States Patent Application 20060219214. October 5, 2006. 5. *Ф.Я.Балыйкий, М.А.Иванова*, и др. Виброакустическая диагностика зарождающихся дефектов - М.: Наука, 1984. 6. *Mick Corse*, Diagnostic valve system of diesel engine. United States Patent Application 6705258. Mar.16, 2004. 7. *Kumar; Sanath V.*; DOC and particulate control system for diesel engines December United States Patent Application. 21, 2005. 8. *Uchiyama; Ken*; United States Patent Application 20060054132. March 16, 2006. 9. *Ле Ван Дием*. Модели и алгоритмы технического диагностирования судовых дизельных установок в процессе эксплуатации: диссертация к.т.н.: 05.13.06 СПб., 2006 177 с. РГБ ОД, 61:07-5/451. 10. Каталог научно-производственно-монтажного предприятия "Связьэнергосервис". http://www.kupol.com.ua/service_2.html.

Поступила в редколлегию 22.12.08

В.М. ГАЛАЙ, канд. техн. наук, ПолтНТУ
А.М. СІЛЬВЕСТРОВ, д-р техн. наук, НТУУ «КПІ»

ІДЕНТИФІКАЦІЯ ПРУЖНИХ КОЛИВАНЬ У ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМАХ

В статті описано метод ідентифікації моделі динаміки пружної моделі вимірювача або основи, на якій він розташований, та можливість при проектуванні урахування їх впливу на якість системи автоматичного керування. Приводяться дані комп'ютерного моделювання.

In the article the method of authentication of model of dynamics of resilient model of measuring device or basis, which it is located on, and possibility, is described at planning of account of their influence on quality of the system of automatic control. Cited data computer design.

Вступ. Побудова високоефективної сучасної системи автоматичного керування реальним об'єктом можлива лише за умови врахування фундаментальних властивостей об'єктів реального світу. Це неавтономність, нестаціонарність, невизначеність кількісних значень параметрів його математичної моделі (а то і самої моделі), наявність неконтрольованих збурень та випадкових похибок в підсистемі вимірювання головних змінних стану об'єкта. Так, наприклад, при автоматизації технологічного процесу витягування кварцових труб із розжареної гільзи необхідно для визначення похибок керування вимірювати поточні значення зовнішнього і внутрішнього діаметрів. Сигнали датчиків діаметрів спотворюються перешкодами, визваними вібраціями труб, що виникають за рахунок електропривода витяжної машини [1]. Аналогічні перешкоди виникають при вібрації мембранних механізмів; тензодатчиків, при вимірюванні деформацій сталобетонних конструкцій при різних навантаженнях; систем технічного зору, закріплених на елементах конструкції роботів; контролю глибини, зенітного кута і азимута викривлення скважини при нахильному бурінні [2]. Щоб мінімізувати вплив перешкод на точність вимірювання і, як наслідок, на точність і стійкість керування, якщо це вимірювальна підсистема системи автоматичного керування процесу, необхідно досліджувати і врахувати параметри коливальності відповідних пружних елементів як датчиків, так і конструкцій, на яких вони розташовані.

Постановка задачі. Для найпростішої лінійної постановки задачі оптимального керування, наприклад, модального підходу [3, 4], приймається модель об'єкта у вигляді

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t), \quad (1)$$

де X – вектор-функція змінних стану; $U(t)$ – керування; A, B – матриці параметрів моделі (1) об'єкта.

Вимірювальна система, як правило, задається рівнянням

$$Y = CX + DU + \xi, \quad (2)$$

де C , D – матриці апіорі відомих параметрів вимірювальної системи, яка перетворює фізичні величини X , U в, як правило, електричні-інформаційні (дискретні чи аналогові), ξ – похибка вимірювача.

Однак зростаючі вимоги до точності перетворень (X , U) в Y інколи вимагають більш детального дослідження цього перетворення. Як приклад, можна навести необхідність враховування вібрацій консолей, платформи та інших механічних конструкцій, на яких розміщено датчики-перетворювачі фізичних змінних об'єкта в електричні для системи ідентифікації динаміки об'єкта та адаптивного керування.

Аналіз останніх досліджень. Часто, враховуючи що динаміка об'єкта на один-два порядки повільніша за динаміку вимірювальної системи, останньою нехтують, приймаючи статичну модель (2) [5]. Але це не завжди так. Наприклад, якщо частота дискретизації вимірів Y стану X буде близькою до частоти однієї з суттєвих гармонік коливань основи під датчик, чи до власної частоти коливань датчика механічних переміщень, швидкостей чи прискорень, то у дискретному часі сигнали Y частота вібрацій трансформуються у різницеву (низькочастотну) складову. Тоді дискретно визначена високочастотна (відносно корисного сигналу X , U) перешкода в сигналі Y трансформуються у низькочастотну сильнокорельовану з низькочастотним корисним сигналом X .

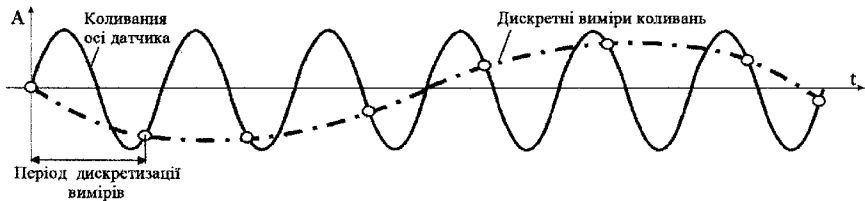


Рис. 1. Трансформація частоти коливань внаслідок дискретності вимірів у часі

В результаті виділити точне значення X , U з Y неможливо.

Якщо ж перетворювач (X , U) в Y є аналоговим і має у своєму складі активний елемент – операційний підсилювач, лінійний діапазон підсилення якого розраховано на досить малий корисний сигнал, то додавання до цього більшої за нього періодичної помилки приводить до ефекту гармонійної лінеаризації його нелінійної амплітудної характеристики типу «насичення» з відповідним коефіцієнтом гармонійної лінеаризації тим меншим, чим більший рівень періодичної перешкоди [6].

Особливо шкідливими будуть випадки такого конструювання вимірювальної системи, за якого власні коливання основи під датчик і власні коливання датчиків будуть близькими. При цьому має місце ефект резонансу з суттєвим зростанням коливальної перешкоди ξ . Так, наприклад, якщо власна час-

тота гіроскопа збігається з частотою вібрацій у підшипниках, то це може взагалі привести до механічного руйнування датчика.

Мета досліджень: показати, що при створенні сучасних систем автоматичного керування (САК), які включають підсистему ідентифікації (оцінювання) змінних стану X і моделі (1) відображення (X, U) в \dot{X} , необхідно досліджувати відповідні елементи САК на предмет їх коливальності, яка (якщо її не враховувати) може суттєво вплинути як на точність так і на надійність роботи САК.

Основні матеріали дослідження. Динаміка коливань конструкції описується векторно-матричною системою лінійних диференційних рівнянь другого порядку:

$$M\ddot{Y} + C\dot{Y} + KY = f(t), \quad (3)$$

де Y, F – n -вимірні вектори фізичних перемішень та сил, що діють на систему; M – симетрична позитивно визначена матриця мас вимірності $n \times n$; C, K – симетричні позитивно напіввизначені матриці коефіцієнтів демпфування та жорсткості вимірності $n \times n$; крапками позначено диференціювання. Задачею ідентифікації є визначення оцінок елементів матриць коефіцієнтів M, C, K . Запишемо рівняння (3) у вигляді:

$$[\ddot{Y}^T(t) \dot{Y}^T(t) Y^T(t)] \cdot \begin{bmatrix} M^T \\ C^T \\ K^T \end{bmatrix} = f^T(t). \quad (4)$$

Отримано виміри в дискретні моменти часу t_1, t_2, \dots, t_m , де $m > 3n$. Рівняння (4) в матричній алгебраїчній формі:

$$ZP = U, \quad (5)$$

де $Z (m \times 3n)$ – матриця вимірів, j -й рядок якої містить результати вимірів руху системи в момент часу t_j : $Z_j = [\ddot{Y}^T(t_j) \dot{Y}^T(t_j) Y^T(t_j)]$; $U (m \times n)$ – матриця збурюючих сил, j -й рядок якої має вигляд $u_j = f^T(t_j)$; $P (3n \times n)$ – матриця невідомих мас, коефіцієнтів демпфування та жорсткостей, тобто, $P = [M^T : C^T : K^T]^T$.

Розв'язуючи рівняння (5) методом найменших квадратів, отримуємо:

$$P = (Z^T Z)^{-1} Z^T U. \quad (6)$$

Для обернення матриць високої вимірності необхідно скористатись методом сингулярного розкладання. Матриця вимірів Z повинна мати повний ранг, що дорівнює $3n$. Звідси випливає, що для застосування даного методу необхідно щоб число збуджуючих сил дорівнювало порядку системи.

Якщо вимірювальна система складається тільки з датчиків сил та прискорень, тоді прискорення можна представити у вигляді розкладання в ряд за допомогою ортогональних поліномів Чебишева, Лежандра та ін.:

$$\ddot{Y}(t) = P_1 T(t), \quad (7)$$

де P_1 – прямокутна матриця коефіцієнтів; $T(t)$ - вектор-стовпчик ортогональних поліномів: $T(t) = [T_0(t), T_1(t), \dots, T_{N-1}(t)]^T$. Інтеграл для $T_i(t)$ можна виразити за допомогою рекурентного співвідношення через $T_{i+1}(t)$ і $T_{i-1}(t)$. Інтегруючи (7), отримуємо

$$\dot{Y}(t) = P_2 T(t) + C' = G_1 + C', \quad (8)$$

$$Y(t) = P_3 T(t) + C' \cdot t + C'' = G + C' \cdot t + C'', \quad (9)$$

де P_1, P_2, P_3 – матриці $n \times N$, що містять коефіцієнти розкладання. Підставляючи (8), (9) в рівняння (7), отримуємо систему рівнянь, яка розв'язується методом найменших квадратів:

$$[G^T(t)G_1^T(t)f^T(t)t_j \mathbf{1}] \cdot \begin{bmatrix} -(M^{-1}K)^T \\ -(M^{-1}C)^T \\ B_1^T \\ d_1^T \\ d_2^T \end{bmatrix} = \ddot{Y}^T(t).; \quad (10)$$

$$d_1 = -M^{-1}KC'; \quad (11)$$

$$d_2 = -M^{-1}KC'' - M^{-1}CC'. \quad (12)$$

Розв'язуючи останнє рівняння, отримано оцінки для $M^{-1}K, M^{-1}C, B_1, d_1$ і d_2 , а із рівняння (11), (12) – C' і C'' відповідно. Число необхідних вимірів скорочується на дві третини.

Приклад 1. Багатомасова система з пружинами і демпферами.

Власні значення для точних та ідентифікованих значень параметрів даної системи наведено в табл. 1. Точні значення мас, коефіцієнтів жорсткості і демпфування наведено на рис. 2, а їх оцінки – в табл. 1. За збуджуючий сигнал використано синусоїдальний гармонічний сигнал, а для математичного опису вимірів використано ортогональні поліноми Чебишева.

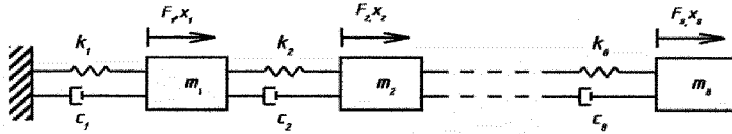


Рис. 2. Одноосна модель повздовжніх коливань конструкції

$$m_1 = m_2 = \dots = m_8 = 100,0 \text{ кг}; \quad k_1 = k_2 = \dots = k_8 = 36,0 \text{ Н/м}; \\ c_1 = c_2 = \dots = c_8 = 45,0 \text{ Н} \cdot \text{с/м}.$$

Таблиця 1 – Результати ідентифікації багатомасової системи з пружинами і демпферами

Власні значення	Оцінки			
	Власних значень	Мас	Коефіцієнтів демпфування	Коефіцієнтів жорсткості
0,12	0,13	99	37	43
0,33	0,32	101	38	44
0,52	0,50	102	35	46
0,69	0,71	98	37	46
0,86	0,83	98	35	44
1,01	1,03	103	35	46
1,12	1,13	103	36	44
1,18	1,17	98	38	45

Модельована система має вісім власних значень, яких було оцінено з похибкою не більше 3%.

Приклад 2. Плошка прямокутна ферма.

Як видно із табл.2, плоска прямокутна ферма має три нульові і три кратних власних значення. Нульові значення відповідають модам жорсткого тіла. В процесі моделювання встановлено, що найбільш придатними для збудження мод цієї конструкції є сигнали у вигляді прямокутних імпульсів та гармонічні сигнали, які мають частоту, що періодично змінюється. Застосування ортогональних поліномів для описання вимірів привело до прийнятних результатів тільки у випадку збудження конструкції гармонічними сигналами. Похибки оцінок параметрів не перевищували 3,5%. Це підтверджує доцільність використання поліномів для описання вимірів при збудженні конструкції неперервними сигналами.

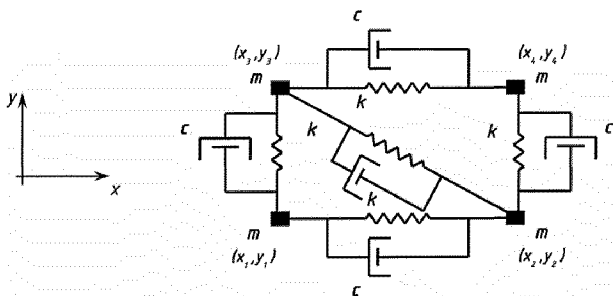


Рис. 3. Плоска прямокутна ферма
 $m = 100,0 \text{ кг}$; $k = 36,0 \text{ Н/м}$; $c = 45,0 \text{ Н} \cdot \text{с/м}$.

Таблиця 2 – Результати ідентифікації плоскої ферми

Власні значення	Оцінки			
	Власних значень	Мас	Коефіцієнти демпфування	Коефіцієнти жорсткості
0,0	0,01	98	46	34
0,0	0,018	102	46	37
0,0	0,01	101	45	36
0,46	0,44	102	44	34
0,82	0,81	102	46	34
0,82	0,84	101	45	35
0,82	0,8	102	46	34
1.09	1,12	102	44	37

Встановлено, що для збудження мод плоскої ферми недостатньо прикласти силу в одній точці, що мало місце у випадку багатомасової системи з пружинами та демпферами. Прийнятні результати отримано за умови прикладання збуджуючих сил в чотирьох та п'яти точках. Встановлено, що шум вимірів створює значний вплив на моди, які збуджуються непрямо, тобто моди, частоти яких не містяться в спектральному складі збуджуючого сигналу. Похибки оцінок власних значень склали 15-19%. Введення шуму в збуджуючий сигнал призвело до погіршення оцінок мод. Період дискретизації вимірів вибирався так, щоб було не менше 8-10 вимірів на самій високій частоті сигналу.

Приклад 3. Консольна балка.

Фізичні параметри пружної балки: довжина $L = 3\text{ м}$, погонна маса $m(x) = 2,5 \text{ кг/м}$, жорсткість на згинання $EI(x) = 500,0 \text{ Н/м}^2$. Точні власні значення розраховані за допомогою стандартного інструментального пакету

прикладних програм, а для збудження коливань балки використовувались прямокутні імпульси та гармонічні сигнали. При обчисленні реакції балки було використано шість перших мод, які адекватно відображають поведінку цього об'єкту.

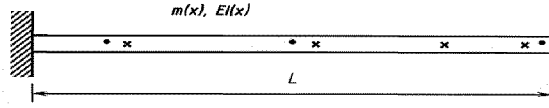


Рис. 4. Консольна балка (модель консолі для розташування датчиків):
 • – точки розташування приводів; x – точки розташування датчиків;

$$m(x) = 2,5 \text{ кг}; EI(x) = 500,0 \text{ Н/м}^2; L = 3 \text{ м.}$$

Таблиця 3 – Результати ідентифікації консольної балки

Власні значення	Оцінки		
	Перших шести мод	Чотирьох значень	
		Прямокутний імпульс	Гармонічний сигнал
5,86	6,13	7,4	9
36,47	37,8	38	38
106,34	105	104	109
212,45	204	219	221
326,75	324		
497,17	513		

В табл. 3 наведено результати ідентифікації для консольної балки у випадку збудження балки гармонічним сигналом. Якість оцінок вища ніж при використанні прямокутного сигналу. Похибки оцінок в середньому склали у першому випадку 1,8-3,5%, а в другому 3,0-6,0%. Апроксимація вимірів ортогональними поліномами задовільна для сигналів обох типів.

Приклад 4. Прямокутна пластина.

Для збудження коливань пластини застосовано гармонічний та прямокутний сигнали. Розглянута повна (шість мод) та редукована (чотири моди) моделі. Результати параметричної ідентифікації для прямокутної пластини наведено в табл.4.

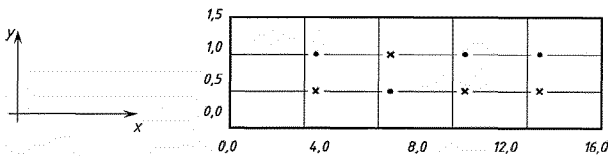


Рис. 5. Прямокутна пластина (наприклад, модель підлоги):

• – точки розташування приводів; x – точки розташування датчиків

Результати ідентифікації виявились задовільними в обох випадках. У випадку гармонічного збудження похибки виявились меншими ніж у випадку збудження прямокутними імпульсами. Цей факт можна пояснити тим, що гармонічні коливання краще відповідають природі механічних систем типу плоских пластин. До переваг використання прямокутних імпульсів можна віднести простоту їх генерації в математичному та фізичному смислі та відповідно простішу фізичну реалізацію стенду для досліджень.

Таблиця 4 – Результати ідентифікації плоскої пластини

Власні значення	Оцінки		
	Перших шести мод	Чотирьох мод	
		Прямокутний імпульс	Гармонічний сигнал
22,01	23,5	24	24,6
43,55	42,3	45	48
22,12	21,1	21	25
44,76	45,9	46	41
23,95	21,4		
44,96	47		

Висновок. Таким чином, стендові вібровипробування реально існуючої підсистеми ідентифікації змінних стану X моделі (1) об'єкта керування чи комп'ютерне моделювання цієї системи на стадії проектування високоефективних САК дають можливість урахувати ефекти пружності конструкції вимірювача, попередити і ліквідувати її вплив на якість САК. Очевидно, що для дискретних у часі вимірів це дає можливість вірно підібрати крок Δt дискретизації, для аналогових – відповідні фільтри для усунення височастотних відносно корисного сигналу періодичних складових перешкоди $\xi(t)$.

Список літератури: 1. *Галай В.М., Сильвестров А.М.* Проблема автоматизації і оптимізації динаміки багатовимірних стохастичних об'єктів // Вісник технологічного університету Поділля, №2. – Хмельницький: ХДУ, 2004. – ч.1, том 1. – С.36 – 39. 2. *Исаченко В.Х.* Система контроля проводки наклонных скважин с автономным скважинным прибором / Приборы и системы управления, 1991 – №1, 29-30с. 3. *Справочник по теории автоматического управления/ Под ред. Красовского А.А.* – М.: Наука, 1987. – 712с. 4. *Сильвестров А.Н., Чинаев П.И.* Идентификация и оптимизация автоматических систем. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 280с. 5. *Густав Олсон, Джангундо Плани.* Цифровые системы автоматизации и управления. – СПб.: Невский Диалект, 2001. – 557с. 6. *Методы теории автоматического управления, т.2 / Под ред. Пупкова К.А.* – М.: МГТУ им. Баумана, 2000, 735с.

Поступила в редколлегию 04.12.08

А.І. ГАПОН, канд. техн. наук, проф., *С.М. САВИЦЬКИЙ*, магістр

АВТОМАТИЗОВАНА СИСТЕМА РЕГУЛЮВАННЯ ТЕПЛОПОСТАЧАННЯ ОФІСНИХ БУДІВЕЛЬ

Приведене економічне обґрунтування доцільності розробки автоматизованої системи теплопостачання і запропонована автоматизована система регулювання офісних споруд, яка виконує функцію регулювання для об'єкту з розподільними параметрами.

The economic ground of expedience of development of the automated system of heat supply is resulted and the automated system of adjusting of office buildings is offered, which executes an adjusting function for an object with distributive parameters.

В даний час підвищення цін на енергоносії, і зростання вимог до якості мікроклімату в офісних і адміністративних будівлях примушує відмовитися від традиційної схеми теплопостачання таких будівель на користь так званих «інтелектуальних» систем опалювання. Складна конфігурація будівлі приводить до неефективного використання енергії теплоносія, що подається.

Така споруда має нерівномірну витрату тепла по сторонам світу, крім того, усередині деяких будівель є внутрішні двори і ін., які також приводять до зайвих тепловтрат, тому для їх мінімізації необхідно використовувати автоматизовану систему контролю теплопостачання, в якій об'єкт управління розглядається як об'єкт з розподіленими параметрами. В цьому випадку виникає перехід від одного вентиля, який знаходиться на вході будівлі до декількох вентилів (засувок), кожен з яких знаходиться усередині будівлі і управляється по своєму закону.

Істотну економію тепла можна отримати, також, в неробочі дні. Тому завдання розробки методів і пристроїв програмного регулювання подачі тепла є вельми актуальним. У даній статті поставлено завдання розробити програмний регулятор для теплопостачання адміністративної будівлі складної конфігурації.

Проведено аналіз існуючих систем контролю і обліку енергоресурсів [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7] і виявлено, що в даний час все частіше для організації постійного моніторингу систем теплопостачання застосовують різні автоматизовані системи регулювання теплопостачання (АСРТ) на базі ЕВМ [8] [9]. Також в статті були використані дані про такі системи, як система контролю і управління з розподільними параметрами «АТЛАС» та «ТЕХНОТЕРМ».

Техніко-економічне обґрунтування розробки.

Деякі будівлі мають кільцеву структуру будови асиметричної форми з внутрішнім двором. Південна сторона може мати більшу протяжність, ніж північна або навпаки, отже, будівля розсіює і отримує з навколишнього середовища нерівномірну кількість тепла, наприклад ГАК корпус НТУ «ХП». З урахуванням ізоляції між кімнатами та поверхами і відсутності перетікання

повітряних мас між сусідніми кімнатами, об'єкт управляється з використанням лише датчиків температури, розташованих на різних поверхах одного стояка. Засувка стояка має довільне положення з дискретністю в 1%. У приміщеннях даного стояка температура контролюється за допомогою цифрових датчиків температури з точністю $\pm 0,5$ °С.

Тепловтрати такої будівлі в середньому складає 0,864 Гкал/г, вартість однієї гігакалорії складає 400,74 грн., отже витрата на теплоносії за опалювальний сезон (150 діб) складають 1 млн. 246 тис. 462 грн. Установка розробленої системи в середньому, залежно від параметрів будівлі складає 170 – 180 тис. грн., обслуговування і експлуатація – 35- 40 тис. грн/рік. Приведені економічні розрахунки показують необхідність розробки системи управління об'єктом з розподіленими параметрами.

Мета статті – розробка автоматизованої системи регулювання теплопостачання офісних будівель складної конфігурації.

Загальні принципи, закладені в роботу АСРТ:

1. Зниження тепловтрат в програмному режимі на нічний час, на вихідні і святкові дні за рахунок переходу на інший температурний режим у будівлі.

2. Безперервність управління шляхом оперативної зміни положення засувки під впливом зміни температури протягом дня.

3. Положення засувки вибирається так, щоб в будь-якій кімнаті, розташованій на стояку цієї засувки температура була не нижча мінімально допустимої.

4. Об'єкт управління слід розглядати як об'єкт з розподіленими параметрами. Є обмеження на кількість тепла, що подається в будівлю. Зміна положення засувок стояків одного крила корпусу приводить до зміни температури в сусідніх стояках і навіть в іншому крилі.

5. Імовірнісний підхід до регулювання температури з упередженням з урахуванням прогнозів погоди (наприклад, Інтернет сайтів).

Структурна схема АСРТ представлена на рисунку 1. Система АСРТ ділиться на 3 складові:

1. Підсистема збору і передачі інформації;

2. Підсистема видачі управляючої дії;

3. Центральний обчислювач і пульт управління.

Підсистема збору інформації складається з послідовно підключених блоків концентраторів (БК 1-*m*) до центрального обчислювача (ЦО) через два приймачі зліва і справа відповідно. Інформаційна шина між ЦВ і БК (1-*m*) замкнута в кільце, а шина живлення – паралельна. Кожен і блоків (БК 1-*m*) опитує свій набір датчиків температури та тиску, інформаційна шина яких також замкнута в кільце.

Підсистема видачі управляючої дії, складається з БК і ЦО, підключених послідовно через два приймачі зліва і справа відповідно. Інформаційна шина між ЦО і БК замкнута в кільце, а шина живлення – паралельна. БК цієї підсистеми управляє набором виконавчих механізмів з їх блоками управління, ін-

формаційна шина яких також замкнута в кільце. У функцію БК входить прийом і обробка інформації з датчиків температури, тиску, положення засувки або з виконавчих механізмів, індикація стану засувок, локальне управління лінією датчиків або виконавчих механізмів, і передача інформації на ЦО оператора для здійснення регулювання АСРТ в цілому. БК містить мікроконтролер для обробки прийнятої інформації і формування видачі інформації на модуль індикації, приймач для узгодження мікроконтролера з іншими блоками-концентраторами по довгій лінії в двох напрямках, підсистему активізації певних виконавчих пристроїв. ЦО реалізує оригінальний закон регулювання температури, заснований на пропорційно-інтегральному законі регулювання об'єктом з розподіленими параметрами.

Режими роботи системи регулювання по структурній схемі складаються з нормального, аварійного, режиму діагностики та режиму первинного завантаження.

Нормальний режим роботи. При видачі ЦО кодової комбінації (вліво), що містить в собі адресу блоку і дані початкового стану ліній шлейфу, вона поступає на приймач найближчого блоку-концентратора. З приймача ця інформація поступає на мікроконтролер БК. Мікроконтролер БК визначає з якого боку прийшла кодова комбінація (КК), що містить адресу БК і прочитає з постійно запам'ятовувального пристрою (ПЗП) адресу БК, виділяє адресу з кодової комбінації і порівнює її з адресою БК. Якщо адреси різні, то БК відправляє кодову комбінацію, не змінюючи її, в протилежну сторону, з якої прийшла кодова комбінація, до наступного по порядку проходження БК. Якщо ж адреси співпадають, то мікроконтролер БК опитує лінії датчиків про їх стан і записує, відповідно до отриманої відповіді від датчиків, результат в кодову комбінацію і відправляє її в тому ж напрямку, з якого поступила кодова комбінація з ЦО. При отриманні відповіді від БК ЦО обробляє інформацію про стан кожної лінії шлейфу.

Якщо інформація про несправність виявиться позитивною, то ЦО відправляє запит для підтвердження інформації ще раз за тією ж адресою, але в іншу сторону. У разі «тривоги» ПК приводить в дію виконавчі пристрої.

Якщо ж інформація про несправність виявиться негативною ПК відправляє нову кодову комбінацію, що містить адресу наступного по порядку блоку і дані початкового стану ліній шлейфу.

Аварійний режим роботи. ЦО відправляє певному БК кодову комбінацію (КК) спочатку по лівій стороні, що містить адресу БК. Ця КК, проходячи через інші БК, повинна дійти до БК саме з такою адресою, а потім БК повинен сформувати і відправити відповідь на ЦО в тому ж напрямку з якого прийшла КК. Якщо відповіді зліва від БК на ЦО немає, то ЦО відправляє цю ж КК цьому ж БК, але в інший бік, чекаючи відповіді від БК.

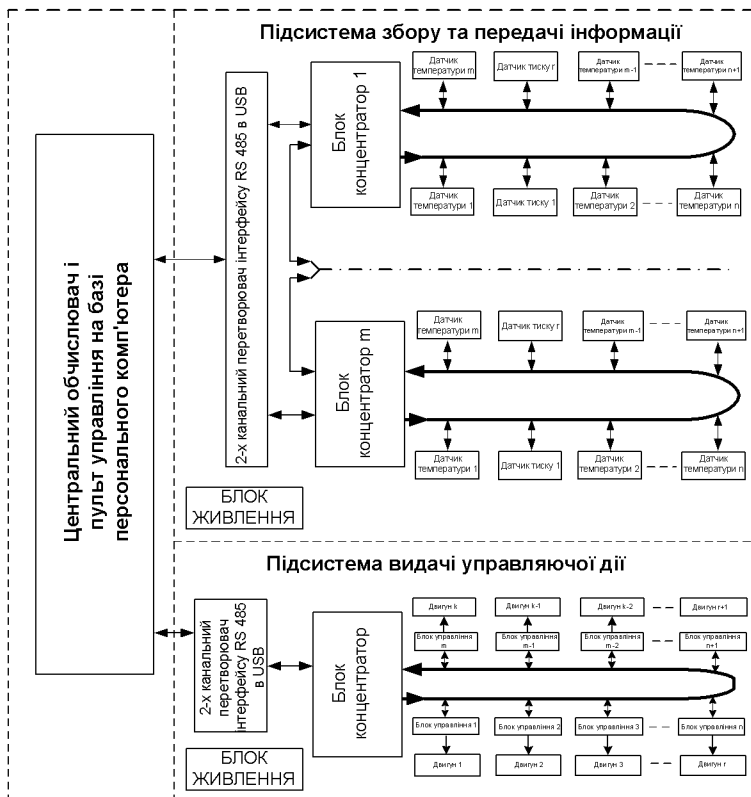


Рис. 1. Структурна схема автоматизованої системи регулювання теплопостачання

Якщо відповідь на запит отримана ЦО, то комп'ютер (ПК) видає повідомлення оператору про те, що стався обрив в лінії між блоком, якому був відправлений запит і попереднім блоком з лівого боку. Якщо ж відповіді на запит не отримано, тоді ПК видає інформацію про те, що БК не в робочому стані або, можливо, сталося навмисне відключення цього блоку.

Режим діагностики призначений для тестування справності лінії або контура, по якому підключаються БК, справності самого БК, справності датчиків підключених до даного БК. Справність лінії перевіряється надходженням відповіді від БК на ЦО. Комп'ютер порівнює адреси кодової комбінації, що прийшла від БК, з поточною адресою в кодовій комбінації, що була задана ЦО. Якщо адреси збігаються, то мікроконтролер перевіряє стан датчиків в цьому блоці. Якщо адреси не збігаються, то мікроконтролер БК посилає повторно таку ж кодову комбінацію, але в іншому напрямку і перевіряє знову на правильність адреси. Якщо ж адреса знову виявиться не вірною, то ЦО видає

оператору повідомлення про це. Тестування датчиків здійснюється шляхом порівняння допустимої температури (не менше 0°C, не більше 50°C) і допустимого тиску води в трубах теплопостачання.

Режим первинного завантаження, по-перше, передбачає, перед початком виконання програми, установку календаря, установку годинника, установку всіх засувок у відкритий стан для запобігання гідродудару в системі теплопостачання. По-друге, опитування і реєстрацію всіх доступних контролерів, блоків концентраторів, датчиків і виконавчих пристроїв, включених в систему. Інформує оператора про проведення реєстрації і дає можливість включити програму нормального режиму роботи системи за згодою оператора.

Висновок. У даній статті приведені результати роботи з розробки автоматизованої системи регулювання теплопостачання для офісних будівель, що складається з функціональних вузлів (блоків-концентраторів) на основі мікроконтролера. Розроблена система має низку переваг в порівнянні з аналогічними системами автоматизованого регулювання теплопостачання. Запропонована система допускає просте нарощування числа контрольованих засувок або виключення їх з програми управління. Кількість стояків, що можуть бути включеними в систему, досягає 256. Запропонована кільцева структура системи надає можливість визначення місця обриву лінії, для передачі даних доступні 2 канали. Кількість ліній датчиків може досягати 8. Спроектована система має просту конструкцію, що забезпечує високу надійність (0,98 на 2000 годин безперебійної експлуатації). Оскільки будівлі мають високу інерційність, то перспективним є включення підпрограми, яка прогнозує зміну температури навколишнього середовища, наприклад, з урахуванням даних прогнозу погоди на веб сайтах в Інтернеті.

Список літератури: 1. *Соколов Е.Я.* Теплофикация и тепловые сети: Учебник для вузов. – 7-е изд., стереот. – М.: Издательство МЭИ, 2001. – 472 с. 2. *Рудоміно Б.В., Ремжин Ю.Н.* Проектирование трубопроводов тепловых электростанций. – Л.: «Энергия», 1970. – 208 с. 3. *Водяные тепловые сети: Справочник проектировщика / под ред. Громова Н.К. и др.* – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 376 с. 4. *Магалиф В.Я., Ковылянский Я. А.* Теоретические основы конструирования трубопроводов тепловых сетей (справочно-методический материал), - М.: «ВНИПИ Энергопром», 2005. – 152 с. 5. *Правила техники безопасности при обслуживании тепловых сетей.* М.: Атомиздат, 1975. 6. «Системы сбора и первичной обработки измерительной информации», ред. Коршевер И., сборник статей. 7. «Датчики и устройства систем управления и контроля», сб. научн. трудов – 1985. 7. «Теория и практика проектирования микропроцессорных систем», сб. научн. тр., 1990. 8. *Боборыкин А.В.* «Однокристалльные микроЭВМ». – М., 1994. – 400 с. 9. «Комп'ютеризовані системи управління та автоматики», зб. наук. пр. – 2000.

Поступила в редколлегию 13.11. 2008 г.

В.В. ГОРБАЧЁВ, канд. техн. наук НТУ “ХПИ” (г. Харьков),
В.И. ГАРНЫХ (г. Харьков)

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА СВЯЗИ

В статті розглянуто математичні моделі дискретного каналу зв'язку. Було показано, що найбільш відпрацьованою в плані створення математичного апарату для розв'язання завдань аналізу показників якості передачі дискретної інформації є марківські моделі.

Mathematical models of the discrete channel relationship are considered in article. There was is shown, the studied carefullly in plan of the making the mathematical device for decision of the problems of the analysis of the factors quality issues to discrete information are Markov's models.

Постановка проблеми. Рассмотрение процессов передачи информации на уровне дискретного канала предполагает наличие математической модели, которая достаточно адекватно описывает процессы трансформации символов алфавита при их передаче. Анализ широко распространенных симметричных каналов, для которых вероятность ошибки не зависит от статистики передаваемой последовательности символов, может быть выполнен на основе исследования потока ошибок на выходе дискретного канала [2]. При этом математическая модель канала должна позволять находить вероятностные характеристики процесса передачи информации без обращения к экспериментальным данным или дополнительным предположениям (требование полноты).

Цель статьи – рассмотреть существующие математические модели и определить основные базы построения общих моделей дискретного канала, проанализировать их, обосновать применение на практике.

Основная часть. Исторически первой моделью потока ошибок в дискретном канале была биномиальная модель, которая характеризовалась одним параметром p_0 – вероятностью неправильного приема единичного элемента. Эта модель основана на предположении независимости возникновения ошибок. В то же время установление факта группирования ошибок практически во всех реальных каналах стимулировало создание большого числа моделей, которые отображали память канала.

Более поздние модели разработаны таким образом, что соответствующим подбором параметров возможно описать каналы разной физической природы. Универсальность описания достигается за счет варьирования числа параметров – объема модели. Как правило, объем модели согласовывают с понятием числа состояний канала. При этом имеется возможность один и тот же канал описать с одинаковой степенью адекватности разными универсальными моделями. Преимущество отдается по совокупности двум критериям –

простоте (по минимуму числа состояний канала или общего числа параметров) и степени применимости модели для решения поставленной задачи (очевидности или проработанности приемов).

Можно выделить три основные базы построения общих моделей дискретного канала: простая цепь Маркова, процессы восстановления с конечным временем и процессы накопления данных. Наиболее проработанной в плане создания математического аппарата для решения задач анализа показателей качества передачи дискретной информации являются марковские модели [1]. Наибольшую скорость сходимости (по общему числу параметров) при обработке больших потоков экспериментальных данных обеспечивает каскадный вариант построения марковской модели.

Описание дискретного канала со стираниями может строиться как самостоятельная модель потока ошибок и стираний. Более распространенным приемом является построение модели канала со стираниями на базе известных моделей без стираний путем дополнения последних рядом предположений о взаимосвязи ошибок и стираний. Целесообразность указанного приема определяется тем, что накопленный к настоящему времени большой опыт построения моделей базируется на экспериментальном материале, полученном на каналах без стираний.

Удобными для использования в расчетах и достаточно мотивированными являются следующие допущения о связи между стираниями и ошибками:

- правильные стирания среди ошибочно отождествленных элементов статистически независимы, а вероятность правильного стирания не зависит от кратности ошибок в кодовом блоке;

- ложные стирания среди правильно отождествленных элементов статистически независимы, а вероятность ложного стирания не зависит от кратности ошибки в кодовом блоке;

- правильные и ложные стирания статистически независимы.

При этом дополняющими параметрами являются вероятность ложного $p_{л.с}(\ell, m)$ и правильного $p_{п.с}(\ell, m)$ стираний, где ℓ – кратность ошибок; m – длина кодового блока. Практически при всех способах передачи кодовых блоков $p_{п.с}$ вид вероятности $p_{л.с}(\ell, m)$ зависит от способа кодирования и от структуры ошибок. При отсутствии сведений о структуре ошибок используют формулу

$$p_{л.с}(\ell, m) = \frac{\ell - (m - \ell)p_{л.с.о}}{m}, \quad (1)$$

где $p_{л.с.о}$ – вероятность ложного стирания в блоках, которые не содержат ошибки. Это единственный параметр, подлежащий определению и который отображает специфику способа формирования сигнала стирания.

При решении задач сравнительного анализа систем и выполнении предварительных расчетов применение полной модели дискретного канала в ряде

случаев невозможно из-за отсутствия экспериментальных данных, необходимых для расчета ее параметров. В таких случаях используют частичные описания канала, которые непосредственно определяют или позволяют рассчитать вероятность $P(> \ell, m)$ приема кодового блока с длиной m символов и кратностью ошибок, не меньшей ℓ .

Как было отмечено ранее, широкое использование получило двухпараметрическое описание канала, по параметрам которого имеются достаточно подробные и надежные справочные данные. По результатам обработки материалов испытаний выделены три класса распределений интервалов между ошибками и предложены соответствующие аппроксимации этих распределений: модель типа А для тропосферных телефонных каналов; модель В для телефонных каналов кабельных и радиорелейных линий; модель С для телеграфных коротковолновых каналов и проводных линий связи [2].

Для многих современных систем передачи дискретной информации характерным является использование блоковых кодов. При исследовании вероятностных характеристик таких систем исходным процессом является последовательность решений декодера – второй решающей схемы. Это обуславливает целесообразность двухуровневого описания канала: модель первого уровня описывает ошибки по символам, и применяется для оценивания эффективности выбранного кода и расчетов параметров модели второго уровня, аппроксимирующей поток ошибок на длине кодовых блоков.

Если на первом уровне использовать полную модель дискретного канала, то структура второго уровня определяется однозначно. Например, если первый (символьный) уровень описан марковской моделью, которая характеризуется числом состояний канала K , матрицей переходных вероятностей $B = [B_{ij}]$, $i = 0, \dots, K-1$; $j = 0, \dots, K-1$ и условными вероятностями ошибок в каждом состоянии t_j , $j = 0, \dots, K-1$, то модель второго (блокового) уровня также марковская с тем же числом состояний K .

Матрица P переходных вероятностей второго уровня определяется соотношением $P = B^m$, где m – число символов в блоке. Условные вероятности q_j искажения блока вычисляются при помощи матриц $B_1(0) = [(1-t_j) B_{ij}]$; $B_1(1) = [t_j B_{ij}]$, которые представляют собой матричные вероятности того, что символ будет принят правильно и ошибочно соответственно. Прежде всего, находят матричные вероятности приема кодового блока без ошибок и с ошибками

$$P_1(0) = B_1^m(0); \quad (2)$$

$$P_1(1) = B^m - B_1^m(0) = P - P_1(0); \quad (3)$$

затем искомые вероятности

$$q_j = \frac{E_{ij}(P_1(1))}{E_{ij}(P)}, \quad (4)$$

где $j = 0, \dots, K-1$, i – любое из множества $\{0, 2, \dots, K-1\}$, $E_{ij}(\cdot)$ – элемент с индексами i, j -матрицы, указанной в скобках.

Если первый уровень (дискретный канал) описать частичной моделью, то структура модели второго уровня не определена и необходимы дополнительные соображения по ее организации. Как правило, ограничиваются биномиальным распределением, то есть считают, что кодовые блоки искажаются независимо [2]. Более точные результаты получаются при использовании на втором уровне простой цепи Маркова с двумя состояниями: «0» – кодовый блок ошибок не содержит; «1» – блок принят с ошибками. Модель описывается матрицей переходных вероятностей $P = [p_{ij}]$, $i = \overline{0, 1}$; $j = \overline{0, 1}$, элементы которой вычисляются по следующим формулам:

$$P_1 = P(\geq 1, m); \quad (5)$$

$$P_0 = 1 - P_1; \quad (6)$$

$$p_{00} = \frac{[1 - P(\geq 1, 2m)]}{[1 - P(\geq 1, m)]}; \quad (7)$$

$$p_{01} = 1 - p_{00}; \quad (8)$$

$$p_{10} = P_0 p_{01} / P_1; \quad (9)$$

$$p_{11} = 1 - p_{10}, \quad (10)$$

где P_0 , P_1 – абсолютные вероятности приема кодового блока без ошибок и с ошибками соответственно; $P(\geq 1, m)$ – вероятность, которая определяется первым уровнем описания канала.

Наиболее часто в практических расчетах применяется частичная модель канала с группированием ошибок, согласно которой

$$P(\geq 1, m) = 1 - \exp(m^{1-\gamma} \ln(1 - p_0)), \quad (11)$$

где p_0 – вероятность искажения символа; γ – показатель группирования.

Вероятности p_{ij} при этом определяются равенствами

$$p_{00} = \exp[(2^{1-\gamma} - 1) \cdot m^{1-\gamma} \cdot \ln(1 - p_0)]; \quad (12)$$

$$p_{01} = 1 - p_{00}; \quad (13)$$

$$p_{10} = \frac{\exp[m^{1-\gamma} \ln(1 - p_0)] - \exp[(2m)^{1-\gamma} \ln(1 - p_0)]}{1 - \exp[m^{1-\gamma} \ln(1 - p_0)]} \quad (14)$$

$$p_{11} = 1 - p_{10} \quad (15)$$

Широкое применение этой модели обусловлено тем, что по значениям ее параметров имеются подробные и надежные экспериментальные данные.

Достичь дальнейшего повышения адекватности описания возможно, если цепью Маркова описывать не поток ошибочных кодовых блоков, а последовательность состояний канала, каждое из которых характеризуется условной вероятностью ошибки блока. При этом поток ошибок становится марковской функцией, и описание второго уровня приобретает форму общей марковской модели [1].

Ограниченное информационное содержание частичного описания не позволяет определить параметры марковской модели без дополнительных сведений о канале. Если использовать гипотезу о геометрическом законе распределения длин серий ошибочных блоков, то возможно определить параметры аналога модели Гильберта, который базируется на односвязной цепи Маркова с двумя состояниями: «0» – хорошее состояние канала, блоки ошибками не поражаются; «1» – состояние канала плохое, и с вероятностью q блоки поражаются ошибками. Термин «аналог» использован по той причине, что модель Гильберта описывает ошибки по символам, здесь же речь идет об ошибках по блокам. При этом описание второго уровня дискретного канала характеризуется матрицей переходных вероятностей $P = [p_{ij}]$, $i = \overline{0,1}$; $j = \overline{0,1}$ и вероятностью ε возникновения ошибок в состоянии «1», которые рассчитываются через параметры модели первого уровня в соответствии с формулами

$$P_{00} = 1 - p_{01}; \quad (16)$$

$$p_{01} = \frac{Ap_{10}}{\varepsilon - A}; \quad (17)$$

$$P_{10} = 1 - p_{11}; \quad (18)$$

$$p_{11} = \frac{AC - B^2}{2AC - B(A + C)}; \quad (19)$$

$$q = B / p_{11}, \quad (20)$$

где $A = P(1)$; $B = P(11)/P(1)$; $C = \frac{P(111)}{P(111) + P(101)}$;

$$P(1) = P(\geq 1, m); \quad (21)$$

$$P(11) = 2P(\geq 1, m) - P(\geq 1, 2m); \quad (22)$$

$$P(101) = 2P(\geq 1, 2m) - P(\geq 1, m) - P(\geq 1, 3m); \quad (23)$$

$$P(11) = P^2(11)/P(1). \quad (24)$$

Применение цепи Маркова с двумя состояниями обусловлено тем, что частичные описания канала не позволяют определить параметры цепей с большим числом состояний. Однако для большинства практических задач такая аппроксимация вполне приемлема, поскольку структура памяти канала на блоковом уровне значительно проще, чем на битовом, – корреляция между отдельными пакетами ошибок незначительная, а распределение длин пакетов близко к геометрическому закону.

Выводы. Рассмотрены математические модели дискретного канала связи. Выявлено, что имеется возможность один и тот же канал описать с одинаковой степенью адекватности разными универсальными моделями.

Можно выделить три основные базы построения общих моделей дискретного канала: простая цепь Маркова, процессы восстановления с конечным временем и процессы накопления данных. Целесообразным является двухуровневое описание канала: модель первого уровня описывает ошибки по символам, и применяется для оценивания эффективности выбранного кода и расчетов параметров модели второго уровня, аппроксимирующей поток ошибок на длине кодовых блоков.

Наиболее часто в практических расчетах применяется частичная модель канала с группированием ошибок. Широкое применение этой модели обусловлено тем, что по значениям ее параметров имеются подробные и надежные экспериментальные данные.

Список литературы: 1. Коричнев П.П., Королёв В.Д. Статистический контроль каналов связи. – М.: Радио и связь, 1989. 2. Горбачов В.В. Оцінка статистичних характеристик потоку помилок на виході ДКЗ. Збірка робіт, частина 2. – Київ: НДЦ КВГУЗ, 1992.

Поступила в редколлегию 05.12. 2008 г.

И.В. ГОРМАКОВА, аспирант (г. Харьков)

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА СЕТЕЙ КЛЕТОЧНЫХ АВТОМАТОВ.

У статті описується новий метод аналізу поведінки клітинного автомату. Запропоновано ізоморфне відображення клітинного автомату у кінцевий автомат із виходом. Для побудованого кінцевого автомату знайдений регулярний вираз, який визначає регулярну мову кінцевого автомату із виходом.

In this paper a new analysis technique of cellular automaton behavior is developed. Isomorphs mapping of cellular automaton to a finite-state machine is proposed. Regular expression for developed finite-state machine is found, which defines a regular language of this finite-state machine with outs.

Постановка задачі. При изучении поведения сетей клеточных автоматов было установлено, что клеточные автоматы можно рассматривать как математические модели, которые описывают самоорганизующее поведение. Даже начиная с произвольного беспорядочного начального состояния, эволюция сети клеточного автомата через несколько шагов может привести к образованию модели динамической системы с упорядоченной структурой. Таким образом, эволюция сети клеточного автомата может рассматриваться как вычислительный процесс, а некоторые классы сетей клеточных автоматов могут породить регулярные языки.

Анализ литературы. В [1] был проведен анализ поведения сетей клеточных автоматов. Было предложено рассматривать набор конфигураций, генерируемый после конечного числа тактов работы клеточного автомата, как регулярный язык. Был предложен метод построения графа переходов состояний для недетерминированного конечного автомата, соответствующего конфигурации клеточного автомата после конечного числа шагов эволюции. Далее – переход к детерминированному конечному автомату и, наконец, построение регулярного выражения по полученному графу детерминированного конечного автомата, обозначающего регулярный язык.

Недостатком описанного метода является то, что полученная модель детерминированного конечного автомата являлась абстрактной и не была применима для практической реализации.

Целью статьи является разработка метода анализа поведения клеточного автомата, а также построение детерминированного конечного автомата, описывающего поведение клеточного автомата.

В [2] была показана структура клеточного автомата с двумя состояниями $\{0; 1\}$. Напомним, что правило эволюции τ вычисляет новое состояние ячейки α_0^{t+1} на основании собственного состояния ячейки α_0^t и состояний двух её самых близких соседей α_{-1}^t (левый сосед) и α_1^t (правый сосед).

В качестве примера рассмотрим клеточный автомат с двумя состояниями $\{0, 1\}$, правило поведения клеточного автомата – сложение по модулю два двух ближайших соседей (правило 90, [3]): $\tau = \alpha_{-1} + \alpha_1$, где α_{-1} – левый сосед и α_1 – правый сосед. Поведение клеточного автомата может быть задано с помощью таблицы переходов:

Таблица 1

α_{-1}^t	α_0^t	α_1^t	α_0^{t+1}
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	0

Покажем, что клеточный автомат может быть задан как конечный автомат.

Известно, что конечный автомат задается упорядоченной пятеркой

$$M = (V, Q, q_0, F, \sigma), \quad (1)$$

где V – входной алфавит; Q – множество состояний; q_0 – начальной состояние; F – множество заключительных состояний; σ – функция переходов, заданная в виде системы команд.

Как уже было сказано, состояние клеточного автомата зависит от состояний двух его ближайших соседей. Из табл. 1 видно, что все возможные сочетания состояний соседей клеточного автомата могут быть заданы в виде множества $\{00; 01; 10; 11\}$. Определим как входной алфавит конечного автомата V множество возможных состояний соседей клеточного автомата $\{00; 01; 10; 11\}$. Для удобства записи введем следующие обозначения: $x_1 = 00$, $x_2 = 01$, $x_3 = 10$, $x_4 = 11$. Следовательно, $V = \{x_1, x_2, x_3, x_4\}$.

Так как рассматриваемый автомат имеет два состояния, то $Q = \{q_0, q_1\}$, где $q_0 = 0$, $q_1 = 1$.

Функция переходов конечного автомата задается соотношением:

$$\sigma(q, a) = \{r: q \rightarrow_a r\} \quad (2)$$

то есть значение функции переходов на упорядоченной паре (состояние, входной символ) есть множество всех состояний, в которые из данного состояния возможен переход по данному входному символу. Иными словами, функция переходов на упорядоченной паре (состояние клеточного автомата

α_0^t , состояния соседей) будет соответствовать состоянию клеточного автомата α_0^{t+1} .

Следовательно, система команд для рассматриваемого клеточного автомата будет следующей:

$$\sigma_1(q_0, x_1) = q_0; \sigma_3(q_0, x_3) = q_1; \sigma_5(q_1, x_1) = q_0; \sigma_7(q_1, x_3) = q_1;$$

$$\sigma_2(q_0, x_2) = q_1; \sigma_4(q_0, x_4) = q_0; \sigma_6(q_1, x_2) = q_1; \sigma_8(q_1, x_4) = q_0.$$

Граф конечного автомата показан на рис. 1.

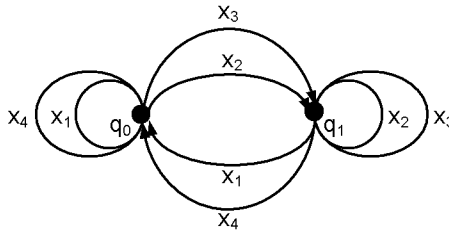


Рис. 1

Как видно из рис. 1, полученный граф не имеет множества конечных вершин. По условию (1), множество конечных вершин является необходимым условием определения конечного автомата.

Известно, что любую из вершин графа соединения обратной связи можно с помощью операции расщепления превратить в две вершины, одна из которых будет являться стоком, а вторая – истоком.

Для графа, приведенного на рис. 1, применим операцию расщепления к вершине q_0 , в результате получим две вершины: q_0' будет являться истоком и начальной вершиной конечного автомата, q_0'' – стоком и конечной вершиной конечного автомата. На рис. 2 показан модифицированный граф конечного автомата.

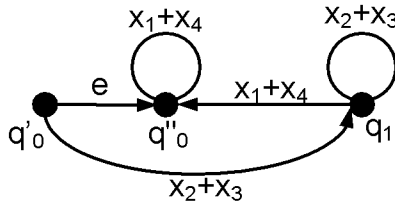


Рис. 2

Язык $L(M)$ конечного автомата M есть множество всех цепочек во входном алфавите, читаемых в M на некотором пути из начального состояния в одно из заключительных состояний. Известно, что, по теореме Клини [4], язык L является регулярным тогда и только тогда, когда он допускается некоторым конечным автоматом. Следовательно, язык $L(M)$ конечного автомата M будет являться регулярным.

Регулярное выражение, обозначающее язык конечного автомата, граф которого показан на рис. 2, будет иметь следующий вид:

$$R = e \cdot \{x_1 + x_4\}^* + \{x_2 + x_3\} \cdot \{x_2 + x_3\}^* \cdot \{x_1 + x_4\} \cdot \{x_1 + x_4\}^* \quad (3)$$

Очевидно, что конечный автомат, описывающий поведение клетки сети клеточного автомата, будет являться детерминированным, так как из каждой вершины по каждому входному символу определен переход в точности в одну вершину. Следовательно, каково бы ни было слово во входном алфавите V , для него найдется единственный путь в M , начинающийся в начальном состоянии, на котором читается это слово.

Обозначим алфавит W как выходной алфавит конечного автомата. Символами выходного алфавита будут 0 и 1. Функция выходов конечного автомата с выходом будет иметь следующий вид:

$$\mu_1(q_0, x_1) = 0; \mu_3(q_0, x_3) = 1; \mu_5(q_1, x_1) = 0; \mu_7(q_1, x_3) = 1;$$

$$\mu_2(q_0, x_2) = 1; \mu_4(q_0, x_4) = 0; \mu_6(q_1, x_2) = 1; \mu_8(q_1, x_4) = 0.$$

То есть, буквы выходного алфавита будут в точности совпадать с состоянием клеточного автомата α_0^{t+1} на каждом переходе.

Следовательно, регулярное выражение, обозначающее язык конечного автомата с выходом, будет определять отображение последовательностей слов во входном алфавите в последовательность слов в выходном алфавите.

Таким образом, полученная модель детерминированного конечного автомата для клетки сети клеточных автоматов позволяет говорить о вычислительных свойствах сетей клеточных автоматов в целом. Дальнейшие исследования могут быть направлены на нахождение регулярного выражения, порождающего регулярный язык, для сети клеточных автоматов.

Список литературы: 1. *Wolfram S.* Computation theory of cellular automata. Communication in mathematical physics, 1984, pp. 15-57. 2. *Дербунович Л.В., Горлов Ю.В., Татаренко Д.А.* Генераторы тестов на клеточных автоматах для схем встроеного самотестирования. // Вестник НТУ «ХПИ»-2003. №21- с.59-622. 3. *Pries W., Thanalakis A. and Card H.C.* Group properties of cellular automata and VLSI applications. IEEE Trans. Comp. 1986, №12, pp.1013-1024. 4. *Белоусов А.И., Ткачев С.Б.* Дискретная математика: Учеб. для вузов/ Под ред. В.С. Зарубина, А.П Грищенко. – 4-е изд., исправл. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э Баумана, 2006. – 744 с.

Поступила в редколлегию 26.12.08

В.К ГУСЕЛЬНИКОВ, канд. техн. наук, проф.,
Т.Б. БЕЛІКОВА, О.В. ГУСЕЛЬНИКОВ

СИСТЕМА ЕКСПРЕС-АНАЛІЗУ ПИТНОЇ ВОДИ

У статті наведені опис та принцип роботи, розробленої системи експрес аналізу питної води.

In clause the description and principle of work developed system the express train of the analysis of drinking water is given.

Система експрес-аналізу питної води, далі система, призначена для проведення оперативного дослідження питної води по 9-ти основних параметрів[1,2] на відповідність їх значенням по ГОСТ 2874-82 “Вода питьевая. Гигиенические требования и контроль качества” і Санитарним правилам і нормам України (СанПіН) 136/1940-97 “Вода питна. Гігієнічні вимоги до якості води централізованого господарсько - питного водопостачання”.

До досліджуваних показників відносяться: значення рН, кольоровість, каламутність, зміст міді, зміст заліза, зміст алюмінію, зміст фтору, зміст сульфатів, зміст нітратів.

Визначення вмісту в воді вибраних параметрів відбувається колориметричним методом, тому вимірювальний процес можна систематизувати. Функціональна схема системи, що пояснює пристрій і принцип роботи зображена на рисунку 1.

Система, складається з наступних основних пристроїв:

- А1 – блок живлення;
- А2 – колориметр фотоелектричний концентраційний КФК-2;
- А3 – рН-метр ЕВ-74;
- А4 – мікроконтролер *ATmega8*;
- А5 – пристрій виводу і друку інформації (персональний комп'ютер з консоллю для друку);

У систему входять також:

- набір електродів і судин для роботи з рН-метром ЕВ-74;
- набір світлофільтрів і вимірювальних кювет для роботи з колориметром КФК-2.

Межі вимірювання параметра рН визначаються робочим діапазоном рН метра типу ЕВ-74.

Межі вимірювання коефіцієнта світлопропускання визначаються колориметром фотоелектричним концентраційним, включеним в систему, в даному випадку для колориметра фотоелектричного концентраційного КФК-2, він знаходиться від 100% до 5% для рідких і твердих речовин в спектральному діапазоні від 315 нм до 980 нм.

Блок живлення А1, що складається з силового трансформатора і двох стабілізаторів напруги з випрямлячами для отримання стабілізованої напруги 5В, забезпечує роботу світлових індикаторів “готовність 1”, “готовність 2” і кнопок SA4 (готовий до вимірювання), SA5 (готовий до переходу для роботи з іншим розчином або інгредієнтом).

Постійна напруга 24В забезпечує роботу електронних комутаційних пристроїв SA3 і SA6. Блок живлення підключається до мережі ~220В, 50Гц, тумблером SA1.

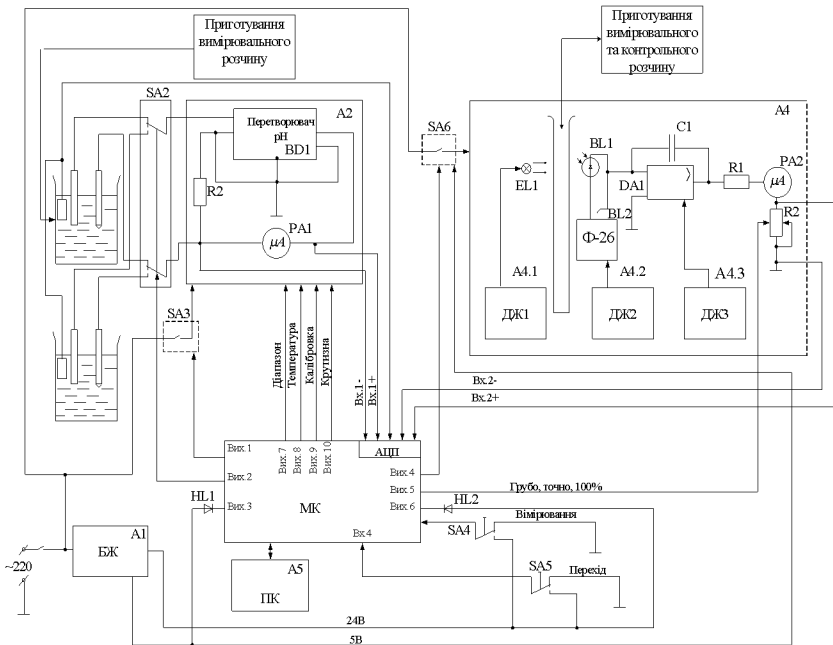


Рис. 1. Функціональна схема системи

Підготовчі операції і робота системи

Для включення системи в роботу необхідно виконати ряд наступних операцій): приготування двох буферних розчинів біфталатного (рН = 6,88) і тетраборатного (рН = 9,22) з розливанням їх і аналізованої води по вимірювальних судинах з приміщенням в них термоперетворювача і електродів вимірювального і допоміжного рН-метра EB-74 (A1). Наступним етапом є приготування восьми розчинів аналізованої води з досліджуваними інгредієнтами, з розливанням їх по вимірювальних кюветках, і відповідно вісім контрольних світлофільтрів. Перевіряються вісім інгредієнтів колориметричними методами. Назва інгредієнтів і відповідні їм контрольні світлофільтри занесені в табл. 1.

Таблиця 1 – Інгрєдєнти і вїдповїднї їм контрольні свїтлофїльтри

Назва їнгрєдєнта	Колїр контрольного свїтлофїльтр	Довжина хвилї, λ , нм
Кольоровїсть	синїй	413
Каламутнїсть	зелений	530
Нїтрати	синїй	480
Сульфати	синїй	405
Фтор(<i>F</i>)	зелений	520-550
Алюмїній(<i>Al</i>)	зелений	525
Мїдь(<i>Cu</i>)	синїй	430
Залїзо(<i>Fe</i>)	синїй-зелений	500

Пїсля виконання пїдготовчих операцїй і вклучення живлення, здїйснюється програмно-логїчне управлїння мїкроконтролером (МК) А4.

Управлїння МК системою здїйснюється таким чином: тумблером *S41* вклучається мережа блоку живлення (*A1*). Стабїлізована напруга 5В і 24В поступає на пристрої системи, забезпечуючи їх роботу, про що сигналізує свїтлоїндїкатор “Готовнїсть 1”(*HL1*). МК перемикає *S42* в режим вимїрювання буферного розчину, а *S43*, в режим вклучення рН-метра, через 30 хвїлин (час прогрївання приладів), вклучається режим “готовнїсть 1”. Пїсля пїдготовки буферного розчину, вимїрювального і допомїжного електродів, лаборантовї необхідно натиснути кнопка “Вимїрювання”(*S44*), сигнал про початок вимїрювання поступає на МК, який визначає температуру буферного розчину, і пїсля обробки цїєї їнформацїї, вклучається термокомпенсацїя (вих. 8, ”установка t° ”), встановлюється дїапазон вимїрювання рН (6-8) і виконуються два вимїри рН з трїххвїлинним їнтервалом.

Пїсля перетворення в АЦП і арифметично-логїчної обробцї їнформацїї, лїченої по лїнії Вх. 1 і реалїзацїї функцїї $pH = f(t^\circ)$, рН по першому буферному розчину). МК сигналом “Калїбрування” по лїнії вих. 9 встановлює нижню межу шкали вимїрювання рН-метра, а сигналом “Крутизна” МК по лїнії вих. 10 встановить верхню межу шкали вимїрювання рН-метра.

Вимїрювання рН досліджуваного розчину зводиться до наступних операцїй: у ємнїсть з досліджуваною водою помїщаємо вимїрювальний і допомїжний електрод, і натиснути кнопку “Перехїд” (*S45*), МК по лїнії вих. 2 перемкне *S42* в положення аналїз вимїрювального розчину, визначить температуру вимїрювального розчину, пїсля обробки цїєї їнформацїї, вклучить термокомпенсацїю по лїнії вих. 8 “Установка t° ” і виконає два вимїри з трїххвїлинним їнтервалом. Пїсля перетворення в АЦП і арифметически-

логічеської обробці інформації, ліченої по лінії вх.1 і реалізації функції $pH = f(t^\circ, pH \text{ вимірювального розчину})$, МК заносить інформацію в ОЗП. На цьому робота з рН-метром закінчена.

Для подальшого колориметричного аналізу води за умови, що все вісім кюветів з потрібними інгредієнтами і до них світлофільтри відповідно, підготовлені з дотриманням нормативних вимог необхідно натиснути на кнопку “Перехід”(S45), перемикаючи систему в режим вимірювання інгредієнтів колориметричними методами, про що сигналізує світлоіндикатор “Готовність-2”(HL2). МК включає S46, подаючи на КФК-2 живлячу напругу, через 15 хвилин (час прогрівання колориметра), слід включити “Готовність 2”, вставивши в КФК-2 (A4) зразковий світлофільтр відповідно до розчину першого інгредієнта і натиснути “Вимірювання”(S44). Після перетворення в АЦП арифметично-логічної обробки інформації, ліченої по лінії вх. 2, МК сигналом “Установка” по лінії вх. 5 встановлює шкалу КФК-2 (A4) на 100%.

Після заміни еталонного світлофільтру на кювету з першим інгредієнтом на КФК-2 необхідно натиснути кнопку “Перехід” (S45), для переходу Системи в режим вимірювання першого інгредієнта. Після перетворення в АЦП інформації, ліченої по лінії вх. 1, МК заносить інформацію ОЗП. На цьому робота з першим інгредієнтом закінчена. Аналіз наступних 2...8 інгредієнтів виконується аналогічно, із занесенням результатів в ОЗП. Виконавши обробку інформації, через порт послідовного обміну даними МК передає інформацію на ПК (A5), де проводиться при необхідності повний роздрук експрес-аналізу води або видача інформації чи відповідає вода, нормам.

Описана система дає можливість оцінки якості води з похибкою, що не перевищує 1% по значенню рН і 1,7% по значенням інших параметрів.

Список літератури: 1. *Абдуллаев К.М.* Водоподготовка. –М.:Енергоатомиздат, 1990.-240 с.
2. *Столяров Е.А., Благоев О.Е.* Методические вопросы организации, контроля химических показателей качества воды. – М.: Наука, 1999.- 176 с.

Надійшла в редакцію 9.12.08

В. К. ГУСЕЛЬНИКОВ, канд. техн. наук каф. ИИТС НТУ „ХПИ”
Е. А. БОРИСЕНКО, аспирант каф. ИИТС НТУ „ХПИ”

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО ПО ТОЧНОСТИ ПОДХОДА К ИЗМЕРЕНИЮ УРОВНЯ УЛЬТРАЗВУКОВЫМ МЕТОДОМ

В статті розглянемо методи компенсації похибок при вимірюванні рівня за допомогою ультразвуку. Проаналізовані чинники, що впливають на результуючу похибку. Зроблено висновок про те, який з них доцільніше використовувати.

Paper describes methods of level measurement of ultrasonic means decrease. Causes influences on resulting error are analyzed. Conclusion about suitability each of them is made.

Постановка проблемы. При построении высокоточных ультразвуковых измерителей уровня возникает необходимость выявления и устранения факторов, способных существенно снизить точность измерений. Среди наиболее значимых можно выделить факторы окружающей среды – температура, давление, влажность и прочие. Можно назвать два основных пути устранения их влияния. Первый: нужно точно их измерить и, зная зависимость от них основного информативного параметра – скорости ультразвука – исключить путем введения соответствующих поправок. При таком решении поставленной задачи появляется возможность организации многофункциональной измерительной системы. Второй – предусмотреть процедуру периодической автоматической поверки, для чего в схему прибора вводится дополнительный ультразвуковой датчик, измеряющий фиксированное расстояние; по данным снятым с этого датчика вычисляется фактическая скорость ультразвука, таким образом, учитываются одновременно все влияющие факторы.

Цель статьи – определить, какой из двух методов устранения погрешностей предпочтительнее.

Анализ литературы показывает, что ответ на вопрос, каким образом можно наиболее эффективно компенсировать погрешность измерения уровня ультразвуковым методом остается открытым. Встречающиеся в литературе рассуждения на эту тему опираются в основном на данные о морально устаревших измерительных преобразователях.

Рассмотрим ультразвуковой измеритель уровня. Наиболее простая схема такого измерителя содержит излучатель ультразвуковых сигналов и приемник [3] (рис. 1).

На рис. 2 представлена временная диаграмма работы ультразвукового измерителя уровня. Старт и стоп импульсы формируются в момент начала изучения и момент приема отраженного сигнала соответственно. Интервал времени между старт и стоп импульсами заполняется импульсами стабильной частоты, число которых N_x затем подсчитывается.

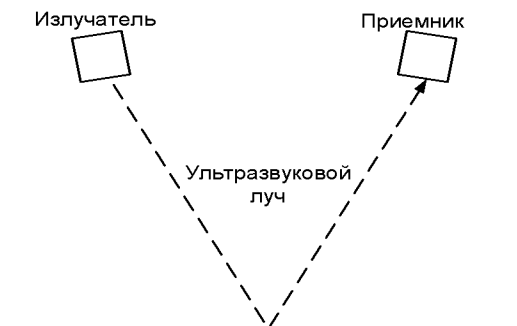


Рис. 1. Простейший ультразвуковой измеритель уровня

Измеренное расстояние определяется из соотношения:

$$S = ct_{\text{и}}, \quad (1)$$

где c – скорость распространения звука в среде, м/с; $t_{\text{и}} = N_x t_i$ — время прохождения ультразвуковой волны в среде. Поскольку из (1) очевидно, что информативным параметром является скорость ультразвука, возникает необходимость выявления факторов, способных ее изменить.

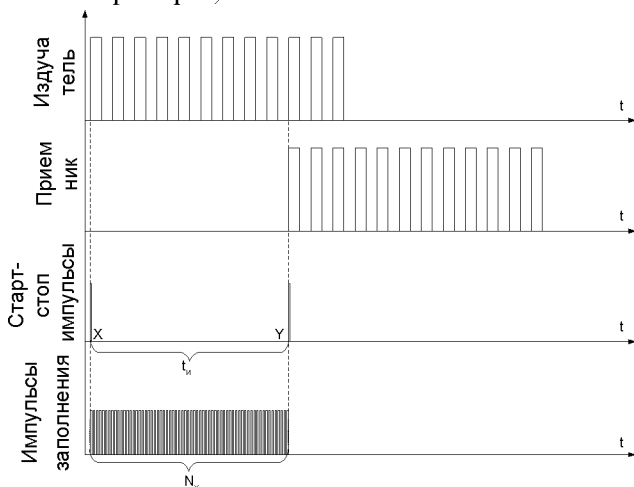


Рис. 2. Временная диаграмма работы ультразвукового измерителя уровня

Выражение для расчета скорости распространения звука в идеальном газе:

$$c = \sqrt{\frac{\gamma p}{\rho}}, \quad (2)$$

где p – давление в среде распространения звуковой волны; ρ – плотность среды; $\gamma = \frac{C_p}{C_v}$ – отношение теплоемкости газа при постоянном давлении к теплоемкости газа при неизменном объеме.

Уравнение состояния идеального газа имеет вид:

$$pV = RT, \quad (3)$$

где V – объем, T – температура $^{\circ}K$, $R = 8,314 \frac{\text{Дж}}{\text{моль} \cdot K}$ – универсальная газовая постоянная. С учетом уравнения (3) выражение (2) можно записать в виде

$$c = \sqrt{\frac{\gamma RT}{\mu}}, \quad (4)$$

где μ – молярная масса газа.

При измерении уровня жидких и сыпучих веществ, средой распространения звука чаще всего является воздух. Наиболее вероятной молярной массой воздуха согласно [1] является $\mu = 29$ г/моль, а коэффициент $\gamma = 1,402$.

Откуда скорость звука при $T = 273$ $^{\circ}K$ $c = 331,254$ м/с. При изменении температуры на $50^{\circ}C$ (а такие колебания температуры наиболее характерны при измерении в течении года вне помещения) погрешность будет составлять $\delta_T = 10\%$

В звуковой волне, распространяющейся в воздухе, сжатия и разрежения происходят столь быстро, что обмен теплом между соседними слоями воздуха не успевает произойти. Это позволяет считать процесс распространения звука в воздухе адиабатическим. Для идеального газа адиабата описывается уравнением Пуассона $pV^{\gamma} = \text{const}$. Это справедливо лишь для звуковых волн, длина которых на порядок превосходит длину свободного пробега молекул. Для воздуха при нормальных условиях такая граничная частота составляет 10^5 кГц.

Как уже отмечалось ранее, скорость звука зависит от того, в каком газе он распространяется. Так, при прохождении волн в чистом кислороде скорость звука составляет 316 м/с; скорость звука в углекислом газе равна 259 м/с. Если измерения проводятся при составе воздуха, близком к нормальному, то эта составляющая погрешности не должна превышать $\delta_{\gamma} = 5\%$.

В [4] приведены результаты исследований скорости звука от давления для углекислого газа при давлениях от 5 до 98 атм. и температурах от 28 до $35^{\circ}C$. Полученные зависимости показаны на рис. 3.

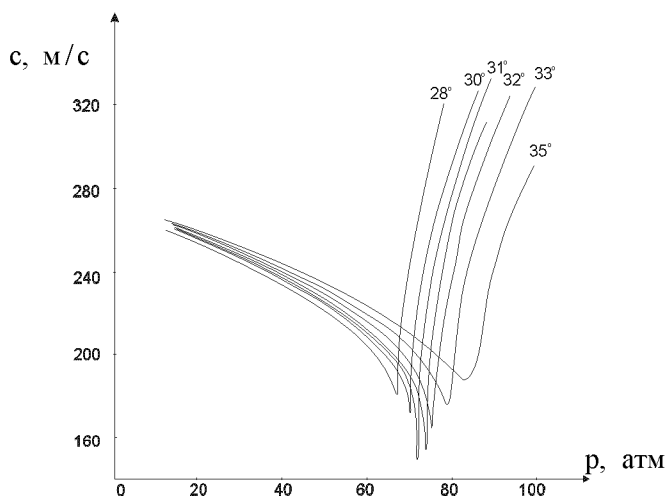


Рис. 3. Зависимость скорости звука от давления в углекислом газе для температур 28-35°C

В критической области кривые изменения скорости звука имеют острый минимум; точные измерения в этой области дают разброс в крутизне этих кривых, но не в значениях скорости звука.

При давлении, близком к атмосферному можно считать, что погрешность, обусловленная изменением давления не превышает 2%: $\delta_p = 2\%$ [1].

В ряде экспериментов было обнаружено увеличение скорости звука в CO_2 при повышении частоты. На частоте 42 кГц скорость звука составляла 258,8 м/сек, при частоте 98 кГц – 258,9 м/сек, а при 206 кГц – 260,2 м/сек. Классическая теория распространения звука не дает объяснения этому явлению, истолкование которого требует учета внутримолекулярных процессов.

Еще одним фактором, влияющим на скорость прохождения звука в воздухе, является относительная влажность. Из литературы [1] известно, что погрешность, вызываемая ее изменением не превышает $\delta_\gamma = 1,5\%$.

Из вышесказанного, что скорость распространения звука в воздухе есть функция нескольких переменных:

$$c = f(p, T, \gamma, \chi),$$

где p – давление; T – температура; γ – показатель адиабаты, характеризующий состав воздуха; χ – влажность воздуха.

Следует отметить, что влияние могут оказывать и другие факторы, но более подробное их рассмотрение выходит за рамки данной статьи.

Для расчета суммарной погрешности используем формулу, которая предполагает независимость составляющих погрешности [2]:

$$\delta_{\Sigma} = \sqrt{\delta_p^2 + \delta_T^2 + \delta_Y^2 + \delta_X^2} \approx 11,4\%:$$

При измерении перечисленных влияющих величин современными высокоточными датчиками, погрешности измерения перечисленных величин ориентировочно будут равны: для влажности – 2%, для давления – 0,5%, для температуры – 0,2%. Определение состава воздуха является наиболее сложной задачей, потому как следует измерять концентрации всех влияющих газов по отдельности, затем по сложной зависимости определять изменение скорости звука. Погрешность при этом может варьироваться в широких пределах, в зависимости от того, концентрацию какого числа газов представляется возможным измерить. Предположим, что эта погрешность будет составлять 5%. тогда суммарная погрешность юудет равна 5,4%.

При введении в прибор дополнительного датчика для автоматической периодической поверки, погрешность будет определяться лишь погрешностью фиксации момента времени поступления отраженного звукового сигнала на вход датчика. Эта погрешность в свою очередь определяется погрешностью дискретизации. При использовании современных средств вычислительной техники эта погрешность не будет превышать 1%.

Таким образом, применение дополнительного датчика для периодической автоматической калибровки по сравнению с применением дополнительных датчиков по каждой из влияющих величин является более предпочтительным как точки зрения точностных характеристик прибора, так и с точки зрения его простоты.

Список литературы: 1. <http://www.cta.ru/> – Электронный журнал «Современные технологии автоматизации». 2. *Новицкий П. В., Зограф И. А.* Оценка погрешностей результатов измерений. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. Отделение. 1991. – 204 с. 3. *Кулаков М. В.* Технологические измерения и приборы для химических производств. – М.: Машиностроение, 1983. – 424 с. 4. *Бергман Л.* Ультразвук и его применение в науке и технике. – М.: Издательство иностранной литературы, 1967. – 726 с.

Поступила в редколлегию 26.12.08

А.П. ДАВИДЕНКО, к.т.н., *А.С. РЕПКА* (г. Харьков)

КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ВОДНЫХ РАСТВОРОВ

Розглянуті питання аналізу водяних розчинів за допомогою кондуктометричного методу вимірювання електропровідності з використанням індуктивної чарунки. Отримані залежності індуктивності від типу розчину та його концентрації у широкому діапазоні частот.

The questions of analysis of aquatic solutions are considered by the conductometry method of measuring of conductivity with the use of inductive cell. Dependences of inductance are got on to the type of solution and him concentration in wide range of frequencies.

Проблемы регламентации качества питьевой воды и воды источников питьевого водоснабжения весьма сложны в связи с особенностями воды, как химического соединения и как среды существования человека. Незначительные изменения состава воды могут приводить к негативным последствиям для здоровья человека. Особенный вред для здоровья человека представляют такие металлы, как железо, медь, цинк, алюминий, свинец или их соли, которые находятся в воде.

В настоящее время известны методики определения разных металлов в водных растворах, основанные на химических и электрохимических методах исследования. Однако, в большинстве своем, они являются длительными, требуют для проведения анализа наличия разных химических элементов (солей, кислот, растворов), проводятся эти исследования в основном в лабораторных условиях.

На сегодняшний день актуальным является задание определения веществ, которые находятся в воде, в режиме реального времени с помощью методов так называемого экспресс-анализа. К группе этих методов относятся кондуктометрия, потенциометрия, вольтамперометрия, амперометрия, кулонометрия, диэлькометрия. Все они достаточно простые в реализации, базируются на использовании дешевой аппаратуры, могут быть использованы в полевых условиях.

Следует отметить, что ни один из этих методов не обеспечивает наиболее полный объем информации о качественном и количественном составе воды.

Наиболее информативным из вышеупомянутых методов является полярографический метод, при котором выходят одновременно качественные и количественные характеристики всех компонентов данного раствора. Однако и в этом, казалось бы, универсальном методе, существует ряд недостатков, главным из которых является маскировка одного элемента другим, что не позволяет точно идентифицировать объекты, численные характеристики которых лежат в очень близких пределах.

Поэтому возникает предложение использовать все приведенные методы анализа в единственной системе, с учетом частотной зависимости для разде-

ления одних веществ от других, чтобы получить наиболее точную и полную информацию об исследуемом объекте.

Актуальность разработки такого метода обусловлена и проблемой исследования растворов высокомолекулярных соединений, которыми являются большинство современных поверхностно-активных и биологически-активных веществ. В связи с отсутствием теоретических методов расчета межмолекулярных взаимодействий в растворах таких реагентов, для их изучения особое значение имеет применение методов экспериментальной физики, в том числе и диэлькометрических, поскольку все поверхностно-активные и биологически-активные вещества являются полярными. В связи с огромной относительной молекулярной массой современных таких соединений (несколько тысяч) межмолекулярные взаимодействия и ориентационные процессы в их растворах следует проводить в области частот менее 10^6 Гц.

Целью статьи является исследование кондуктометрического метода определения проводимости растворов, путем измерения индуктивности резонансного контура, для получения характерной зависимости индуктивности ячейки с водным раствором от частоты тока в контуре. Это позволит повысить информативность анализа и обеспечить возможность определения количественных и качественных характеристик раствора.

В представленной работе в качестве резонансного контура используется LC-резонатор. При этом катушка индуктивности выполнена таким образом, что существует возможность помещать в ее полость пробирку с исследуемым раствором. Емкость контура регулируется в пределах 100 пФ–100 мкФ.

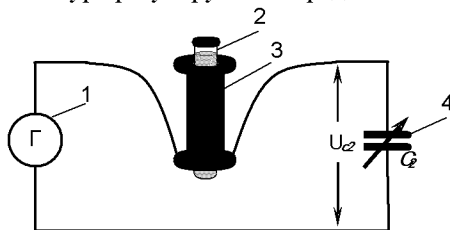


Рис. 1. Схема измерительной установки:

1 – генератор, 2 – раствор, 3 – индуктивная ячейка, 4 – изменяемая емкость

Принцип действия установки основывается на изменении добротности и индуктивности контура при внесении в полость индуктивной ячейки пробирки с исследуемым раствором. Изменение добротности происходит вследствие изменения проводимости раствора, а увеличение либо уменьшение относительной диэлектрической и магнитной проницаемости раствора приводит к соответствующему изменению индуктивности контура.

Причина влияния жидкости на индуктивность L -ячейки объясняется уравнением Максвелла:

$$B = B_o J_o(ar) / J_o(ar_o) \quad \Phi = 2\Phi_o J_1(ar_o) / ar_o J_o(ar_o), \quad (1)$$

где B_o – напряженность переменного магнитного поля внутри L -ячейки без жидкости; ω – частота переменного магнитного поля; $a^2 = \mu\omega(\varepsilon\omega - i\chi)$, $J_o(ar)$ и $J_1(ar)$ – функции Бесселя, r_o – радиус пробы жидкости, $\Phi_o = B_o \pi r_o^2$.

После разложения функций Бесселя в ряд и избавления от комплексных величин, оказывается, что изменение магнитного потока внутри ячейки после помещения в нее жидкости преимущественно определяется лишь двумя слагаемыми:

$$\Delta\Psi = \Psi_0 \cdot \left(\frac{1}{8} r_o^2 \mu \varepsilon \omega^2 - \frac{5}{384} r_o^4 \mu^2 \omega^2 \alpha^2 \right) = \Psi_1 - \Psi_2 \quad (2)$$

Первое слагаемое в (2) связано с возникновением в жидкости токов смещения, зависящих от ее диэлектрической проницаемости ε , второе – вихревых токов, пропорциональных α^2 .

Переменный конденсатор, применяемый в схеме, должен обладать высокой добротностью, порядка $Q = 10^3 \div 10^4$, в диапазоне емкости 100 пФ \div 0,1 мкФ. Это обуславливает определенные трудности при коммутации набора конденсаторов либо изготовлении печатной платы. Основная проблемы – это начальная емкость печатной платы (~100 пФ), паразитные емкости между соединениями отдельных конденсаторов, а так же отсутствие конденсаторов высокой добротности с большим номиналом. Данная задача была решена путем размещения набора конденсаторов КСО на диэлектрической пластине и коммутация их при помощи ключей. При этом сохраняется добротность и обеспечивается необходимый диапазон изменения емкости.

По проведенным исследованиям индуктивности пустой ячейки, ее зависимость от частоты в общем случае может быть изображена графически (рис. 2). С увеличением частоты значение индуктивности контура постепенно возрастает. Это явление объясняется наличием у L -ячейки собственной емкости $C_{п.}$, которая зависит от раствора, находящегося в ячейке и определяется путем сопоставления измеренной индуктивности и расчетной. Индуктивность может быть представлена в виде эквивалентной схемы (рис. 3).

Для определения собственной емкости катушки необходимо добиться совпадения частотных характеристик расчетной индуктивности и экспериментально измеренной (рис. 2). Сходство таких зависимостей означает равенство собственной емкости L - ячейки и подобранной емкости $C_{п.}$. Для построения расчетной частотной характеристики раствора необходимо знать собственную индуктивность соленоида L . Ее значение было определено на малых частотах, при которых паразитная емкость обладает значительным сопротивлением, и составило: $L = 177$ мкГн.

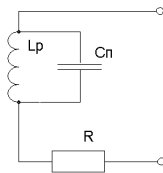


Рис. 3. Эквивалентная схема индуктивности контура:

L_p – реальная индуктивность, C_n – емкость катушки, R – сопротивление катушки

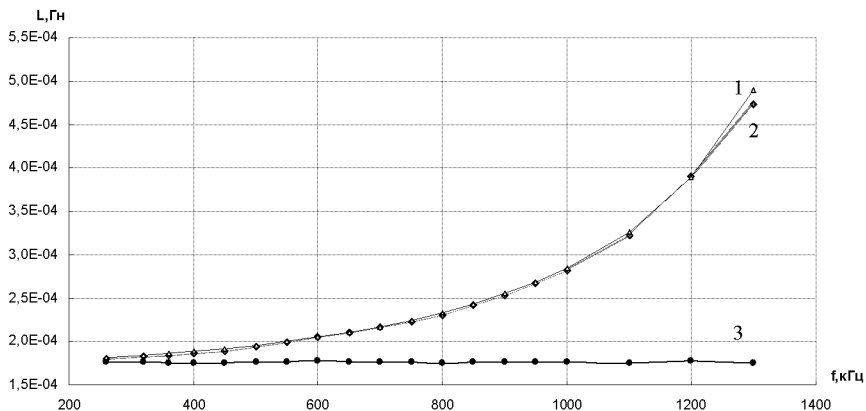


Рис. 2. Зависимость индуктивности пустой ячейки от частоты тока в контуре:
1 – без учета C_n , 2 – расчетная зависимость, 3 – с учетом C_n

Расчетная зависимость построена в соответствии с выражением:

$$L_{\text{рас}} = \frac{L}{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C_n},$$

где $L_{\text{рас}}$ – расчетное значение индуктивности; L – собственная индуктивность; ω – частота колебаний в резонансном контуре; C_n – собственная емкость катушки.

Так как при внесении в катушку раствора собственная емкость катушки изменяется, то необходимо ее определять для каждого вещества в индивидуальном порядке. Например, для некоторых растворов значение C_n составило: NaCl – 58,4 пФ, HCl – 59 пФ, NaOH – 58,8 пФ, MaSO_4 – 59,6 пФ.

Таким образом, определив собственную индуктивность резонатора и зная значение емкости L -ячейки, определяется реальная индуктивность:

$$\omega L_{\text{э}} = \frac{\omega L_p}{1 - \omega^2 \cdot L_p \cdot C_n},$$

$$\text{отсюда: } L_p = \frac{L_0}{1 + \omega^2 \cdot L_0 \cdot C_n},$$

где L_p – реальное значение индуктивности; L_0 – эквивалентная индуктивность.

В результате проведенного эксперимента, были получены частотные зависимости некоторых растворов, в частности HCl , $NaOH$, KOH , KCl , KI , $MaSO_4$, $NaCl$ (рис. 4). Для анализа данных, характеристики представлены как разности между частотной зависимостью соответствующего раствора и характеристикой дистиллята, который не имеет в своем составе никаких ионов.

Сопоставление экспериментальных данных на рис. 3 указывает не только на подобие, но и на принципиальное различие между индуктивностями растворов на различных частотах.

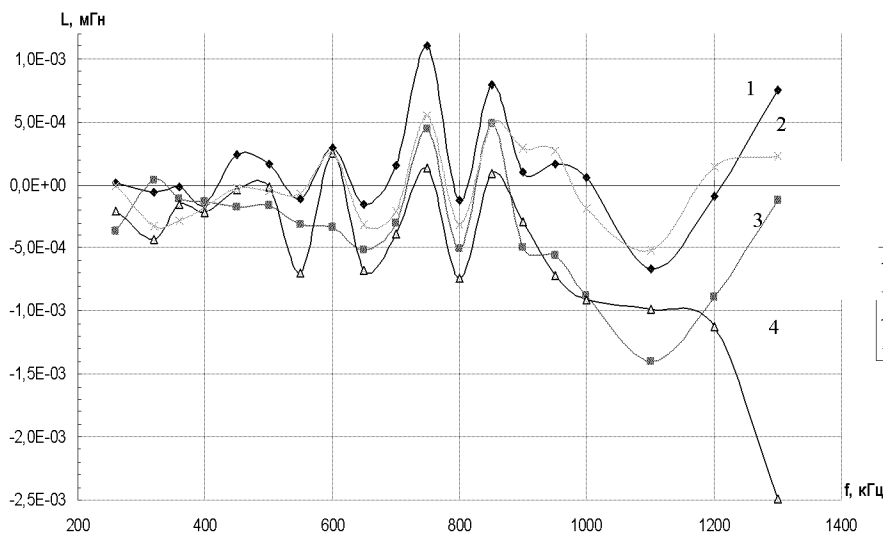


Рис. 4. Индуктивности растворов:

1 – $NaOH$ 0,1 моль/л., 2 – $NaCl$ 0,1 моль/л., 3 – HCl 0,1 моль/л, 4 – KI 0,1 моль/л

Как видно из рис. 4, различия между отдельными растворами незначительны (порядка 1 мкГн), поэтому для выявления информативных эффектов в жидкости необходимо использование высокоточных Q -метров, а также L -ячейки с высокой добротностью.

Исследования были также направлены на нахождение зависимости частотной характеристики резонатора не только от состава раствора, но и от его количественных характеристик. Так изучались водные растворы с концентрациями 0,1 моль/л и 0,01 моль/л.

На рис. 5 изображены характеристики $NaCl$ раствора с различными его концентрациями. Как видно из рисунка, принципиальные различия между индуктивностями также проявляются и при изменении количественного состава раствора 0,1 моль/л и 0,01 моль/л.

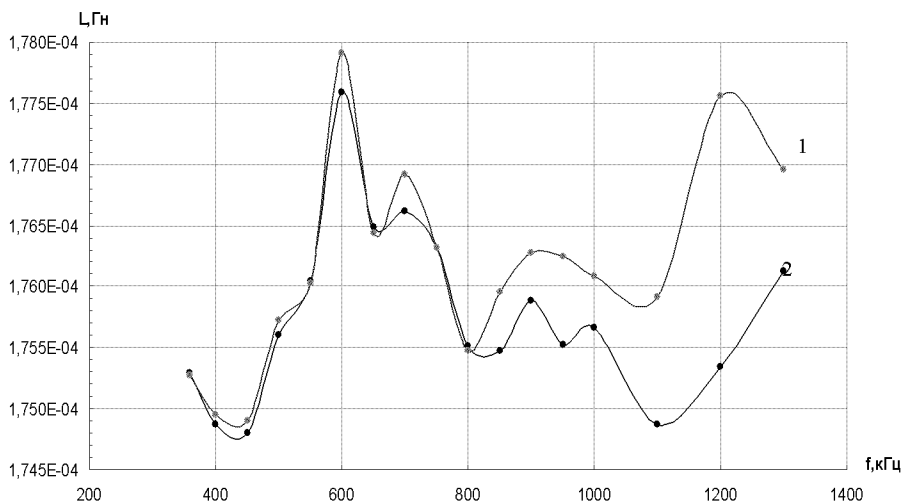


Рис. 5. Водный раствор $NaCl$:
1 – $NaCl$ 0,1 моль/л, 2 – $NaCl$ 0,01 моль/л.

Выводы. Проведенные исследования показывают зависимость индуктивности от частоты для различных растворов, однако эти изменения очень малы, вследствие низкой чувствительности и точности применяемого оборудования VM-560. Однако требуются дальнейшие исследования, связанные с получением информативных данных и обработкой этих данных.

Перспективы дальнейших исследований. Дальнейшие исследования должны быть посвящены усовершенствованию методики и аппаратуры, обеспечивающих повышение точности и чувствительности измерений, нахождению информативных признаков, позволяющих создать библиотеку характеристик растворов, по которой будет возможно идентифицировать исследованную неизвестную жидкость.

Список литературы: 1. Семихина Л.П. Индуктивный метод определения диэлектрических свойств жидкостей. // Научн. приборостроение. 2005, том 15, №3, с. 83-87. 2. Левицина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин. -Л.: Энергоатомиздат, 1983.- 275с. 3. Эме Фридрих. Диэлектрические измерения – М.: Химия, 1967. – 223с.

Поступила в редакцию 18.12.2008

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р техн. наук, проф. каф. АУТС НТУ «ХПИ»
Л.С. АБРАМОВА, канд. техн. наук, доцент кафедри ТС ХНАДУ
В.В. ШИРИН, асп. кафедри ТС ХНАДУ

ДО ПИТАННЯ ОЦІНКИ ЕФЕКТИВНОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ ВУЛИЧНО-ДОРЖНЬОЇ МЕРЕЖІ МІСТА

В статье рассматривается новый подход к определению обобщающего показателя эффективности функционирования транспортной сети методом таксономического анализа.

In the paper to considers the new approach for determine universal index of effectiveness functioning transport network means taxonomic analysis.

Вступ. В процесі вирішення актуальної задачі розподілу транспортних потоків на вулично-дорожній мережі великих міст виникає задача оцінки ефективності функціонування мережі за сукупністю існуючих критеріїв – екологічних, економічних, соціальних [1,2,3,4]. Одночасне застосування усієї сукупності критеріїв у рішенні задачі оцінки вулично-дорожньої мережі є вельми складним процесом, як з точки зору математичної постановки задачі, так і з боку обчислювальних методів та ресурсів. Різноманітна фізична природа загальних критеріїв із одночасно великою кількістю показників, а також з урахуванням ступеню їх впливу на ефективність, ускладнює задачу визначення оцінки ефективності вулично-дорожньої мережі та її елементів.

Необхідність визначення узагальнюючого показника ефективності руху транспортних засобів на перегонах та перехрестях вулично-дорожньої мережі (окрім транспортного попиту на перевезення) виникає також у процесі формування маршрутів руху міського пасажирського транспорту та при виборі напрямку руху індивідуальними транспортними засобами. Такий підхід дає можливість застосування узагальнюючого показника ефективності вулично-дорожньої мережі у системах управління дорожнім рухом у мегаполісах, що є необхідним в умовах постійного зростання інтенсивності транспортних потоків.

Головна мета запропонованого підходу вирішення задачі підвищення ефективності функціонування вулично-дорожньої мережі з позиції оптимального управління дорожнім рухом полягає у визначенні узагальнюючого критерію, що дозволить об'єднати різноманітні вимоги до вибору маршрутів руху транспортних засобів.

Постановка задачі. Метою організації дорожнього руху являється: економічність, безпека (як соціальна, так і екологічна), а також комфортність руху. Головна мета системного підходу до задачі оцінки ефективності функціонування вулично-дорожньої мережі полягає в поєднанні показників системи дорожнього руху на основі узагальнюючого показника.

Будь-яка управлінська дія, що сприяє підвищенню рівня ефективності функціонування транспортної мережі може бути оцінена по різних критеріях: зниження рівня аварійності, підвищення швидкості сполучення, поліпшення стану навколишнього середовища. Оптимальні з позиції одного з вказаних критеріїв варіанти управлінської дії, можуть виявитися нераціональними з погляду інших обраних критеріїв. Тому виникає задача визначення комплексної оцінки ефективності функціонування вулично-дорожньої мережі.

Функцію вулично-дорожньої мережі можна сформулювати таким чином: вулично-дорожня мережа повинна забезпечувати транспортні зв'язки всіх генеруючих кореспонденції вузлів міста, відповідно до їх потреб, за умови відповідності мережі всім дорожньо-будівельним нормам і правилам та з урахуванням мінімізації дорожньо-транспортних витрат. Проведений аналіз існуючих сучасних досліджень транспортних систем дозволяє стверджувати, що переважно вони базуються на суб'єктивних оцінках експертів [1], а деякі показники не розраховуються в умовах високого ступеня невизначеності вихідних параметрів. Слід також відзначити, що отримання деяких окремих оцінних характеристик ефективності функціонування вулично-дорожньої мережі вимагає розробки спеціальних методик визначення і розрахунку необхідних параметрів або проведення трудомістких обстежень, вимагаючих значних капітальних і ресурсних вкладень (як приклад, отримання достовірної матриці кореспонденцій на сьогодні є дуже складним завданням). Таким чином, слід на основі існуючих окремих показників ефективності елементів вулично-дорожньої мережі, розробити вдосконалений метод оцінки ефективності функціонування мережі, який дозволить набути конкретного кількісного значення.

Аналіз літератури. Зазначені вище задачі функціонування вулично-дорожньої мережі і організації ефективного управління транспортними потоками на ній зумовили необхідність розробки інтегрального критерію.

Як було вказано раніше, кожному елементу вулично-дорожньої мережі відповідають визначені критерії ефективності їх функціонування (соціальні, екологічні, економічні, енергетичні). Нами виділені основні, найбільш значущі показники, що дають можливість оцінки окремих елементів мережі. Елементами вулично-дорожньої мережі називатимемо перегони і перехрестя мережі, по яких відбувається рух транспортних потоків. Крім того слід виділити напрямки на мережі. Напрямок є певний набір елементів мережі, який забезпечує зв'язок між окремими частинами міста.

Ретельний аналіз існуючих досліджень функціонування вулично-дорожньої мережі, а також засобів оцінки її ефективності дозволяє виділити основні групи показників, а саме: соціальні, екологічні, економічні, енергетичні [1, 2, 3, 4]. Так, ефективність функціонування перехресть пропонується оцінювати показником безпеки перетину, сумарним конфліктним завантаженням, затримкою транспортного потоку. Оцінка перегонів можлива за показником відносної аварійності, середньою затримкою на перегоні, коефіцієнтом використання швидкісного режиму, обсягами викидів забруднюючих

речовин, коефіцієнтом завантаження ділянки рухом, коефіцієнтом насичення рухом.

Мета роботи полягає у визначенні комплексного показника ефективності функціонування вулично-дорожньої мережі та її елементів. При переході до загальної оцінки функціонування вулично-дорожньої мережі виникає першочергова задача, що вимагає оригінальних рішень, а саме – вибір і узгодження параметрів, а також їх об'єднання.

Для отримання узагальненого показника ефективності функціонування вулично-дорожньої мережі пропонується застосувати таксономічний аналіз [5, 6]. Таксономічний аналіз має низку переваг та являється дієвим інструментом, дозволяє включити в підсумковий критерій будь-яку кількість показників, причому з їх збільшенням зростає точність і повнота оцінки ефективності функціонування вулично-дорожньої мережі.

Визначення узагальнюючого показника повинно починатися з визначення матриці спостережень з подальшою процедурою стандартизації.

На першому етапі необхідно здійснити визначення елементів матриці спостережень X .

Матриця спостережень складається окремо для перегонів і перехресть вулично-дорожньої мережі. Елементами являються відповідні критерії – для перехресть: показник безпеки перетину, сумарне конфліктне завантаження, затримка транспортного потоку і для перегонів: показник відносної аварійності, середня затримка на перегоні, коефіцієнт використання швидкісного режиму, коефіцієнт завантаження дороги рухом, коефіцієнт насичення рухом, дорожньо-транспортні витрати, обсяги викидів забруднюючих речовин, а саме окислу вуглецю, вуглеводню, окислу азоту.

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1k} & \dots & x_{1n} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2k} & \dots & x_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{i1} & x_{i2} & \dots & x_{ik} & \dots & x_{in} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{t1} & x_{t2} & \dots & x_{tk} & \dots & x_{tn} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де n – число часних показників (соціальної, екологічної економічної груп); t – кількість елементів, для яких розраховувалися часні показники (перегонів або перехресть); x_{ik} – значення часного показника k для елемента i .

Значення показників, що входять в матрицю (1) підлягають стандартизації. Це перетворення проводиться відповідно до формули:

$$z_{ik} = \frac{x_{ik} - \bar{x}_k}{S_k} \quad (2)$$

причому $\bar{x}_k = \frac{1}{t} \sum_{i=1}^t x_{ik}$, (3)

$$S_k = \left[\frac{1}{t} \sum_{i=1}^t (x_{ik} - \overline{x_k})^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4)$$

где $k = 1, 2, \dots, n$; x_{ik} – значення часного показника відповідної групи для елементу i (перегону або перехрестя); $\overline{x_k}$ – середнє арифметичне значення часного показника; S_k – стандартне відхилення часного показника; z_{ik} – стандартизоване значення часного показника для елементу i .

Процедура стандартизації показників призводить не тільки до усереднювання одиниць вимірювання, але і до вирівнювання значень показників, оскільки включені в матрицю спостережень значення (1), неоднорідні і описують різні властивості перегонів або перехресть.

Наступним кроком в даній процедурі є диференціація ознак матриці спостережень. Всі змінні можна розділити на стимулятори і дестимулятори. Підставою розділення ознак на дві групи служить характер впливу кожного з них на ефективність вулично-дорожньої мережі. Ознаки, що позитивно впливають на ефективність називаються стимуляторами, на відміну від ознак, які негативно впливають і тому називаються дестимуляторами.

Розділення показників на стимулятори і дестимулятори служить основою для побудови еталону ефективності, який являє собою точку P_0 з наступними координатами:

$$P_0 (z_{01}, z_{02}, \dots, z_{0n}), \quad (5)$$

де $z_{0s} = \max z_{rs}$, якщо $s \in I$

$$z_{0s} = \min z_{rs}, \text{ якщо } s \notin I (s = 1, 2, \dots, n)$$

де I – безліч стимуляторів; z_{rs} – стандартизоване значення ознаки s для елементу r .

Відстань між окремими точками-одиницями і точкою P_0 , представляючої еталон ефективності, позначається C_{i0} і розраховується таким чином:

$$C_{i0} = \left[\sum_{i=1}^t (z_{is} - z_{0s})^2 \right]^{\frac{1}{2}}, (i = 1, 2, \dots, t) \quad (6)$$

Отримані відстані належать вихідним величинам, використовуваними при розрахунку показника рівня ефективності d :

$$d_i = C_{i0} / C_o \quad (7)$$

$$\text{де } C_o = \overline{C_o} + 2S_o \quad (8)$$

$$\overline{C_o} = \frac{1}{n} \sum_{s=1}^n C_{i0} \quad (9)$$

$$S_o = \left[\frac{1}{n} \sum_{s=1}^n (C_{io} - \overline{C_o})^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (10)$$

Показник рівня ефективності d_i характеризується тим, що є величиною позитивною. Інтерпретація значення така: досліджуваний елемент тим більш ефективний, чим ближче значення показника d^*_i до нуля. На практиці рекомендується використовувати модифікований показник рівня ефективності:

$$d^*_i = 1 - C_{io}/C_0 = 1 - d_i \quad (11)$$

З даної формули видно, що чим ближче значення показника рівня ефективності до одиниці, тим більше ефективний досліджуваний елемент вулично-дорожньої мережі.

Методика оцінки ефективності напрямів дозволяє одержати комплексні показники ефективності елементів вулично-дорожньої мережі. Отримані значення пропонується об'єднати в інтегральний показник рівня ефективності досліджуваних напрямів. Аналіз інтегральних показників дозволяє стверджувати про те, що на сьогодні при рішенні задач організації дорожнього руху застосовуються показники, що розробляються на основі «методу експертних оцінок». Раніше згадувалось основне обмеження даного методу, який полягає в можливому суб'єктивізмі в процесі отримання показників. Даний недолік пропонується виключити, застосувавши для отримання інтегрального показника «метод радара».

Застосування методу «радара» дає можливість з високою мірою достовірності і мінімальним впливом можливої суб'єктивності думок експертів одержати оцінний показник напрямку. Крім того, даний метод має ряд переваг в застосуванні. Так, окрім наочності результатів даного методу, в радар оцінки ефективності напрямку може бути включено будь-яку кількість показників ефективності, причому із збільшенням їх кількості зростає точність і повнота аналізу. Таким чином, основна перевага методу «радара» полягає в комплексності при зіставленні різнорідних показників.

Сутність визначення ефективності напрямку методом радара полягає в наступному: як інтегральний показник оцінки ефективності напрямку пропонується відносна площа радара (K), побудованого усередині оцінного кола за порівнюваними показниками:

$$K = Sp / S, \quad (12)$$

де Sp – площа радара; S – загальна площа оцінного кола, рівна πR^2 ; R – довільний радіус оцінного кола.

Радар ефективності напрямку будується з дотриманням наступних принципів:

- всі враховані показники мають однакову «вагу», тому коло ділиться радіальними оцінними шкалами на рівні сектори, число яких рівне числу оціночних параметрів. Значення кута $\alpha = 360^\circ / n$, де n – кількість показників;
- у міру віддалення від центру кола значення показника покращується, якщо показник являється стимулятором (тобто позитивно впливає на ефективність напряму) і погіршується, якщо показник є дестимулятором;
- шкали на радіальних прямих градууються так, щоб всі значення показників лежали усередині оціночного кола.

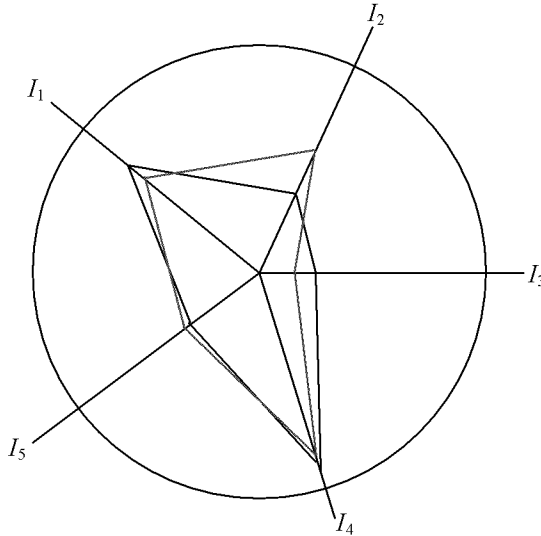


Рис. 1. Радар ефективності напрямів

Площа радара, у свою чергу, визначається по формулі:

$$S_p = \frac{1}{2} \sin \alpha (a_1 \times a_2 + a_2 \times a_3 + \dots + a_{n-1} \times a_n + a_n \times a_1) \quad (13)$$

де a_1, \dots, a_n – значення показників, переведені в одиниці довжини; α – кут між найближчими показниками.

Як вихідні параметри для побудови «радарів» альтернативних напрямів приймаємо значення комплексних показників ефективності перегонів і перехрест вулично-дорожньої мережі, що відносяться до альтернативних напрямів.

Таким чином, чим ефективніше даний напрямок, тим більша площа, яку займає радар. Отже, кількісне значення інтегральної оцінки ефективності ближче до одиниці.

Висновки. В результаті дослідження була розроблена методика отримання інтегральної оцінки ефективності напрямів. Основною перевагою запропонованої методики являється:

- можливість включення в інтегральну оцінку ефективності різних показників оцінки елементів вулично-дорожньої мережі, причому, чим більше число показників застосовано, тим більш повним являтиметься інтегральний показник;

- наглядність одержуваних результатів;

- виключення можливості суб'єктивізму в підсумковій інтегральній оцінці.

Застосування запропонованої методики дає можливість всебічно оцінити напрямки руху транспортних засобів по вулично-дорожній мережі, надає практичну значимість отриманих результатів при визначенні маршрутів руху міського пасажирського транспорту, організації вантажних перевезень. Водночас, запропоноване рішення може бути застосоване у системах управління дорожнім рухом у містах у якості керуючого впливу на вибір напрямку пересування індивідуальними транспортними засобами

Список літератури: 1. *Клинковштейн Г.И., Сытник В.Н., Смирнов С.И., Зырянов В.В., Рузский А.В., Шемякин И.В.* Методы оценки качества организации дорожного движения. М.: МАДИ. 1987. 2. *Абрамова Л.С., Ширин В.В.* Методы підвищення ефективності методи підвищення ефективності функціонування вулично-дорожньої мережі міста. Харків: ХНАДУ Автомобільний транспорт, 2006. 3. *Хомяк Я.В.* Проектирование сетей автомобильных дорог. - М.: Транспорт, 1983. – 208 с. 4. Матеріали Наради високого рівня з транспорту, навколишньому середовищу та охороні здоров'я. Керівний комітет ОПТОСОЗ (Третя сесія, 11 – 12 квітня 2005 року). 5. *Тищенко А.Н., Головка О.С.* Стратегия управления развитием предприятия. – Харьков, 2003.–198с. 6. *Плюта В.* Сравнительный многомерный анализ в экономических исследованиях: методы таксономии и факторного анализа / Пер. с пол. В.В. Иванова. – М.: Статистика, 1980.-151с.

Надійшла в редколегію 9.12.08

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р техн. наук, проф. каф. АУТС НТУ «ХПИ»,
Д.Г. КАРАМАН, аспирант каф. АУТС НТУ «ХПИ»

АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ SUBBYTES АЛГОРИТМА ШИФРОВАНИЯ RIJNDAEL (AES)

Проведено аналіз існуючих рішень апаратної реалізації підстановлюючого блоку S-Box, що є основою перетворення SubBytes алгоритму шифрування Rijndael. Виконано синтез, моделювання та верифікацію динамічних і функціональних характеристик найбільш поширених варіантів на основі їхніх описів мовою VHDL.

Analysis of existing solutions for substitution module S-Box hardware implementations which is the basic part of SubBytes transformation in Rijndael encryption algorithm is provided. Synthesis, modeling and dynamic and functional characteristics verification for the most popular options based on appropriate VHDL source codes are performed.

Введение. Криптографические методы играют важную роль в сохранении и передаче конфиденциальных данных. Потребность в защите информации отображается широким выбором алгоритмов и стандартов шифрования, которые можно разделить на две группы: асимметричные [1, 2] и симметричные [3, 4]. Симметричные алгоритмы по всем параметрам являются намного более простыми в реализации и быстрыми при функционировании, чем асимметричные. Поэтому их используют в устройствах хранения и передачи данных с большими требованиями по скорости к потокам обрабатываемой информации [5, 6, 7].

Алгоритм *Rijndael* является блочным симметричным алгоритмом шифрования. Этот алгоритм был принят Национальным Институтом Стандартов и Технологий США (*NIST*) 26 ноября 2001 года как стандарт для использования в коммерческих или государственных структурах для защиты конфиденциальной информации (не сопряженной с государственными тайнами) [3]. С принятием его как стандарта (*Advanced Encryption Standard, AES*) с него были сняты все патентные ограничения, таким образом, его можно использовать в любых проектах и в любом виде без каких-либо отчислений.

Не смотря на то, что в качестве стандарта криптостойкого шифрования этот алгоритм был принят только в США, в наши дни он используется практически повсеместно. В процессе конкурсного отбора среди нескольких десятков претендентов, он был тщательно рассмотрен и одобрен ведущими специалистами и лабораториями по разработке криптографических средств компьютерной безопасности как один из самых надежных алгоритмов шифрования по крайней мере на ближайшие 30 лет.

Алгоритм *Rijndael* представляет собой цикл обработки исходного — открытого — текста, каждая итерация которого состоит из набора четырех по-

следовательных преобразований: *SubBytes*, *ShiftRows*, *MixColumns* и *AddRoundKey* (рис. 1).

Варианты аппаратной реализации преобразования *SubBytes* являются объектом анализа в данной статье.

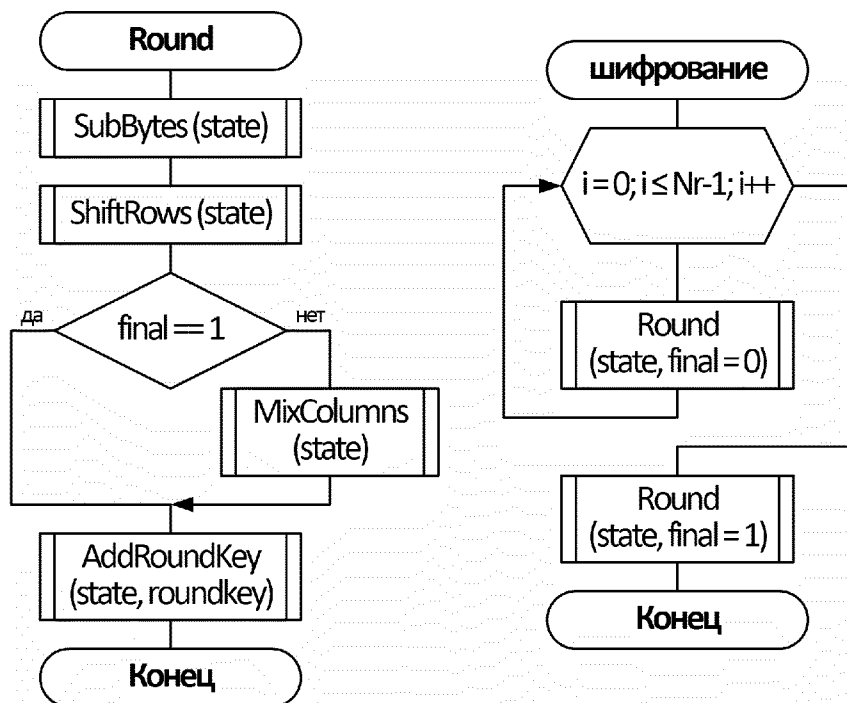


Рис. 1. Схема алгоритма *Rijndael*

Анализ структуры. Преобразованию *SubBytes* во многих публикациях уделено много внимания по той причине, что оно является наиболее ресурсоемким для аппаратных реализаций модулей шифрования на базе алгоритма *Rijndael*. По различным источникам это преобразование занимает от 84% [8] до 90% [9] от общих аппаратных затрат на реализацию всего модуля шифрования в зависимости от способа реализации как самого преобразования, так и алгоритма в целом.

Технически само преобразование *SubBytes* представляет собой замену исходного байта данных байтом, сгенерированным по определенному стандарту (описанием алгоритма) математическому закону, который обеспечивает наименьшую степень корреляции между значениями этих двух байт. Авторы алгоритма определили в качестве такого закона 2 операции: нахождение обратного по умножению в поле $GF(2^8)$ и аффинное преобразование.

При расшифровывании обе операции применяются в обратном порядке, только вместо прямого аффинного преобразования выполняется обратное аффинное преобразование (рис. 2).

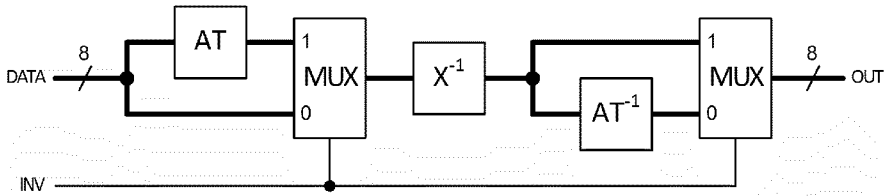


Рис. 2. Структура универсального блока *S-Box*

Структурно, преобразование, согласно авторам, выполнено в виде одного блока, который они назвали *S-Box* и который последовательно обрабатывает каждый байт исходного состояния (рис. 3).

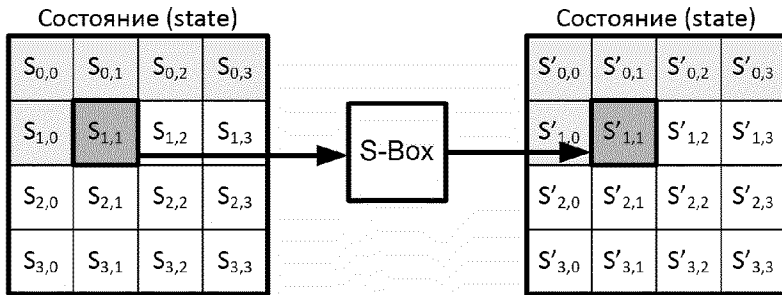


Рис. 3. Выполнение преобразования *SubBytes*

Цель статьи: анализ существующих подходов к аппаратной реализации блока *S-Box*, описание схемных решений на языке *VHDL*, моделирование и верификация их динамических и функциональных характеристик с целью выбора наиболее эффективных решений.

Реализация преобразования *SubBytes* сводится к синтезу блока *S-Box* и организации алгоритма замены: либо 1 *S-Box* последовательно обслуживает все 16 байт исходного состояния, либо 16 блоков, которые параллельно выполняют преобразование за один такт.

Существует два наиболее распространенных и проверенных способа реализации блока *S-Box*: в виде подстановочной таблицы на 256 байт, либо комбинационной схемы, тем или иным способом реализующей описанную в стандарте эквивалентную функцию.

Подстановочная таблица. В первом способе предполагается использование ячейки памяти для хранения всех возможных значений подстановочно-

го блока. Эти значения были рассчитаны заранее и приведены в виде таблицы в тексте стандарта (рис. 4).

S-Box	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	a	b	c	d	e	f
0	63	7c	77	7b	f2	6b	6f	c5	30	1	67	2b	fe	d7	ab	76
1	ca	82	c9	7d	fa	59	47	f0	ad	d4	a2	af	9c	a4	72	c0
2	b7	fd	93	26	36	3f	f7	cc	34	a5	e5	f1	71	d8	31	15
3	4	c7	23	c3	18	96	5	9a	7	12	80	e2	eb	27	b2	75
4	9	83	2c	1a	1b	6e	5a	a0	52	3b	d6	b3	29	e3	2f	84
5	53	d1	0	ed	20	fc	b1	5b	6a	cb	be	39	4a	4c	58	cf
6	d0	ef	aa	fb	43	4d	33	85	45	f9	2	7f	50	3c	9f	a8
7	51	a3	40	8f	92	9d	38	f5	bc	b6	da	21	10	ff	f3	d2
8	cd	0c	13	ec	5f	97	44	17	c4	a7	7e	3d	64	5d	19	73
9	60	81	4f	dc	22	2a	90	88	46	ee	b8	14	de	5e	0b	db
a	e0	32	3a	0a	49	6	24	5c	c2	d3	ac	62	91	95	e4	79
b	e7	c8	37	6d	8d	d5	4e	a9	6c	56	f4	ea	65	7a	ae	8
c	ba	78	25	2e	1c	a6	b4	c6	e8	dd	74	1f	4b	bd	8b	8a
d	70	3e	b5	66	48	3	f6	0e	61	35	57	b9	86	c1	1d	9e
e	e1	f8	98	11	69	d9	8e	94	9b	1e	87	e9	ce	55	28	df
f	8c	a1	89	0d	bf	e6	42	68	41	99	2d	0f	b0	54	bb	16

Рис. 4. Подстановочная таблица блока *S-Box* из стандарта *AES*

Эта таблица реализуется в виде модуля ПЗУ. На адресные входы подается исходный байт, а на выходной порт поступает соответствующее ему значение из приведенной выше таблицы. Основное достоинство данного решения – простота реализации, которое зачастую является решающим для срочных проектов, в которых к скорости работы не предъявляется жестких требований. Следует упомянуть, что для реализации всего преобразования *SubBytes* необходимо максимум 16 вышеописанных модулей памяти, или минимум один, но с дополнительной управляющей логической схемой, которая последовательно будет подавать по очереди все 16 байт исходного состояния.

Существуют определенные сложности при реализации этого варианта на ПЛИС. Формально, описание на *VHDL* сводится к объявлению нового типа данных – массива байт необходимой размерности – и константы этого типа. Однако не все синтезирующие пакеты в состоянии правильно обработать такие структуры и разработчики этих пакетов настоятельно рекомендуют использовать специализированные типовые компоненты из встроенных библиотек, поставляемых вместе с синтезатором [10]. Такое решение не очень благоприятно сказывается на универсальности проекта и влечет за собой привязку к конкретным средствам синтеза. Не смотря на это, реализация блока *S-Box* в виде модуля памяти весьма популярна не только в академических

исследованиях, таких как [6], [11], но и в конкретных проектах, находящихся практическое применение, например, модулях беспроводных сетей [12].

Схема на логических элементах. Второй способ, реализация в виде комбинационной схемы, более популярен, чем первый. Он сводится к отысканию логической функции, которая описывала бы математические операции, приведенные в тексте стандарта: аффинное преобразование и нахождение обратного по умножению элемента в поле $GF(2^8)$. В свою очередь, этот способ имеет несколько вариантов решений в зависимости от методов получения результирующей логической функции.

Первый вариант: синтез логической функции по данным таблицы, приведенной выше. Существуют методы и соответствующее программное обеспечение, позволяющие получить требуемую логическую функцию в виде СДНФ или СКНФ. Применяя современные мощные средства синтеза логическую функцию любой сложности можно отобразить в оптимизированную структуру подстановочного блока *S-Box* для реализации на ПЛИС [8]. Стоит заметить, один из авторов алгоритма *Rijndael* Винсент Реймен (*Vincent Rijmen*) в своей статье [13] признает подобное решение наиболее оптимальным и приемлемым для аппаратных реализаций *AES*.

Второй подход: использование специальных методов, которые сводят вычисления в поле $GF(2^8)$ к вычислениям в конечных полях меньшего порядка для отображения операции нахождения обратного по умножению в логическую функцию. Подобная методика подробно рассмотрена в [14] и опробована в [5], [6] и [9]. Суть ее сводится к представлению элементов поля Галуа $GF(2^8)$ в виде элементов полей меньшего порядка, арифметические операции над которыми можно выполнять на порядок проще и быстрее, чем над элементами поля $GF(2^8)$.

В соответствии с [13], обратное по умножению может быть рассчитано по следующей формуле:

$$(bx+c)^{-1} = b(b^2B+bcA+c^2)^{-1}x+(c+bA)(b^2B+bcA+c^2)^{-1} \quad (1)$$

где b – старший полубайт, а c – младший полубайт элемента поля $GF(2^8)$, A и B – коэффициенты характеристического неприводимого полинома x^2+Ax+B .

В [14] был использован неприводимый полином $x^2+x+\lambda$. Следовательно, $A = 1$ и $B = \lambda$, а формула (1) принимает следующий вид:

$$(bx+c)^{-1} = b(b^2\lambda+c(b+c))^{-1}x+(c+b)(b^2\lambda+c(b+c))^{-1} \quad (2)$$

Согласно этой формуле нахождение обратного по умножению элемента поля $GF(2^8)$ сводится к арифметическим операциям над элементами поля

$GF(2^4)$, к которым относятся b и c . По формуле (2) в [14] была составлена следующая схема:

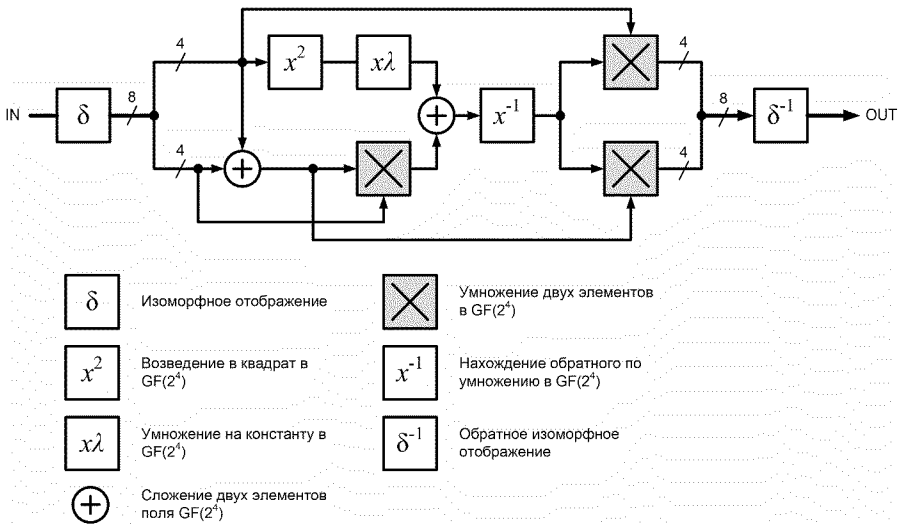


Рис. 5. Схема нахождения обратного по умножению элемента в поле $GF(2^8)$

Подстановочный блок *S-Box*, выполненный по этой схеме, является наиболее экономичным и быстродействующим решением. Кроме того, такой вариант больше всего подходит для конвейерной обработки данных, а так же реализации различных механизмов обнаружения и устранения сбоев и ошибок.

Представленные решения были описаны на языке *VHDL*, проведен их синтез и моделирование средствами пакета *Xilinx ISE 10.1*. Анализ особенностей полученных схем а так же временных параметров их функционирования показывает, что по абсолютным показателям реализация в виде комбинационной схемы в 1,4 раза выигрывает по аппаратным затратам, но в 2,1 раза проигрывает по быстродействию варианту в виде модуля памяти. Такое соотношение временных характеристик обусловлено тем, что современные ПЛИС типа *FPGA* фирмы *Xilinx* оснащены собственными оптимизированными ячейками памяти, которые при синтезе задействуются синтезатором. Однако в [6] приведены методики, которые позволяют за счет конвейеризации существенно поднять производительность решений на основе комбинационной логики при незначительном перерасходе аппаратных ресурсов кристалла. С учетом приведенных ранее других достоинств, вариант реализации подстановочного блока *S-Box* на основе комбинационной схемы является наиболее предпочтительным.

Выводы. В результате анализа существующих решений аппаратной реализации блока *S-Box* рассмотрены несколько наиболее распространенных вариантов исполнения этого подстановочного блока. На основе описания схемного решения блока *S-Box* на языке *VHDL* выполнены моделирование и верификация динамических и функциональных характеристик нескольких вариантов аппаратных схем и определены их достоинства и недостатки.

Список литературы: 1. Коваленко И.Н., Кочубинский А.И. Асимметричные криптографические алгоритмы // Кибернетика и системный анализ. – 2003. – № 4. – с. 95-102. 2. Mazzeo A., Romano L., Saggese G.P., Mazzocca N. "FPGA-Based Implementation of a Serial RSA Processor," date, pp.10582, Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition (DATE'03), 2003. 3. National Institute of Standards and Technology (NIST), "Federal Information Processing Standard 197, The Advanced Encryption standard (AES)", <http://csrc.nist.gov/publications/fips/fips197/fips-197.pdf>, 2001. 4. ГОСТ 28147-89 Системы обработки информации. Защита криптографическая. Алгоритм криптографического преобразования. – Введ. 01.07.1990. – М.: ИПК Издательство стандартов, 1990. – 28 с. 5. Stefan Mangard, Manfred Aigner, Sandra Dominikus. A Highly Regular and Scalable AES Hardware Architecture. // IEEE Transactions on Computers. – 2003. – Volume 52, Issue 4. – p. 483-491. 6. Alireza Hodjat, Ingrid Verbauwhede. Minimum Area Cost for a 30 to 70 Gbits/s AES Processor // Proceedings of IEEE computer Society Annual Symposium on VLSI. – 2004. – ISVLSI'04. – p. 83-88. 7. Лишин Н.В. Криптографические методы защиты информации. // Безопасность информационных технологий. – 1998. – Т.1. – С. 61-62. 8. Song J. Park. Analysis of AES Hardware Implementations. // ECE 679 Advanced Security and Cryptography. – 2003. – Oregon State University, USA; [электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://islab.oregonstate.edu/koc/ece679/project/2003/park.pdf>. 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. – June 28, 2007. – Edinburgh International Conference Centre, UK. 10. Сергеев А.М. VHDL для проектирования вычислительных устройств. – К.: ЧП "Корнейчук", ООО "ТИДДС", 2003. – 208 с. 11. Nadia Nedjah, Luiza de Macedo Mourelle. A Versatile Pipelined Hardware Implementation for Encryption and Decryption using AES // High Performance Computing for Computational Science. – 2007. – Volume: 4395/2007. – p. 249-259. 12. Arshad Aziz, Nassar Ikram. Hardware Implementation of AES-CCM for Robust Secure Wireless Network. // ISSA 2005 New Knowledge Today Conference, 29 June – 1 July 2005. – Balalaika Hotel, Sandton, South Africa. 13. Vincent Rijmen. Efficient Implementation of the Rijndael S-box. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://www.iaik.at/research/krypto/AES/old/~rijmen/rijndael/sbox.pdf>. 14. Akashi Satoh, Sumio Morioka, Kohji Takano, Seiji Munetoh. A Compact Rijndael Hardware Architecture with S-Box Optimization // Advances in Cryptology – ASIACRYPT 2001. – 2001. – Volume 2248/2001. – p.239-254.

Поступила в редколлегию 17.12.08

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, док. техн. наук, проф., *И.Г. ЛИБЕРГ*, к.т.н., проф.,
Д.В. ЯКУБОВСКИЙ, аспирант НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

МЕТОД СИНТЕЗА ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ТЕСТОВЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ НА ОДНОМЕРНЫХ СЕТЯХ КЛЕТЧНЫХ АВТОМАТОВ

Пропонується метод синтезу тестових послідовностей, які є еволюцією мережі клітинного автомату та можуть бути згенеровані на одномірних мережах клітинних автоматів. Це дозволяє досягти високої швидкості роботи генератора таких послідовностей, а також низьких апаратних витрат на його реалізацію.

An approach for synthesis of test patterns which are evolution of cellular automata and can be generated by linear cellular automata is described. High speed of operating and low costs of hardware implementation can be achieved by using this scheme.

Широкое использование в современных вычислительных системах (ВС) микропроцессоров, ПЛИС и систем на одном кристалле (СОК) с числом выводов, достигающим 1000 на одну микросхему и функционирующих на тактовой частоте 5-10 ГГц, приводит к значительному возрастанию стоимости диагностического обеспечения (ДО) на всех этапах жизни ВС.

Известно, что затраты на генерацию тестов и моделирование неисправностей растут с увеличением размерности объекта диагностирования (ОД), рабочей частоты, числа выводов СБИС и печатных плат. Прогноз ряда ведущих фирм, занимающихся разработкой и производством современных СБИС и СОК, показывает, что к 2012 г. затраты на их проектирование и производство и стоимость средств их ДО будут практически равны. Для СБИС с 1000 выводами стоимость системы ДО составит $\sim \$5 \cdot 10^6$, что эквивалентно стоимости разработки кристалла [1, 2].

Существующие системы ДО ориентированы на обнаружение класса устойчивых неисправностей константного типа, что неадекватно отражает множество возможных дефектов, возникающих в современных ВС. Повышение плотности интеграции электронных элементов привело к возрастанию числа дефектов типа "замыкание соседних линий", а с увеличением тактовой частоты становятся соизмеримыми задержки сигналов в линиях связи и элементах, что приводит к появлению неисправностей типа "задержка фронта и среза импульса", искажению функциональных характеристик устройств и системы в целом. На этапе эксплуатации ВС в условиях промышленного производства в большинстве случаев отказы в них обусловлены неустойчивыми неисправностями перемежающегося типа и сбоями, возникающими в процессе выполнения управляющих программ.

С целью снижения стоимости систем ДО и повышения эффективности современных систем управления и вычислительной техники ведущими зару-

бежными фирмами - производителями СОК, компьютеров и телекоммуникационных систем и сетей были предложены рекомендации, которые в настоящее время представлены международными стандартами проектирования сложных систем: *IEEE 1149.1-4 "Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture"* (стандартный тест-порт и архитектура граничного сканирования) и *IEEE P1500 "Standard for Embedded Core Test"* - стандарт встроенных средств ТД [3-5]. Введение этих стандартов проектирования сложных аналого-цифровых устройств и систем определяет новые подходы к построению и организации функциональных и тестовых средств диагностирования этих систем.

В соответствии с ГОСТ 20911-75 "Техническая диагностика", под функциональным диагностированием (ФД) будем понимать диагностирование, осуществляемое во время функционирования ОД, на который поступают только рабочие воздействия, в отличие от тестового диагностирования (ТД), когда на ОД подаются тестовые воздействия, формируемые в процессе его проектирования с помощью специальных систем генерации тестов [6].

Полнота обнаружения неисправностей, время тестирования и аппаратные затраты являются основными критериями эффективности систем ДО[7].

Издание журнала *IEEE Design Test of Computers, December, 2004* посвящено проблеме верификации проектов сложных цифровых систем, создаваемых на основе современных субмикронных технологий. В публикациях ведущих специалистов крупнейших фирм производителей *Synopsis, Intel, IBM Inc, Mentor Graphics* и др., а также известных ученых в области технической диагностики *R. Gupta, S. Malik, M. Hsiao, G. Micheli, I. Koren* и др. обсуждается эффект синергизма при решении проблемы верификации цифровых систем. Эффект синергизма на этапе производства и эксплуатации достигается при создании ДО систем путем строгого соблюдения стандартов тестопригодного проектирования, сочетания функциональных и тестовых методов диагностирования неисправностей, использования статических и динамических методов верификации, встроенных средств самотестирования (*Built-in Self-Test, BIST*).

BIST позволяет проводить диагностирование на рабочих частотах дискретных устройств (ДУ), что не всегда позволяют сделать внешние средства диагностирования. Так, несмотря на возможности, которые предоставляет для внешнего диагностирования стандарт *JTAG*, для загрузки тестовых последовательностей требуется слишком большое время [8].

Развитие *BIST* также связано с развитием СОК, где средство диагностирования должно быть встроенным по определению.

Для проверки исправности ДУ используются различные методы компактного тестирования: исчерпывающее, псевдоисчерпывающее, псевдослучайное тестирование, тестовое диагностирование детерминированным множеством тестов, которые синтезируются на этапе проектирования ДУ программными системами генерации тестов и моделирования неисправностей.

Задача генератора тестовых последовательностей - подача тестовых воздействий на входы диагностируемой схемы. Выходные значения тестируемой схемы могут сжиматься в сигнатуру. В конце теста сигнатура сравнивается с эталонной – если они совпадают, схема считается исправной.

В работах [9-18] представлены различные методы синтеза генераторов псевдослучайных и псевдоисчерпывающих последовательностей на основе использования сдвиговых регистров с линейными и нелинейными обратными связями (СРЛОС И СРНОС соответственно).

Генерация псевдослучайных тестов имеет преимущество в виде небольшой площади, требуемой для сдвигового регистра с линейной ОС. Однако может потребоваться значительное время для проведения теста, а также некоторая проблема заключается в подсчёте полноты обнаружения неисправностей.

Хранение тестовых наборов (полученных при помощи специальных методик заранее) в памяти приводит к резкому уменьшению времени тестирования и предсказуемому покрытию ошибок, однако это решение наиболее дорогостоящее из трёх в плане аппаратных затрат [8].

Большое число работ посвящено методам синтеза генераторных модулей *BIST* на одно- и двумерных сетях клеточных автоматов (СКА) [8, 19-22]. Показано преимущество схемной реализации генераторов на СКА благодаря отсутствию глобальных обратных связей в этих схемах и идентичностью структур конфигурируемых логических блоков ПЛИС типа *FPGA* и *CPLD*. За счет того, что клетки СКА работают параллельно, СКА обладают очень высоким быстродействием.

Поэтому разработка методов синтеза и проектирования эффективных технических средств *BIST* с использованием СКА, соответствующая перечисленным выше требованиям, является актуальной проблемой.

Цель статьи – описание метода синтеза детерминированных тестовых последовательностей для СКА, который позволяет достичь высоких показателей быстродействия при низких аппаратных затратах на реализацию генератора.

Структуры клеточных автоматов.

СКА характеризуется четырьмя параметрами: геометрией сети, окрестностью, которая влияет на каждую клетку, количеством состояний клетки и функцией, с помощью которой клеточный автомат вычисляет своё последующее состояние (правилом настройки клетки). Варьируя эти свойства, можно получить самые разнообразные СКА. На рис. 1 показана одномерная линейная СКА длины n с нулевыми граничными условиями:

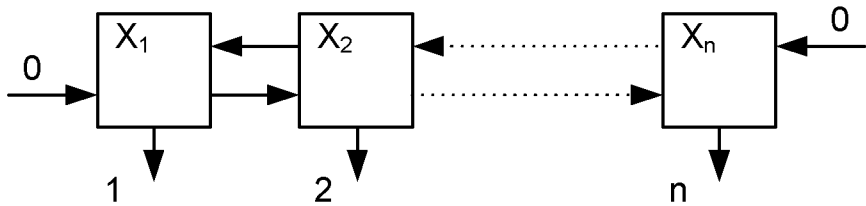


Рис. 1. Одномерная n-клеточная СКА с нулевыми граничными условиями

В данной статье рассматривается линейная СКА, каждая клетка которой в любой момент времени находится в одном из двух состояний – «0» или «1». Каждая клетка СКА содержит своё правило настройки. Такая СКА, где правила настройки клеток не одинаковы, называется гибридной. В СКА используется неймановская окрестность, то есть на клетку влияют только её ближайшие соседи и она сама.

Пусть СКА состоит из n клеток (n – размерность СКА), которые расположены так, как показано на рис. 1. Пусть СКА имеет нулевые граничные условия, то есть на соответствующие входы первой и последней клеток всегда подаётся нулевое значение.

Если определить текущее состояние i -й клетки на шаге t как x_i^t , то последующее состояние x_i^{t+1} определяется следующей функцией:

$$x_i^{t+1} = f(x_{i-1}^t, x_i^t, x_{i+1}^t), i = 1, \dots, n. \quad (1)$$

Пример типовой структуры клетки показан на рис. 2.

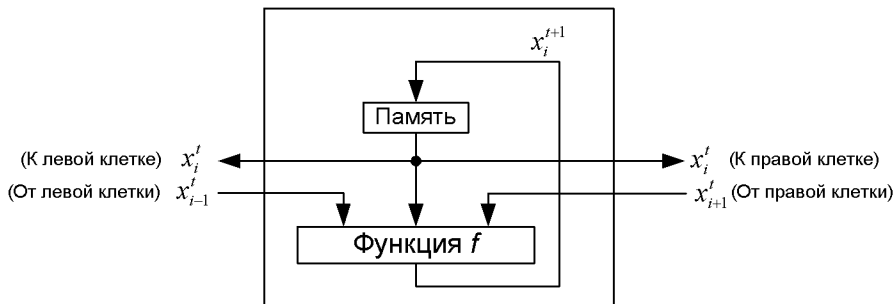


Рис. 2. Типовая структура клетки

Клетка состоит из двух основных блоков. Элементом памяти задаётся начальное состояние клетки и сохраняется текущее состояние x_i^t . Функция f (правило настройки клетки) определяет следующее состояние клетки x_i^{t+1} в зависимости от окрестности клетки x_i^t , то есть в зависимости от x_{i-1}^t , x_i^t и x_{i+1}^t .

На табл. 1 приведён пример получения численного значения правила настройки для клетки СКА с окрестностью 1 и числом состояний 2.

Таблица 1 – Пример получения численного значения правила настройки

Состояние окрестности	111	110	101	100	011	010	001	000
->								
Правило								
72	0	1	0	0	1	0	0	0
215	1	1	0	1	0	1	1	1

Верхняя строка представляет все возможные состояния окрестности клетки как восемь трехзначных двоичных чисел. Каждое такое число определяет состояние данной клетки и клеток слева и справа от неё. Под каждым числом записано состояние, в которое перейдёт данная клетка. Этим определяется правило настройки клетки. Полученные таким образом восемь бит образуют двоичное число от 0 до 255. Это число, записанное в десятичной системе, используется, как название правила настройки. В табл. 1 приведен пример для правил настройки 72 и 215.

Правило настройки клетки может быть также представлено в виде булевой функции. Каждая функция является суммой минтермов трёх переменных. Для правила настройки 72 функция будет иметь следующий вид:

$$\text{Правило настройки 72: } x_{i+1}^t = x_{i-1}^t * x_i^t + x_i^t * x_{i+1}^t,$$

где «*» соответствует логическому «И», а «+» – логическому «ИЛИ».

Эволюции. Эволюция данной СКА, состоящей из n клеток, как показано на рис. 1, с известным начальным состоянием, определяется отображением $F : \{0,1\}^n \rightarrow \{0,1\}^n$, которое задаёт её поведение на каждом такте функционирования СКА.

Эволюция обычно представляется в виде автоматной диаграммы состояний. Пусть

$$X_i = (x_i^1, \dots, x_i^j, \dots, x_i^m)^T,$$

где T обозначает транспонирование матрицы. Выражение (2) представляет эволюцию n -размерной СКА для m шагов (итераций):

$$\text{эволюция СКА} = (X_1, \dots, X_i, \dots, X_n). \quad (2)$$

Эволюция каждой клетки СКА также может быть представлена в виде диаграммы состояний. Эволюция i -й клетки состоит из последовательности трёх двоичных столбцов, (X_{i-1}, X_i, X_{i+1}) , где $X_i = (x_i^1, \dots, x_i^j, \dots, x_i^m)^T$. Состояния i -той клетки соответствуют центральному столбцу, X_i .

Определение 1. Эволюция для данной структуры КА разрядностью n описывается набором из n троек столбцов, каждая из которых представляет эволюцию одной клетки со связями, соответствующими неймановской окрестности:

$$\text{эволюция КА} = \{(X_{i-1}, X_i, X_{i+1}) / 1 \leq i \leq n\}. \quad (3)$$

Каждая последовательность столбцов (X_{i-1}, X_i, X_{i+1}) представляет эволюцию i -й клетки. Следует заметить, что столбцы X_0 и X_{n+1} должны быть нулевыми, что соответствует нулевым граничным условиям.

Детерминированность переходов состояний клетки. В данной статье рассматриваются только детерминированные правила настройки клеток, которые соответствуют детерминированным моделям конечных автоматов. Это означает, что каждая пара идентичных состояний клетки переведёт клетку в одно и то же состояние.

Пусть состояние окрестности i -й клетки на шаге t будет определено как $N(x_i^t) = (x_{i-1}^t, x_i^t, x_{i+1}^t)$. Тогда свойство детерминированности переходов состояний клетки можно записать следующим образом:

Для произвольных двух шагов t_i и t_k , где $t_i \neq t_k$,

$$\text{Если } N(x_i^{t_j}) = N(x_i^{t_k}) \Rightarrow x_i^{t_{k+1}} = x_i^{t_{j+1}}. \quad (4)$$

В предлагаемом алгоритме (4) используется для определения, является ли эволюцией последовательность состояний клетки, определённая тремя столбцами заданной тестовой последовательности.

Синтез тестовых последовательностей. Детерминированная тестовая последовательность может содержать тройки столбцов, которые не являются эволюцией клетки в соответствии с (4), то есть не являются эволюцией СКА в соответствии с (3). Такую последовательность невозможно сгенерировать на линейной СКА с неймановской окрестностью. Для генерации такой последовательности тестов структурой КА его следует преобразовать.

Детерминированная тестовая последовательность размерностью n и длиной m представляется как набор столбцов $C = \{c_1, c_2, \dots, c_n\}$ длиной m бит каждый. Алгоритм позволяет получить такую последовательность C' , для которой выполняются следующие условия:

1) $C' = \{(c'_{i-1}, c'_i, c'_{i+1}) / 1 \leq i \leq n'\}$, $n \leq n'$. Каждый столбец C' может быть либо столбцом из C , либо связующим столбцом. Столбцы c'_0 и $c'_{n'+1}$ будут нулевыми, они соответствуют нулевым граничным условиям.

2) Любая последовательность трёх столбцов $(c'_{i-1}, c'_i, c'_{i+1})$ из C' удовлетворяет свойству, описанному в (4), т.е. является эволюцией клетки.

Алгоритм синтеза C' состоит в итеративном нахождении таких последовательностей из трёх столбцов в C , которые удовлетворяют свойству (4). В случае, если невозможно найти такие столбцы в C , в C' добавляется связующий столбец. Далее алгоритм рассмотрен более подробно.

Алгоритм синтеза. Пусть c_0 будет крайним левым столбцом в C' , соответствующим нулевым граничным условиям СКА, X^0 – текущим столбцом, и X^{-1} – столбцом, находящимся слева от текущего.

Шаг 1. Добавить в C' нулевой столбец c_0 . Выбрать из C произвольный столбец c_i , пометить его в C как обработанный, и добавить его в C' . Принять этот столбец за текущий столбец X^0 .

Шаг 2. Найти последовательным перебором всех необработанных столбцов в C ($c_i / 1 \leq i \leq n$) такой столбец c_i , что три столбца (X^{-1}, X^0, c_i) является эволюцией клетки в соответствии с (4). Если такой столбец существует, добавить его в C' и пометить в C как обработанный. Принять этот столбец за текущий столбец X^0 . Если такой столбец не существует, перейти к шагу 4.

Шаг 3. Если в C существуют необработанные столбцы, перейти к шагу 2, иначе перейти к шагу 5.

Шаг 4. Добавить к C' справа связующий столбец c_l , подобранный таким образом, чтобы три столбца (X^{-1}, X^0, c_l) являлись эволюцией клетки в соответствии с (4). Принять этот столбец c_l за текущий столбец X^0 . Перейти к шагу 3.

Шаг 5. Добавить в C' нулевой столбец c_0 . Если столбцы (X^{-1}, X^0, c_0) не являются эволюцией клетки в соответствии с (4), удалить c_0 и перейти к шагу 4, иначе перейти к шагу 6.

Шаг 6. Конец.

В результате работы алгоритма на основе заданной тестовой последовательности C синтезируется новая тестовая последовательность C' , которая представляет собой эволюцию СКА. Каждой эволюции клетки соответствует определённое правило настройки клетки.

Таким образом, линейная СКА, собранная из клеток, генерирующих найденные эволюции, генерирует последовательность C' , которая содержит все наборы исходной тестовой последовательности C . На входы тестируемой схемы подаются значения на выходах клеток, соответствующих столбцам исходной последовательности C .

На рис. 3 приведена блок-схема алгоритма.

Пример работы алгоритма. Пусть имеется заданная последовательность C (рис. 4). Разрядность последовательности $n = 8$, длина последовательности $m = 5$.

C								C'											
0	1	2	3	4	5	6	7	n	0	1	2	3	4	L	5	6	L	7	n
1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0
1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1	0
1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0

Рис. 4. Заданная последовательность

После выполнения алгоритма будет синтезирована последовательность C' (рис. 4).

Буквами «n» обозначены нулевые столбцы, обеспечивающие нулевые граничные условия, буквами «L» обозначены связующие столбцы.

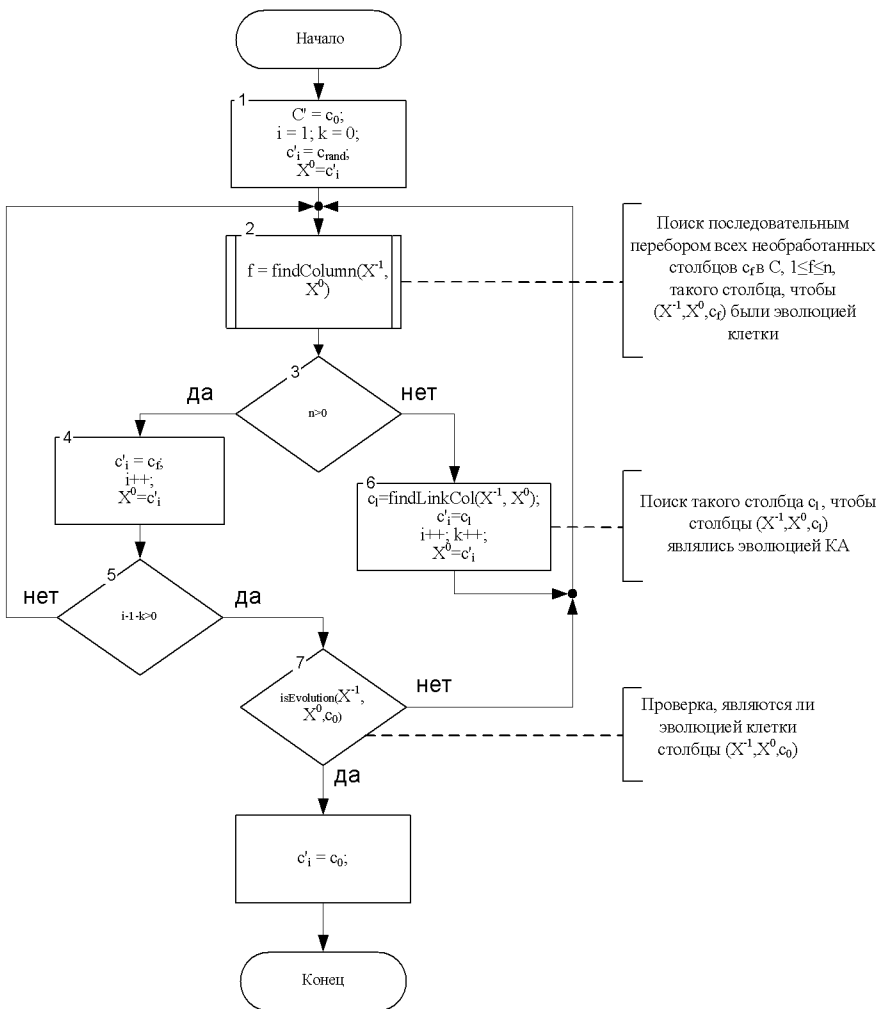


Рис. 3. Блок-схема алгоритма синтеза

Как видно, в данном примере для получения заданной последовательности размерностью 8 потребуется СКА размерностью 10, так как использовано 2 соединяющих столбца.

Вывод. Предложен метод синтеза детерминированных тестовых последовательностей, которые генерируются линейной СКА с неймановской окрестностью при определённых правилах настройки её клеток. В соответствии с

данным методом и алгоритмом на основании произвольной детерминированной тестовой последовательности синтезируется детерминированная тестовая последовательность для СКА. Решение задачи нахождения правил настройки для каждой клетки позволит синтезировать генератор на СКА с высоким быстродействием, низкими аппаратными затратами и отсутствием глобальных обратных связей в схеме генератора.

Список литературы: 1. *Aitken R.C.* Nanometer technology effects on fault models for IC testing // *Computer*. – 1999. – N 11. – P. 46-51. 2. *Cheng K.T., Kristic A.* Current Directories in Automatic Test-Pattern Generation // *Computer*. – 1999. – N 11. – P. 58-64. 3. JTAG Boundary Scan Architecture Standard Proposal, Version 2.0. Technical Subcommittee of the Joint Test Action Group. – March 30, 1988. 4. *Maunder C, Beenerker F., Vivier C.* A Standard Boundary Scan Architecture. – June 1987. 5. *Zorian Y., Marinissen E.J.* Testing Embedded-Core based System Chips // *Computer*. – 1999. – N6. – P. 52-60. 6. ГОСТ 20417-75. Техническая диагностика. Общие положения о принципах разработки систем диагностирования // М.: Изд-во стандартов, 1979. 7. *W. Daehn, J. Mucha* A hardware approach to self-testing of large programmable logic arrays // *IEEE Trans. Computers*. – 1981. – Vol. 30, N 11. – P. 829-833. 8. *Neebe I.D.J., Kime C.R.* Cellular Automata for Weighted RandomPattern Generation // *IEEE Trans. Computers*. – 1997. – Vol. 46, N 11. – P. 1219-1229. 9. *Bardell P.H., McAnney W.H., Savir J.* Built-in Test for VLSI: Pseudorandom techniques. – New York: John Wiley & Sons, 1987. – 274 p. 11. Генератор псевдослучайных чисел: А.с. 1347167 СССР, МКИ НОЗ К 3/84 / Л.В. Дербунович, В.Ф. Бохан, И.Г. Либерг (СССР). – N4022981/21; Заявлено 07.02.86; Опубл. 23.10.87, Бюл. N 39. – 1с. 12. *Boubezari S., Kaminska B.* A Deterministic Built-In Self-Test Generator Based on Cellular Automata Structures // *IEEE Trans. Computers*. – 1995. – Vol.44, N 6. – P. 805-816. 13. *J. van Sas, Cattoor F., H. De Man* Optimized BIST strategies for programmable data paths based on cellular automata // *IEEE Int'l Test Conf.* – 1992. – P. 119. 14. *Derbunovich L., Berezna M., Ryzhykova M., Tatarenko D.* Pseudoexhaustive tpg based on nonlinear feedback shift registers // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте – 2005. – N5 – С. 54-59. 15. *Fredricksen H.* A Survey of full length nonlinear shift register cycle algorithms // *SIAM Review*. – 1982. – Vol 24, N 2. – P. 195-221. 16. *Дербунович Л.В., Темников И.Н., Татаренко Д.А.* Генераторы тестов для дискретных устройств с самотестированием // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте. – 2004. – N1. – С. 42-46. 17. *Tang D.T., Chen C.L.* Logic test pattern generation using linear codes // *IEEE Trans. Comput.* – 1984. – Vol. C-33, N 9. – P. 845-850. 18. *Chatterjee M., Pradhan D.K.* A BIST pattern generator design for near-perfect fault coverage // *IEEE Trans. Computer-Aided Design* – 1999 – Vol 18 – N2 – P. 238-247. 19. *Hortensius P.D., McLeod R.D., Pries W., Miller D.M., Card H.C.* Cellular automata-based pseudorandom number generators for built-in self-test // *IEEE Trans. CAD*. – 1989. – N 8 – P. 842-859. 20. *Gloster C.R., Borglez F.* Boundary scan with cellular-based built-in self-test // *Proc. Intern. Test Conference*. – 1988. – P. 138-145. 21. *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, N 10. – P. 1466-1473. 22. *Boubezari S., Kaminska B.* Cellular automata synthesis based on precomputed test vectors for built-in self-test // *IEEE Int'l Conf. on Computer-Aided Design in Santa Clara*. – 1993. – P.578-583

Поступила в редколлегию 04.11.08

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р техн. наук, проф. каф АУТС НТУ "ХПИ",
В.С. СУЗДАЛЬ, д-р техн. наук,
Ю.М. ЕПИФАНОВ, канд. техн. наук,
Ю.С. КОЗЬМИН, научный сотрудник (ИСМА НАН Украины)

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ДИАГНОСТИРОВАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПРОИЗВОДСТВОМ ОРГАНИЧЕСКИХ СЦИНТИЛЛЯТОРОВ

В статті розглянуто методи функціонального діагностування систем управління процесами виробництва органічних сцинтиляторів. Запропоновано використання почасово-адресних інваріантів та структура діагностичного процесору для реалізації визначеного підходу.

The methods diagnosis in the course of operation of the control systems are analyzed. The watchdog processor structure for on-line detecting of control program fault is proposed.

Введение. В настоящее время сцинтиляционный метод детектирования ионизирующих излучений является наиболее распространен [1–4]. За последнее десятилетие в науке и технике значительно возросло применение различных органических сцинтилляторов (ОСЦ), в том числе – пластмассовых сцинтилляторов (ПС), что в значительной степени связано с изобретением и успешным производством спектросмещающих и транспортных оптических волокон. Соединение ПС со спектросмещающим волокном произвело революцию в технике конструирования детекторов на основе ПС. Стало возможным создание детекторов ячеистой структуры, в которой число ячеек может составлять несколько десятков тысяч, а общий вес детектора - десятки тонн. Благодаря своим уникальным свойствам, ОСЦ находят все более широкое применение при изготовлении разнообразных детекторов ионизирующих излучений. Значительный рост потребности в ОСЦ и детекторах ионизирующего излучения на их основе обусловил необходимость разработки технологии получения, организации промышленного производства этих сцинтилляторов, а также исследования их эксплуатационных характеристик [1, 4].

Большой вклад в постановку и разрешение проблем получения ОСЦ и создания систем управления (СУ) этими процессами внесли представители школ Б.В. Гринева, В.Г. Сенчишина, Н.З. Галунова. Их идеи и результаты исследований физико-технических особенностей процессов кристаллизации нашли широкое применение при создании автоматизированных установок для получения ОСЦ высокого качества.

Особенностями процессов получения ОСЦ являются: многомерность объекта управления (ОУ), высокий уровень производственных шумов, влияние субъективных факторов на качество и надежность функционирования АСУ. Анализ этих особенностей позволяет понять, почему длительное время

задачи развития автоматизации процессами получения ОСЦ и повышения воспроизводимости их результатов остаются актуальными. Однако и сегодня можно констатировать: в промышленном производстве крупногабаритных ОСЦ используют программно-логические и ПИД-алгоритмы управления, применение которых сопровождается большими потерями при кристаллизации.

Существенное повышение требований потребителей к характеристикам ОСЦ (высокий уровень сцинтилляционной эффективности и разрешения по энергии и времени, долговременная устойчивость и др.), возрастание объемов производства, его оснащение новыми дорогостоящими технологическими установками – все это предъявляет повышенные требования к разработчикам СУ. Процессы получения ОСЦ относятся к динамическим системам с начальной неопределенностью и высоким уровнем производственных шумов. Эффективным путем повышения качества этих процессов является решение теоретических и инженерно-технических задач автоматизированного управления, устойчивого к фактически имеющемуся уровню параметрической неопределенности и обеспечивающего высокую эффективность управления. Необходимо осуществить моделирование ОУ с учетом его физико-технических особенностей и разработать комплекс отказоустойчивых программно-технических средств автоматизации для решения задач управления в условиях промышленного производства.

Классификация методов функционального диагностирования (ФД). Известно, что отказоустойчивость СУ обеспечивается введением аппаратной, программной и временной избыточности [6].

Широкое распространение получили методы повышения надежности и отказоустойчивости СУ с применением мажоритарно резервированных устройств и принципов голосования при формировании управляющих воздействий. Однако высокая стоимость реализации этого подхода, с одной стороны, и необходимость совершенствования электронных технологий, повышения надежности СБИС и их быстродействия, с другой стороны, определяют целесообразность и эффективность использования методов ФД для обнаружения определенного класса дефектов в СУ и восстановления их работоспособности путем коррекции управляющих воздействий или повторной "прокрутки" управляющих программ [5, 6]. ФД - это процесс идентификации исправного состояния во время функционирования ОУ, на который поступают рабочие воздействия. Размыкание обратных связей в проверяемой СУ или подача тестовых воздействий, которые могут нарушить режим ее функционирования, считаются недопустимыми. К достоинствам ФД относятся его непрерывность и оперативность получения информации о правильности функционирования ОУ с возможностью восстановления работоспособности управляющей системы за минимальное время.

Классификация методов и принципов ФД представлена в ряде известных работ [12, 13, 14]. В рамках математического описания СУ, независимо от физической природы системы, все дефекты разделяют на две группы – искажение параметров и искажение сигналов. Диагностическая модель, учитывающая параметрические дефекты, имеет вид:

$$\dot{X} = f(X, U, V^*, t), y = g(X, U, V^*, t)$$

где V^* — вектор параметров неисправной системы, $V^* = V + \Delta V$, V – номинальное значение векторов параметров, ΔV – искажение, вызванное действием дефекта. При этом предполагается, что дефекты V^* константные, т.е. $dV^*/dt = 0$. Такая модель дефектов достаточно часто используется в технической диагностике.

Параметрическая модель дефектов удобна, но недостаточно универсальна. Многие дефекты динамических систем не удается описать константными искажениями параметров. Среди них можно назвать дрейфы нулей в датчиках, смещение рабочих органов в исполнительных механизмах (приводах), кратковременные пропадания сигналов, зашумление измерений, появление люфтов в механических устройствах и т.д. Описание дефектов такого типа производят в пространстве сигналов. Диагностическая модель, учитывающая сигнальные дефекты, ниже представлена на примере СУ процессом производства ОСЦ.

Исследования, связанные с формализацией задачи управления показывают, что установка получения ОСЦ, как ОУ, описывается или в пространстве состояний, или линейными дифференциальными уравнениями с возмущениями. Если в качестве показателя качества СУ выбран квадратичный функционал, то задача синтеза многомерного регулятора температуры для рассматриваемого ОУ становится задачей синтеза линейно-квадратичного регулятора (ЛКР) (*Linear quadratic regulator*), который может использоваться как для дискретных, так и для непрерывных систем. Частным случаем ЛКР является ЛКГ-регулятор, реализующий линейно-квадратичное управление с возмущениями в виде гауссова белого шума (рис. 1).

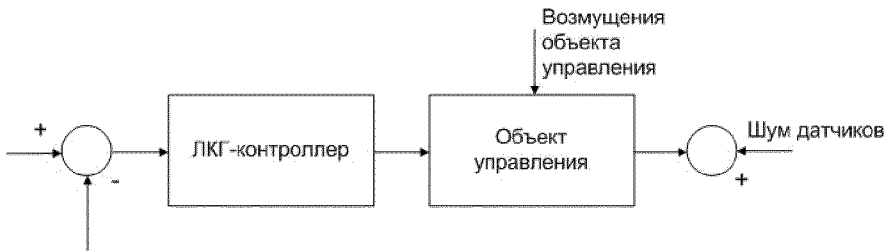


Рис. 1. ЛКГ-регулятор в контуре управления

В исправном состоянии объект описывается системой уравнений вида:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) ; y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (1)$$

где $x(\cdot)$ – вектор состояния, элементы которого называются состояниями системы $y(\cdot)$ – вектор выхода, $u(\cdot)$ – вектор управления, A – матрица системы, B – матрица управления, C – матрица выхода и D – матрица прямой связи.

Под искажениями сигналов будем понимать отклонения внутренних Δx и Δy сигналов от их номинальных значений за счет действия аддитивных помех: $\xi(\cdot)$ – возмущений, действующих на ОУ, $\theta(\cdot)$ – шума измерений (датчики, АЦП и т.д.)

Функционирование линейного объекта диагностирования при наличии сигнальных дефектов описывается уравнениями

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + \xi(t) ; \dot{y}(t) = Cx(t) + Du(t) + \theta(t) \quad (2)$$

Вычитая из уравнения (2) уравнение (1) и обозначая $\Delta x = x^* - x$; $\Delta y = y^* - y$, получим уравнение ошибок

$$\Delta \dot{x} = A \Delta x + \xi ; \Delta \dot{y} = C \Delta x + \theta \quad (3)$$

ФД динамических объектов в пространстве сигналов более точно соответствует содержательной цели проверки правильности функционирования ОУ. В первую очередь это касается тех случаев, когда основное назначение динамического объекта – преобразовывать входные сигналы в выходные. Идея использования инвариантов при ФД динамических систем приводит к упрощению идентификационных алгоритмов, позволяет редуцировать объем обрабатываемой информации и сократить затраты на реализацию процедуры диагностирования.

Идентификация на основе алгебраических инвариантов. Проблема проверки правильности функционирования динамических ОУ в рабочем режиме на основе алгебраических инвариантов представляет значительный практический и теоретический интерес в развитии методов сигнатурного мониторинга для микропроцессорных СУ [6 - 11].

Множество дефектов в таких системах приводит к ошибкам, которые на информационном уровне можно разделить на три класса:

- 1) ошибки данных (МК изменяет данные в процессе обработки, записи, считывания и передачи);
- 2) ошибки кода операций, что приводит к выполнению другой команды;
- 3) ошибки программного перехода.

Использование кодов, обнаруживающих и корректирующих ошибки, при построении модулей запоминающих устройств и при передаче данных от

одного функционального модуля к другому позволяет в большинстве случаев обнаружить и исправить ошибки первого класса. Для обнаружения ошибок второго и третьего класса в современных микроконтроллерах используют специальные диагностические процессоры (ДП), проверяющие контрольные суммы микрокоманд или время выполнения линейных участков управляющих программ [6 - 8].

Обобщенная структурная схема ДП представлена на рис. 2.

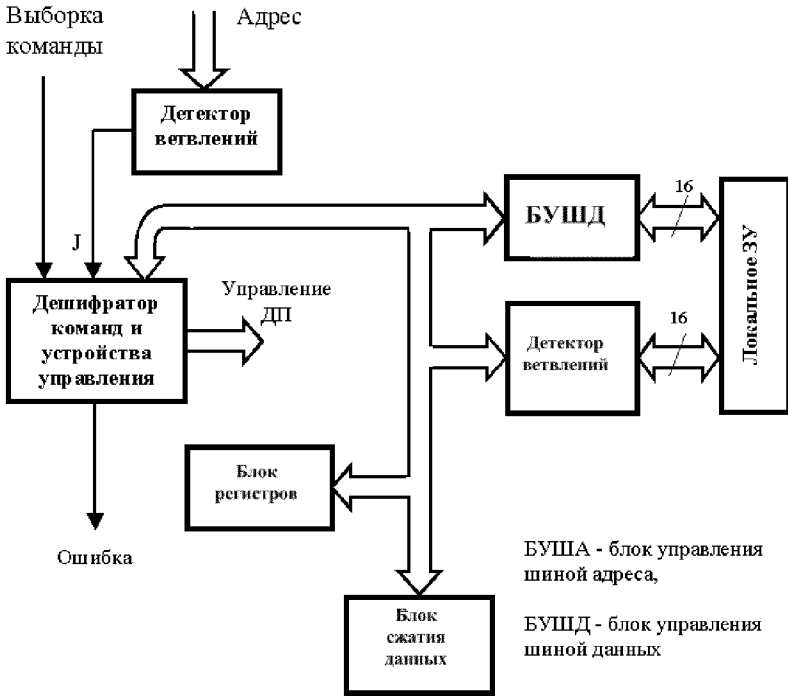


Рис. 2. Структурная схема ДП

Для любой заданной программы P основного процессора ДП выполняет программу P' , являющуюся отображением основной программы, параллельно с основным процессором.

Контроль функционирования основного процессора выполняется путем наблюдения за числом выполненных им команд в каждом линейном сегменте обнаружения и проверки правильности возможных ветвлений после выполнения линейного сегмента. В такой структуре ДП реализуется один из наиболее эффективных методов решения проблемы сигнатурного мониторинга –

время-адресный метод диагностирования. Актуальной проблемой при создании отказоустойчивых и надежных СУ является разработка унифицированных программно-аппаратных средств, позволяющих сократить сложность и стоимость /ДП, повысить их обнаруживающую способность.

Список литературы: 1. *Гринев Б.В., Сенчишин В.Г.* Пластмассовые сцинтилляторы. – Харьков: АКТА, 2003. – 324 с. 2. *Берлин А.А., Вольфсон С.А., Ениколопан Н.С.* Кинетика полимеризационных процессов. – М.: Химия, 1978. – 320 с. 3. *Сенчишин В.Г.* Современные технологии получения пластмассовых сцинтилляторов // резание и инструмент в технологических системах. ХГПУ-2000. – Харьков: Изд-во ХГПУ. – Т. 57. – С. 205-216. 4. *Сенчишин В.Г., Ададуров А.Ф., Воронкина Н.И., Лебедев В.Н.* Пластмассовые сцинтилляторы // Сцинтилляционные материалы. Получение, свойства, применение. Сборник статей. – Харьков: Институт монокристаллов, 2007. – 416 с. 5. *Журавлев Ю.П., Котелюк Л.А., Циклинский Н.И.* Надежность и контроль ЭВМ. – М.: Сов. Радио, 1978. – 416 с. 6. *Дербунович Л.В. и др.* Программируемые контроллеры повышенной надежности для управления автоматическими линиями. – Обзор. – М.: 1984. – 52 с. 7. *Дербунович Л.В., Суздаль В.С., Тавровский И.И., Темников И.Н.* Отказоустойчивые микроконтроллеры на основе сигнатурного мониторинга // Інформаційно-керувачі системи на залізничному транспорті. – 2002. – 4,5(37). – С. 71-73. 8. *Бережная М.А., Дербунович Л.В., Суздаль В.С., Тавровский И.И., Темников И.Н.* Отказоустойчивые системы управления на основе микроконтроллеров // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник Национального Технического Университета. Сб. тр. Вып. 12. – Харьков: ХНТУ, 2002. – Т. 1. – С.218-220. 9. *Robach C., Sancier G.* Dynamic Testing of Control Units // IEEE Trans. On Comput. – 1978. – Vol. 27, №7. – P. 617-623. 10. *Brahme D., Abraham J.A.* Functional Testing of Microprocessors // IEEE Trans. On Comput. – 1984. – Vol. 33, №6. – P. 465-485. 11. *Гуляев В.А.* Техническая диагностика управляющих систем. – К.: Наукова думка, 1983. – 208 с. 12. *Мироновский Л.А.* Функциональное диагностирование линейных динамических систем // Автоматика и телемеханика. – М., 1979. - №11. – С. 120-128. 13. *Luenberger D.G.* Observers for multivariable systems // IEEE Trans. Automat. Control, AC-11. – 1966. - №2. – P. 190-197. 14. *Moore J., Ledwich G.* Minimal order observers for estimating linear functions of a state vector // IEEE Trans. Automat. Control., AC-20. – 1975. - №5/ - P. 623-632.

Поступила в редколлегию 13.11. 2008 г.

А.В. ИВАШКО, канд. техн. наук, *Д.А. ЛУНИН* (г. Харьков)

К ОЦЕНКЕ СЛОЖНОСТИ ПЛИС-РЕАЛИЗАЦИЙ ПРОЦЕССОРОВ БЫСТРЫХ ТЕОРЕТИКО-ЧИСЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

У статті розглянуті методи побудови структур процесорів швидких теоретико-чисельних перетворень, які можуть виявитися корисними для оцінки спектрально-кореляційних характеристик сигналів. При виборі структур бралася до уваги можливість їх реалізації на основі ПЛИС технологій. Приведені кількісні оцінки апаратної складності і продуктивності процесорів для різних порядків моделей.

The methods of construction of fast number theoretic transforms processors structures which can be useful for the estimation of spectral-correlation properties of signals are considered in the article. At the choice of structures possibility of their realization on basis FPGA was taken into account. The quantitative estimations of productivity of processors are resulted for the different orders of models.

При обработке сигналов во многих случаях приходится измерять спектры дискретных сигналов. Так, в задачах распознавания речи, в системах сжатия речевых сигналов, в гидроакустических и радиолокационных системах спектральный анализ обычно является основной задачей.

Существует большое количество алгоритмов, которые решают основную задачу спектрального анализа – оценивание спектральной плотности мощности. Классические методы имеют широкую область применения, но проигрывают по качеству оценивания авторегрессионным методам и методам, основанным на собственных значениях. Однако в реальном масштабе времени использование альтернативных методов затруднено из-за вычислительной сложности. Наиболее трудоемкой частью многих алгоритмов спектрального анализа, является вычисление автокорреляционных функций (АКФ) сигнала. При этом задача усложняется неизбежным снижением точности за счет эффектов округления и переполнения разрядной сетки.

Поэтому были предложены так называемые теоретико-числовые преобразования (ТЧП), у которых промежуточные результаты вычислений принимают только квантованные «неправильные» значения. Однако если правильный конечный результат гарантирован, тот факт, что промежуточные результаты были неверны, не имеет никакого значения.

Схема вычисления АКФ с помощью ТЧП была рассмотрена в [3]. Она сводится к вычислению ТЧП анализируемых последовательностей, перестановке отсчетов, поэлементному модульному перемножению и обратному ТЧП. В процессе вычисления ТЧП необходимо хранить два типа данных: входные данные, над которыми производится преобразование и данные, представляющие собой константные значения матрицы ТЧП. Т.к.

количество входных отсчетов имеет большую величину (для реальных видео- и аудиосигналов до нескольких тысяч), а, следовательно, и матрица преобразования имеет такую же размерность, то хранение значений этих двух типов данных предлагается хранить в отдельных модулях памяти: ОЗУ и ПЗУ.

Структурная схема устройства, обеспечивающего вычисление ТЧП, представлена на рис. 1. Преобразование начинается после подачи сигнала *START*. На каждом этапе вычисления «бабочки», устройство управления (*CU*) считывает по сгенерированным адресам из ОЗУ (*RAM*) и ПЗУ (*ROM*) входные данные и константы матрицы преобразования соответственно. Далее эти значения устройство управления отправляет на арифметико-логическое устройство (*ALU*), после чего данные отправляются в ОЗУ до очередного этапа вычисления «бабочки». После окончания преобразования выдается сигнал *FINISH*. Результат преобразования будет находиться в ОЗУ. Вход *C* служит для тактирования процесса преобразования.

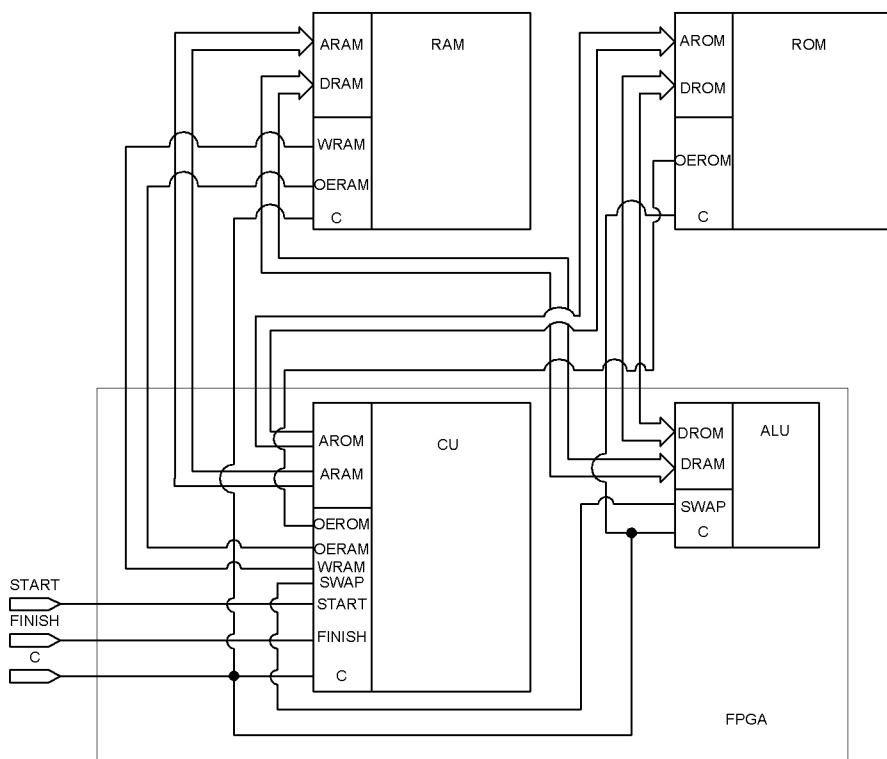


Рис. 1. Структурная схема процессора быстрого ТЧП

Цель статьи заключается в сравнении сложности ПЛИС-реализации быстрого ТЧП, реализация которого представлена на рис. 1 и процессора обычного ТЧП, рассмотренного в [4].

Для аппаратной реализации *CU* и *ALU* были выбраны программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Описание моделей алгоритмов выполнялось на языке *VHDL*, который обеспечивает компактную запись для проектируемой схемы и обеспечивает значительное сокращение трудоемкости и сроков разработки больших схем.

Моделирование схемы вычисления ТЧП велось с применением программного пакета *Active-HDL* 6.1. Синтез *HDL*-кода выполнялся при помощи пакета *FPGA Express*, который транслирует и оптимизирует описание на *HDL*-коде на вентиляльном уровне. Реализация синтезированного кода на ПЛИС велась в пакете системы проектирования *Altera Maxplus II* 10.1 *BASELIN* на чипе *EPF10K70RC240-2* семейства *FLEX 10K*, в результате чего была получена степень использования ПЛИС.

Временные диаграммы, подтверждающие достоверность работы ПЛИС-модели устройства ТЧП приведены на рис. 2. Для наглядности рассмотрен простейший случай $N = 4$. На диаграммах приведены последовательности адресов, обеспечивающие двоично-инверсную перестановку данных и результаты вычисления “бабочек” ТЧП. Для случаев более высокой размерности (8-512) результаты аналогичны

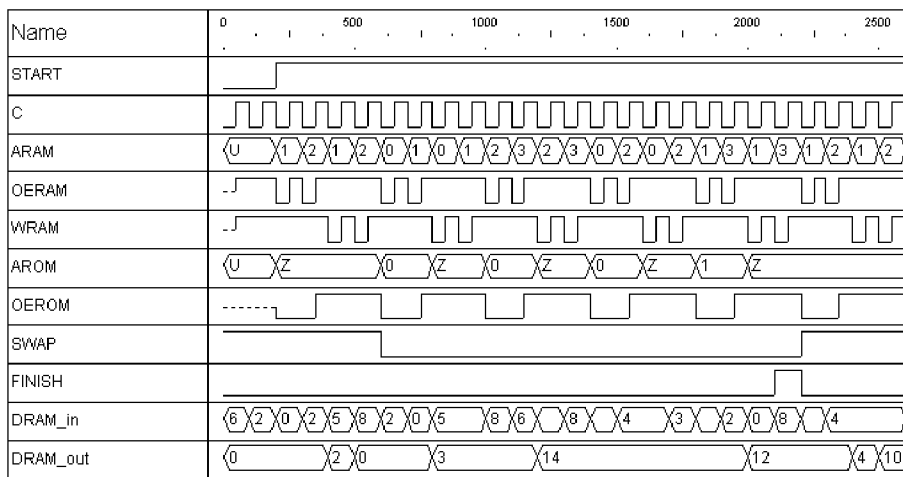


Рис. 2. Временные диаграммы работы устройства быстрого вычисления ТЧП

Построение ПЛИС-моделей в соответствии со структурной схемой расчета ТЧП позволило получить результаты, представленные на рис 3.

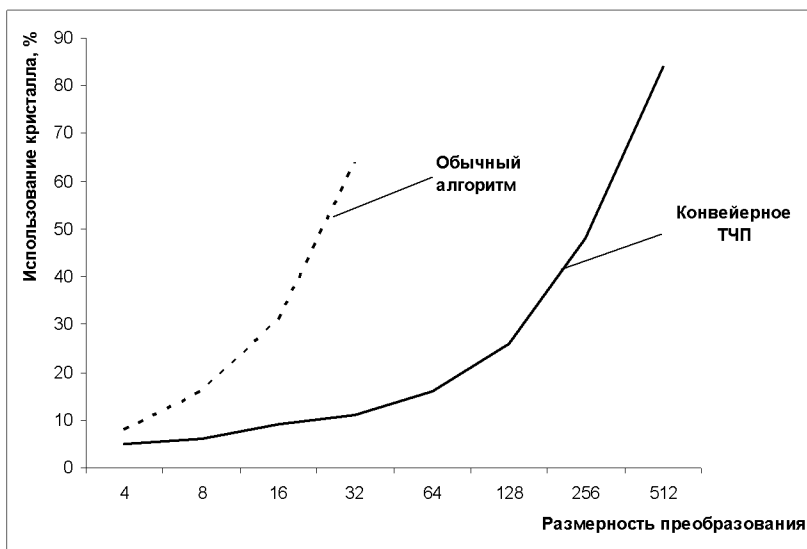


Рис. 3. Зависимость относительных используемых ресурсов ПЛИС от порядка модели

Из рис. 3 видно, что алгоритм, основанный на быстром преобразовании, требует существенно меньше места на ПЛИС. Очевидно, что применение этого алгоритма оправдано при больших размерах порядка модели (>128).

Таким образом, полученные результаты свидетельствуют, что за счет применения быстрых алгоритмов вычисления возможно существенное увеличение порядка модели известных алгоритмов ТЧП.

Моделирование устройств быстрого ТЧП на основе ПЛИС показывает, что для больших N , несмотря на применение быстрых алгоритмов, время и аппаратные затраты принимают недопустимо большие значения. Поэтому дальнейшей перспективой является оптимизация структур быстрого ТЧП по критериям быстрей действия и степени использования ПЛИС.

Список литературы: 1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов.- М.: Мир, 1990.- 850 с. 2. Ахмед Н., Рао К.Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов.- М.: Связь, 1980.- 248 с. 3. Ивашко А.В., Лукин Д.А. Оценка автокорреляционных функций с использованием теоретико-числовых преобразований. – Вестник НТУ «ХПИ».- 2005.- № 7, с. 64-67. 4. Ивашко А.В., Лукин Д.А. Сравнительная оценка ПЛИС-реализаций устройств оценивания автокорреляционных функций с использованием теоретико-числовых преобразований. – Вестник НТУ «ХПИ».- 2007.- № 37, с. 48-51

Поступила в редколлегию 18.12.08

В.А. КОЛОСОВ, аспирант НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

АНАЛИЗ КРИПТОСИСТЕМ С ОТКРЫТЫМ КЛЮЧЕМ

У статті приведений аналіз криптосистем з відкритим ключем, приведені алгоритми найбільш поширених систем, таких як RSA, Ель Гамалія, Діффі–Хельмана і криптосистема на основі еліптичних рівнянь. А також розглянуті сфери їх застосування.

In article the analysis of cryptosystems with an open key is resulted. Algorithms of the most widespread systems, such as RSA, by El Gamalja, Diffi-Hellmana and a cryptosystem on the basis of elliptical equations are resulted. And also areas of their application are considered.

Постановка проблемы. Криптосистема с открытым ключом была предложена Диффи и Хеллманом в 1976 г. [2,3] Эта работа является радикальным шагом в криптографии. С одной стороны в криптографических алгоритмах с открытым ключом используются математические функции, отличные от подстановок и перестановок. Но более важно то, что методы криптографии с открытым ключом являются асимметричными, т. е. предполагают использование двух различных ключей в отличие от методов симметричного традиционного шифрования с помощью одного ключа. *Первый ключ* является *открытым* и может быть опубликован для использования всеми пользователями системы для шифрования данных. Для расшифровки данных получатель зашифрованной информации использует *второй ключ*, который является *секретным*.

Диффи и Хеллман сформулировали требования, выполнение которых обеспечивает безопасность асимметричной криптосистемы.

1. Вычисление пары ключей (открытого и закрытого) получателем на основе начального условия должно быть простым.

2. Отправитель, зная открытый ключ и сообщение, может легко вычислить криптограмму.

3. Получатель, используя секретный ключ и криптограмму, может легко восстановить исходное сообщение.

4. Противник, зная открытый ключ и криптограмму, при попытке вычислить секретный ключ или исходное сообщение сталкивается с трудноразрешимой вычислительной проблемой.

В криптографических системах с открытым ключом используются так называемые *необратимые или односторонние функции*, которые обладают следующим свойством: при заданном значении x относительно просто вычислить значение $f(x)$, однако, если $y = f(x)$, то нет простого пути для вычисления значения x .

Под *необратимостью* понимается не теоретическая необратимость, а практическая невозможность вычислить обратное значение, используя со-

временные вычислительные средства, за обозримый интервал времени. Множество классов необратимых функций и порождает все разнообразие систем с открытым ключом. Все предлагаемые сегодня криптосистемы с открытым ключом основаны на одном из следующих типов необратимых преобразований: 1) разложение больших чисел на простые множители; 2) вычисление логарифма в конечном поле; 3) вычисление корней алгебраических уравнений.

Цель статьи Анализ распространенных криптографических систем с открытым ключом. Основные принципы асимметричных алгоритмов работы и области применения конечных реализаций в шифровании.

Основная часть. Следует отметить несколько распространенных заблуждений, касающихся шифрования с открытым ключом [2-4, 7].

- Шифрование с открытым ключом защищено от криптоанализа более традиционного шифрования. На самом деле защита любой схемы шифрования зависит от длины ключа (1) и от объема вычислительной работы, необходимой для взлома шифра (2).

- Шифрование с открытым ключом является универсальным, делающим традиционное шифрование устаревшим. Напротив, ввиду очень высоких требований, предъявляемых со стороны схем шифрования с открытым ключом к вычислительным ресурсам, отказ от схем традиционного шифрования является маловероятным.

- Распределение ключей при шифровании с открытым ключом является тривиальной задачей по сравнению с системами, построенными на традиционном шифровании. На самом деле в случае шифрования с открытым ключом необходим специальный протокол, нередко предполагающий существование некоторого центрального агента, а применяемые при этом процедуры не являются ни более простыми, ни более эффективными, чем те, которые требуются для традиционного шифрования.

Скорость шифрования в асимметричных криптосистемах намного ниже скорости шифрования в одноключевых, поэтому асимметричные криптосистемы используют только в двух случаях: 1) для шифрования секретных ключей, распределяемых среди пользователей вычислительной сети; 2) для формирования цифровой подписи.

Основное преимущество асимметричных алгоритмов перед симметричными состоит в том, что секретный ключ, позволяющий расшифровывать всю получаемую информацию, известен только приемнику. Кроме того, первоначальное распределение ключей в системе не требует передачи секретного ключа, который может быть перехвачен нарушителем.

Концептуальная схема шифрования с открытым ключом. Суть асимметричных криптосистем состоит в том, что каждым адресатом генерируются два ключа, связанные между собой по определенному правилу. Один ключ объявляется *открытым*, а другой – *закрытым*. Открытый ключ публикуется и доступен любому, кто желает послать сообщение адресату. Секрет-

ный ключ сохраняется в тайне. Исходный текст шифруется открытым ключом адресата и передается ему. Зашифрованный текст не может быть расшифрован тем же открытым ключом. Дешифрование сообщения возможно только с использованием закрытого ключа, который известен только самому адресату (рис. 1).



Рис. 1

Ниже рассматриваются наиболее распространенные системы с открытым ключом.

Криптосистемы с открытым ключом

Криптосистема *RSA*

Криптосистема *RSA*, предложенная в 1977 году Ривестом, Шамиром и Адлеманом, предназначена для шифрования и цифровой подписи. В настоящее время *RSA* является наиболее распространенной криптосистемой – стандартом де-факто для многих криптографических приложений.

Авторы воспользовались тем фактом, что нахождение больших простых чисел в вычислительном отношении осуществляется легко, но разложение на множители произведения двух таких чисел практически невыполнимо. Доказано, что раскрытие шифра *RSA* эквивалентно такому разложению. Поэтому для любой длины ключа можно дать нижнюю оценку числа операций для раскрытия шифра, а с учетом производительности современных компьютеров оценить и необходимое на это время.

Возможность гарантированно оценить защищенность алгоритма *RSA* стала одной из причин популярности этой криптосистемы на фоне десятков других схем. Поэтому алгоритм *RSA* используется в банковских компьютерных сетях, особенно для работы с удаленными клиентами (обслуживание кредитных карточек).

В настоящее время криптосистема *RSA* широко применяется в составе различных стандартов и протоколов *Internet*, включая *PEM*, *S/TIME*, *PEM-MIME*, *S-HTTP* и *SSL*.

Недостатки существующего не одно десятилетие метода полной матрицы хорошо известны. Протокол Диффи-Хеллмана предполагает двусторонний обмен открытыми ключами и наличие сертификатов у отправителя и по-

лучателя сообщений. В случае односторонней аутентификации (сертификат имеется только у одной из сторон) предпочтение отдается последнему методу. В этой ситуации выбор *RSA* вполне оправдан – метод цифрового конверта на базе криптоалгоритма *RSA* описан в стандарте *PKCS* и применяется в протоколе *SSL* и других стандартах *Internet* (*PEM*, *PEM-MIME* и т.д.).

RSA многие годы противостоит интенсивному криптоанализу. Криптостойкость *RSA* основана на трудоемкости разложения на множители (факторизации) больших чисел. Открытый и секретный ключи являются функциями двух больших ($100 \sim 200$ двоичных разрядов или даже больше) простых чисел. Предполагается, что задача восстановления открытого текста по шифротексту и открытому ключу эквивалентна задаче факторизации.

Для генерации парных ключей используется два больших случайных простых числа, p и q . В целях максимальной криптостойкости p и q выбираются равной длины. Затем вычисляется произведение: $n = pq$.

Далее случайным образом выбирается ключ шифрования e , такой, что e и $\phi(n) = (p-1)(q-1)$ являются взаимно простыми числами. Наконец расширенный алгоритм Евклида используется для вычисления ключа дешифрования d , такого, что $ed = 1 \pmod{\phi(n)}$. Другими словами, $d = e^{-1} \pmod{\phi(n)}$.

Заметим, что d и n – так же взаимно простые числа. Числа e и n – открытый ключ, а d – секретный. Два простых числа p и q хранятся в секрете. Для шифрования сообщения m необходимо выполнить его разбивку на блоки, каждый из которых меньше n (для двоичных данных выбирается самая большая степень числа 2, меньшая n). То есть если p и q – 100-разрядные простые числа, то n будет содержать около 200 разрядов. И каждый блок сообщения m_i должен иметь такое же число разрядов. (Если нужно зашифровать фиксированное число блоков, их можно дополнить несколькими нулями слева, чтобы гарантировать, что блоки всегда будут меньше n .) Зашифрованное сообщение c будет состоять из блоков c_i той же самой длины. Шифрование сводится к вычислению $c_i = m_i^e \pmod{n}$. При дешифровании для каждого зашифрованного блока c_i вычисляется $m_i = c_i^d \pmod{n}$. Последнее справедливо, так как $C_i^d = (m_i^e)^d = m_i^{ed} = m_i^{k\phi(n)+1} = m_i * m_i^{k\phi(n)} = m_i * 1 = m_i$.

Все вычисления выполняются по модулю n .

Отметим, что сообщение может быть зашифровано с помощью d , а дешифровано с помощью e , возможен любой выбор.

Рассмотрим короткий пример. Если $p = 47$ и $q = 71$, то $n = pq = 3337$.

Ключ e не должен иметь общих множителей с $\phi(n) = 46*70 = 3220$.

Выберем (случайное) e равным 79. В этом случае $d = 79^{-1} \pmod{3220} = 1019$. Опубликуем e и n , сохранив в секрете d . Для шифрования сообщения $m = 6882326879666683$ сначала разобьем его на блоки. Для выбранных параметров ограничимся блоками по три десятичных разряда. Сообщение разбивается на шесть блоков m_i : $m_1 = 688$; $m_2 = 232$; $m_3 = 687$; $m_4 = 966$; $m_5 = 668$; $m_6 = 003$

Первый блок шифруется как $688^{79} \bmod 3337 = 1570 = c_1$. Выполняя те же операции для последующих блоков, создадим шифротекст сообщения: $c = 15702756209122762423158$.

Для дешифрования нужно выполнить возведение в степень, используя ключ дешифрования 1019: $1570^{1019} \bmod 3337 = 688 = m_1$. Аналогично восстанавливается оставшаяся часть сообщения.

Эффективность реализации

Существует много публикаций, затрагивающих тему аппаратных реализаций *RSA*. Быстродействие аппаратной реализации *RSA* примерно в 1000 раз ниже, чем быстродействие аппаратной реализации *DES*. Быстродействие СБИС-реализации *RSA* с 512-битовым модулем – 64 Кбит/сек. Существуют также микросхемы *RSA*, которые оперируют с 1024-битовыми числами. В настоящее время разрабатываются микросхемы, которые, используя 512-битовый модуль, приблизятся к рубежу 1 Мбит/сек. Производители так же реализуют *RSA* в интеллектуальных карточках, однако производительность этих реализаций невысока. Программная реализация *DES* примерно в 100 раз быстрее программной реализации *RSA*. Эти оценки могут незначительно могут незначительно меняться в зависимости от используемых технологий, но *RSA* никогда не достигнет производительности симметрических алгоритмов.

Шифрование *RSA* выполняются намного эффективнее, если правильно выбрать значение e . Чаще всего используются 3, 17 или $65537 = 2^{16} + 1$ – двоичное представление этого числа содержит только две единицы, поэтому для возведения в степень нужно выполнить лишь 17 умножений. Стандарт *X.509* рекомендует число 65537, *PEM* – 3, *PKCS#1* – 3 или 65537. Использование в качестве e любого из указанных значений (при условии, что сообщение дополняется случайными числами) не влияет на криптостойкость, даже если одно и то же значение e используется группой пользователей. Операции с секретным ключом можно ускорить при помощи китайской теоремы об остатках, если сохранить значения p и q , а так же заранее по секретному и открытому ключам вычислить вспомогательные значения: $d \bmod (p-1)$, $d \bmod (q-1)$ и $q^{-1} \bmod p$.

Криптостойкость *RSA*

Предполагается, что криптостойкость *RSA* связана с решением задачи разложения на множители больших чисел. Однако не было строго доказано, что нужно разложить n на множители, чтобы восстановить m по c и e . Не исключено, что может быть открыт совсем иной способ криптоанализа *RSA*. Однако если этот новый способ позволит криптоаналитику получить d , он также может быть использован для разложения на множители больших чисел. Так же можно атаковать *RSA*, определив значение $(p-1)(q-1)$. Однако этот метод не проще разложения n на множители. Доказано, что при использовании *RSA* раскрытие даже нескольких битов информации по шифротексту не легче, чем дешифрования всего сообщения. Самой очевидной атакой на *RSA* является разложение n на множители. Любой противник сможет получить

открытый ключ e и модуль n . Чтобы найти ключ дешифрования d , противник должен разложить n на множители. Криптоаналитик может перебирать все возможные d , пока не подберет правильное значение. Но подобная силовая атака даже менее эффективна, чем попытка разложения n на множители. В 1993 г. Был предложен метод криптоанализа, основанный на малой теореме Ферма. К сожалению, этот метод оказался медленнее разложения на множители. Существует еще одна проблема. Большинство общепринятых тестов устанавливает простоту числа с некоторой вероятностью. Что произойдет, если p или q окажется составным? Тогда у модуля n будет три или более делителей. Соответственно некоторые делители будут меньше рекомендованной величины, что, в свою очередь, открывает возможности для атаки путем факторизации модуля. Другая опасность заключается в генерации псевдопростых чисел (чисел Кармайкла), удовлетворяющих тестам на простоту, но при этом не являющихся простыми. Однако вероятность генерации таких чисел пренебрежимо мала. На практике, последовательно применяя набор различных тестов на простоту, можно свести вероятность генерации составного числа до необходимого минимума.

Итоги по безопасности. На основании известных атак можно сформулировать следующие ограничения при использовании *RSA*:

- знание одной пары показателей шифрования/дешифрования для данного модуля позволяет злоумышленнику разложить модуль на множители;
- знание одной пары показателей шифрования/дешифрования для данного модуля позволяет злоумышленнику вычислить другие пары показателей, не раскладывая модуль на множители;
- в криптографических протоколах с использованием *RSA* общий модуль использоваться не должен. (Это является очевидным следствием предыдущих двух пунктов.);
- для предотвращения раскрытия малого показателя шифрования сообщения должны быть дополнены («набиты») случайными значениями;
- показатель дешифрования должен быть большим.

Отметим, что недостаточно использовать криптостойкий алгоритм; безопасной должна быть вся криптосистема, включая криптографический протокол. Слабое место любого из трех компонентов сделает небезопасной всю систему.

Криптосистема Эль Гамала

Криптосистему, предложенную Эль Гамалем в 1985 г. [9] можно использовать как для цифровых подписей, так и для шифрования. Криптостойкость определяется трудоемкость вычисления дискретного алгоритма в конечном поле. Криптоалгоритм не запатентован, но попадает под действие патента на метод экспоненциального ключевого обмена Диффи-Хеллмана. Данная система является альтернативой *RSA* и при равном значении ключа обеспечивает ту же криптостойкость. В отличие от *RSA* метод Эль Гамала основан на проблеме дискретного логарифма. Если возводить число в степень в конечном

поле достаточно легко, то восстановить аргумент по значению (то есть найти логарифм) довольно трудно.

Для генерации пары ключей сначала выбираются простое число p и два случайных числа g и x ; оба этих числа должны быть меньше p . Затем вычисляется $y = g^x \bmod p$.

Открытым ключом являются y , g и p . И g , и p можно сделать общими для группы пользователей. Секретным является x .

Вычисление и проверка подписи

Чтобы подписать сообщение M , сначала выбирается случайное число k , взаимно простое с $p-1$. Затем вычисляется $a = g^k \bmod p$, и с помощью расширенного алгоритма Евклида из уравнения $M = (xa + kb) \bmod (p-1)$ находится b . Подписью является пара чисел: a и b . Случайное значение k должно храниться в секрете. Для проверки подписи необходимо убедиться, что $y^a a^b \bmod p = g^M \bmod p$.

Каждая новая подпись требует нового значения k , и это значение должно выбираться случайным образом. Если злоумышленник раскроет k , используемое Алисой, он сможет раскрыть секретный ключ Алисы x . Если злоумышленник сможет получить два сообщения, подписанные при помощи одного и того же k , он сможет раскрыть x , даже не зная k .

Рассмотрим простой пример. Выберем $p = 11$ и $g = 2$. Пусть секретный ключ $x = 8$. Вычислим

$$y = g^x \bmod p = 2^8 \bmod 11 = 3.$$

Открытым ключом являются $y = 3$, $g = 2$ и $p = 11$. Чтобы подписать $M = 5$, сначала выберем случайное число $k = 9$. Убедимся, что $\gcd(9, 10) = 1$. Далее вычислим

$$a = g^k \bmod p = 2^9 \bmod 11 = 6,$$

и затем с помощью расширенного алгоритма Евклида найдем b из уравнения

$$5 = (8 \cdot 6 + 9 \cdot b) \bmod 10.$$

Решение: $b = 3$, а подпись представляет собой пару: $a = 6$ и $b = 3$. Для проверки подписи убедимся, что $y^a a^b \bmod p = g^M \bmod p$:

$$3^{663} \bmod 11 = 25 \bmod 11.$$

Шифрование/дешифрование

Некоторая модификация позволяет использовать криптосистему для шифрования/дешифрования сообщений.

Для шифрования сообщения M сначала выбирается случайное число k , взаимно-простое с $p-1$. Затем вычисляются:

$$a = g^k \bmod p, \quad b = y^k M \bmod p.$$

Пара (a, b) является шифротекстом. Отметим, что шифротекст в два раза длиннее открытого текста.

$$M = \frac{b}{a^x} \bmod p.$$

Для дешифрования (a, b) вычисляются. Описанное преобразование это то же самое, что и экспоненциальный ключевой обмен по Диффи-Хеллману,

за исключением того, что обмен по Диффи-Хеллману, за исключением того, что это часть ключа, а при шифровании сообщение умножается на y^k .

Криптосистема Диффи-Хеллмана

Первый из опубликованных алгоритмов на основе открытых ключей появился в работе Диффи и Хеллмана [8]. Обычно этот алгоритм называют обменом ключами по схеме Диффи-Хеллмана. Данная технология

обмена ключами реализована в целом ряде коммерческих продуктов. Цель данной схемы – предоставить двум пользователям защищенную возможность обмениваться ключами. Сам по себе алгоритм ограничивается процедурой обмена ключами. В этой схеме имеются два открытых для всех числа: простое число q и целое число a – первообразный корень q^3 . Для обмена ключами пользователи A и B производят следующие вычисления.

1. Пользователи A и B выбирают случайные целые числа X_A и $X_B < q$ – секретные ключи пользователей.

2. Пользователи A и B вычисляют открытые ключи пользователей $Y_A = aX_A \bmod q$ и $Y_B = aX_B \bmod q$, открытые ключи публикуются.

3. Вычисляется общий секретный ключ:

для пользователя A : $K = (Y_B)X_A \bmod q$,

для пользователя B : $K = (Y_A)X_B \bmod q$,

очевидно, что ключи, вычисленные пользователями, одинаковы.

Криптосистема на основе эллиптических уравнений

Эллиптические кривые – математический объект [5], который может определен над любым полем (конечным, действительным, рациональным или комплексным). В криптографии обычно используются конечные поля. Эллиптическая кривая есть множество точек (x, y) , удовлетворяющее следующему уравнению: $y^2 = x^3 + ax + b$, а также бесконечно удаленная точка. Для точек на кривой довольно легко вводится операция сложения, которая играет ту же роль, что и операция умножения в криптосистемах RSA и Эль-Гамала.

В реальных криптосистемах на базе эллиптических уравнений используется уравнение: $y^2 = x^3 + ax + b \bmod p$, где $p > 2^{255}$ – простое число; $a, b \in F_p$ – коэффициенты эллиптической кривой; F_p – конечное простое поле, представляемое как множество из p целых чисел $\{0, 1, \dots, p - 1\}$; $4a^3 + 27b^2$ несравнимо с нулем по модулю p .

Проблема дискретного логарифма на эллиптической кривой состоит в следующем: дана точка G на эллиптической кривой порядка r (количество точек на кривой) и другая точка Y на этой же кривой. Нужно найти единственную точку x такую, что $Y = xG$, то есть Y есть x -я степень G .

Для шифрования выбираются хешфункция $h(\cdot)$, уравнение эллиптической кривой E и образующая точка G кривой E .

Секретным ключом является показатель l .

Открытым ключом является точка кривой $Y = l * G$.

Алгоритм шифрования имеет следующий вид:

1. Для зашифровывания сообщения m , $0 \leq m \leq q - 1$,

где q – простое число, порядок циклической подгруппы группы точек эллиптической кривой E , отправитель генерирует целое число k , $2 \leq k \leq q - 1$.

2. Вычисляется точка $R = k*G$, значение хеш-функции $h(k*Y)$ и шифрограмма $c \equiv m + h(k*Y) \pmod q$.

3. Зашифрованный текст представляет собой пару (R, c) .

Для расшифровывания получатель вычисляет точку $l*R = l*k*G = k*Y$, находит значение $h(k*Y)$ и находит сообщение $m \equiv c - h(l*R) \pmod q$.

Исследования в области эллиптических кривых показали, что криптосистемы, построенные на их основе, являются конкурентами по отношению к другим асимметричным криптосистемам, так как при эквивалентной стойкости используют ключи меньшей длины и имеют большую производительность. Более того, современные реализации показывают, что эти системы гораздо более эффективны, чем другие системы с открытыми ключами. Их производительность приблизительно на порядок выше, чем производительность *RSA*, Диффи–Хеллмана и *DSA*.

Области применения криптосистем с открытым ключом

Таблица

Система	Шифрование	Цифровая подпись	Обмен ключами
RSA	Да	Да	Да
Диффи- Хеллмана	Нет	Нет	Да
Эль Гамала	Да	Да	Да
Эллиптические кривые	Да	Да	Да

Выводы. Использование асимметричных криптографических систем не требует передачи секретного ключа, который может быть перехвачен нарушителем. Из-за низкой скорости такие криптосистемы их использую в основном для цифровой подписи и шифрования секретных ключей

Список литературы: 1. ГОСТ Р 34.10–2001. Информационная технология.Криптографическая защита информации. Процессы формирования и проверки электронной цифровой подписи. –М.: Госстандарт России. 2. *Ростовцев А. Г., Михайлова Н. В.* Методы криптоанализа классических шифров. –М.: Наука, 1995. –208 с. 3. *Диффи У.* Первые десять лет криптографии с открытым ключом //ТИИЭР, т. 76(1988)б Т56 с. 54-74. 4. *Жельников В.* Криптография от папируса до компьютера. – М.: АБФ, 1997. – 336 с. 5. *Романец Ю. В., Тимофеев П. А., Шаньгин В. Ф.* Защита информации в компьютерных системах и сетях/ Под ред. В. Ф. Шаньгина. – М.: Радио и связь, 1999. – 328 с. 6. *Саломаа А.* Криптография с открытым ключом. –М.: Мир, 1996. – 318 с. 7. *Столингс В.* Основы защиты сетей. Приложения и стандарты / Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2002. – 432 с. : ил. 8. *Diffie W. and Hellman M.* New directions in cryptography // IEEE Transactions on Information Theory. – November, 1976. 9. *ElGamal T.* A public key cryptosystem and a signature scheme based on discrete logarithms //IEEE Transactions on Information Theory. – 1985. – V. IT-31. – п 4. – P. 469–472. 10. *Баричев С. В.* Криптография без секретов. –М.: Наука, 1998. –120 с.

Поступила в редколлегию 08.11.2008

С.І. КОНДРАШОВ, д-р. техн. наук, *М.І. ОПРИШКІНА*, НТУ “ХПІ”

АНАЛІЗ НЕЛІНІЙНОСТІ РЕЛЯЦІЙНО-РІЗНИЦЕВОГО ОПЕРАТОРА ТЕСТОВОЇ КОРЕКЦІЇ ДЛЯ ДРОБОВО-РАЦІОНАЛЬНИХ ФУНКЦІЙ ПЕРЕТВОРЕННЯ

Проведено аналіз нелінійності реляційно-різницевого оператора тестової корекції вхідного сигналу вимірювального перетворювача, що має дробово-раціональну функцію перетворення та визначено константи, що дозволяють визначити параметри системи тестового контролю та необхідну кількість додаткових вимірювань.

The analysis nonlinear forms relationship relational-different correction operator input signal of the measuring converter is organized, which has is crushed-rational float and is determined constants, that allow to choose the parameters of the test system checking and define the necessities an amount additional measurements.

На цей час достатньо ґрунтовно розглянуті тестові методи контролю вимірювальних перетворювачів (ВП) з поліноміальною моделлю функції перетворення [1–4]. У той же час, цілий ряд ВП, наприклад ємнісні, електромагнітні, мають дробово-раціональну функцію перетворення (ДРФП). Принципова можливість тестового контролю таких ВП доведена у роботі [5], але до цього часу не проведено аналізу метрологічних характеристик таких тестових систем.

У роботах [5,6] було проведено теоретичний аналіз тестового контролю ВП з ДРФП для різних методів формування тестових впливів при «лінеаризації» ФП гіперболами, але не проведено оцінку похибки нелінійності самої ФП.

Метою роботи є проведення аналізу нелінійності форми зв'язку реляційно-різницевого оператора корекції вхідного сигналу вимірювального перетворювача, що має дробово-раціональну функцію перетворення та визначення константи, що дозволить визначити параметри системи тестового контролю, тобто вибрати розрядність АЦП та необхідну кількість додаткових вимірювань.

У роботі [7] було розглянуто множину моделей операторів корекції вхідного сигналу ВП з ДРФП у вигляді

$$y = a_0 + \frac{a_1}{x} \quad (1)$$

при формуванні тестових впливів $(x + \theta_1)$ і $(x - \theta_2)$. У загальному випадку оцінка дійсного значення вхідного сигналу x ВП визначається із узагальнених формул:

$$\begin{aligned}\epsilon &= \theta_1 F_1(\psi, \theta_1, \beta), \\ \epsilon &= \theta_2 F_2(\psi, \theta_2, \gamma)\end{aligned}\quad (2)$$

де ψ – реляційно-різницева модель (PPM) оператора корекції вхідного сигналу; F_1, F_2 – узагальнені моделі функціональних операторів корекції; $\beta = \theta_2 / \theta_1$, $\gamma = \theta_1 / \theta_2$ – відношення значень тестових впливів.

У роботі [7] показано, що для ВП з ДРФП (1) PPM оператора корекції матиме вигляд

$$\psi = \frac{\Delta y_{20} + \Delta y_{01}}{\Delta y_{20} - \Delta y_{01}}.$$

Значення функціональних операторів корекції F_1 і F_2 визначаються співвідношеннями:

$$F_1(\psi, \theta_1, \beta) = \frac{\Delta y_{20} + \Delta y_{01}}{\Delta y_{20} - \beta \Delta y_{01}}; \quad F_2(\psi, \theta_2, \gamma) = \frac{\Delta y_{20} + \Delta y_{01}}{\gamma \Delta y_{20} - \Delta y_{01}}. \quad (3)$$

Ці формули вказують на те, що похибка визначення оцінки ϵ визначається похибками визначення функціональних операторів корекції (3). Отримані функції F_1, F_2 мають методичну похибку нелінійності, яка є визначальною.

Задана вище функція F є нелінійною. Також до її складу входять результати вимірів Δ_{ij} , отримані опосередковано. Отже, щоб оцінити похибку оператора корекції F , необхідно використати метод лінеаризації. Він передбачає розкладання нелінійної функції в ряд Тейлора [8].

У загальному випадку реляційно-різницеві оператори тестової корекції (3) задаються у вигляді [1]:

$$F = f(\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_m).$$

Для оцінки результату і похибки вимірювань знайдемо ефективні оцінки $\hat{\Delta}_{ij}$ дійсних значень Δ_{ij} . Такі оцінки забезпечуватимуть найбільшу точність результату опосередкованих вимірювань значення Y .

$$\overset{\circ}{\Delta} F = \hat{F} - F; \quad \overset{\circ}{\Delta}(\Delta_i) = \hat{\Delta}_i - \Delta_i,$$

де $\overset{\circ}{\Delta} F$, $\overset{\circ}{\Delta}(\Delta_i)$ – абсолютні випадкові похибки оцінок \hat{F} та $\hat{\Delta}_i$ відповідно.

Враховуючи, що в результатах прямих вимірів Δ_{ij} присутні тільки випадкові похибки квантування сигналу, можна записати

$$F = \hat{F} - \overset{\circ}{\Delta} F = f\left[\left(\hat{\Delta}_1 - \overset{\circ}{\Delta}(\Delta_1)\right), \left(\hat{\Delta}_2 - \overset{\circ}{\Delta}(\Delta_2)\right), \dots, \left(\hat{\Delta}_m - \overset{\circ}{\Delta}(\Delta_m)\right)\right]. \quad (4)$$

Зважаючи на те, що відношення $\overset{\circ}{\Delta}_i / \hat{\Delta}_i \ll 1$, функцію (4) розкладемо у ряд Тейлора, у якому обмежимося лінійним наближенням

$$F = \hat{F} - \overset{\circ}{\Delta} F = f(\hat{\Delta}_1, \hat{\Delta}_2, \dots, \hat{\Delta}_m) - \sum_{i=1}^m \frac{\partial f}{\partial \Delta_i} \overset{\circ}{\Delta}(\Delta_i) + R. \quad (5)$$

де $f(\hat{\Delta}_1, \hat{\Delta}_2, \dots, \hat{\Delta}_m)$ – нелінійна форма залежності вимірюваної величини F від аргументу функції Δ_i .

$$R = \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^m \frac{\partial^2 f}{\partial \Delta_i \partial \Delta_j} \overset{\circ}{\Delta}(\Delta_i) \overset{\circ}{\Delta}(\Delta_j) - \text{залишковий член ряду Тейлора [8].}$$

Перепишемо (5) у вигляді двох рівнянь:

$$\hat{F} = f(\hat{\Delta}_1, \hat{\Delta}_2, \dots, \hat{\Delta}_m),$$

$$\overset{\circ}{\Delta} F = \sum_{i=1}^m \frac{\partial f}{\partial \Delta_i} \overset{\circ}{\Delta}(\Delta_i) + \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^m \frac{\partial^2 f}{\partial \Delta_i \partial \Delta_j} \overset{\circ}{\Delta}(\Delta_i) \overset{\circ}{\Delta}(\Delta_j) = \sum_{i=1}^m \frac{\partial f}{\partial \Delta_i} \overset{\circ}{\Delta}(\Delta_i) + R. \quad (6)$$

Залишковим членом ряду Тейлора можна знехтувати за умови

$$R \leq 0,8 \sqrt{\sum_{i=1}^m \left(\frac{\partial f}{\partial \Delta_i} \right)^2 \hat{\sigma}_{\Delta}^2},$$

$$R \leq 0,8 \cdot S. \quad (7)$$

На практиці їм нехтують, як правило, без перевірки цієї умови і залишають у (6) лише лінійні за похибкою члени ряду. Але у системах тестового контролю ця перевірка стає необхідною тому, що значення вимірюваного вихідного сигналу є на порядок більшим, ніж значення різниць Δ_{ij} . Також, при використанні різницевих величин підсилюється вплив випадкової похибки. У найгіршому випадку ця складова похибки подвоюється [1]. За цих умов стає необхідним виконати перевірку умови (7). Закон розподілу щільності ймовірності значень $\overset{\circ}{\Delta}_{ij}$ є трикутним, а середньоквадратичне відхилення випадкової похибки становить

$$\sigma(\overset{\circ}{\Delta}_{ij}) = \frac{q}{\sqrt{6k}}, \quad (8)$$

де k – кількість вимірювань різниць Δ_{ij} .

Визначимо залишковий член ряду Тейлора R за формулою

$$R = \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^n \frac{\partial^2 F}{\partial \Delta y_{ij}^2} \left(\overset{\circ}{\Delta}(\Delta y_{ij}) \right)^2.$$

Після підстановки похідних, отримаємо

$$R = \frac{1}{2} \left[\frac{2\Delta y_{01} (\beta + 1)}{(\Delta y_{20} - \beta \Delta y_{01})^3} + \frac{2\beta \Delta y_{20} (\beta + 1)}{(\Delta y_{20} - \beta \Delta y_{01})^3} - \frac{2(\beta + 1)(\Delta y_{20} + \beta \Delta y_{01})}{(\Delta y_{20} - \beta \Delta y_{01})^3} \right] \times \\ \times \overset{\circ}{\Delta}(\Delta y_{01}) \cdot \overset{\circ}{\Delta}(\Delta y_{20}).$$

У цій формулі максимальні випадкові похибки вимірювання різниць сигналів дорівнюють шагу квантування $\overset{\circ}{\Delta}(\Delta y_{01}) = \overset{\circ}{\Delta}(\Delta y_{20}) = q$ засобу вимірювання [1], а тому можна записати

$$R = q^2 \frac{(\beta - 1)(\Delta y_{01} - \Delta y_{20})}{(\Delta y_{20} - \beta \Delta y_{01})^3}. \quad (9)$$

Перейдемо до відносних значень R , поділивши його на функцію F :

$$\tilde{R} = \frac{R}{F} = q^2 \frac{(\beta^2 - 1)(\Delta y_{01} - \Delta y_{20})}{(\Delta y_{01} + \Delta y_{20}) \cdot (\Delta y_{20} - \beta \Delta y_{01})^2}. \quad (10)$$

Перейдемо до визначення правої частини виразу (7). Перепишемо цей вираз у відносній формі

$$\tilde{S} = \frac{S}{F} = \frac{\sigma(\beta + 1)}{(\Delta y_{20} - \beta \Delta y_{01})(\Delta y_{01} + \Delta y_{20})} \sqrt{\Delta y_{01}^2 + \Delta y_{20}^2}. \quad (11)$$

Перевіримо виконання умови (7) Враховуючи (8), можна записати

$$\frac{q(\beta - 1)(1 - \psi_0)}{\Delta y_{01}(\psi - \beta)} \leq 0,8 \frac{1}{\sqrt{6k}} \sqrt{1 + \psi_0^2} \quad (12)$$

де $\psi_0 = \frac{\Delta y_{20}}{\Delta y_{01}}$.

З (12) видно, що при $\beta = 1$, тобто коли тести рівні за абсолютним значенням, умова малості залишкового члену ряду виконується завжди.

Для того, щоб врахувати похибку нелінійності, необхідно визначити параметри системи тестового контролю. Шаг квантування засобу вимірювання визначається як

$$q = \frac{Y_{\max}}{2^n - 1} \cong \frac{Y_{\max}}{2^n},$$

коли $2^n \gg 1$, де n – кількість розрядів АЦП.

Тоді (12) перепишеться у вигляді

$$\frac{1}{2^n} D_y D_{\Delta y} \frac{(\beta - 1)(1 - \psi_0)}{(\psi - \beta)} \leq 0,8 \frac{1}{\sqrt{6k}} \sqrt{1 + \psi_0^2}, \quad (13)$$

де $D_y = \frac{Y_{\max}}{Y}$ – динамічний діапазон значення вхідного сигналу ВП;

$D_{\Delta y} = \frac{Y}{\Delta y_{01}}$ – динамічний діапазон значення тестового впливу.

У нерівності (13) у правій частині знаходиться СКВ результату вимірювання значення оцінки вхідного сигналу після здійснення тестових впливів. По суті це точність визначення дійсного значення вхідного сигналу при тестовому контролі. Збільшення кількості надлишкових вимірювань k дозволяє підвищувати точність системи тестового контролю, але при цьому можливо невиконання умови (13). Це зумовлюється тим, що значення кроку квантування q не змінюється. Зменшення q призводить до виконання умови (13), тобто для більш точних вимірювань \hat{x} необхідно підвищувати розрядність АЦП.

Доцільно розглянути комплексний підхід до вирішення задачі вибору АЦП та кількості надлишкових вимірювань k з урахуванням заданої точності тестового контролю і виду функції оператора корекції.

Визначимо число розрядів АЦП при $n = n_{\text{КР}}$

$$\begin{aligned} \frac{1}{2^n} D_y D_{\Delta y} \frac{(\beta-1)(1-\psi_0)}{(\psi-\beta)} &= 0.8 \frac{1}{\sqrt{6k}} \sqrt{1+\psi_0^2}; \\ 2^n &= \frac{\sqrt{6k} D_y D_{\Delta y} (\beta-1)(1-\psi_0)}{0.8 \sqrt{1+\psi_0^2} (\psi_0-\beta)}; \\ n_{\text{КР}} &= \log_2 \frac{1.25 \sqrt{6k} D_y D_{\Delta y} (\beta-1)(1-\psi_0)}{\sqrt{1+\psi_0^2} (\psi_0-\beta)}. \end{aligned} \quad (14)$$

Формула (14) дозволяє визначити мінімальне число розрядів АЦП $n_{\text{КР}}$ при якому можна нехтувати систематичною похибкою.

З іншого боку S_x визначає відносну похибку вимірювання, граничне значення якої можна знайти за формулою

$$\delta x_p = \frac{\Delta x_p}{\epsilon} \quad (15)$$

де Δx_p – граничне значення абсолютної похибки, що дорівнює $\Delta x_p = 1.6 \cdot S_x$ з довірчою ймовірністю $P_{\text{ДОВ}} = 0,95$; ϵ – оцінка значення вхідного сигналу $\epsilon = F \cdot \theta$.

Знайдемо СКВ результату вимірювання, як

$$S_x = S(F) \cdot \theta.$$

Тоді

$$\delta x_p = \frac{1.6\sigma(\beta+1)\sqrt{1+\psi_0^2}}{\Delta y_{01}(\psi-\beta)(\psi_0+1)}. \quad (16)$$

За умови, що значення σ визначають з (8), можна знайти кількість розрядів АЦП n , що забезпечить необхідну точність системи тестового контролю

$$n = \log_2 \frac{1.6DyD\Delta y(\beta+1)\sqrt{1+\psi_0^2}}{\delta x_p \sqrt{6k}(\psi_0-\beta)(\psi_0+1)}. \quad (17)$$

За умови рівності $n = n_{кр}$, отримаємо

$$C = \delta x_p \cdot k = 0,213 \frac{(\beta+1)(1+\psi_0^2)}{(\beta-1)(1-\psi_0^2)} \quad (18)$$

Значення $C = \delta x_p \cdot k$ є константою для заданої різницевої моделі F_1 оператора корекції. Ця константа залежить від співвідношення тестових впливів, що може становити значення від 1 до 2 та мати різні знаки. Константа C дозволяє при заданій похибці вимірювання δx_p визначити кількість багаторазових вимірювань при заданій похибці оцінки ϵ .

Значення констант C було розраховано для усіх видів функцій операторів корекції F_i (3). Аналізуючи отримані дані, можна зробити висновок, що значення C залежить лише від відношення тестів θ_1/θ_2 , тобто від β або γ .

Отримані результати дозволяють розробити інженерний метод розрахунку параметрів системи тестового контролю.

Список літератури: 1. *Кондрашов С.І.* Методи підвищення точності систем тестових випробувань електричних вимірювальних перетворювачів у робочих режимах: Монографія. – Харків.: НТУ “ХПИ”, 2004. – 224 с. 2. *Кондрашов С.І., Володарський Є.Т., Опришкіна М.І.* Розрахунок похибок нелінійності реляційно-різницевих операторів корекції похибок вимірювальних перетворювачів // Український метрологічний журнал. –2004. –Вип. 1. – 2004. –С. 52-57. 3. *Туз Ю.М.* Структурные методы повышения точности измерительных устройств. –К.: Вища школа. Головное изд-во, 1976. –256 с. 4. *Бромберг Э.М., Куликовский К.Л.* Тестовые методы повышения точности измерений. –М.: Энергия, 1978, -176 с. 5. *Кондрашов С.І., Опришкіна М.І.* Реляційно-різницевої моделі операторів корекції вимірювальних перетворювачів з дробово-раціональними функціями перетворення // Вестник НТУ “ХПИ”. Сб. науч. трудов. Тематическое издание: Автоматика и приборостроение. – Харьков.: НТУ “ХПИ”. –2005.–Вип. 7. –С. 77-80. 6. *Лиманова Н.І.* Тестовый метод повышения точности измерений датчиков с нелинейными дробно-рациональными функциями преобразования. // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2000. – № 10. – С. 28-31. 7. *С.І.Кондрашов, М.І. Опришкіна Ю.О. Скрипник* Лінеаризація оператора корекції похибок вимірювального перетворювача методом гіпербол // Наук. праці ВІ МНТК “Метрологія та вимірювальна техніка” у 2-х томах. Т.2. –Харків: ХДНДІМ, 2008. –С. 297-300. 8. ГСИ. Измерения косвенные. Определение результатов измерений и оценивание их погрешностей М.: Изд-во стандартов. 1991. – 9 с.

Надійшла в редколегію 15.12.2008

Л.В. КОНСТАНТИНОВА, канд. техн. наук, проф.,
А.В. КЛИМЕНКО (г. Харьков)

ИНТЕГРИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ МЕНЕДЖМЕНТА КАЧЕСТВА

Запропоновано підходи до побудови інтегрованих систем менеджменту відповідно вимогам міжнародних стандартів. Наведено модель інтегрованої системи. Описано етапи її розробки та впровадження.

The approaches to the construction of the integrated management systems according the international standards are considered. Model of the integrated systems is given. Stages of her elaboration and inculcation are considered.

С конца 90-х годов прошлого века многие организации, как за рубежом, так и в Украине проявляют все больший интерес к интегрированным системам менеджмента (ИСМ). В общепризнанном понимании, ИСМ – это часть системы общего менеджмента предприятия, отвечающая требованиям двух или более международных стандартов на системы менеджмента и функционирующая как единое целое. К числу наиболее широко используемых для построения ИСМ стандартов относятся: стандарты *ISO* серии 9000 на системы менеджмента качества, серии 14000 на системы экологического менеджмента, стандарты *OHSAS (Occupational Health and Safety Assessment Series)* серии 18000 на системы менеджмента промышленной безопасности и охраны труда, стандарт *SA (Social Accountability)* 8000 на системы социального и этического менеджмента. В этот перечень также включают стандарты, разработанные на основе *ISO* серии 9000 для применения в конкретных отраслях, в том числе стандарты на системы управления безопасностью пищевой продукции, базирующиеся на принципах *HACCP (Hazard Analysis and Critical Control Points)* – анализ рисков и критические контрольные точки) и на принципах *GMP (Good Manufacturing Practice)* – надлежащая производственная практика).

Наиболее эффективным и широко используемым способом совершенствования управления предприятием в настоящее время является внедрение интегрированных систем менеджмента, созданных на основе требований стандартов *ISO 9001* [1], *ISO 14001* [2], *OHSAS 18001* [3] и некоторых других.

Интеграция создает основу для планирования и выделения ресурсов, определения общих целей и оценки общей эффективности организации. Внутренний аудит используется для оценки соответствия собственным требованиям организации по всем направлениям деятельности.

Интегрированные системы менеджмента строятся на основе системного подхода к управлению предприятием, позволяющего связать в единое целое различные аспекты деятельности, оказывающие в итоге значимое влияние на

успешную работу всего предприятия. Деятельность любого предприятия связана с рисками, которые определяют основные потери. Целью создания интегрированной системы менеджмента является совместное оптимальное управление рисками, что обеспечивает сокращение материальных и организационных ресурсов.

Создание ИСМ строится на принципах, установленных международными стандартами. При этом из восьми основных сформулированных в стандартах *ISO* серии 9000 принимаются в качестве базовых следующие четыре принципа:

- процессный подход;
- системный подход;
- лидерство руководителя;
- вовлечение работников.

Реализация этих принципов позволяет наилучшим образом обеспечить интеграцию отдельных стандартов в единую систему.

Организационно-методическим фундаментом для создания интегрированных систем служат стандарты *ISO* серии 9000. Это обусловлено тем, что базовые понятия и принципы, сформулированные в этих стандартах, в наибольшей мере соответствуют понятиям и принципам общего менеджмента. При этом особую значимость представляет процессный подход, который не опосредованно (как это имеет место при функциональном подходе), а непосредственно отражает реальные процессы, осуществляемые в современном бизнесе. Немаловажно и то, что введение в действие стандартов *ISO* серии 9000 в исторической ретроспективе предшествовало введению в действие других международных стандартов на системы менеджмента и во многом предопределило методологию их построения.

В настоящее время Международная организация по стандартизации *ISO* сделала первый шаг в создании универсального стандарта, подготовив рекомендации для разработчиков стандартов на системы менеджмента, в которых определены основные принципы и общие элементы этих систем [4].

Согласно этим рекомендациям, к основным принципам, на которых должны основываться системы менеджмента, отнесены: процессный подход и подход на основе так называемого динамического цикла Деминга-Шухарта «Планируй – Делай – Проверь – Действуй» (*PDCA*). К общим элементам систем менеджмента относятся: политика, планирование, внедрение и функционирование, оценка деятельности, улучшение, анализ руководства.

С учетом сформулированных подходов базовая модель ИСМ, объединяющая системы менеджмента: качества, экологических аспектов и безопасности персонала, – может быть представлена в следующем виде (рис. 1).

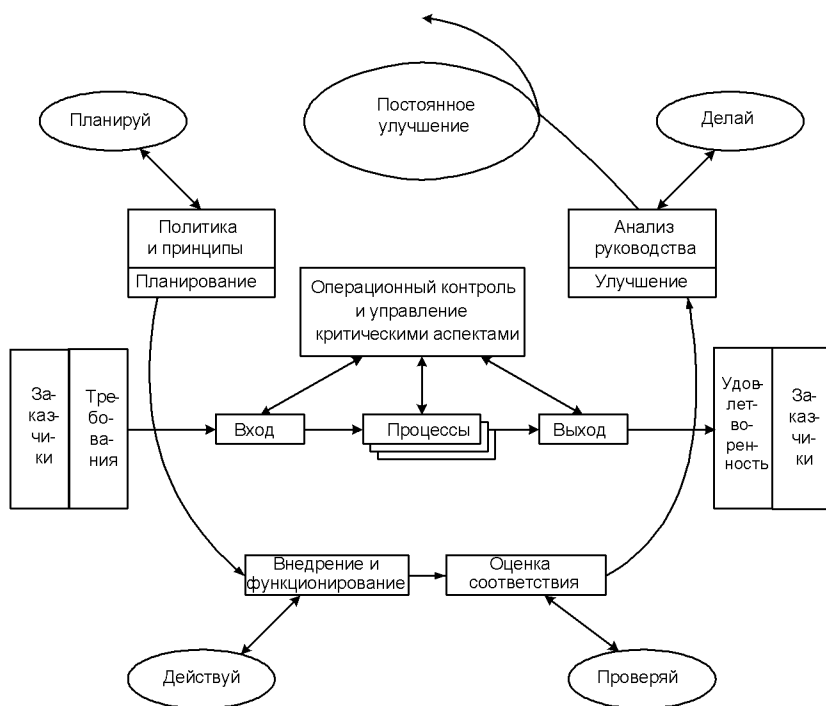


Рис. 1. Модель интегрированной системы менеджмента

Порядок создания ИСМ может быть таким же, как и при создании СМК согласно стандартам *ISO* серии 9000. В общем случае этот порядок предлагается изобразить в виде пяти этапов (рис. 2).

На первом этапе, приступая к разработке системы, высшее руководство должно проанализировать не только явные выгоды от внедрения системы, но и возможные риски, а также масштаб, сложность и продолжительность работы. Важно оценить уровень компетентности своих менеджеров и специалистов для успешного выполнения этой работы, определить целесообразность привлечения внешних консультантов. При этом исключительно важно предпринять меры, направленные на обеспечение психологической устойчивости персонала организации. На этом этапе формируется рабочая группа по разработке ИСМ, организуется ее обучение; проводится оценочный аудит существующей в организации системы управления.

На этапе проектирования выбираются международные стандарты системы менеджмента; формулируется политика высшего руководства в

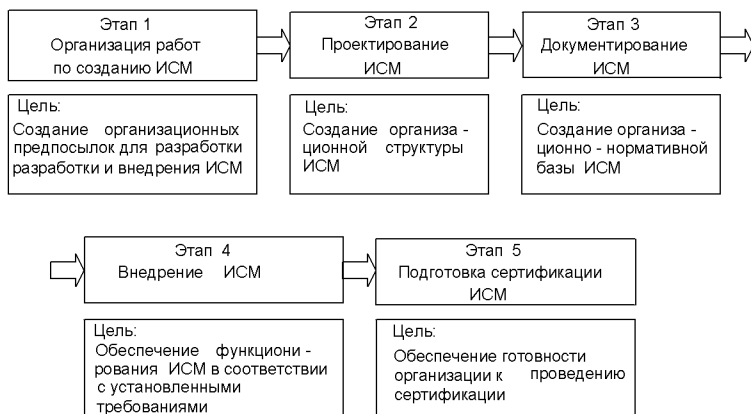


Рис. 2. Этапы создания ИСМ

области распространения ИСМ; устанавливаются измеримые цели; идентифицируются процессы организации, на которые распространяется действие ИСМ; определяется их последовательность и взаимодействие; назначаются владельцы и руководители процессов, ответственные за их результативное и эффективное управление; определяются конкретные требования международных стандартов на проектируемую ИСМ, которые должны выполняться в каждом процессе (решение данной задачи является ключевым при разработке ИСМ); устанавливаются параметры мониторинга процессов; определяются методы и средства для проведения мониторинга, измерений и анализа процессов; формируются критерии оценки результативности и эффективности процессов и ИСМ в целом. По сути дела, речь идет о реализации процессного подхода в соответствии с требованиями стандарта *ISO 9001:2000*.

Целью документирования является создание организационно- нормативной основы для построения, функционирования и постоянного улучшения ИСМ. Качественное документирование ИСМ должно обеспечить решение таких задач, как установление требований к осуществлению процессов, правильное понимание этих требований, воспроизводимость, прослеживаемость процессов и оценивание достигнутых результатов. Документирование ИСМ предусматривает определение состава и структуры документов ИСМ, установление правил их разработки и идентификации и подготовку этих документов.

На этапе внедрения важно добиться, чтобы спроектированная система заработала и вошла в режим стабильного функционирования. При этом первостепенную роль начинает играть служба внутреннего аудита. Ее главной задачей становится проверка степени практического выполнения требований, установленных в документах ИСМ. Для решения этой задачи служба внутреннего аудита должна адаптировать рекомендации *ISO 19011*, распростра-

няющиеся на аудит систем менеджмента и экологии, ко всем видам деятельности организации, охватываемой интегрированной системой.

Сертификацию разработанной и внедренной в организации ИСМ следует рассматривать как логическое завершение работ по ее созданию. Объективное подтверждение соответствия ИСМ требованиям международных стандартов на системы менеджмента может стать одним из условий успешного продвижения организации на международных рынках, повысить предсказуемость бизнес-процессов организации и доверие к ней со стороны инвесторов, кредитных и страховых компаний вследствие отнесения организации к категории наименьшего риска. Нельзя не учитывать и того, что успешная сертификация, как правило, вызывает эмоциональный подъем в коллективе от качественно выполненной сложной работы.

В ходе подготовки к сертификации осуществляются: выбор органа по сертификации ИСМ, проведение предсертификационного аудита силами внутренних аудиторов и внешних консультантов, подготовка персонала к взаимодействию с внешними аудиторами.

Сертифицировать ИСМ может один или несколько органов путем последовательной сертификации входящих в нее систем менеджмента. Однако наиболее предпочтителен для организации вариант сертификации ИСМ в целом одним органом. В настоящее время подобные сертификационные услуги в Украине предлагает ряд международных организаций.

По завершению внедрения ИСМ руководство должно осознавать, что интегрированная система менеджмента не является заменой общей системы менеджмента организации. Регулятивная область ИСМ ограничивается только тем кругом вопросов, для решения которых внедрялись *ISO 9001*, *ISO 14001* и *OHSAS 18001*. Однако это не говорит о том, что интегрированная система менеджмента не эффективна для всей организации в целом. Финансовый менеджмент, менеджмент персонала, инновационный менеджмент, менеджмент рисков, менеджмент ценных бумаг и другие структурные элементы компании по-своему регулируются в рамках каждого из описанных выше стандартов.

Создание и обеспечение эффективного функционирования ИСМ даст организации много преимуществ:

- повышает согласованность действий внутри организации, усиливая тем самым синергетический эффект, заключающийся в том, что общий результат от согласованных действий выше, чем простая сумма отдельных результатов;
- минимизирует функциональную разобщенность в организации, возникающую при разработке автономных систем менеджмента;
- обеспечивает более высокую степень вовлеченности персонала в улучшение деятельности организации;
- способность ИСМ учитывать баланс интересов внешних сторон организации выше, чем при наличии параллельных систем;

- обслуживание ИСМ, как правило, значительно менее трудоемко, чем нескольких параллельных систем;
- число внутренних и внешних связей в ИСМ меньше, чем суммарное число этих связей в нескольких системах;
- объем документов в ИСМ значительно меньше, чем суммарный объем документов в нескольких параллельных системах;
- затраты на разработку, функционирование и сертификацию ИСМ ниже, чем суммарные затраты при нескольких системах менеджмента.

В настоящее время в мире быстро распространяется практика разработки и внедрения ИСМ, которые дают организациям дополнительные преимущества в конкурентной борьбе, содействуют укреплению авторитета в обществе и среди партнеров, обеспечивают экономию ресурсов, минимизируют расходы, повышают удовлетворенность персонала и заказчиков, готовность к аварийным ситуациям, уменьшают вредное воздействие на окружающую природную среду и создают основу для устойчивого развития организации.

Список использованной литературы: 1. ISO 9001: 2000. Системы менеджмента качества. Требования. 2. ISO 14001: 2004. Системы экологического менеджмента. Требования и руководство по применению. 3. OHSAS 18001: 2007. Система менеджмента в области промышленной безопасности и охраны труда. Требования. 4. www.stq.ru

Поступила в редколлегию 10.06.2008

Т.Г. МАЩЕНКО, канд. техн. наук, проф.,
М.О. БОРИСЕНКО, студентка, НТУ «ХПИ»

ДИАГНОСТИКА ЗАБОЛЕВАНИЙ СЕРДЕЧНО-СОСУДИСТОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ КОНТРОЛЯ НИЗКОАМПЛИТУДНЫХ КОЛЕБАНИЙ ЭКГ-СИГНАЛА

В статті розглянута проблема необхідності діагностування захворювань серцево- судинної системи як у дорослих людей, так і у молоді під час масового контролю стану роботи серця. Представлена сутність нового методу аналізу ЕКГ- сигналу на основі контролю низькоамплітудних коливань, за допомогою якого можна забезпечити виявлення патологій на догоспитальному етапі або побачити розвиток негативних тенденцій на самих ранніх стадіях захворювання.

The problem of needs to diagnosticate of cardiovascular system diseases as of adults also of young during mass control of state of heart working is considered in the article. The essence of a new method of analysis EKG – the signal on basis of control of low-amplitude oscillations with help of which is possible to ensure detection of pathology on pre – admission stage or to see development of negative tendency on the earliest stage of sickness is introduced.

Постановка проблемы. На сегодняшний день достаточно остро стоит вопрос диагностики заболеваний сердечно- сосудистой системы, которые являются причиной высокой смертности, как у взрослых, так и, к сожалению, у детей. Все чаще идет речь о неожиданном проявлении кардиологических заболеваний у людей, которые до этого эпизода считались здоровыми. Вследствие тенденции возрастания числа больных ишемической болезнью сердца во всем мире возникает необходимость догоспитального своевременного выявления наличия этого недуга.

Актуальной проблемой лечения и профилактики ишемической болезни сердца (ИБС), доминирующей в сердечно-сосудистых заболеваниях по распространенности и тяжести последствий, является разработка эффективных скрининговых методов для раннего выявления ишемических изменений миокарда при массовых обследованиях населения.

Цель статьи – оценка метода контроля низкоамплитудных колебаний ЭКГ – сигнала, на основании которой появляется возможность ранней диагностики выявления ишемической болезни сердца, особенно у детей при массовом контроле состояния сердечно- сосудистой системы. При этом интерпретация результатов контроля должна быть доступной врачу- терапевту.

Одним из способов предупреждения острых кардиологических состояний является использование точных скрининговых ЭКГ – технологий для оперативной и достоверной идентификации лиц, имеющих высокий риск патологических изменений миокарда. На данный момент существует большое количество методов оценки параметров ЭКГ, но для массового обследования получила широкое распространение новая технология контроля низкоамплитудных колебаний ЭКГ-сигнала, получившая название "дисперсионное кар-

тирование", и являющаяся одним из современных направлений в попытках разрешения этой проблемы. Разработка этой технологии связана с ревизией некоторых аспектов биофизических моделей электрического генератора сердца.

Однако сегодня можно с уверенностью утверждать, что ЭКГ-сигнал содержит весьма информативные компоненты, на которые почти не обращали внимание, но аналоги которых детально изучались физиками в области так называемой хаотической динамики [1].

Речь идет о небольших низкоамплитудных изменениях ЭКГ-сигнала в последовательных сердечных сокращениях, проявляющихся в незаметных случайных колебаниях линии ЭКГ на однотипных участках записи ЭКГ. Средняя амплитуда этих колебаний столь незначительна, что они традиционно интерпретируются как малозначимые шумовые помехи. Именно малые флуктуации часто несут важную диагностическую информацию, предшествующую развитию патологии и не проявляющуюся в традиционных отклонениях ЭКГ-сигнала. Идея извлечения этой важной "ранней" информации была весьма заманчива, так как она открывала путь не только к более чувствительным диагностическим приборам, но и к устройствам, обеспечивающим достаточно надежный оперативный прогноз состояния сердца. Эта идея стала особенно привлекательной, когда исследования хаотических колебаний в области нелинейной динамики, более известные в современной физике как исследования по проблеме "детерминированного хаоса", показали, что за внешней случайностью часто скрывается детерминированная закономерность. Некоторые результаты этих исследований послужили отправной точкой при анализе флуктуаций ЭКГ-сигнала.

Анализ случайных малых колебаний ЭКГ невозможен без точной модели биогенератора сердца (БГС). Вследствие этого работа по созданию алгоритмов анализа низкоамплитудных флуктуаций ЭКГ началась с формирования традиционной компьютерной модели БГС, которая была основана на расчете электрического поля двойного заряженного слоя кардиомиоцитов [2]. Модель биогенератора в данной технологии имеет очень большое значение, т.к. 60% используемых диагностических признаков извлекается при анализе низкоамплитудных флуктуаций так называемых косвенных параметров, рассчитываемых на основе модели электрических процессов в миокарде.

Электродинамическая модель сердца дает точное расчетное предсказание факта уменьшения длительности потенциала действия эпикардиальных клеток миокарда желудочков на ~30...40 мс в сравнении с эндокардиальными клетками, хотя генез этого уменьшения до настоящего времени оставался неясным. Таким образом, анализ адекватности электродинамической модели позволил сделать следующий вывод: новая модель индуцирования поверхностных потенциалов хорошо согласуется с данными, наблюдаемыми в электрофизиологических экспериментах и в клинической практике, а также дает объяснение многим проблемным фактам. Эта модель не требует какой-либо

дополнительной феноменологии при интерпретации ЭКГ-сигналов. Все ее предсказания основаны лишь на точном учете электродинамических эффектов, возникающих на мембранах огромного числа сократительных кардиомиоцитов. И, что наиболее важно, эта модель предоставляет новые формулы для расчета поверхностных потенциалов, необходимые для определения косвенных, т.е. непосредственно не измеряемых параметров с необходимой точностью [1].

Электродинамическая модель была использована в данной технологии для точного вычисления ряда косвенных параметров, необходимых для реализации полноразмерного анализа низкоамплитудных флуктуаций ЭКГ [3].

Сущность метода «дискретного картирования» заключается в следующем. Входные сигналы ЭКГ покоя длительностью 30 с оцифровывают и выделяют приблизительно 15 последовательных комплексов *QRST*. Допустимое число анализируемых комплексов *QRST* в этой технологии составляет 10...20. Далее выделенные комплексы в каждом из анализируемых отведений синхронизируют по моменту начала и получают сигналы низкоамплитудных колебаний *QRST*-комплексов в каждый момент времени регистрации (см. рис. 1).

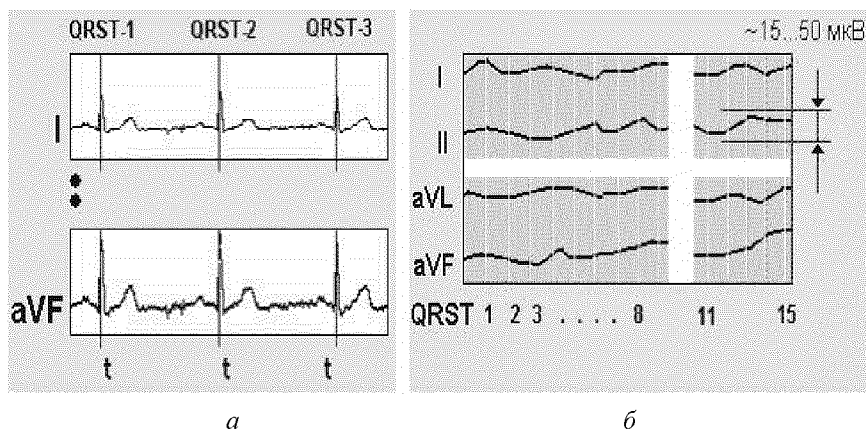


Рис. 1. Схема формирования информационной модели низкоамплитудных колебаний ЭКГ: *а* – исходные ЭКГ- сигналы с метками синхронизации в моменты времени *t*; *б* – массив низкоамплитудных колебаний ЭКГ для момента времени *t*

На рис. 1, *а* для примера показано выделение одного момента регистрации в разных комплексах *QRST*, отстоящего на ~11 мс от начала комплекса *QRS*. На рис. 1, *б* показаны 6 кривых низкоамплитудных колебаний для этого момента времени, соответствующих шести отведениям I ... *aVF* от конечностей. Величины сигналов в отведениях от конечностей I ... *aVF* рассчитывают стандартным образом по сигналам двух регистрируемых отведений I, III (электроды *L-R*, *L-F*). Пол-

ный цифровой массив флуктуаций включает аналогичные данные по 250 ... 300 моментам времени, которые полностью охватывают весь комплекс *QRST*.

Этот массив напоминает цифровые данные, анализируемые в ЭКГ-методе высокого разрешения при усреднении по времени. Принципиальной особенностью полученного массива низкоамплитудных колебаний является малый объем выборки в каждый момент времени, который составляет ~10...20 точек. Эта особенность требует специальных методов анализа, так как традиционные статистические оценки на таких коротких выборках малодостоверны или невозможны [4].

Вследствие этого, цифровой массив низкоамплитудных колебаний пропускают через специальный модуль когерентного усиления слабых сигналов – информационный усилитель. Этот модуль усиливает малые отклонения, которые повторяются во всех анализируемых комплексах *QRST* (т.е. малые отклонения, которые сильно коррелируют), но ослабляет отклонения, которые слабо коррелируют в анализируемых комплексах. Дополнительно на вход информационного усилителя подаются вторичные характеристики, рассчитанные по исходным (первичным) низкоамплитудным колебаниям на основе электродинамической модели электрического БГС. Основным объектом анализа в информационном усилителе являются дисперсионные характеристики низкоамплитудных колебаний. Термин “дисперсия” соответствует общепринятому в кардиологии определению разности между наибольшим и наименьшим значением варьирующей величины.

Дисперсионные характеристики дают интегральную оценку изменений большого числа структурных характеристик миокарда, зависящих от параметров крови, электролитного баланса, артериального давления и других факторов. Финальная процедура расчета дисперсионных характеристик состоит в определении вероятной локализации отделов миокарда с изменениями, ставшими источником дисперсионных изменений, а также в определении интегрального показателя отклонений дисперсионных характеристик от нормы в локализованных отделах. Точность вероятной локализации дисперсионных изменений определяется числом анализируемых отведений. В скрининг-анализаторе, который регистрирует отведения от конечностей, обеспечивается выделение только следующих укрупненных видов локализации изменений: задняя или боковая, боковая, передне-перегородочная или боковая, передне-перегородочная или нижняя, нижняя, нижняя со сдвигом вправо. В итоге на выходе информационного усилителя формируется поверхностная карта дисперсионных характеристик, которая отображает лишь значимые отклонения этих характеристик от нормы (см. рис. 2, а). Эта карта по определенному алгоритму проецируется на эпикардальную поверхность компьютерной трехмерной анатомической модели сердца. На экране дисплея возникает цифровая модель дисперсионных характеристик на поверхности квазиэпикарда (т.е. компьютерной модели эпикарда), которую авторы технологии назвали "портретом сердца" (см. рис. 2, б). Контролируемые таким образом дисперсионные характеристики низкоамплитудных колебаний ЭКГ отражают

характеристики повторяемости движения фронтов деполяризации и реполяризации в миокарде при каждом сокращении сердца, усредненные за время $\sim 10 \dots 20$.

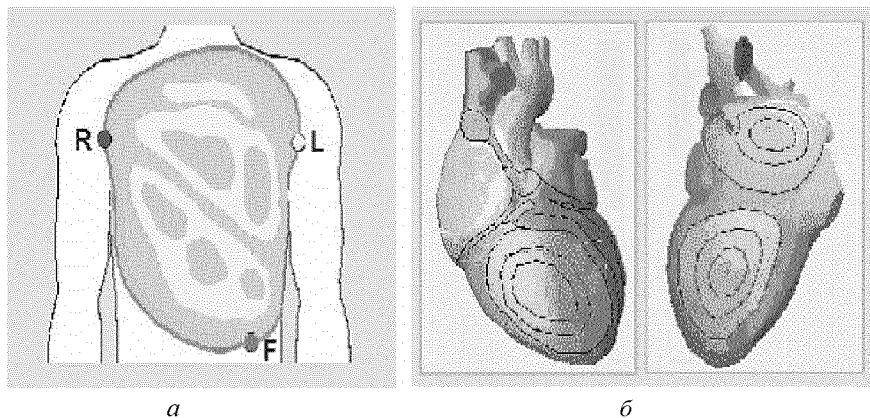


Рис. 2: *а* – поверхностная карта дисперсионных характеристик; *б* – информационная модель дисперсионных характеристик

Описанная последовательность алгоритмических операций получила название "метод дисперсионного картирования". Имеющийся сегодня опыт нескольких лет испытаний свидетельствует о бесспорном факте: среди неинвазивных и доступных для широкой клинической практики методов контроля по чувствительности к метаболическим изменениям метод дисперсионного картирования ЭКГ имеет наилучшие показатели [2]. Если основные трудности госпитальной диагностики сосредоточены преимущественно в области повышения детализации диагноза и улучшения прогностических оценок, то главной проблемой догоспитального этапа является своевременность и достоверность выявления самого факта наличия ишемических изменений, а также своевременность выявления догоспитальных состояний с высокой вероятностью летального исхода. Вследствие тенденции возрастания числа больных ИБС в индустриально развитых странах, именно скрининговые технологии являются одним из эффективных инструментов разрешения отмеченной проблемы догоспитального этапа. Кроме того, длительность контрольной процедуры составляет $\sim 1..2$ мин., сама процедура контроля не требует специальных подготовительных мероприятий и может быть выполнена без снятия одежды в положении сидя. На основе полученных результатов осуществляется детализация диагноза и улучшение прогностических ошибок.

Список литературы: 1. Томпсон Дж. М.Т. Неустойчивости и катастрофы в науке и технике: Пер. с англ. М.: Мир, 1985.2. Руководство по кардиологии. Т. 2. Методы исследования сердечно – сосудистой системы. Под ред. Чазова Е.И. М.: Медицина, 1982. 3. Патент DE 199 52 645: Soula A., Kitashine Y., Gillissen W., Verfahren und Vorrichtung zur visuellen Darstellung Uberwachung physiologischer Funktionsparameter, 2001. 4. Рябыкина Г.В., Соболев А.В. Вариабильность ритма сердца: Монография.- М., 1998.

Поступила в редколлегию 11.12.2008

Р.П. МИГУЩЕНКО, канд. техн. наук, доцент каф. ИИТС,
О.Ю. КРОПАЧЕК, канд. техн. наук, старший преподаватель каф. ТОЭ,
О.В. МАСЛОВА, магистр каф. ИИТС (г. Харьков)

АНАЛИЗ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПРЕСС-ЭКСТРУДЕРОВ МАСЛИЧНЫХ КУЛЬТУР

В статті проведений аналіз теплофізичної моделі п'ятизонного прес-екструдера маслянистих культур, визначені керуючі збурення адаптивної системи управління для досягнення цим агрегатом максимально можливого значення кількості корисного продукту – рослинної олії, підготовлена теоретична основа для розробки алгоритму функціонування системи управління згаданим агрегатом, намічені перспективи подальших досліджень

In clause the technique of analytical synthesis of models of the observer of multizoned through passage units is considered. Three models of the observer are synthesized on the basis of static thermal physical model press of cultures with oil. The opportunity of definition of optimum model for research of the characteristics of the chosen object is shown depending on the put tasks. The prospects of the further researches are planned

Постановка проблемы. Пресс-экструдеры масличных культур, предназначенные для отжима маслосодержащих культур и получения полезного продукта в виде растительных масел, являются яркими представителями агрегатов класса многозонных проходных [1]. Введение в эксплуатацию подобных объектов позволяет добиваться определенных экономических достижений, чему способствует новая промышленная политика Украины. Дальнейшее усовершенствование таких стратегически важных объектов как пресс-экструдеры масличных культур может способствовать улучшению их технических и технологических характеристик. В частности, получение максимально возможного количества растительных масел на выходе является приоритетной технико-экономической задачей для указанных агрегатов [2].

В современных условиях, наиболее рациональным поиском оптимизационных решений, является анализ моделей изучаемых объектов. Авторами был проведен детальный анализ теплофизической модели пятизонного прес-екструдера масличных культур [2], а также его модели наблюдателя [3] и выявлено что усовершенствование агрегата возможно применением новой, более совершенной системы управления.

Анализ литературы показал, что в [4] была решена задача увеличения количества растительного масла в пресс-экструдерах, за счет использования адаптивной системы управления. Управляющими воздействиями в этой системе управления являлись температуры зон нагрева. Недостатком выбора таких управлений является инерционность выхода показателей температур на заданные уровни, что ограничивало спектр использования агрегатов на производстве. Т.к. постоянные времени температур зон нагрева в агрегатах оп-

ределяются десятками минут, базовый пятизонный пресс-экструдер с производительностью 800 кг исходного сырья в смену с реализованной адаптивной системой управления способен работать эффективно только с крупными партиями сырья. При переработке малых партий (давальческая схема) происходит нарушение неравенства

$$t_{\text{д}} \ll t_{\text{э}},$$

где $t_{\text{д}}$ – время движения к экстремуму, $t_{\text{э}}$ – время стабилизации экстремума,

что приводит к эффекту постоянного поиска экстремума, не выхода на экстремум за необходимый отрезок времени, работы в неоптимальных температурных диапазонах, и, как следствие, потери выходного полезного продукта. В данной статье авторами предпринята попытка нахождения других управляющих воздействий, использование которых позволит устранить (уменьшить) указанные выше недостатки работы пресс-экструдера масличных культур.

Целью статьи является анализ теплофизической модели пятизонного пресс-экструдера масличных культур, определение управляющих воздействий системы управления для достижения этим агрегатом максимально возможного значения количества полезного продукта (растительного масла), подготовка обоснования для разработки алгоритма функционирования системы управления исследуемым агрегатом.

Анализ теплофизической модели пресс-экструдера масличных культур. В качестве базовой модели пресс-экструдера выбираем [2]:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_1 = \frac{qP}{MC_1} + \frac{qQl_1}{MC_1l}, \\ T_2 = T_1 + \frac{qP}{MC_2} + \frac{qQl_2}{MC_2l}, \\ T_3 = T_2 \exp\left(-\frac{\alpha qS_3}{\beta_1 MC_3}\right) + \frac{qQl_3}{MC_3l}, \\ T_4 = T_3 + \frac{qP}{\beta_1 MC_4} + \frac{qQl_4}{MC_4l}, \\ T_5 = T_4 \exp\left(-\frac{\alpha qS_5}{\beta_2 MC_5}\right) + \frac{qQl_5}{MC_5l}, \end{array} \right. \quad (1)$$

где T_1, T_2, T_4 – температура сырья в зонах нагрева, T_3, T_5 – температура сырья в зерновых зонах, C_1, \dots, C_5 – плотность сырья в соответствующих зонах, P – мощность нагревателя, Q – мощность внутреннего тепловыделения, α – коэффициент теплового обмена, M – масса проходящего сырья, q – коэффициент связи, S_3, S_5 – площадь зерновых зон, сквозь которые выносятся растительное масло, l_1, l_2, l_4 – длина зон нагрева, l_3, l_5 – длина зерновых зон, β_1, β_2 – количество массы, переходящей в следующую зону.

Уравнение (1) можно представить в виде:

$$\begin{cases} T_1 = A_1 + B_1, \\ T_2 = T_1 + A_2 + B_2, \\ T_3 = T_2 \exp\left(-\frac{A_3}{\beta_1}\right) + Q_1 B_3, \\ T_4 = T_3 + A_4 + B_4, \\ T_5 = T_4 \exp\left(-\frac{A_5}{\beta_2}\right) + Q_2 B_5. \end{cases} \quad (2)$$

Коэффициенты $A_1, A_2, \dots, A_5, B_1, B_2, \dots, B_5$ в (2) интегрально отображают свойства сырья (масличность, влажность, засоренность, дисперсность, сорт, тип (семена подсолнечника, сои, рапса, хлопка и т.д.)), индивидуальные особенности оборудования, условия эксплуатации. Изменения названных выше параметров приводит к изменению коэффициентов A_i, B_i . Например, увеличение влажности сырья приводит к уменьшению трения, а, значит, к снижению мощности внутреннего тепловыделения Q , а это, в свою очередь, изменяет коэффициенты B_i и т.д. В общем случае, изменение любого физического параметра (см. рис. 1.2), из рассмотренных в разделе 1, приводит к изменению коэффициентов A_i, B_i .

Из модели (2) возможно определить модель наблюдателя, которая отражает функциональную зависимость:

$$h = f(T_2, T_3, T_5, Q_1, Q_2, A_i, B_i), \quad (3)$$

где η – количество полезного продукта.

Модель наблюдателя (3) из (2) можно получить в виде:

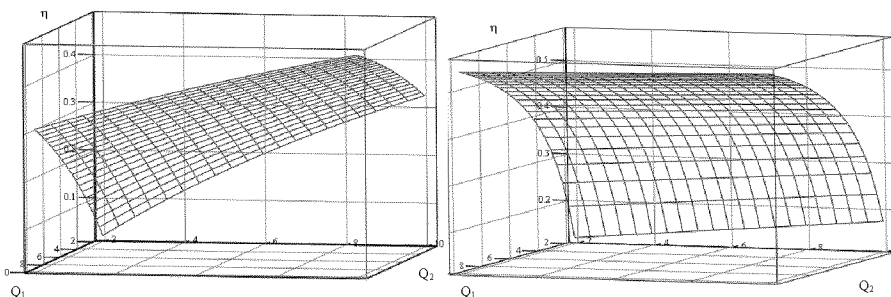
$$\eta = 1 - \frac{A_5}{\ln\left(\frac{T_3 + \frac{A_4}{\beta_1} + B_4}{T_5 - Q_2 B_5}\right)}$$

где β_1 определяется как:

$$\beta_1 = \frac{A_3}{\ln\left(\frac{T_2}{T_3 - Q_1 B_3}\right)}$$

Моделирование процессов в пресс-экструдере масличных культур.

На рисунке представлен пример графических изображений демонстрирующих зависимость $\eta = f(Q_1, Q_2)$ при различных значениях A_i, B_i , полученных моделированием на ПК.



Полученные изображения указывают на их тождественность изображениям приведенным в [4], что позволяет применить подобный аппарат (адаптивную систему управления) для достижения максимального количества полезного продукта пресс-экструдерами масличных культур.

Выводы. Проведенные исследования продемонстрировали, что при помощи подбора управляющих воздействий Q_1 , Q_2 можно добиться максимального значения η при различных значениях A_i , B_i . Варьирование Q_1 , Q_2 на практике достигается сужением-расширением выходных отверстий зерновых зон путем использования соответствующего привода. При этом постоянные времени такого регулирования будут на порядок меньше чем в системе, описанной в [4].

Перспективы дальнейших исследований. На основании результатов изложенных исследований возможна разработка алгоритма функционирования адаптивной системы управления пресс-экструдерами масличных культур. Этот алгоритм способен обеспечивать достижение максимального выхода из исследуемого агрегата растительных масел в зависимости от текущих параметров сырья и условий внешней среды.

Список литературы: 1. Сулима В.В., Овчаренко А.И., Мигущенко Р.П. Технология и оборудование для производства растительных масел НПП "Экструдер" // Масложировая промышленность. – 1998. - №4. - С.14–15. 2. Овчаренко А.И., Сухер А.Н., Мигущенко Р.П. Постановка задачи оптимального управления многозонными проходными технологическими агрегатами. // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье. Сборник научных трудов ХГПУ. –1999. -вып.7, ч.3. - С.299–302. 3. Мигущенко Р.П., Крочачек О.Ю. Разработка и исследование математических моделей многозонных проходных агрегатов // Автоматизированные системы управления и приборы автоматики. – 2005. - -вып.131. - С.78–82. 4. Мигущенко Р.П. Адаптивная система управления многозонных проходных технологических агрегатов: Дис. канд. техн. наук.: 05. 13. 07. –Харьков, 2001. – 187 с.

Поступила в редколлегию 30.12.08

В.О. ПАНЧЕНКО, Полтавський національний технічний університет
ім. Юрія Кондратюка

ДИНАМІЧНА ПОХИБКА ПРИ ОДЕРЖАННІ ПЕРЕХІДНОГО ПРОЦЕСУ СПАДУ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОГО ПОТЕНЦІАЛУ В СИСТЕМІ ДІАГНОСТИКИ ТА КАТОДНОГО ЗАХИСТУ ЗАЛІЗОБЕТОНУ

Стаття описує сучасні проблеми діагностики систем катодного захисту залізобетону. Публікація розкриває проблему динамічної похибки при вимірюванні функції спаду поляризаційного потенціалу. В результаті досліджень була отримана математична модель об'єкту – залізобетону. Пропонується математична формула розрахунку величини динамічної похибки. Формула враховує параметри моделі залізобетону і діагностичної системи.

The article describes the modern problems of diagnostics of the systems of cathode defence of the reinforced concrete. A publication exposes the problem of dynamic error at measuring of function of slump of polarization potential. As a result of researches the mathematical model of object was got – the reinforced concrete. The mathematical formula of calculation of size of dynamic error is offered. A formula takes into account the parameters of model of the reinforced concrete and diagnostic system.

Одна з головних причин руйнування залізобетонних конструкцій – корозія сталеві арматури. Запобігти корозії, що вже почалася, здатний тільки електрохімічний - катодний метод захисту. Застосування даного методу в країнах Західної Європи і США показало його високу економічну ефективність [1]. Проте в технології катодного захисту залізобетону існує ряд інженерних та наукових проблем, що і обумовлюють сучасне проведення подальших науково-дослідницьких робіт, про що свідчить і постійний потік наукових публікацій та весвітніх конференцій за тематикою катодного захисту. Так, виділяється різноманіття середовищ експлуатації залізобетонних споруд, різноманіття особливостей протікання процесу корозії в них. Вводяться також в експлуатацію якісно нові споруди, наприклад, із заздалегідь напруженою арматурою, що потребують виконання більш жорстких технологічних вимог до якості захисту. Самим ж експлуатаційним умовам використання споруд властива і стохастична зміна хімічних та фізичних параметрів, а отже й стохастична зміна критеріїв якості катодного захисту, таких як необхідний рівень інтенсивності поляризації. Недостатній рівень – знижує ефективність. Надмірний – приводить до значного збільшення втрат електричної енергії і навіть до руйнації самої залізобетонної конструкції.

Розвиток технології катодного захисту, підняття його якості та ефективності залежить в першу чергу від можливостей системи діагностування. А отже ефективність роботи любого пристрою катодного захисту буде залежати саме від інформативних можливостей його системи діагностики, рівня технологій неруйнуючого контролю, яким цей пристрій і оснащений.

Виділяється досить масштабний спектр діагностичних систем корозійних процесів, але їх потужні можливості знаходяться в площині саме лабораторного вимірювання. В реальних же експлуатаційних умовах їх використання значно обмежене. Параметр, за яким судять об ефективності катодного захисту, є поляризаційний потенціал, значення якого отримується через спеціальний електрод порівняння. Однак величина потенціалу дає лише часткову інформацію, щодо стану об'єкту і якості протікання самого процесу катодного захисту. Звідси актуальне питання щодо дослідження нових методів та розробки пристроїв діагностування, як корозійного стану залізобетону, так і контролю процесом поляризації металу в бетоні. Пристроїв, які б входили до загального комплексу автономної катодної системи.

Існує певна технічна проблема виміру поляризаційного потенціалу, що пов'язана з одночасною фіксацією електродом величини падіння напруги на шарі бетону при поляризації. Одним з найпоширеніших методів контролю поляризаційного потенціалу є комутаційний метод, що полягає в замірі потенціалу за деякий проміжок часу після зникнення поляризаційного струму. За двома значеннями, що отримуються після переривання кола поляризації, та методом екстраполювання можна отримати реальну величину потенціалу без величини падіння напруги на захисному шарі бетону.

Як відомо, аналіз будь якого перехідного процесу спаду координати – перехідної функції, може бути використаний для визначення невідомих параметрів об'єкту, а отже його ідентифікації. Проведені нами дослідження вказують, що результати аналізу перехідної функції поляризаційного потенціалу розширюють інформативні можливості діагностичної системи пристрою катодного захисту, і здатні покращити якість процесу катодного захисту залізобетону. Також був виявлений зв'язок між отриманими характеристичними параметрами ознак та концентрацією хлоридів у шарі бетону. Таким чином, було зроблено висновок, що комутаційний метод виміру поляризаційного потенціалу розширює інформативність діагностичної системи та відкриває можливості для побудови адаптивних систем катодного захисту, бо дозволяє визначати невідомі для традиційної класичної системи контролю динамічні та статичні електричні характеристики вихідної електрохімічної системи. Але реалізація зняття перехідної функції зв'язана з технічними труднощами. А отже: необхідно фіксувати значення перехідної функції на джерелі, що має високий внутрішній опір і малу потужність. При дослідженні комутаційного методу контролю потенціалу металу в бетоні було отримано висновок о досить великому впливу на точність заміру динамічної похибки, що зумовлена емністю лінії діагностичного каналу та досить високого внутрішнього вхідного опору вимірювального пристрою. Зниження опору не допускається технологією заміру потенціалу. Нами була поставлена задача в побудові математичної моделі системи «об'єкт керування – діагностичний канал», з отриманням математична залежність величини динамічної похибки виміру перехідної функції поляризаційного потенціалу і зв'язком її з параме-

трами об'єкту – залізобетону, а також з параметрами каналу діагностичної системи.

Динамічна похибка $\Delta U_R(t)$ виникає при розряді діагностичного каналу через загальний опір ділянки „електрод порівняння - катод”. Величина, що замірюється вимірjuвальним пристроєм $U_{еп}(t)$, являє собою суму функцій динамічної похибки $\Delta U_R(t)$ і поляризаційного потенціалу $\varphi(t)$. Динамічну похибку можна визначити з наступного диференційного рівняння:

$$U_{еп}(t) - R_p \cdot C_{diag} \frac{dU_{еп}}{dt} = \varphi(t),$$

де R_p – опір розтіканню струму розряду діагностичного каналу, C_{diag} – сумарна ємність лінії зв'язку та вимірjuвального пристрою.

Похибку можливо обчислити лише при відомій функції спаду поляризаційного потенціалу $\varphi(t)$, але вона заздалегідь невідома, так як сама являється результатом діагностики. Для вирішення цієї проблеми необхідно мати модель об'єкта поляризації в даній системі.

Нами було проведено дослідження залізобетону як об'єкта поляризації в системі катодного захисту при використанні комутаційного методу контролю потенціалу. Для дослідження було побудовано лабораторне устаткування, що дозволяє досліджувати перехідну функцію спаду поляризаційного потенціалу після зникнення катодної поляризації. На основі експериментальних досліджень було отримано динамічну модель залізобетону [2], що описується передаточною функцією:

$$\eta(p) / I_s(p) = \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{1 + T_i p},$$

де $\eta(p)$ – зображення функції перенапруги $\eta(t)$.

$$\eta(t) = \varphi(t) - \varphi_0,$$

де φ_0 - величина стаціонарного поляризаційного потенціалу.

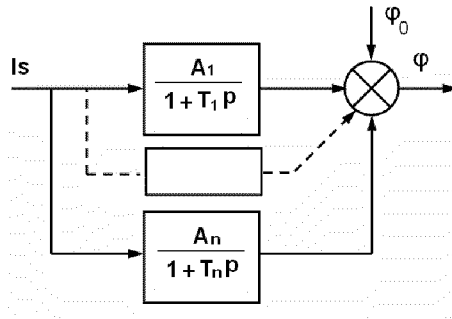
Динамічна модель характеризується рядом статичних коефіцієнтів передачі перенапруги A_i та відповідних сталих часу T_i . На основі динамічної моделі перехідний процес спаду перенапруги описується наступною залежністю:

$$\eta(t) = I_s \cdot \sum_{i=1}^n A_i \cdot e^{-t/T_i},$$

$$\text{Умови даної залежності: } T_i < T(i+1), \quad I_s \cdot \sum_{i=1}^n A_i = X,$$

де X – поляризаційний опір системи при заданій щільності струму поляризації I_s .

Структурна схема об'єкту - залізобетону при катодному захисті в системі діагностики поляризаційного потенціалу представлена на рисунку.



Для розв'язку вихідного диференційного рівняння був введений параметр сталої часу діагностичного контуру: $Td = Rp \cdot C_{\text{діаг}}$.

Підставивши перехідну функцію спаду поляризаційного потенціалу було отримано наступне диференційне рівняння:

$$U_{\text{еп}}(t) + Td \frac{dU_{\text{еп}}}{dt} = Is \cdot \sum_{i=1}^n Ai \cdot e^{-t/Ti} + \varphi_0.$$

Рішенням даного рівняння є функція:

$$U_{\text{еп}}(t) = (U_{\text{еп}} - Is \cdot \sum_{i=1}^n Ai \frac{Ti}{Ti - Td} - \varphi_0) \cdot e^{-t/Td} + Is \cdot \sum_{i=1}^n Ai \frac{Ti}{Ti - Td} e^{-t/Ti} + \varphi_0,$$

де $U_{\text{еп}}$ – величина, що знімається з електрода порівняння до обриву струму поляризації.

Тоді можна одержати й вираз для динамічної похибки $\Delta UR(t)$.

$$\Delta UR(t) = (U_{\text{еп}} - Is \cdot \sum_{i=1}^n Ai \frac{Ti}{Ti - Td} - \varphi_0) \cdot e^{-t/Td} - Is \cdot \sum_{i=1}^n Ai \frac{Td}{Ti - Td} e^{-t/Ti} + \varphi_0.$$

При умові $Td = Ti$ члени ряду діагностичного каналу Td для максимальної величини поточного опору поляризаційного середовища, що очікується, та для максимальної, необхідної величини щільності струму поляризації і

відповідних довідникових параметрів моделі $A_i - T_i$, що отримуються заздалегідь на основі експериментальних досліджень.

Висновки. Таким чином нами була отримана математична модель системи «об'єкт керування – діагностичний канал», синтезована математична залежність величини динамічної похибки виміру перехідної функції поляризаційного потенціалу з параметрами об'єкту – залізобетону та параметрами каналу діагностичної системи. Залежність дозволяє розв'язувати питання технічної реалізації, як самого комутаційного методу контролю поляризаційного потенціалу, так і питання зняття його перехідної функції.

Аналітична залежність може бути використана при розв'язку наступних задач:

1. Знаходження мінімального, критичного часу заміру поляризаційного потенціалу, що забезпечує потрібну точність, при заданих технічних параметрах діагностичної системи та експлуатаційних параметрах об'єкту.

2. Підбір електричних параметрів вимірювальної системи для заданих конструктивних та експлуатаційних умов застосування системи катодного захисту.

3. Оцінка динамічної похибки при отриманні перехідного процесу спаду поляризаційного потенціалу в системі катодного захисту.

Актуальним є питання щодо отримання математичних виразів відносно різноманітних конструктивних особливостей геометричного розташування арматури у бетоні при проектуванні системи діагностики.

Список літератури: 1. *Панченко В.А.* „Опыт применения и перспективы развития катодной защиты железобетонных транспортных сооружений”. Наукові праці українського міжгалузевго науково-практичного семінару “Сучасні проблеми проектування, будівництва та експлуатації споруд на шляхах сполучення” 22 – 23 червня 2000 р. м. Київ. Тематичний випуск збірника “Автомобільні дороги та дорожнє будівництво”, 2000.-№59. С 174-177. 2. *Панченко В.О., Галай М.В.* «Модельовання поляризаційних процесів в системі катодного захисту залізобетону з комутаційним методом контролю поляризаційного потенціалу» // Матеріали VII міжнародної науково-практичної конференції «НАУКА і ОСВІТА 2004» 10-25 лютого 2004 року, с.61.

Поступила в редколегію 10.11.08

О.В. СЕРАЯ, канд. техн. наук, доцент НТУ «ХПИ»

НЕЧЕТКАЯ ЗАДАЧА ПЛАНИРОВАНИЯ ПРОИЗВОДСТВА

У задачі планування виробництва розглянуто окремий випадок, коли цільова функція зредукована до лінійної. Запропоновано методи розв'язання задачі лінійного програмування, яка при цьому виникла, параметри цільової функції якої – нечіткі числа. Для загального випадку описані чисельний і наближений методи розв'язання задачі. У окремому випадку, коли в задачі одне обмеження, отримано аналітичне рішення.

The special case is considered in the task of production planning, when an objective function is reduced to linear. The methods of decision of arising up here task of the linear programming are offered parameters of objective function of which are unclear numbers. For a general case the numeral and close methods of decision of task are described. In special case, when the task has one limitation an analytical decision is got.

Введение. В технике, экономике, социологии, медицине и т.д. возникает необходимость в решении специфического класса задач, имеющих следующую однотипную математическую модель. Пусть, например, необходимо произвести n видов продукции. Для каждого, например, j -го вида задана функция $\varphi_j(x_j)$ выигрыша, получаемого при реализации j -го вида продукции в количестве x_j , $j = 1, 2, \dots, n$. В процессе производства продукции расходуется m типов ресурсов, объем которых ограничен набором (b_1, b_2, \dots, b_m) . Кроме того, должна быть задана матрица $A = (a_{ij})$, элемент которой a_{ij} , $i = 1, 2, \dots, m$, $j = 1, 2, \dots, n$, определяет расход i -го типа ресурса при производстве единицы продукции j -го вида. При этом задача планирования производства может быть сформулирована следующим образом: найти план производства $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, максимизирующий суммарный выигрыш

$$F(X) = \sum_{j=1}^n \varphi_j(x_j) \quad (1)$$

и удовлетворяющий ограничениям

$$\sum_{j=1}^n a_{ij} x_j \leq b_i, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (2)$$

$$x_j \geq 0, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (3)$$

Методы решения таких задач известны [1, 2]. В простейшем частном случае, когда выигрыш интерпретируется как доход от реализации продукции, целевая функция (1) редуцируется к линейной. Если при этом c_j - стоимость единицы продукции j -го вида, то функция (1) упрощается к виду

$$L(x_1, x_2, \dots, x_n) = \sum_{j=1}^n c_j x_j. \quad (4)$$

Тогда задача отыскания вектора X , максимизирующего (4) и удовлетворяющего (2), (3), является стандартной задачей линейного программирования [3]. При решении этой задачи проблемы возникают, когда параметры задачи, например, стоимости c_j , $j=1, 2, \dots, n$, не могут быть определены точно. В случае, если эти стоимости – случайные величины с известными плотностями распределения, то соответствующая задача входит в класс задач стохастического программирования [4]. Технология решения таких задач основана на их преобразовании к обычным задачам математического программирования. Проанализируем теперь ситуацию, когда модель задачи формулируется в терминах нечеткой математики. При этом для описания меры нечеткости каждого нечеткого значения стоимости c_j единицы продукта вводится функция принадлежности $\mu_j(c_j)$, $j=1, 2, \dots, n$. Хорошо известный подход к решению возникающей при этом нечеткой задачи линейного программирования сводится к следующему [5, 6]. Выберем некоторый уровень принадлежности α и для всех нечетких параметров задачи c_j найдем интервалы значений такие, что

$$\mu_j(c_j) \geq \alpha, \quad j=1, 2, \dots, n. \quad (5)$$

Поскольку функции принадлежности нечетких чисел c_j - выпуклы вверх, то левые и правые границы интервалов возможных значений c_j , удовлетворяющих (5), отыскиваются из уравнений

$$c_j = \mu_j^{-1}(\alpha), \quad j=1, 2, \dots, n,$$

имеющих по два корня. Теперь задача сводится к следующей четкой задаче математического программирования: найти наборы $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, $C = (c_1, c_2, \dots, c_n)$, максимизирующие (4) и удовлетворяющие ограничениям (2), (3) и, кроме того, ограничениям

$$c_j \in [c_{j \min}(\alpha), c_{j \max}(\alpha)], \quad j=1, 2, \dots, n,$$

где $\mu_j(c_{j \min}(\alpha)) = \mu_j(c_{j \max}(\alpha)) = \alpha$, $j=1, 2, \dots, n$. (6)

Недостатки этого подхода очевидны.

Во-первых, размерность этой задачи выше размерности исходной задачи: число неизвестных увеличилось вдвое и равно $2n$, а число ограничений возросло до $(n+m)$. Во-вторых, полученная задача оказывается квадратической. В-третьих, нечеткому результату решения полученной задачи соответствует нечеткое значение целевой функции, уровень принадлежности которого остается неизвестным. В-четвертых, различная нечеткость параметров це-

левой функции задачи в различной и неконтролируемой степени определяет нечеткость результата.

Цель статьи - разработка принципиально иного подхода к решению нечетких задач линейного программирования, ослабляющего отмеченные недостатки традиционного.

Постановка задачи. Пусть задана задача линейного программирования с целевой функцией (4), которую нужно максимизировать, и ограничениями (2), (3). Параметры $c_j, j = 1, 2, \dots, n$, целевой функции заданы нечетко своими функциями принадлежности

$$\mu_j(c_j) = \exp \left\{ -\frac{(c_j - \bar{c}_j)^2}{2\sigma_j^2} \right\}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (7)$$

Требуется найти решение $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ задачи (2) – (4), обеспечивающее заданную степень принадлежности получаемого нечеткого значения целевой функции.

Основные результаты. Введем $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ - некоторый набор, удовлетворяющий ограничениям (2), (3). Этому набору соответствует нечеткое значение целевой функции (4), функция принадлежности которого с учетом (7), как легко показать, имеет вид

$$\mu_\Sigma(L) = \exp \left\{ -\frac{(L - m_\Sigma)^2}{2D_\Sigma} \right\}, \quad (8)$$

где $m_\Sigma = \sum_{j=1}^n c_j x_j$, $D_\Sigma = \sum_{j=1}^n \sigma_j^2 x_j^2$.

Зададим некоторое значение α функции принадлежности (8), которому соответствуют два значения L , отыскиваемых из уравнения

$$\exp \left\{ -\frac{(L - m_\Sigma)^2}{2D_\Sigma} \right\} = \alpha.$$

Отсюда

$$L_{1,2} = m_\Sigma \pm \left(2D_\Sigma \ln \frac{1}{\alpha} \right)^{1/2} = m_\Sigma \pm kD_\Sigma^{1/2}, \quad k = \left(\ln \frac{1}{\alpha} \right)^{1/2}.$$

Выберем L^* из условия

$$L^* = \min \{ m_\Sigma - kD_\Sigma^{1/2}, m_\Sigma + kD_\Sigma^{1/2} \}.$$

При этом

$$L^* = \sum_{j=1}^n \bar{c}_j x_j - k \left(\sum_{j=1}^n \sigma_j^2 x_j \right)^{1/2}. \quad (9)$$

Теперь исходная нечеткая задача сведена к следующей четкой задаче математического программирования: найти вектор $X^T = (x_1 \ x_2 \dots x_n)$, максимизирующий (9) и удовлетворяющий (2), (3). Эта задача решается численно (например, методом штрафных функций). Приближенное решение может быть легко получено, если использовать следующее очевидное с учетом (3) неравенство

$$\left(\sum_{j=1}^n \sigma_j^2 x_j^2 \right) \leq \left(\sum_{j=1}^n \sigma_j x_j \right)^2.$$

При этом

$$\mathcal{E} = \sum_{j=1}^n \bar{c}_j x_j - k \sum_{j=1}^n \sigma_j x_j = \sum_{j=1}^n (\bar{c}_j - k \sigma_j) x_j \leq \sum_{j=1}^n \bar{c}_j x_j - k \left(\sum_{j=1}^n \sigma_j^2 x_j^2 \right)^{1/2}.$$

Таким образом, значение L^* мажорирует \mathcal{E} на всех наборах $X = (x_1 \ x_2 \dots x_n)$. Поэтому максимизация по X

$$\mathcal{E} = \sum_{j=1}^n h_j x_j, \quad h_j = \bar{c}_j - k \sigma_j, \quad j = 1, 2, \dots, n, \quad (10)$$

приближенно обеспечивает максимизацию (9).

Таким образом, исходная задача сведена к обычной четкой задаче линейного программирования (2), (3), (10).

Полученная задача имеет аналитическое решение, если в процессе производства расходуется однородный ресурс, то есть $m = 1$. При этом набор ограничений (2) редуцируется к одному:

$$\sum_{j=1}^n a_j x_j = b. \quad (11)$$

Используя (9), определим структуру компонентов оптимального решения задачи. Имеем

$$\frac{\partial L^*(x)}{\partial x_j} = \bar{c}_j - k \left(\sum_{j=1}^n \sigma_j^2 x_j^2 \right)^{-1/2} \sigma_j^2 x_j, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (12)$$

Приравнявая (12) к нулю, получим

$$x_j^* = \frac{\bar{c}_j}{\sigma_j^2} \frac{1}{k} \left(\sum_{j=1}^n \sigma_j^2 (x_j^*)^2 \right)^{1/2}, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (13)$$

Из полученного соотношения следует, что каждая из компонентов искомого набора $X^* = \{x_j^*\}$ может быть представлена как произведение двух сомножителей, первый из которых однотипным образом определяется параметрами функций принадлежности (7) нечетких значений коэффициентов целевой функции, а второй представляет собой одинаковый для всех компонентов решения коэффициент пропорциональности. Его численное значение найдем из ограничения (11). Подставим (13) в (11).

$$\text{При этом } \sum_{j=1}^n a_j x_j^* = \left(\frac{\sum_{j=1}^n \frac{a_j \bar{c}_j}{\sigma_j^2}}{\sum_{j=1}^n \sigma_j^2} \right) \frac{1}{k} \left(\sum_{j=1}^n \sigma_j^2 (x_j^*)^2 \right)^{1/2} = b.$$

$$\text{Тогда } \frac{1}{k} \left(\sum_{j=1}^n \sigma_j^2 (x_j^*)^2 \right)^{1/2} = \frac{b}{\left(\sum_{j=1}^n \frac{a_j \bar{c}_j}{\sigma_j^2} \right)}. \quad (14)$$

Наконец, подставляя (14) в (13), окончательно получим

$$x_j^* = \frac{\bar{c}_j}{\sigma_j^2} \cdot \frac{b}{\sum_{j=1}^n \frac{a_j \bar{c}_j}{\sigma_j^2}} = \frac{\bar{c}_j}{\sum_{j=1}^n \frac{a_j \bar{c}_j}{\sigma_j^2}} \cdot b, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (15)$$

Заметим, что полученное оптимальное решение (15) не зависит от выбора α .

Выводы. Таким образом, предложенная вычислительная процедура обеспечивает численное решение нечеткой задачи линейного программирования с заданным уровнем принадлежности значения целевой функции на оптимальном наборе. Для частного случая, когда число ограничений равно одному, получено аналитическое решение в замкнутой форме.

Список литературы: 1. Гурин Л.С. Задачи и методы оптимального распределения ресурсов. / Л.С. Гурин, Я.С. Дымарский, А.Д. Меркулов. – М.: «Сов. радио», 1968. 2. Раскин Л.Г. Анализ сложных систем и элементы теории оптимального управления. / Л.Г. Раскин. – М.: «Сов. радио», 1976. – 344с. 3. Юдин Д.Б. Задачи и методы линейного программирования. / Д.Б. Юдин, Е.Г. Гольштейн. – М.: «Сов. радио», 1964. – 736с. 4. Юдин Д.Б. Задачи и методы стохастического программирования. / Д.Б. Юдин. – М.: «Сов. радио», 1979. – 385с. 5. Negoita C.V. On fuzzy mathematical programming and tolerances in planning. / C.V. Negoita, M. Sularia. – ECEESR, 1, 1976, p. 3-14. 6. Орловский С.А. Проблемы принятия решений при нечеткой исходной информации. / С.А. Орловский. – М.: Наука, 1984. – 206с.

Поступила в редколлегию 26.11.08

Т.Г. ФЕСЕНКО, аспірантка ХНАМГ (м. Харків)

WEB-КАМЕРА В СИСТЕМІ МУЛЬТИМЕДІЙНОГО КОМПЛЕКСУ ОФІСУ УПРАВЛІННЯ БУДІВЕЛЬНИМИ ПРОЕКТАМИ

Розглянуто функціонально-технічні можливості web-камери як складової мультимедійного комплексу офісу управління будівельними проектами. Проаналізовано необхідність web-камери в системі віртуального офісу для технічної підтримки управлінських бізнес-процесів з метою відповідності їх до стандартів проектного менеджменту. Запропонована математична модель вибору web-камери з урахуванням функціонально-технічних і вартісних характеристик, а також специфіки управлінських процесів, процедур, операцій для будівельного проекту.

We consider the functional and technical capabilities web-cameras as part of a multimedia complex governance office construction projects. Proanalizovana need web-cameras in the virtual office for technical support management processes to meet their standards of project management. A mathematical model web-cameras, taking into account the functional and technical and cost performance, as well as with management processes, procedures, operations for construction project.

Постановка проблеми.

Реалізація будь-якого будівельного проекту вимагає чіткої системи контролю за виконанням будівельно-монтажних робіт. Так, перевірка виконання робіт на об'єкті передбачає реалізацію технічного, авторського, виробничого нагляду. Специфіка системи управління будівельним проектом пов'язана із залученням значних трудових ресурсів, а саме: виконроба, інженера з технічного нагляду і головного інженера проекту (головного архітектора проекту). Під час проведення регулярних оперативних нарад на будмайданчику також беруть участь керівники будівельних організацій (вищої і середньої ланки управління), експерти з проектування і виконання спеціалізованих видів робіт, представники державного контролю (пожежної охорони, енергозбереження, санстанції, охорони праці, архітектурно-будівельного контролю тощо).

Для прийняття конструктивних рішень учасникам таких нарад потрібна повна виробничо-організаційна інформація за об'єктом будівництва. Разом з тим традиційною проблемою є складність отримання повної та точної інформації, бо це пов'язано із «людським чинником» (безвідповідальність виконавців, прояви корупції тощо). Оскільки ключові відповідальні особи за характером своєї роботи не можуть бути присутніми на будмайданчику 24 години на добу, то актуальним залишається питання про удосконалення не тільки системи контролю за виконанням будівельно-монтажних робіт, а управління будівельним проектом в цілому.

Одним із новітніх інструментів організації управління будівельним виробничим процесом є *web*-спостереження, що представляє собою встановлення кольорової цифрової *web*-камери і організацію відеотрансляції в інтер-

нет [1]. Камера може бути вмонтована як усередині приміщення, так і ззовні (у спеціальному герметичному чохлах, що обігрівається). Підключення *web*-камери до мережі інтернет може здійснюватися за допомогою існуючого доступу будь-якого засобу або за допомогою мобільного інтернету.

У сучасній літературі досліджуються технічно-організаційні можливості *web*-камери у реалізації окремих функцій [1-3]. Значна частина цих досліджень присвячена удосконаленню системи контролю. Проте нагальною потребою залишається розробка концепції системного використання *web*-камери у проектному менеджменті – залучення до усіх управлінських бізнес-процесів (за життєвим циклом і областями знань з управління проектами) [4, 5].

Саме тому теоретико-методологічною основою даної роботи є методологія проектного менеджменту, зокрема створення офісу управління проектами (*Project management office, PMO*) [4, 6]. Офіс дозволяє створити проектно-орієнтоване портальне середовище – віртуальний проектний офіс. Віртуальний офіс – це розподілена комп'ютерна система на базі телекомунікаційних мереж, що дозволяє користуватися єдиними програмними засобами, єдиними базами даних і знань, здійснювати єдиний облік контролю, моніторинг робіт за проектом, проводити відеоконференції, телекомунікаційні наради в реальному режимі часу [7, с.94].

Оскільки сучасні стандарти управління будівельними проектами передбачають формування офісу як елемента інфраструктури проектного управління, нагальною потребою є моделювання ефективного проектного механізму, що об'єднує всі сфери організаційно-виробничої діяльності. Особлива увага приділяється інформаційному простору проекту, що стає поступово домінуючим і розглядається як інформаційно-аналітична підсистема управлінської макросистеми. Саме стан інформаційних процесів, їх безпека, локалізують загрози управління бізнес-процесами.

Проведений аналіз літератури демонструє про широкий спектр можливостей і варіантів застосування *web*-камери. На практиці передові будівельні компанії вже встановили на будмайданчиках системи спостереження і наглядають за об'єктом 24 години на добу в режимі *on-line*, наприклад, на об'єктах, що беруть участь у програмі підготовки до «Євро 2012» (стадіони у Донецьку, Дніпропетровську, Харкові та інші об'єкти). Проте *web*-камера у сучасному будівельному проекті ще залишається «новинкою» і широко не застосовується. На вітчизняному ринку *web*-камери представлені широким асортиментом, і відрізняються за функціонально-технічними і вартісними характеристиками. До теперішнього часу науково-обґрунтований вибір *web*-камери, як складової комплексу технічних засобів для управління будівельним проектом, практично не розроблений, тим самим ускладнюється її ефективне використання.

Мета статі – розробити математичну модель вибору *web*-камери для технічної підтримки управління будівельним проектом з урахуванням функціонально-технічних можливостей, вартісних показників, а також сфери (виду) застосування на кожному етапі життєвого циклу проекту.

Опис моделі вибору *web*-камери для технічної підтримки управління будівельним проектом. У даному дослідженні пропонуються можливі варіанти використання *web*-камери у процесі управління будівельним проектом (табл. 1).

Таблиця 1 – Роль і можливості *web*-камери в управлінні будівельним проектом

Групи процесів управління проектами	Застосування <i>web</i> -камери у процесах управління будівельним проектом
Ініціалізація	<p><i>Розробка статуту проекту</i></p> <p>Інвестори, співінвестори отримують візуалізовану інформацію про наявні параметри земельної ділянки (об'єкта реконструкції) майбутнього об'єкту: місцерозташування, оточуючі об'єкти, загальні (оглядові) види, які земельні ділянки межують тощо.</p>
Планування	<p><i>Розробка плану управління проектом</i></p> <p>При зборі вихідних даних для розробки проектно-кошторисної документації зникає необхідність обов'язково виїзду на об'єкт представників державних, муніципальних, інженерних служб для загального огляду. За наявності ноутбука, підключеного до інтернет, цю процедуру можна провести у вигляді перегляду у режимі <i>on-line</i>.</p>
Виконання	<p><i>Керівництво і управління виконанням проекту</i></p> <p>Проведення відеоконференцій, відеонарад для оперативного обміну інформацією, оперативного узгодження і вирішення поточних організаційно-технічних питань. Відеоспількування відбувається коли одна <i>web</i>-камера і аудіомодуль для передачі голосу встановлюється в одному місті (районі міста), а друга пара - у іншому. Зв'язок між <i>web</i>-камерами здійснюється через інтернет.</p> <p><i>Процес забезпечення якості</i></p> <p>Системи <i>web</i>-нагляду дозволяє здійснювати нагляд за будівництвом об'єктів нерухомості. Одна або декілька <i>web</i>-камер встановлюються, наприклад, на башений кран і керівники будівельної організації, а також замовники можуть контролювати хід виконання будівельних</p>

	<p>робіт із свого робочого місця (кабінету). Цілодобова відеотрансляція у прямому ефірі робіт, що ведуться на будмайданчиках, дозволяє менеджерам більш ефективно контролювати виконання підрядниками і субпідрядниками обов'язків за контрактами. Вхід на ір-адресу кожної камери може бути обмежений з метою забезпечення захисту інформації.</p>
Моніторинг і управління	<p><i>Моніторинг і управління роботами проекту</i> Організація відеомоніторингу будівельного майданчика. <i>Загальне управління змінами</i> Можливість не тільки бачити і чути що відбувається на будмайданчику, а й попереджати про небезпеку (наприклад, сигнали тривоги з вбудованого детектора руху). <i>Управління командою проекту.</i> Керівництво територіально віддаленими підрозділами шляхом проведення відеонарад. <i>Звітність із виконання</i> Виконання фотозвіту про хід будівництва.</p>
Завершення	<p><i>Закриття проекту</i> Презентація завершення робіт на об'єкті і здача держкомісії до експлуатації. Відеоархів етапів будівництва.</p>

Web-камера дозволяє більш ефективно керувати процесом проведення зборів і нарад, наприклад, при виконанні "мозкового штурму". Наводячи об'єкти на проектні проробки, можна фотографічно реєструвати хід їх змін. У подальшому це дозволить розробникам і клієнтові переглянути різні стадії розвитку проекту. Запис еволюції проекту допоможе у разі потреби відновити процес з певного моменту. Крім того, користувачі, які знаходяться на значній відстані від місця наради, завдяки веб-камері, можуть брати в ній участь.

Новий від ділового спілкування - *відеоконференція* - швидко завойовує будівельний ринок. Ця технологія дозволяє значно знизити витрати на передачу інформації і є потужним засобом підвищення ефективності роботи управлінського персоналу. Технологія відеоконференції дозволяє спілкуватися з людьми, що знаходяться на значних відстанях. Таке спілкування відбувається так само природно, якби учасники були присутні в одному приміщенні. Тому багато хто вважає відеоконференції основним засобом ділового спілкування майбутнього.

Системи відеоконференцій на основі локальних мереж на сьогодні є найбільш перспективним напрямком інтерактивно-ділового спілкування, тому що мінімізація транспортних витрат дозволяє створювати комплекси для відеоконференцій. Для улаштування таких систем застосовуються існуючі

локальні мережі користувача, а також телекомунікаційні засоби для об'єднання мереж. Використовуючи комплект додаткових засобів (багатоточкові сервери, пристрої-охоронники), можна створювати потужні комплекси мультимедіа-зв'язку, що дозволяють розділити великі (масштабні) мережі на малі домені (підмережі) та організовувати конференції з більшою, практично не обмеженою, кількістю учасників.

Якщо існує необхідність організації комплексу мультимедіа-зв'язку на базі територіально-розподіленої мережі, що використовує низькошвидкісні канали та телекомунікаційні засоби, то з'являється "вузьке місце" - канал зв'язку. У цьому випадку гарантована якість обслуговування набуває вирішального значення - необхідно максимально обмежити некритичні до затримки дані (електронну пошту, міжмашинний обмін, програми *Internet* і *Intranet*). На даний момент такі засоби вже існують (протокол *RSVP*) і продовжують вдосконалюватися.

Ще один потужний сегмент ринку складають системи відеоконференцій стандарту *H.320*, орієнтований на виділені канали зв'язку та цифрові комутуючі мережі *ISDN*. На сьогоднішній день існує велика різноманітність систем цього стандарту – від комплектів для персональних комп'ютерів і компактних систем до великих систем для конференц-залів з декількома камерами та моніторами. Технологія *ISDN* особливо зручна при наявності мережі філій, розташованих по всій країні, а то й по всьому світу, – сеанс зв'язку встановлюється тільки на необхідний час, що дозволяє ощадливо витрачати кошти на оренду каналів. При використанні *ISDN* в більшості випадків немає необхідності в придбанні власного багатоточкового сервера, його цілком можна орендувати на час сеансу у провайдера.

Переваги *web*-камери у забезпеченні організації *відеомоніторингу* будівельних майданчиків важко переоцінити. Покупці квартир можуть у будь-який час подивитися на зведення свого будинку, оцінити рівень та швидкість робіт, професіоналізм робітників, показати будинок родичам і друзям. *On-line* спостереження заощаджує час на дзвінки та поїздки на місце будівництва [1].

Підрозділи (філії) і об'єкти будівельної компанії, державні і муніципальні служби розташовані на значній географічній відстані один від одного. Економічно і практично недоцільно посилати кваліфікований персонал з центрального офісу у віддалені точки для проведення особистих оглядів, переговорів, консультацій. При використанні сільової камери чи відеосервера з інтегрованим двостороннім аудіо (дуплекс), фахівець може дистанційно керувати колегами і обмінюватись інформацією у віддалених точках, а використовуючи бездротову камеру, можна організувати для нього екскурсію по об'єкту безпосередньо на робочому місці.

На сигнал тривоги *web*-камера може спрацювати із підключеного детектору руху або підключеного охоронного датчика. Усю перед- і післятривожну послідовність кадрів камера зберігає у кільцевий відеобуфер, а потім може вносити на тривожний сервер і/або висилати по електронній пошті разом з

повідомленням про тривогу. До камери може бути підключена, наприклад, сирена, дзвінок або автоматичний вимикач світла, які будуть включатися камерою у тривожних ситуаціях. Шарнірний кронштейн дозволяє змінювати напрямок огляду у горизонтальній і вертикальній площинах. Адаптувати зображення з камери можна за допомогою функції повороту картинки.

Сервіс для організації відеотрансляцій через web-камеру настільного комп'ютера або ноутбука забезпечують багаточисельні інтернет-сайти. Наприклад, щойно відкрився сайт *Qik* – не зовсім звичайний сервіс відеотрансляції. З його допомогою можна організувати живе мовлення в інтернеті через свій мобільний телефон. Для того, щоб це працювало необхідно встановити на свій апарат (телефон) спеціальний додаток, авторизуватись в системі і можна починати трансляцію, використовуючи вбудовану в телефон камеру і активне підключення до інтернет. Створивши трансляцію, ви можна запросити своїх колег подивитися її з сайту *qik.com*, а також розмістити її на свій профіль в мережах *Facebook*, *Myspace*, *Orkut* або на будь-яку веб-сторінку, вставивши *html*-код. Сервіс можна вільно використовувати в будь-якій точці світу.

Виходячи із усього вище викладеного, можна стверджувати, що web-камера здійснює не тільки технічну підтримку у виконанні процесів управління будівельним проектом, а й змінює зміст самого управлінського процесу – виводить на рівень системного, проектного підходу. Тому необхідно більш активно застосовувати web-камеру, як елемент технічного забезпечення управління будівельним проектом і враховувати специфіку застосування на кожному етапі проекту. Проте повністю замінити людину-фахівця web-камера не зможе. У сфері наявного (наочного) моніторингу залишаються «точні» роботи: нагляд за виготовленням і встановленням відповідальних конструкцій (металеві каркаси, бетонування тощо), перевірка відміток несучих конструкцій, якість оздоблювальних, сантехнічних, спеціалізованих робіт тощо.

Для розробки математичної моделі вибору web-камери введемо наступні позначення:

- множина груп процесів управління проектами $\Pi = \{\Pi_i\}$, де $i = \overline{1,5}$, 5 – кількість груп бізнес-процесів управління проектами (ініціація, планування, виконання, моніторинг і управління, завершення) [4, с.70]. Кожна група має множину бізнес-процесів управління проектами $\Pi_i = \{\Pi_{ij}\}$, де $i = \overline{1, j_i}$, j_i – кількість бізнес-процесів у i -тій групі. Кожен бізнес-процес управління проектами має множину бізнес-процедур $\Pi_{ij} = \{\Pi_{ijr}\}$, де $r = \overline{1, r_{ij}}$, r_{ij} – кількість бізнес-процедур у j -тому бізнес-процесі i -тої групи. Кожна бізнес-процедура має множину бізнес-операцій

$\Pi_{ijr} = \{ \Pi_{ijrm} \}$, де $m = \overline{1, m_{ijr}}$, m_{ijr} – кількість бізнес-операцій у r -тій бізнес-процедурі j -того бізнес-процесу i -тої групи [8, 9].

- для технічної підтримки бізнес-процедури (Π_{ijr}) і бізнес-операції (Π_{ijrm}) може бути застосована множина базових конфігурації *web*-камер $\Pi_{ijrm} \rightarrow \{M_h\}$, що задовольняють комплексу вимог, $h = \overline{1, h_{ijrm}}$, h_{ijrm} – кількість базових конфігурацій *web*-камер, що здійснюють технічну підтримку для виконання m -тої бізнес-операції r -тої бізнес-процедури j -того бізнес-процесу i -тої групи.

Введемо змінну $\overline{Y}_h = \{0;1\}$, де $\overline{Y}_h = 1$ якщо обрана h -та конфігурація *web*-камери, в протилежному випадку $\overline{Y}_h = 0$.

Кожний тип *web*-камери, що є складовою системи мультимедійного комплексу, характеризується низкою показників:

1) функціонально-технічними (дозвольна здатність фотографування і відеозйомки, швидкість, оптичне збільшення, кут огляду, гарантійний термін фірми-виробника) – F_h ;

2) витратними (у вигляді витрат на купівлю, інсталяцію, технічну підтримку, обслуговування) – B_h .

Частковими критеріями оптимізації у математичній моделі вибору конфігурації *web*-камери пропонуються наступні:

1) максимальні функціонально-технічні показники

$$F_{web} = \max \sum_{i=1}^5 \sum_{j=1}^{j_i} \sum_{r=1}^{r_{ij}} \sum_{m \in M_{web}}^{m_{ijr}} \sum_{h=1}^{h'} F_h \overline{Y}_{ijrmh} \quad (1)$$

2) мінімальні витратні показники

$$B_{web} = \min \sum_{i=1}^5 \sum_{j=1}^{j_i} \sum_{r=1}^{r_{ij}} \sum_{m \in M_{web}}^{m_{ijr}} \sum_{h=1}^{h'} B_h \overline{Y}_{ijrmh} \quad (2)$$

Область припустимих рішень визначається обмеженнями:

• із всієї множини конфігурацій *web*-камер має бути обрана лише одна

$$\sum_{h=1}^{h'} \overline{Y}_{ijrmh} = 1$$

$$i = \overline{1,5}; j = \overline{1, j_i}; r = \overline{1, r_{ij}}; m = \overline{1, m_{ijr}}; \exists h = \overline{1, h'} \quad (3)$$

• необхідні функціонально-технічні показники не мають бути меншими заданих $F_{\text{задан}}$

$$\sum_{i=1}^5 \sum_{j=1}^{j_i} \sum_{r=1}^{r_{ij}} \sum_{m=1}^{m_{ijr}} \sum_{h=1}^{h'} F_h \overline{Y}_{ijrmh} \geq F_{\text{задан}} \quad (4)$$

- витратні показники не мають перевищувати заданих $B_{\text{задан}}$

$$\sum_{i=1}^5 \sum_{j=1}^{j_i} \sum_{r=1}^{r_{ij}} \sum_{m=1}^{m_{ijr}} \sum_{h=1}^{h'} B_h \overline{Y_{ijrmh}} \leq B_{\text{задан}} \quad (5)$$

• наявність: технології «нічного бачення», інтегрованого мікрофону, функції «шумопоглинання», відповідного функціонального призначення (для ноутбуків, будмайданчику), відповідної фірми-виробника; функції повороту зображення, вбудованого детектору руху тощо

$$\sum_{h=1}^{h'} G_h \overline{Y_{ijrmh}} = 1$$

$$i = \overline{1,5}; j = \overline{1, j_i}; r = \overline{1, r_{ij}}; m = \overline{1, m_{ijr}}; \exists h = \overline{1, h'} \quad (6)$$

Наведена модель (1) – (6) відноситься до класу задач багатокритеріальної оцінки дискретного програмування.

Висновки. Таким чином, у даному дослідженні функціонально-технічні можливості *web*-камери розглядається не тільки як підзорна труба, що збільшує зображення в кілька разів, але й як засіб, який змінює (перетворює) управління будівельним проектом у напрямку системного проектного управління. *Web* -камера стає важливим джерелом отримання оперативної інформації та основою для прийняття збалансованих реалістичних управлінських рішень в будівельній галузі. У цілому *web*-камера дозволяє використовувати новітні методи управління проектами: проведення відеонарад і відеоконференцій, здійснення відеомоніторингу, управляти територіально розподіленими підрозділами, створювати відеозвіти і відеоархіви тощо.

Запропонована узагальнена модель вибору, яка на відміну від існуючих, дозволяє науково-обгрунтовано обирати *web*-камеру за заданими критеріями і обмеженнями для мультимедійного комплексу будівельної організації. Врахування організаційно-технічних можливостей *web*-камери на кожному етапі будівельного проекту стимулює і активізує горизонтальні зв'язки в компанії і дозволяє покращити показники самого проекту: зменшити тривалість, вартість і підвищити керованість.

Список літератури: 1. Фотоотчет о ходе строительства - www.newgrad.ru/NewsMore.aspx?id=238. 2. Съемка web-камерой собраний и совещаний. - www.mototelecom.ru/solution.php?id=4. 3. *Собел М.* Введение в MBA (Maser of Business Administration). – М.: Изд-во Эксмо, 2003. – 400 с. 4. Руководство к своду знаний по управлению проектами (Руководство РМВОК). – США: Project Management Institute, 2004. – 388 с. 5. *Тренев В.Н., Мазура М.И., Леонтьев С.В.* Управление человеческими ресурсами при реализации проектов. Методика и опыт. – М.: «Издательство ПРИОР», 2002. – 112 с. 6. *Ильин В.В.* Проектный офис – Центр управления... проектами. Системный подход к управлению компанией. – М.: Вершина, 2007. – 264 с. 7. *Мазур И.И., Шапиро В.Д., Ольдерогге Н.Г.* Управление проектами / Под. общ. ред. И.И. Мазура. - 2-е изд. - М.: Омга-Л, 2004. - 664 с. 8. *Бьерн А.* Бизнес-процессы. Инструменты совершенствования / Пер. с англ. С.В. Аничева / Научн.ред. Ю.П. Адлер. – М.: РИА «Стандарты и качество», 2003. – 272 с. 9. *Ретин В.В., Елиферов В.Г.* Процессный подход к управлению. Моделирование бизнес-процессов. – М.: РИА «Стандарты и качество», 2005 – 408 с.

Отримана редакцією 23.10.2008

В.Н. ЧИНКОВ, д-р техн. наук, **Ю.А. МУНТЯН**

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВОГО СДВИГА С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЕ-ЧАСТОТА

В статті розглянуті методи вимірювання фазового зсуву з проміжним перетворенням напруга-частота. Проаналізовано переваги й недоліки методів. Проведено оцінку похибки, обумовленої неточністю формування часових інтервалів.

In article methods of measurement of phase shift with preliminary transformation a voltage-frequency are considered. Their merits and demerits are analyzed. The estimation of the error caused by discrepancy of formation of time intervals is made.

Одним из основных параметров электрических сигналов синусоидальной формы является фазовый сдвиг (или разность фаз), поэтому измерение фазового сдвига занимает важное место в электро- и радиоизмерениях. Известны различные методы измерения фазовых сдвигов [1,2]. Большинство этих методов предназначено для измерения в диапазоне звуковых и высоких частот. В то же время на сегодняшний день недостаточно исследованы методы измерения фазовых сдвигов в диапазонах низких и инфранизких частотах.

Известный время - импульсный метод измерения фазовых сдвигов имеет низкую помехозащищенность, что ограничивает его применение в фазометрической аппаратуре.

Целью данной статьи является исследование помехозащищенного метода измерений фазовых сдвигов в области низких и инфранизких частот, основанного на предварительном преобразовании напряжение-частота с последующим интегрированием полученной функции в определенном интервале времени. Рассмотрим суть данного метода.

Пусть необходимо измерить фазовый сдвиг φ_x между двумя синусоидальными сигналами, которые описываются выражениями:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_{1m} \sin \omega t; \\ u_2(t) &= U_{2m} \sin(\omega t - \varphi_x), \end{aligned}$$

где U_{1m} , U_{2m} – амплитуды синусоидальных сигналов; ω – круговая частота.

Алгоритм измерения фазового сдвига состоит в следующем.

Один из входных сигналов, например $u_2(t)$, подвергается дифференцированию

$$u_3(t) = \frac{\partial u_2(t)}{\partial t} = K_{\partial} U_{2m} \omega \cos(\omega t - \varphi_x),$$

где K_{∂} – коэффициент передачи блока дифференцирования.

Полученный сигнал $u_3(t)$ преобразуется в пропорциональную ему частоту следования импульсов с коэффициентом K_f :

$$f_x(t) = K_f u_3(t) = K_f K_{\partial} U_{2m} \omega \cos(\omega t - \varphi_x).$$

Импульсы частоты $f_x(t)$ подсчитываются (интегрируются) дважды (рис. 1):

- один раз за временной интервал между переходами напряжений $u_1(t)$ и $u_2(t)$ через ноль, т.е. в фазовом интервале φ_x ;
- другой раз в течение временного интервала между переходами напряжения $u_2(t)$ через ноль и максимум, т.е. в фазовом интервале $(\varphi_x, \frac{\pi}{2} + \varphi_x)$.

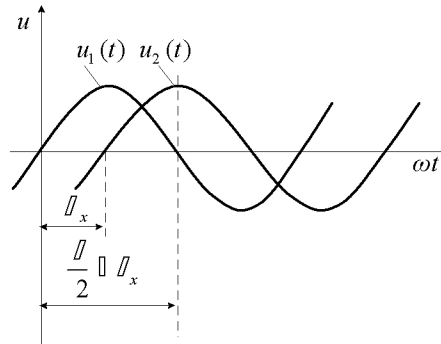


Рис. 1. Фазовые интервалы интегрирования импульсов частоты

В результате получим два пакета импульсов

$$N_1 = \frac{1}{\omega} \int_0^{\varphi_x} f_x(t) d(\omega t) = K_f K_{\partial} U_{2m} \int_0^{\varphi_x} \cos(\omega t - \varphi_x) d(\omega t) = K_f K_{\partial} U_{2m} \sin \varphi_x;$$

$$N_2 = \frac{1}{\omega} \int_{\varphi_x}^{\frac{\pi}{2} + \varphi_x} f_x(t) d(\omega t) = K_f K_{\partial} U_{2m} \int_{\varphi_x}^{\frac{\pi}{2} + \varphi_x} \cos(\omega t - \varphi_x) d(\omega t) = K_f K_{\partial} U_{2m}.$$

Измеряемый фазовый сдвиг φ_x определится из следующего выражения:

$$\varphi_x = \arcsin N_1 / N_2. \quad (1)$$

Рассмотренный метод измерения фазовых сдвигов обладает следующими достоинствами.

Во-первых, он позволяет исключить зависимость результата измерения (1) от частоты исследуемых сигналов, что, в конечном итоге, приводит к расширению частотного диапазона и повышению точности, так как устраняется влияние нестабильности частоты измеряемых сигналов. Результат измерения не зависит также от амплитуды исследуемых сигналов.

Во-вторых, он имеет малое время измерения, не более одного - двух периодов исследуемых сигналов, что особенно важно при измерении сигналов инфранизкой частоты.

Возможен другой вариант метода измерения фазовых сдвигов с промежуточным преобразованием напряжение - частота. В нем частотному преобразованию подвергается модуль сигнала $u_2(t)$:

$$|u_2(t)| = U_{2m} |\sin(\omega t - \varphi_x)|,$$

т. е.

$$f_x(t) = K_f U_{2m} |\sin(\omega t - \varphi_x)| \quad (2)$$

Выражение (2) проинтегрируем дважды:

– на интервале от $(\frac{\pi}{2} + \varphi_x)$ до π :

$$N_1 = \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi_x}^{\pi} f_x(t) d(\omega t) = \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi_x}^{\pi} K_f U_{2m} |\sin(\omega t - \varphi_x)| d(\omega t) = \frac{K_f U_{2m}}{\omega} \cos \varphi_x; \quad (3)$$

– на интервале от $(\frac{\pi}{2} + \varphi_x)$ до $(\pi + \varphi_x)$:

$$N_2 = \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi_x}^{\pi + \varphi_x} f_x(t) d(\omega t) = \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi_x}^{\pi + \varphi_x} K_f U_{2m} |\sin(\omega t - \varphi_x)| d(\omega t) = \frac{K_f U_{2m}}{\omega}. \quad (4)$$

В этом случае результат измерения фазового сдвига φ_x находим по формуле:

$$\varphi_x = \arccos N_1 / N_2. \quad (5)$$

Кроме инструментальной погрешности преобразователя напряжение-частота, одной из доминирующих погрешностей данного метода измерения фазовых сдвигов является погрешность, обусловленная неточностью формирования временных интервалов, в течение которых осуществляется интегрирование частоты $f_x(t)$ и образование промежуточных результатов N_1 и N_2 . Оценим эту погрешность.

Обозначим через $\Delta\varphi_1$, $\Delta\varphi_2$ и $\Delta\varphi_3$ фазовые погрешности выделения моментов, соответствующих фазам:

$$\omega t_1 = \frac{\pi}{2} + \varphi_x; \quad \omega t_2 = \pi; \quad \omega t_3 = \pi + \varphi_x.$$

С учетом погрешностей $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_2$ из выражения (3) находим

$$\begin{aligned} \tilde{N}_1 &= \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi_x + \Delta\varphi_1}^{\pi + \Delta\varphi_2} f_x(t) d(\omega t) = \frac{K_f U_{2m}}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi_x + \Delta\varphi_1}^{\pi + \Delta\varphi_2} \sin(\omega t - \varphi_x) d(\omega t) = \\ &= (\cos \varphi_x \cos \Delta\varphi_2 + \sin \varphi_x \sin \Delta\varphi_2 - \sin \Delta\varphi_1) \frac{K_f U_{2m}}{\omega}. \end{aligned} \quad (6)$$

Учитывая, что погрешности $\Delta\varphi_1$, $\Delta\varphi_2$ и $\Delta\varphi_3$ малы, используем разложение в степенные ряды до линейного члена, имеем:

$$\cos \Delta\varphi_2 \approx 1; \quad \sin \Delta\varphi_1 \approx \Delta\varphi_1; \quad \sin \Delta\varphi_2 \approx \Delta\varphi_2. \quad (7)$$

Тогда выражение (7) принимает вид:

$$\tilde{N}_1 = N_1 - \frac{K_f U_{2m}}{\omega} (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 \sin \varphi_x). \quad (8)$$

Аналогично из выражения (4) получим:

$$\begin{aligned} \tilde{N}_2 &= \frac{1}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi_x + \Delta\varphi_1}^{\pi + \varphi_x + \Delta\varphi_3} f_x(t) d(\omega t) = \frac{K_f U_{2m}}{\omega} \int_{\frac{\pi}{2} + \varphi_x + \Delta\varphi_1}^{\pi + \varphi_x + \Delta\varphi_3} \sin(\omega t - \varphi_x) d(\omega t) = \\ &= \frac{K_f U_{2m}}{\omega} (\cos \Delta\varphi_3 - \sin \Delta\varphi_1) \approx N_2 - \frac{K_f U_{2m}}{\omega} \Delta\varphi_1. \end{aligned} \quad (9)$$

Из соотношений (8) и (9) находим абсолютные погрешности измерений

$$\begin{aligned} \Delta N_1 &= \tilde{N}_1 - N_1 = -\frac{K_f U_{2m}}{\omega} (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 \sin \varphi_x); \\ \Delta N_2 &= \tilde{N}_2 - N_2 = -\frac{K_f U_{2m}}{\omega} \Delta\varphi_1. \end{aligned}$$

Полагая $|\Delta\varphi_1| = |\Delta\varphi_2| = \Delta\varphi_{\max} = \Delta\varphi$, получим предельные значения погрешностей:

$$\begin{aligned} \Delta N_{1m} &= \frac{K_f U_{2m}}{\omega} \Delta\varphi (1 + \sin \varphi_x); \\ \Delta N_{2m} &= \frac{K_f U_{2m}}{\omega} \Delta\varphi. \end{aligned}$$

Пределы изменения абсолютных погрешностей в измерении величин N_1 и N_2 :

$$\frac{K_f U_{2m}}{\omega} \Delta\varphi \leq \Delta N_{1m} \leq \frac{K_f U_{2m}}{\omega} 2\Delta\varphi ;$$

$$\Delta N_{2m} \leq \frac{K_f U_{2m}}{\omega} \Delta\varphi .$$

Используя выражения (6) и (9), найдем абсолютную погрешность определения $\cos\varphi_x$:

$$\begin{aligned} \Delta N &= \frac{\tilde{N}_1}{\tilde{N}_2} - \frac{N_1}{N_2} = \frac{\cos\Delta\varphi_2 \cos\varphi_x + \sin\Delta\varphi_2 \sin\Delta\varphi - \sin\varphi_1}{\cos\Delta\varphi_3 - \sin\Delta\varphi_1} - \cos\varphi_x = \\ &= \frac{\cos\Delta\varphi_2 \cos\varphi_x + \sin\Delta\varphi_2 \sin\varphi_x - \sin\varphi_1 - \cos\Delta\varphi_3 \cos\varphi_x + \sin\Delta\varphi_1 \cos\varphi_x}{\cos\Delta\varphi_3 - \sin\Delta\varphi_1} . \end{aligned}$$

С учетом равенств (7) получим:

$$\Delta N \approx \frac{\sin\Delta\varphi \cos\varphi_x + \sin\Delta\varphi \sin\varphi_x - \sin\Delta\varphi}{\cos\Delta\varphi - \sin\Delta\varphi} = \frac{\Delta\varphi}{1 - \Delta\varphi} (\cos\varphi_x + \sin\varphi_x - 1). \quad (10)$$

Составляющую погрешности измерения фазового сдвига, вносимую неточностью задания интервалов интегрирования, находим из выражения (5):

$$\Delta\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial N} \cdot \Delta N = \frac{\Delta N}{\sqrt{1 - N^2}} ;$$

где ΔN определяется из соотношения (10).

Таким образом, в статье предложены и исследованы два варианта метода измерения фазовых сдвигов в низком и инфранизком диапазонах частот с предварительным преобразованием исходных сигналов в пропорциональную частоту следования импульсов и последующим интегрированием полученных частот в определенных фазовых интервалах, что обеспечивает повышение помехозащищенности измерений.

Список литературы. 1. Галахова О. П., Колтик Е. Д., Кравченко С. А. Основы фазометрии. – М.: Энергия, 1976 2. Кузнецов В. А., Долгов В. А., Коневских В. М. и др. Измерения в электронике: Справочник Энергоатомиздат, 1987.- 512 с.

Поступила в редколлегию 14.11.08

П.Ф. ЩАПОВ, к.т.н., доцент, *А.М. ГАЙДАШ*, ассистент,
В.В. МУЛЯРОВ, инженер (НПО «ЭКСТРУДЕР»), *А.М. ГОЛОВКО*,
студент, *А.И. КОРДЮМОВ*, ст. научн. сотруди., г. Харьков.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ КОНТРОЛЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Представлена методика и результаты параметрического тестирования нестационарных по среднему значению случайных информационных сигналов, используемых при контроле технологических режимов.

A method and results of the parameter testing of mean value non-stationary random informative signals, used at control of the technological modes is presented.

Постановка проблемы. При контроле объектов сложной физической природы измеряемые показатели контроля могут являться функциями времени наблюдения. Такие показатели, являясь физическими величинами, могут отражать априори неопределённые свойства объекта контроля. Это приводит к возникновению неопределённости в результатах множества последовательных измерений и позволяет представить такие результаты моделями нестационарных непрерывных случайных процессов с дискретным временем. Типичными представителями таких информационных сигналов являются динамические измеряемые показатели контроля технологических процессов. Использование таких сигналов затруднено из-за наличия систематических погрешностей измерительного преобразования и зависимости случайных погрешностей такого преобразования от вида состояния объекта контроля. Проблема повышения точности и достоверности контроля при использовании таких случайных сигналов – это проблема выбора вероятностной модели сигнала, включающей как систематическую, так и случайную составляющие неопределённости результатов измерений.

Анализ литературы. Исследованию информационных свойств динамических измерительных сигналов посвящён ряд работ [1, 2], связанных с построением системы контроля динамических режимов, когда моделью сигнала является случайный процесс, нестационарный по математическому ожиданию. Однако синтезированные информативные параметры таких моделей являются случайными величинами с нецентральными F – распределениями Фишера-Снедекора, для которых является проблематичным оценивание вероятностей ошибок первого и второго рода, а, следовательно, и достоверности процедуры контроля [3]. Трудность такого оценивания возрастает, когда контроль становится многоальтернативным [4].

Цель статьи заключается в обосновании выбора метода параметрического тестирования случайных, нестационарных по среднему значению сиг-

налов, используемых при многоальтернативном контроле динамических объектов.

Дисперсионное разложение случайного сигнала. Рассмотрим возможности дисперсионного анализа регрессионных моделей, характеризующих нестационарность по математическому ожиданию для случайных процессов в виде временных рядов, когда для получения информации о состоянии объекта контроля используют тестовые статистики односторонней классификации при двумерных наблюдениях. Такие статистики позволяют сравнивать уровни межгрупповой изменчивости кусочно-линейных моделей для трендов этих рядов и по величине уровня принять решение о виде состояния объекта контроля.

Достаточно общей математической (статистической или вероятностной) моделью информационного сигнала служит представление сигнала уравнением [5]:

$$Y_t = f(t) + U_t; \quad t = 1, 2, \dots, N, \quad (1)$$

где $f(t)$ – детерминированная (систематическая) последовательность наблюдений, U_t – случайная последовательность, t – момент наблюдения, N – общее число равноотстоящих друг от друга на оси времени моментов, наблюдений.

Условимся, что влияние времени t сказывается на изменении только систематической составляющей. Таким образом, временной ряд (1) является аналогом непрерывного, нестационарного по математическому ожиданию, случайного процесса с дискретным временем наблюдения. Остаточная дисперсия σ^2 последовательности U_t постоянна во времени. Будем рассматривать $f(t)$ как возрастающую или убывающую функцию времени (тренд), так как предметом исследования являются переходные процессы изменения информационных сигналов технологического контроля, вызванные планируемым скачкообразным изменением режима производства, например, запуском технологической линии.

Проведем дисперсионный анализ вероятностной модели (1). Разобьем общее время наблюдения на K последовательных интервалов с n_j числом отсчетов ($j = \overline{1, K}$) в каждом таком интервале. Общее число отсчетов равно:

$$N = \sum_{j=1}^k n_j,$$

Используем кусочно-линейную аппроксимацию функции $f(t)$, представляя ее на K интервалах наблюдения линейными регрессиями:

$$E[Y_j / t] = A_j + B_j \cdot t, \quad (2)$$

где A_j, B_j – оценки параметров α_j, β_j модели наблюдения сигнала Y_t :

$$Y_{ji} = \alpha_j + \beta_j \cdot t_{ji} + Z_{ji}, \quad (j = \overline{1, K}, i = \overline{1, n_j}),$$

где Z_{ji} – случайный остаток с дисперсией σ^2 .

Рассмотрим основную линейную гипотезу порядка $2(K-1)$.

Но: $(\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_k; \beta_1 = \beta_2 = \dots = \beta_k)$

Согласно [84] её можно разбить на три независимых части:

$$H_0^{(1)} : \beta_1 = \beta_2 = \dots = \beta_k ;$$

$$H_0^{(2)} \text{ групповые средние лежат на прямой;}$$

$H_0^{(3)}$ угловой коэффициент этой прямой равен β_c , причем $\beta_c = \beta_1 = \dots = \beta_k$.

Для проверки выдвинутых гипотез используем разложение суммы S квадратов отклонений наблюдений Y_{ji} от общего среднего \bar{Y} на пять слагаемых [6]:

$$S = S_0 + S_{WG} + S_G + S_W + S_R, \quad (3)$$

где суммы S_{WG} , S_G , S_W отражают неопределённость оценок A_j , B_j коэффициентов уравнения (2), $J = 1, 2, \dots, K$.

Использование стандартной модели дисперсионного анализа линейных регрессий (ковариационный анализ [6]), позволяет сформировать критерияльные F – статистики, которые могут являться информационными параметрами (показателями многопараметрового измерительного контроля [1, 2]):

$$F_W = S_W / [\bar{S}_R \cdot (K - 1)], \text{ гипотеза } H_0^{(1)}$$

$$F_G = S_G / [\bar{S}_R \cdot (K - 2)], \text{ гипотеза } H_0^{(2)} \quad (4)$$

$$\sigma^2 F_{WG} = S_{WG} / \bar{S}_R, \text{ гипотеза } H_0^{(3)}$$

где $\bar{S}_R = S_R / (N - 2K)$ – оценка остаточной дисперсии σ^2 .

Модель параметрического контроля. Сформируем пространство информационных признаков. Представим, формально, задачу обнаружения технологических нарушений, как задачу классификации, решаемую в рамках дискриминантного анализа [2, 6]. Если рассматривать выбранные критерияльные F – статистики дисперсионного разложения (3) как случайные величины с условными законами распределения, определяемыми номером “ s ” вида состояния объекта контроля, то необходимо учитывать, что эти законы распределения зависят от числа степеней свободы и параметра нецентральности.

Введём L классов $\pi_0, \pi_1, \dots, \pi_{L-1}$, характеризующих нормальное (π_0) и ненормальное (с нарушениями) состояние π_1, \dots, π_{L-1} объекта контроля. Будем рассматривать F – статистики (4) как информационные сигналы (признаки): $X_1 = F_W, X_2 = F_G, X_3 = F_{WG}$. Пусть $f(x_s/\pi_r)$ – условная плотность распределения вероятности сигнала X_s , $S = 1, 2, 3$ для состояния $\pi_r = 0, 1, \dots, (L-1)$.

Если $F(X/\pi_r)$ – условная функция правдоподобия выборки $X = (x_1, x_2, x_3)$, где x_s – результат измерения значения сигнала X_s , то

$$F(X / \pi_r) = \prod_{S=1}^3 f(x_s / \pi_r) \quad (5)$$

Решение γ_j о том, что состояние объекта контроля является состоянием π_j принимают, если функция правдоподобия $F(X/\pi_r)$ – максимальна среди других функций (5), $r \neq j$.

Для расчета условных средних $\mu_s^{(r)}$ и дисперсий $D_s^{(r)}$, каждая из статистик (4) должна рассматриваться как случайная величина, имеющая нецентральное F – распределение Фишера-Снедекора с m_{1s} и m_{2s} степенями свободы и параметром нецентральности $\lambda_s^{(r)}$.

Тогда $\mu_s^{(r)}$, $D_s^{(r)}$ и $\lambda_s^{(r)}$ будут связаны соотношениями

$$\mu_s^{(r)} = \frac{m_2}{(m_2 - 2)} \left[1 + \frac{\lambda_s^{(r)}}{m_1} \right], \quad (6)$$

$$D_s^{(r)} = \frac{2m_2^2}{(m_2 - 2)(m_2 - 4)} \left[\frac{(1 + 2\lambda_s^{(r)})}{m_1} + \frac{(1 + \lambda_s^{(r)})^2}{(m_2 - 2)} \right]. \quad (7)$$

Центральный момент третьего порядка статистики X_S равен

$$\vartheta_s^{(r)} = \frac{8m_2^3}{(m_2 - 2)(m_2 - 4)(m_2 - 6)} \left[\frac{(1 + 3\lambda_s^{(r)})}{m_1^2} + \frac{3(1 + \lambda_s^{(r)})(1 + 2\lambda_s^{(r)})}{(m_2 - 2)m_1} + \frac{2(1 + \lambda_s^{(r)})^3}{(m_2 - 2)^2} \right] \quad (8)$$

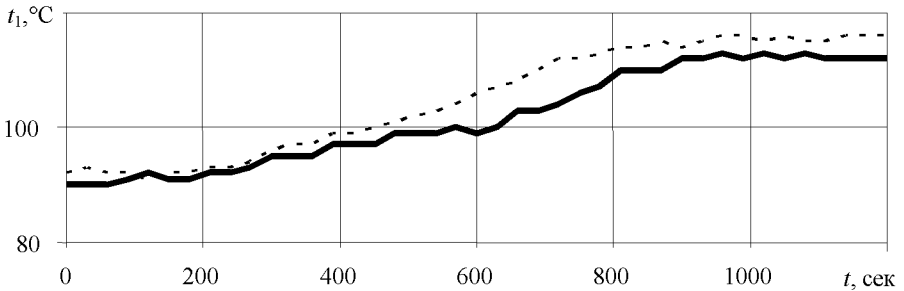


Рис. 1. Зависимость температуры t_1 от времени наблюдения t

Если оценить коэффициент асимметрии статистики X_S , то можно показать, что этот коэффициент практически равен нулю, если $m_1 > 4$, а $m_2 > 30$.

Тестирование реальных переходных режимов с использованием функции правдоподобия (5) показало эффективность применения статистик (4). На рис. 1 показано изменение температуры t_1 первой камеры нагрева технологической установки “Экструдер ЭК 1200/75” на начальном этапе горячего прессования при производстве растительного масла.

На рис. 1 пунктирная линия соответствует нормальному режиму работы, а сплошная линия – наличию технологического нарушения (влажность входного сырья на 1% ниже нормы).

В табл. 1 представлены типичные значения тестовых статистик (4), рассчитанных для трёх динамических показателей контроля (температуры двух камер нагрева и тока электродвигателя силового привода технологической установки).

Таблица 1. Значения тестовых статистик для состояний π_0 и π_1

Состояние объекта контроля	Температура t_1			Температура t_2			Ток I		
	$F_0^{(1)}$	$F_0^{(2)}$	$F_0^{(3)}$	$F_0^{(1)}$	$F_0^{(2)}$	$F_0^{(3)}$	$F_0^{(1)}$	$F_0^{(2)}$	$F_0^{(3)}$
π_0	4,83	48,64	18,48	15,87	597,92	68,91	0,353	0,86	1,26
π_1	13,99	130,67	30,03	42,91	311,86	34,86	0,276	6,48	1,04

Достоверность принятия решений по значениям статистик табл. 1 была не ниже 0,85.

Практические результаты. Описанная модель тестирования переходных режимов была использована при отладке технологических установок “Экструдер ЭК 1200/75” на предприятии НПО “Экструдер” г. Харьков, что сократило более чем в два раза время наладки установок.

Выводы. Экспериментальная проверка математической модели тестирования показала эффективность использования в качестве информационных сигналов тестовых F – статистик, что обеспечило достоверность контроля не ниже 0,85 для времени наблюдения t , не превышающего 10 минут. Рассмотренная модель тестирования позволяет получить информацию об изменении состояния объекта контроля за счёт конкретизации элементов случайной составляющей математической модели (1) результатов динамических измерений.

Список литературы: 1. *Щапов П.Ф., Муляров В.В.* Выбор информативных показателей технологического контроля на основе двумерных моделей дисперсионного анализа // Восточно-европейский журнал передовых технологий.– 2005. – №3/2(15).– С.46-49. 2. *Назаренко Л.А., Щапов П.Ф.* Оценка уровня относительной влажности сыпучих материалов по результатам теплофизического контроля технологических режимов маслоэкстракционных установок . V МНТК Метрологія та вимірювальна техніка (Метрологія - 2006), Наукові праці конференції у 2-х томах .–Том 1. – Харків, 2006. – С. 343-346. 3. *Pollard J.H.* A handbook of numerical and statistical techniques. Cambridge University Press: London – New York – Melbourne, 1976. – 344 p. 4. *Большевцев А.Д., Добрыдень В.А. и др.* Оценка качества контроля многопараметрических объектов. III МНТК «Метрологічне забезпечення в галузі електричних, магнітних та радіовимірювань». Том. 2, ХНДІМ. – 2000. – С. 128-130. 5. *Кендэлл М., Стьюарт А.* Многомерный статистический анализ и временные ряды. – М.: Наука, 1976. – 736 с. 6. *Patnaik P.B.* The noncentral χ^2 and F-distributions and their approximations // *Biometrika.* – 1949. – vol. 36. – №2. – p. 202-232.

Поступила в редакцию 29.12.08

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Балев В.Н., Маренич А.Н.</i> Сравнительная характеристика аппаратных средств электрокардиографического анализа.....	3
<i>Балиота С.Н.</i> Исследование динамических характеристик главного электропривода широкополосного стана горячей прокатки как трехмассовой электромеханической системы.....	9
<i>Бережная М.А., Королева Я.Ю.</i> Характеристические последовательности в конечно-автоматных моделях дискретных устройств	19
<i>Борисенко А.Н., Обод П.С., Лавриненко О.В.</i> Современные системы и средства контроля технического состояния дизельных двигателей.....	26
<i>Галай В.М., Сільвестров А.М.</i> Ідентифікація пружних коливань у вимірювальних системах.....	34
<i>Гапон А.І., Савицький С.М.</i> Автоматизована система регулювання тепlopостачання офісних будівель	42
<i>Горбачёв В.В., Гарных В.И.</i> Математические модели дискретного канала связи.....	47
<i>Гормакова И.В.</i> Вычислительные свойства сетей клеточных автоматов.....	53
<i>Гусельников В.К., Белікова Т.Б., Гусельников О.В.</i> Система экспрес-анализу питної води	57
<i>Гусельников В.К., Борисенко Е.А.</i> Выбор оптимального по точности подхода к измерению уровня ультразвуковым методом	61
<i>Давиденко А.П., Ренка А.С.</i> Кондуктометрический анализ водных растворов	66
<i>Дербунович Л.В., Абрамова Л.С., Ширин В.В.</i> До питання оцінки ефективності функціонування вулично-доржньої мережі міста	72
<i>Дербунович Л.В., Караман Д.Г.</i> Аппаратная реализация преобразования SubBytes алгоритма шифрования Rijndael (AES).....	79
<i>Дербунович Л.В., Либберг И.Г., Якубовский Д.В.</i> Метод синтеза детерминированных тестовых последовательностей на одномерных сетях клеточных автоматов	86
<i>Дербунович Л.В., Суздаль В.С., Епифанов Ю.М., Козьмин Ю.С.</i> Функциональное диагностирование систем управления производством органических скнтилляторов	96
<i>Ивашико А.В., Лунин Д.А.</i> К оценке сложности ПЛИС-реализаций процессоров быстрых теоретико-числовых преобразований.....	102
<i>Колосов В.А.</i> Анализ криптосистем с открытым ключом	106
<i>Кондрашов С.І., Опришкіна М.І.</i> Аналіз нелінійності реляційно-різницевого оператора тестової корекції для дробово-раціональних функцій перетворення.....	115

<i>Константинова Л.В., Клименко А.В.</i> Интегрированные системы менеджмента качества	121
<i>Мащенко Т.Г., Борисенко М.О.</i> Диагностика заболеваний сердечно-сосудистой системы на основе контроля изкоамплитудных колебаний ЭКГ-сигнала	127
<i>Мигущенко Р.П., Кропачек О.Ю., Маслова О.В.</i> Анализ теплофизической модели пресс-экструдеров масличных культур	132
<i>Панченко В.О.</i> Динамічна похибка при одержанні перехідного процесу спаду поляризаційного потенціалу в системі діагностики та катодного захисту залізобетону	136
<i>Серая О.В.</i> Нечеткая задача планирования производства	141
<i>Фесенко Т.Г.</i> Web-камера в системі мультимедійного комплексу офісу управління будівельними проектами	146
<i>Чинков В.Н., Мунтян Ю.А.</i> Методы измерения фазового сдвига с промежуточным преобразованием напряжение-частота	154
<i>Щапов П.Ф., Гайдаш А.М., Муляров В.В., Головки А.М., Кордюмов А.И.</i> Использование случайных сигналов при контроле переходных процессов .	159

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ “ХПІ”

Збірник наукових праць
Тематичний випуск
Автоматика та приладобудування
№56

Науковий редкатор: проф. Качанов П.О.
Технічний редактор: Ярмола О.О.
Відповідальний за випуск: к.т.н. Обухова Г.Б.

Обл. вид. № 20-09
Підписано до друку . Формат 60×84 1/16. Папір Copy Paper.
Друк-ризографія. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 9,7.
Облік. вид. арк. 9,5. 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