

**ВЕСТНИК  
НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО  
УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"**

**Сборник научных трудов**

**Тематический выпуск**

**"Автоматика и приборостроение"**

**23'2010**

**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.;

Л.М. Бесов, д-р ист. наук, проф.;

А.В. Бойко, д-р техн. наук, проф.;

Ф.Ф. Гладкий, д-р техн. 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.;

И.Ф. Домнин, д-р техн. наук, проф.;

В.В. Елифанов, канд. техн. наук, проф.;

Ю.И. Зайцев, канд. техн. наук, проф.;

П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.;

В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.;

С.И. Кондрашов, д-р техн. наук, проф.;

В.М. Кошельник, д-р техн. наук, проф.;

В.И. Кравченко, д-р техн. наук, проф.;

Г.В. Лисачук, д-р техн. наук, проф.;

В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.;

О.К. Морачковский, д-р техн. наук, проф.;

В.И. Николаенко, канд. ист. наук, проф.;

П.Г. Перерва, д-р экон. наук, проф.;

В.А. Пуляев, физ.-мат. наук, проф.;

М.И. Рыщенко, д-р техн. наук, проф.;

В. Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.;

Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.;

Ю.В. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.,

Н.А. Ткачук, 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, проф.

В.М. Боев, д-р техн. наук, проф.;

А.И. Гапон, канд. техн. наук, проф.;

Л.В. Дербунович, д-р техн. наук, проф.,

А.И. Рогачев д-р техн. наук, проф.;

Л.Г. Раскин, д-р техн. наук, проф.;

С.И. Кондрашов, д-р техн. наук, проф.;

Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.;

А.Г. Гурин, д-р техн. наук, проф.;

М.В. Гунбин, канд. техн. наук, доц.;

М.И. Корсунов, д-р техн. наук, проф.;

Д.В. Сперанский, д-р техн. наук, проф.

(г. Москва);

Адрес редколлегии:

61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21.

НТУ "ХПИ", Каф. АУТС

Тел. (057) 707-21-01

**Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут».** Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2010. – № 23 – 110 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 № 5 від 15 червня 2010 р.**

© Національний технічний університет "ХПІ", 2010

*А. В. АДОНИНА*, магистр НТУ «ХПИ»

## МЕТОДИ УДОВЛЕТВОРЕНИЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ

В статті розглянуто основні методи задоволення споживачів на прикладі роботи відомих фірм. Розглянуто процес формування очікувань споживача і аспекти очікуваної цінності товару або послуги для нього. Зв'язок між високим рівнем задоволення споживачів та їх лояльністю до торгової марки чи фірми. Також наведено приклад інноваційної практики впровадження системи управління якістю в органах місцевого самоврядування на основі ISO 9001:2000.

The article reviews the basic methods of customer satisfaction by the example of famous companies. The process of forming expectations and aspects of the expected values of the goods or services for it. Relationship between high levels of customer satisfaction and their loyalty to the brand or company. There is an example of innovative practice implementation of quality management in local government, based on ISO 9001:2000.

**Постановка проблеми.** В современном мире конкуренция между компаниями становится все более жесткой. Производитель имеет возможность взять верх в конкурентной борьбе, только если он обратится к маркетинговой философии. В данной статье я предлагаю рассмотреть методы удовлетворения потребителей и тенденции менеджмента качества в органах местного самоуправления. Компании, в центре внимания которых - потребитель, способные не просто производить продукцию, но и влиять на формирование его потребностей, имея необходимые знания, как технологии производства, так и в области создания надежных рыночных конструкций. Большинство компаний полагают, что работа по привлечению заказчиков возлагается на отдел маркетинга и продаж. Если отдел не справляется с этой задачей, многие руководители считают, что его специалисты не обладают достаточной квалификацией.

**Цель статьи** – продемонстрировать один из методов удовлетворения потребителей – внедрение системы управления качеством.

Первейшая задача любой компании - создание потребителя. Но современный покупатель оказывается лицом к лицу с шеренгами продуктов, торговых марок, производителей, цен и поставщиков. На основании чего потребитель делает свой выбор? Прежде всего, он определяет, принятие которого предложения принесет ему максимальную ценность? Потребитель ориентирован на максимизацию ценности в рамках приемлемых расходов по поиску товара, ограниченности своих знаний, мобильности и уровня доходов. У потребителя формируется ожидание определенной ценности, исходя из чего, он и действует. Именно от того, соответствует ли предложение производителя ожидаемой потребителем ценности, зависит степень удовлетворения последнего и вероятность совершения им повторной покупки [1].

**Удовлетворение потребителя.** Степень удовлетворенности потребителя покупкой, прежде всего, определяется соотношением его ожиданий и реальными качествами приобретенного продукта. Удовлетворение потребителя - функция ожиданий и реальных эксплуатационных характеристик продукта. Если реальные показатели функционирования продукта окажутся, ниже предварительных ожиданий, потребитель ощущает разочарование. Если характеристики продукта совпадают с ожиданиями, он доволен.

Многие компании ставят перед собой цель наиболее полного удовлетворения потребителей, поскольку те из них, кто испытывает простую удовлетворенность, легко соблазняются другими, более выгодными предложениями. Высокая степень удовлетворения или захвата формируют не только рациональное преимущество, но и эмоциональную привязанность к определенной торговой марки, лежащие в основе лояльности потребителя. Каким образом формируются ожидания потребителей? В этом процессе участвуют предыдущий опыт индивида в совершении покупок, советы друзей и сослуживцев, информация, полученная от активных субъектов рынка, конкурентов, и оценка перспективы. Если информация активных субъектов рынка ведет к завышенным ожиданиям, наиболее вероятно, что соблазнившись рекламой, покупатель будет разочарован.

В одном из исследований указывалось, что 75% покупателей автомашин "Toyota" были максимально удовлетворены покупкой, и, как следствие, 75% из них выразили желание вновь приобрести автомобиль этой марки. Фактически максимальное удовольствие, изобилие, увлечения, в который приводит покупателя новинка, не только определяют его рациональные преимущества, но и создают эмоциональную привязанность к торговой марке и высокую степень лояльности к ней со стороны потребителя [2]. Гораздо труднее быть лояльным потребителем услуг, оказываемых органами местного самоуправления. Выбор и ассортимент не широк, а качеством приходится довольствоваться, а не выбирать. Принципиально новым в организации деятельности и управления локальных органов власти становится внедрение прокачественных методов управления, в основе которых находится переход на международные стандарты системы управления качеством ISO 9001:2000 в обслуживании органами местной власти граждан и туристов.

**Инновационная практика внедрения системы управления качеством ISO 9001:2000 на муниципальные услуги.** Подобная практика сертификации предоставляемых услуг органами государственной и местной властей получила достаточно широкое распространение в 80-90-х годах прошлого века в Америке и Европе. В 2003г. впервые в г. Бердянске, был адаптирован польский опыт внедрения международных стандартов системы управления качеством на муниципальные услуги ISO 9001:2000.

Предпосылок внедрения международных стандартов управления качеством на услуги было несколько.

Первая – необходимость инновационного обновления формы и содержания управления в исполнительных органах местного и государственного управления, от отраслевого подхода к территориальному на основе сочетания функционального и пространственного развития.

Вторая – потребность повышения эффективности работы органов местного самоуправления. Установлено, что при получении стандартной справки при обычном документообороте гражданин на ее получение затрачивает 14-16 часов, а чиновник – 1,5 часа, а при электронном документообороте временные затраты сокращаются в 10-15 раз. Третья предпосылка – прямое влияние на качество жизни жителей путем формирования: а) более этичной и более прозрачной власти; б) принятия обоснованных управленческих решений по интегрированному территориальному развитию; в) установления партнерских отношений власти и граждан.

Муниципалитет (мэрия, горисполком, администрация) – можно образно представить как своеобразный магазин, в котором жители определенной территории выбирают главного менеджера-продавца, который и отвечает за организацию предоставления (продажи) искомого ассортимента и необходимого качества услуг, согласно наличия определенных предписаний, главными из которых являются Конституция страны, соответствующие Законы (Кодексы) в области муниципального развития и решения местных органов власти.

Четвертая предпосылка – потребность «выруливания» муниципального менеджмента на дорожку мирового опыта и естественной адаптации международного опыта самоуправления и международных стандартов управления применительно к молодой демократии постсоветских стран.

Построение системы управления качеством муниципальных услуг основывается на выделении трех групп макропроцессов: процессы управления развитием территории; процессы предоставления административных услуг, урегулированных национальным и местным законодательством личным и коллективным потребителям; вспомогательные (обеспечивающие) процессы деятельности муниципалитета, а также процедуры контроля и коррекции действующих процессов. В системе управления качеством ISO 9001:2000 технология, процессы и процедуры производства муниципальных услуг жестко регламентированы.

Опыт новаций в Бердянске демонстрирует:

Во-первых, на протяжении нескольких лет наблюдается устойчивая тенденция к росту численности граждан, получивших качественные услуги в мэрии - за 2,5 года свыше 12 % граждан, что свидетельствует о востребованности создания Центра предоставления услуг в мэрии.

Во-вторых, анализ структуры обращений указывают высокие темпы прироста обращений и полученных гражданами услуг в отделах предпринимательства и архитектуры, что объясняется упрощенной системой налогообложения для физических лиц и открытием в городе 01.06.2005 г. Единого офиса регистрации предприятий по принципу «единое окно», а также активизацией деловой активности в связи с курортным сезоном.

В-третьих, проблемы коммунального хозяйства граждан являются наиболее острыми в социально-экономической политике муниципального менеджмента. Заметно возросло количество обращений граждан в отдел защиты прав потребителей и регулирования потребительского рынка, введенного в структуру управления немногим более года.

В-четвертых, зарегистрированы и набирают оборот обращения граждан и предпринимателей в другие отделы – организационный – преимущественно, по поводу разрешения на проведение праздничных шествий, пикетов и т.п.; в информационный отдел – по поводу предоставления информации для учебных и научных целей и др.

Опыт внедрение системы ISO 9001 в г. Бердянске показал - система управления качеством ISO 9001:2000 на муниципальные услуги является инвестицией в качество персонала, оптимизацию процессов использования ресурсов, услуг, работ, в имидж города как активного. Инновационная модель – индикатор для инвесторов, активно разрабатывающих проекты инвестиционного освоения рекреационного комплекса города. Установлено, что оптимальный срок для внедрения трансформаций в небольшом городе – 1,5-2 года, а условием реализации является систематическая работа команды по внедрению системы управления качеством на муниципальные услуги согласно требованиям ISO [3].

**Вывод** - резюмируя практику внедрения системы управления качеством ISO 9001:2000 на муниципальные услуги в менеджменте г. Бердянска, можно свести к двум результатам: 1) резкое снижение бюрократизма, коррупции, своеволия, равнодушия чиновников к проблемам и запросам жителей; сокращение очередей к ответственным работникам и уменьшению жалоб в областные и центральные органы власти; 2) изменения в мышлении у жителей общины, связанные с преодолением боязни и опасений перед органами власти, осознанием их социальной и гражданской защищенности, повышении степени обратной связи в системе отношений “власть – община - житель”, проявившееся в положительной оценке действий органов местной власти в процессе мониторинга.

**Список литературы:** 1. *Р. Кох.* Менеджмент и финансы от А до Я. СПб.: Питер Ком, 1999. 2. *И. Манн.* Маркетинг на 100%. СПб.: Питер, 2005. 3. *Гудзь П.В.,* доктор экономических наук, профессор (презентация на сайте [www.euroway.berdyansk.net](http://www.euroway.berdyansk.net))

Статья представлена проф. НТУ «ХПИ» Кондрашовым С.И.

*Поступила в редакцию 26.04.10*

**В.В. БАРАБАШ**, м. н. с., Институт ионосферы (г. Харьков)  
**И.Б. СКЛЯРОВ**, главный инженер, Институт ионосферы (г. Харьков)

## **СТАНЦИЯ ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ИНСТИТУТА ИОНОСФЕРЫ**

У статті розглянута можливість використання комп'ютерної техніки у вимірювальному комплексі іоносферної станції "Базис" Інституту іоносфери НАН і МОН України. У результаті можуть бути отримані висотно-частотні характеристики (ВЧХ) у цифровому виді, які можна використовувати для автоматичної обробки засобами комп'ютерної техніки, що дозволить підвищити точність вимірів і збільшити кількість параметрів іоносферної плазми, що вимірюються.

Ключові слова: **іоносферна станція, цифрова іонограма, плата узгодження, персональний комп'ютер.**

In the article considered possibility of using of computer engineering in a composition a measuring complex of the ionospheric station "Bazis" of Institute of ionosphere NAS and DES Ukraine. As a result can be got high-frequency characteristic (HFC) in a digital form. characteristic can be used for automatic processing by facilities of computer engineering, it is will allow to raise accuracy of measurements and to increase the amount of measureable parameters.

Keywords: **ionospheric station, digital ionogram, device of synchronization, personal computer.**

**Постановка проблемы.** Развитие компьютерной техники и внедрение ее во все области науки позволяет нам внедрить аппаратные комплексы регистрации и обработки данных полученных при проведении измерений параметров ионосферы методом вертикального зондирования[1]. Компьютер, как центральный орган любой измерительной системы, выполняет прежде всего функцию интерфейса "человек-объект измерения". Экран любого монитора дает намного больше возможностей для индикации, чем экран осциллографа или мультиметра. Кроме того, любой ПК, пусть даже очень "древний", обладает большой вычислительной мощностью, которую можно использовать для того, чтобы применить различные виды обработки результатов измерений: нормирование, линеаризацию, временную привязку, вычисление среднего и т.д. Наконец, дисковый накопитель очень удобен для накопления больших объемов данных с целью их последующей обработки, архивирования или передачи по линиям связи с помощью модема.

Измерение физических параметров, таких как напряжение, ток и т.д., предполагает точную оценку аналоговых величин. Компьютер же работает исключительно с дискретными величинами. Отсюда ясно, что процесс превращения ПК в виртуальный измерительный прибор предполагает подключение аналого-цифрового преобразователя (АЦП)[2].

АЦП может общаться с компьютером через последовательный или параллельный порты, либо непосредственно через шины, если аналого-

цифровой преобразователь выполнен в виде платы расширения или карты РСМСІА [3].

**Цель** статьи – показать возможность применения компьютерной техники в измерительном комплексе ионосферной станции «Базис» Института ионосферы НАН и МОН Украины.

**Обсуждение.** В настоящее время регистрация информации, при измерениях, с ионосферной станции «Базис» производится в графическом виде посредством нанесением рисунка на электрохимическую бумагу быстродействующим регистрирующим устройством (БРУ). ИONOграмма, полученная таким образом, представлена на рис., 1. С иONOграммы, зачастую имеющей плохое качество, данные о критической частоте снимаются вручную, после чего вносятся в компьютер и обрабатываются при помощи специализированных программ.

Данный метод не позволяет произвести анализ с той точностью, которую может обеспечить современная вычислительная техника. Так же немаловажным является тот факт, что запасы специальной бумаги ограничены. Поэтому самым приемлемым вариантом решения этой проблемы является получение данных в цифровом виде, их обработка и хранение их на цифровых носителях.

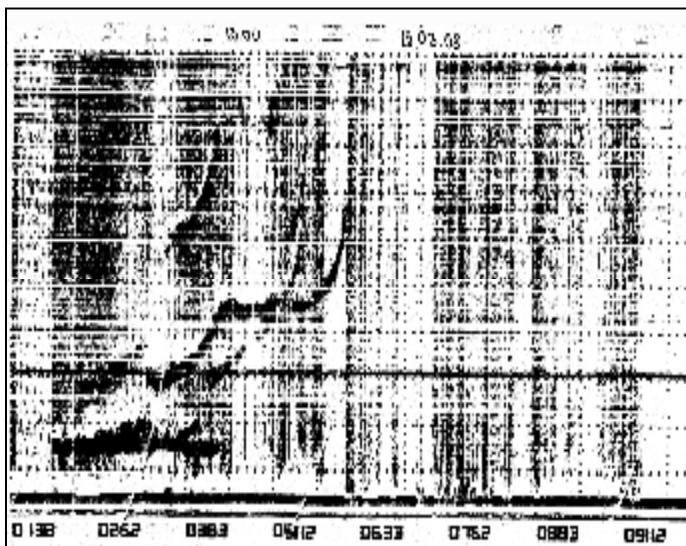


Рис. 1. Вид иONOграммы на бумаге

Аппаратурный комплекс, используемый для оцифровки данных, полученных со станции «Базис» во время измерений, представляет собой персональный компьютер и аналого-цифровой преобразователь, подключенный к нему через шину ISA при помощи платы согласования. Блок-схема АИС «Базис» после замены БРУ на блок цифрового преобразования изображена на рис. 2.

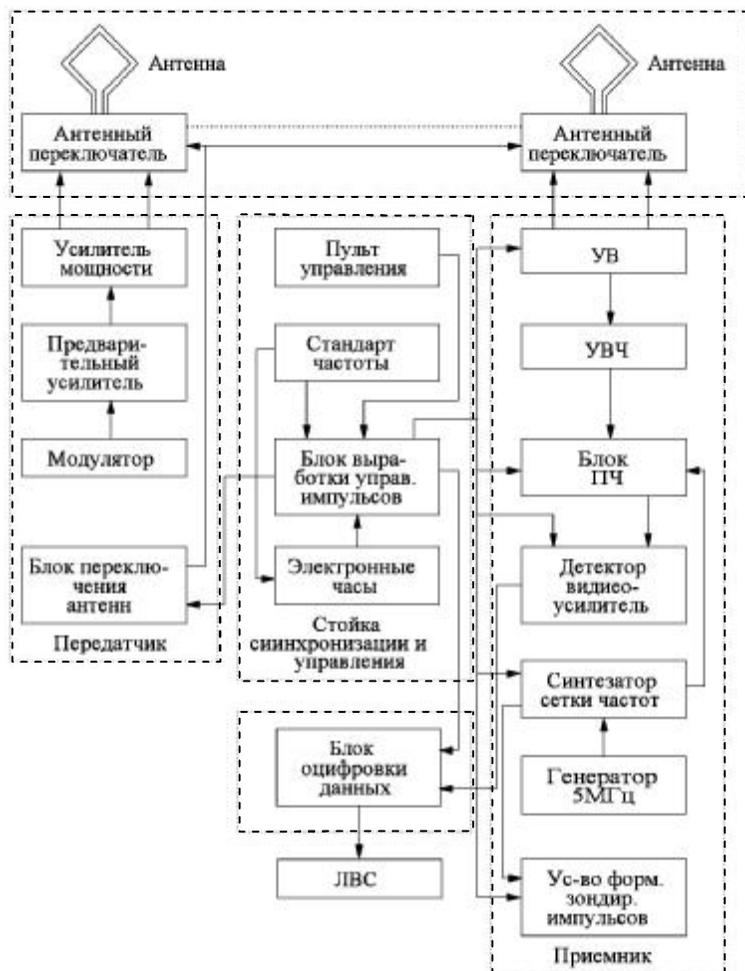


Рис. 2. Блок схема АИС «Базис»

Для подключения АЦП ПК была применена плата согласования, что дало возможность преобразования полученных данных, из аналогового в цифровой вид, с последующей записью их на жесткий диск ПК.

Подключение платы к ПК осуществляется через интерфейс ISA, который позволяет производить управление вводом-выводом и работой внешних устройств простым способом, при помощи относительно простых программных продуктов. Блок-схема блока цифрового преобразования приведена на рис. 3.

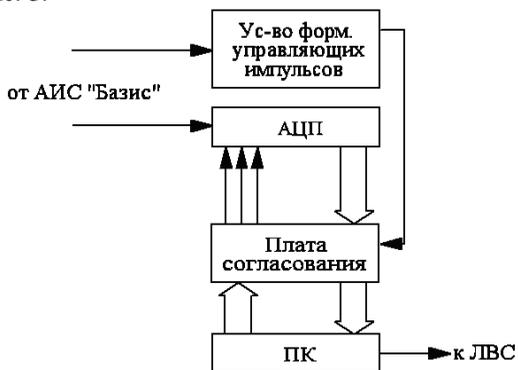


Рис. 3. Блок-схема подключения АЦП к ПК

Управление процессом преобразования производится программой написанной на языке Turbo Pascal. Общий алгоритм процесса преобразования представляет собой совокупность действий, внутри которой, последовательность, периодичность и временная диаграмма работы определяется набором рабочих импульсов ионозонда «Базис». Диаграмма представлена на рис. 4. Основными управляющими сигналами являются импульс запуска передатчика (ИЗП) и импульсы высотных меток (ИВМ).

АИС задает длительность сеансов, временной интервал следования которых определяется необходимой периодичностью получения данных.

В каждом сеансе происходит перестройка несущей частоты на 25 КГц, но возможна перестройка и в зависимости от необходимой точности получения высотного разрешения. Количество частот составляет 411. На каждой частоте включение передатчика происходит несколько раз, количество излучений выбирается, исходя из помеховой обстановки и с целью дальнейшего усреднения полученных данных. Усреднение производится для уменьшения влияния внешних помех на достоверность полученных результатов. В данной реализации используется 16 излучений для каждой частоты. Частота повторения ИЗП может быть изменена в интервале от 100 до ~ 3 Гц в зависимости от дальности вертикального, наклонного и трансферного зондирования.

Импульс ИЗП переводит блок цифрового преобразования в режим ожидания поступления информации, и с появлением первого ИВМ АЦП переходит в режим преобразования поступающих данных. Количество ИВМ после каждого ИЗП равно 250. Запуск АЦП производится после каждого ИВМ. Количество включений АЦП, исходя из выбранного режима работы АИС, на протяжении одного сеанса, будет равно ~ 1,6 млн., раз.

После преобразования каждого числа АЦП выдает сигнал, по которому оцифрованные данные из АЦП записываются сначала в регистры памяти, а далее по шине данных в ПК.

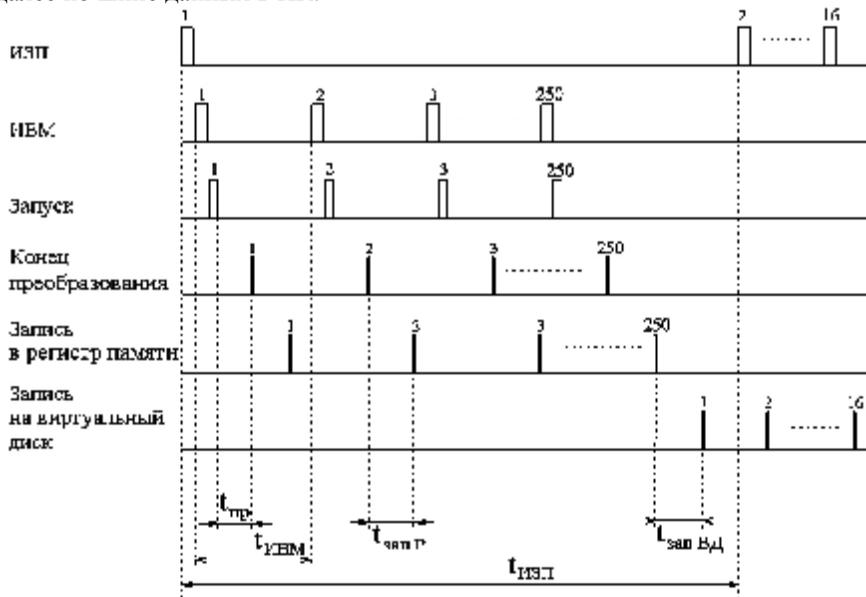


Рис. 4. Временная диаграмма

Поскольку для используемых ПК скорость записи данных, которая производится непосредственно на жесткий диск, мала (ограничена физическими параметрами жесткого диска), по сравнению с частотой следования ИВМ, то промежуточным устройством хранения данных является виртуальный диск, созданный программно и использующий ресурсы оперативной памяти. Запись преобразованных данных происходит каждый раз после окончания следования группы ИВМ, т.е. массивами размерностью 250 чисел. После окончания сеанса все преобразованные данные переписываются с виртуального диска на жесткий диск. Такой подход позволяет производить преобразование в режиме реального времени, то есть с частотой следования рабочих импульсов, и избежать искажения выходных данных.

Преобразованные данные записываются в файлы и хранятся в двоичном виде. Формат записи данных в файле таков, что каждое числовое значение оцифрованных данных занимает одну ячейку памяти. Это позволяет упростить дальнейшую обработку данных. Процедура первичной (промежуточной) обработки, производящая очистку данных от помех и процедура программной визуализации данных позволяют производить проверку корректности работы блока преобразования.

Результат работы блока цифрового преобразования данных приведен на рис. 5.

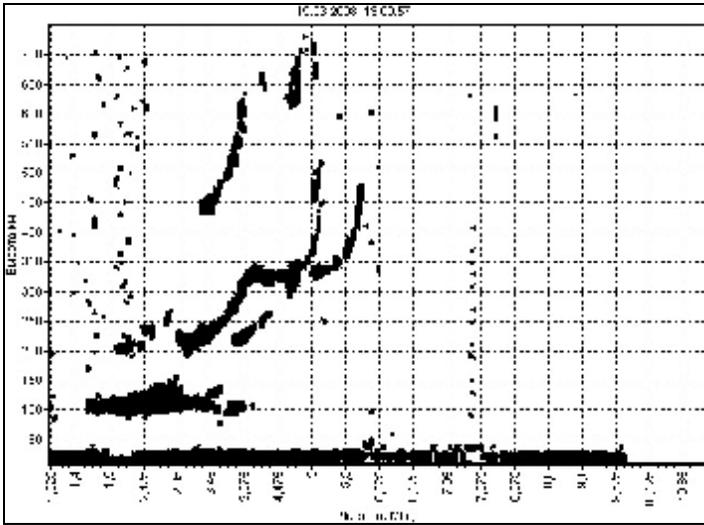


Рис. 5. Результат работы блока цифрового преобразования

**Выводы.** Представленная техническая разработка позволяет использовать ионозонд, работающий в составе радара некогерентного рассеяния, не только для калибровки высотных зависимостей электронной плотности, полученных методом НР. За счет подключения к нему аналого-цифрового преобразователя, сопряженного с ПК, и подключения этого компьютера к сети, объединяющей ПК системы обработки, стало возможным комплексирование средств когерентного и некогерентного приема сигналов. В результате повышается точность измерения и увеличивается количество измеряемых параметров ионосферной плазмы, в том числе есть возможность расчета высотного распределения концентрации электронов  $N_e(h)$  по измеренным ВЧХ.

**Список литературы:** 1. Я.Л. Альперт, В.Л. Гинзбург и Е.Л.Фейнберг. Распространение радиоволн // Государственное издательство технико-теоретической литературы. – М.:1953  
2. Патрик Гёльль Как превратить персональный компьютер в измерительный комплекс. Перевод с французского Брядинского А.Э Под редакцией Куликова Г.В.– М.: ДМК.,1999.  
3. Микропроцессоры. В 3 книгах. Книга 2. Средства сопряжения. Контролирующие и информационно-управляющие системы: Учебник для ВУЗов/ В.Д Вернер, Н.В. Воробьев, А.В. Горячев и др. Под редакцией Л.Н. Приснухина. – М.: Высшая школа 1986.

Статья представлена зам. Директора Института ионосферы НАН и МОН Украины по научной работе, д.т.н., проф. Пуляевым В.А.

Поступила в редакцию 02.02.2010

**О.М. БЕЗВЕСІЛЬНА**, д-р техн. наук, проф. НТУУ “КПІ”, Київ  
**Ю.О. ПОДЧАШИНСЬКИЙ**, канд. техн. наук, доц. ЖДТУ, Житомир

## **АЛГОРИТМІЧНІ МЕТОДИ ВИЗНАЧЕННЯ ЛІНІЙНИХ ПРИСКОРЕНЬ У РЕАЛЬНОМУ ЧАСІ**

В статье рассмотрены алгоритмические методы высокоточного определения линейных ускорений в реальном времени. Основой этих методов является идентификация вектора состояния чувствительного элемента в измерителях ускорений. Предложено использовать искусственную нейронную сеть для повышения точности измерений в нестационарных и неблагоприятных условиях.

Ключевые слова: измерение ускорений, вектор состояния, нейронная сеть

In the article the algorithmic methods of high-precision definition of linear accelerations in real time are considered. The basis of these methods is the identification of state vector of a sensing element in accelerometers. It is offered to use artificial neural network for increase of accuracy of measurements in non-stationary and unfavorable conditions.

Key words: measurement of accelerations, state vector, neural network

**Постановка проблеми.** Розвиток сучасних високоточних гравіметричних і навігаційних систем вимагає удосконалення всіх складових елементів цих систем та широкого застосування алгоритмічних методів обробки сигналів і компенсації похибок. Можливості удосконалення конструкції та підвищення точності виготовлення складових елементів на теперішній час практично вичерпані. Тому дуже перспективним і актуальним шляхом є застосування алгоритмічних методів підвищення точності гравіметричних і навігаційних систем.

Все це вимагає створення високоточних і ефективних алгоритмічних методів обробки вихідного сигналу вимірювачів лінійних прискорень, як важливої складової частини гравіметричних і навігаційних систем [1, 2].

**Аналіз літератури.** Існує багато наукових праць, присвячених теоретичним основам і дослідженню оптимальних і субоптимальних алгоритмів фільтрації дискретних сигналів засобів вимірювань, що містять завади [3, 4, 5, 6, 7, 9, 10]. Оскільки завдання оптимальної фільтрації є завданням ідентифікації (оцінки) стану, сформульоване в стохастичних термінах, в подальшому будемо використовувати термін “ідентифікація стану”.

Робота вимірювачів лінійних прискорень в несприятливих та нестационарних умовах вимірювань супроводжується виникненням ряду завод, що додаються до вихідного сигналу чутливого елементу (ЧЕ) цих вимірювачів. Наприклад, гармонійна завада може бути обумовлена нестационарним тепловим станом гіроскопічного ЧЕ та впливом періодичних рухів на частоті маятникових коливань ЧЕ [8]. Тому необхідно враховувати всі ці особливості

при розробці алгоритмів ідентифікації стану вимірювачів лінійних прискорень з підвищеними метрологічними характеристиками.

**Мета статті** – розробка алгоритмічних методів ідентифікації в реальному часі вектора стану для ЧЕ вимірювачів лінійних прискорень. Ці методи забезпечують підвищення точності вимірювань лінійних прискорень в несприятливих і нестационарних умовах проведення вимірювань.

**Постановка задачі ідентифікації стану ЧЕ.** Розглянемо алгоритмічні методи підвищення точності ідентифікації стану гіроскопічного ЧЕ у вимірювачі лінійних прискорень. Результатом оцінки стану є ідентифікація кутового положення та параметрів кутового руху ЧЕ  $\alpha(t) = \alpha_I + \alpha_{CI}(t)$ . При цьому амплітуда корисної складової  $\alpha_I$ , яку вважаємо постійною на інтервалі спостереження, пропорційна лінійному прискоренню, що вимірюється. Параметри змінної складової  $\alpha_{CI}(t)$  руху ЧЕ необхідні в подальших процедурах алгоритмічної обробки для компенсації похибок оцінки стану і підвищення точності вимірювань лінійних прискорень.

Змінна складова  $\alpha_{CI}(t)$  визначається розв'язком нелінійного диференційного рівняння [2, 8]

$$\ddot{\alpha}_{CI} + 2\xi_{CI} \dot{\alpha}_{CI} + \omega_0^2 \sin \alpha_{CI} = 0, \quad (1)$$

де  $\omega_0, \xi_{CI}$  – колова частота і коефіцієнт згасання прецесійних коливань ЧЕ.

У разі малих коливань ЧЕ  $\sin(\alpha_{CI}) \approx \alpha_{CI}$ , тому на основі (1) отримуємо лінійне рівняння

$$\ddot{\alpha}_{CI} + 2\xi_{CI} \dot{\alpha}_{CI} + \omega_0^2 \alpha_{CI} = 0. \quad (2)$$

Ідентифікація кутового положення ЧЕ виконується на основі обробки даних  $\alpha_i^*$ , що надходять від датчика кутового положення (ДК) цього ЧЕ:

$$\alpha_i^* = \alpha(t_i) + \delta_\alpha(t_i); \quad i = \overline{1, K};$$

$$t_i = i \cdot \delta_a; \quad T_c = K \cdot \delta_a,$$

де  $\alpha(t_i) = \alpha_I + \alpha_{CI}(t_i)$  – значення, що відповідають математичній моделі (2) траєкторії руху ЧЕ,  $\delta_\alpha(t_i)$  – похибки вимірної траєкторії руху ЧЕ, обумовлені дією завод на ЧЕ та похибками ДК,  $K$  – кількість відліків, що надходять від ДК та використовуються для оцінки стану ЧЕ,  $\delta_a$  – інтервалу часу між відліками,  $T_c$  – час спостереження за ЧЕ.

**Ідентифікація стану ЧЕ на основі фільтра Калмана.** Розглянемо алгоритм ідентифікації стану ЧЕ в реальному часі на основі фільтра Калмана з урахуванням наявності ряду похибок. Ці похибки зумовлені неадекватністю

прийнятої математичної моделі (2) та реального сигналу ДК, кінематичними нелінійностями та перешкодами у законі руху ЧЕ, а також шумами ДК.

Перший підхід полягає у використанні рівнянь руху гіроскопічного ЧЕ в межах прецесійної теорії [8]. Тоді систему рівнянь, що характеризує рух ЧЕ, можна записати у вигляді матричного рівняння

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = A\mathbf{x}(t),$$

де

$$\mathbf{x} = [\alpha_i \quad \alpha_p \quad \beta_p]^T,$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_F H^{-1} \\ 0 & \pm \omega_{Ci} & 0 \end{bmatrix},$$

$\alpha_p$  – кут повороту зовнішньої рамки відносно об'єкта вимірювань,  $\beta_p$  – кут повороту корпусу ЧЕ відносно зовнішньої рамки,  $M_F$  – момент, обумовлений дією зовнішньої сили на ЧЕ,  $H$  – кінетичний момент гіроскопічного ЧЕ.

У матриці  $A$  знак “-” перед елементом  $\omega_{Ci}$  відповідає руху ЧЕ поблизу стану стійкої рівноваги, а знак “+” - поблизу стану нестійкої рівноваги.

Другий підхід при формуванні матриці  $A$  полягає у використанні диференційного рівняння (2). Якщо  $\sin(\alpha_{Ci}) \approx \alpha_{Ci}$ ,  $\xi_{Ci} \rightarrow 0$ , то вектор стану має вигляд

$$\mathbf{x} = [\alpha_i \quad \alpha_{Ci} \quad \xi_{Ci}]^T,$$

а матриця

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & m\omega_0^2 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Розглянемо питання можливості спостереження вектора стану за результатами вимірювань  $\alpha_i^*$ . Будемо вважати, що поміж вектором вимірювань  $\alpha^*$  та вектором стану  $X$  є лінійний взаємозв'язок

$$\alpha^*(t) = C \cdot \mathbf{x}(t), \quad (4)$$

де  $C$  – матриця вимірювань.

Через те, що ДК ЧЕ вимірює сигнал  $\alpha_i + \alpha_{Ci}$ , то матриця  $C$  вироджується у вектор-рядок

$$C = [1 \quad 1 \quad 0].$$

Оскільки вимірювання  $\alpha_i^*$  здійснюються з похибками, то співвідношення (4) можна записати у вигляді

$$\alpha^*(t) = C \cdot x(t) + V(t),$$

де  $V(t)$  – вектор, складові якого – випадкові змінні і для них виконуються такі гіпотези:

- математичне сподівання кожної складової дорівнює нулю;
- похибки вимірювань у кожний момент часу не залежать від похибок вимірювань, які виконуються в наступний момент часу.

Тоді в прийнятих позначеннях математична модель руху ЧЕ має вигляд:

$$\dot{x} = Ax(t);$$

$$\alpha^*(t) = Cx(t) + V(t). \quad (5)$$

В системі (5) вимірювання здійснюються за допомогою ДК в дискретні моменти часу. Тому перейдемо до дискретного фільтра Калмана, який представимо системою матричних рівнянь:

$$x_{i/i} = x_{i/i-1} + k_i(\alpha_i^* - Cx_{i/i-1});$$

$$k_i = P_{i/i-1}C^T[CP_{i/i-1} + L_i]^{-1};$$

$$P_{i/i-1} = \hat{O}P_{i-1/i-1}\hat{O}^T;$$

$$P_{i/i} = P_{i/i-1} - k_iCP_{i/i-1},$$

де  $x_{i/i-1}$  – оцінка  $x_i$  з врахуванням всієї інформації, яка відома в момент часу  $t_{i-1}$  та у попередні моменти часу;  $x_i$  – істинне значення  $x$  в момент часу  $t_i$ ;  $x_{i/i}$  – оцінка  $x_i$  з урахуванням всієї інформації, яка відома в момент часу  $t_i$  та у попередні моменти часу;

$P_{i/i-1} = E\{ (x_{i/i-1} - x_i)(x_{i/i-1} - x_i)^T \}$  – матриця коваріацій випадкової змінної  $x_{i/i-1} - x_i$ ;  $E\{ \}$  – імовірнісна оцінка виразу в дужках;  $P_{i/i}$  – матриця коваріацій випадкової змінної  $x_{i/i} - x_i$ ;  $L_i$  – матриця коваріацій випадкової змінної  $V_i$ .

Перехідну матрицю системи (5) можна представити у вигляді матричного ряду

$$\hat{O} = e^{A\Delta t} = 1 + A\Delta t + \frac{[A\Delta t]^2}{2!} + \frac{[A\Delta t]^3}{3!} + \dots$$

У разі представлення матриці  $A$  у вигляді (3), матричний ряд перетворюється на дві матриці розмірності  $(3 \times 3)$ , в одній з яких елементи є розвитком тригонометричних функцій в степеневий ряд при знаходженні ЧЕ у стані стійкої рівноваги, в іншій – елементи є розвитком гіперболічних функцій у степеневий ряд при знаходженні ЧЕ у стані нестійкої рівноваги. З урахуванням цих перетворень перехідні матриці для оцінки стану стійкої та нестійкої рівноваги ЧЕ набувають вигляду:

$$\hat{O}^N = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\omega_0\delta_a & \frac{1}{\omega_{\zeta i}}\sin\omega_0\delta_a \\ 0 & -\omega_{\zeta i}\sin\omega_0\delta_a & \cos\omega_0\delta_a \end{bmatrix},$$

$$\hat{O}^S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \operatorname{ch}\omega_0\delta_a & \frac{1}{\omega_{\zeta i}}\operatorname{sh}\omega_0\delta_a \\ 0 & \omega_{\zeta i}\operatorname{sh}\omega_0\delta_a & \operatorname{ch}\omega_0\delta_a \end{bmatrix}.$$

Вектор стану ЧЕ в момент  $t_1 = 0$  задається математичним сподіванням вектора  $\hat{x}_{0/0}$  і встановлюється експериментально. Для цього проводиться вивчення властивостей системи задання початкових умов конкретного ЧЕ з урахуванням точності початкової орієнтації ЧЕ відносно площини північ-південь:

$$x_{010} = [\Delta x_{10} \quad \Delta x_{20} \quad \Delta x_{30}]^T. \quad (6)$$

Для обчислення оцінки стану, яка використовується на першому кроці  $x_{i/i-1}$  при  $i = 1$ , скористаємося співвідношенням

$$x_{i/i-1} = \Phi x_{i-1/i-1}.$$

Матрицю коваріацій початкового стану ЧЕ задамо у вигляді дисперсій початкових відхилень вектора стану (6), причому при  $i = 1$  матриця коваріацій має діагональний вигляд

$$P_{0/0} = \begin{vmatrix} (\Delta x_{10})^2 & 0 & 0 \\ 0 & (\Delta x_{20})^2 & 0 \\ 0 & 0 & (\Delta x_{30})^2 \end{vmatrix}.$$

Враховуючи структуру матриці вимірювань  $C$ , матриця коваріацій шуму вимірювача має вигляд  $L_k = \sigma_{11}^2$ .

Отже, використовуючи апріорну інформацію про перехідну матрицю, вектор початкового стану, матриці коваріацій стану системи та шумів вимірювача на першому кроці ( $i = 1$ ), ФК дає змогу рекурентно оцінити стан ЧЕ, крок за кроком уточнюючи елементи вектора  $x_{i/i}$ .

**Ідентифікація стану ЧЕ за методом найменших квадратів.** Іншим варіантом ідентифікації стану ЧЕ є використання аналітичного рішення рівняння (2). Це рішення має вигляд [8]:  $\alpha_{\zeta i}(t) = A_{\zeta i} e^{-\xi_{\zeta i} t} \sin(\omega_{\zeta i} t + \varphi_{\zeta i})$ , де  $\omega_{\zeta i} = \sqrt{\omega_0^2 - \xi_{\zeta i}^2}$ ,  $A_{\zeta i}$ ,  $\varphi_{\zeta i}$  – амплітуда і початкова фаза прецесійних коли-

вань ЧЕ. Якщо  $\xi_{\text{C}\dot{\Gamma}} \rightarrow 0$ , то математична модель ідеальної траєкторії руху ЧЕ має вигляд:

$$\alpha(t) = \alpha_{\dot{\Gamma}} + \alpha_{\text{C}\dot{\Gamma}}(t);$$

$$\alpha_{\dot{\Gamma}} = \text{const};$$

$$\alpha_{\text{C}\dot{\Gamma}}(t) = \alpha_C \sin \omega_{\text{C}\dot{\Gamma}} t + \alpha_S \cos \omega_{\text{C}\dot{\Gamma}} t,$$

де  $\alpha_C = A_{\text{C}\dot{\Gamma}} \cos \varphi_{\text{C}\dot{\Gamma}}$ ,  $\alpha_S = A_{\text{C}\dot{\Gamma}} \sin \varphi_{\text{C}\dot{\Gamma}}$ . В цьому випадку вектор стану ЧЕ, який потрібно ідентифікувати, дорівнює:  $x_\alpha = (\alpha_{\dot{\Gamma}}, \alpha_C, \alpha_S)^T$ .

Розв'язок задачі ідентифікації на основі методу найменших квадратів має вигляд [2, 8]:

$$\alpha_{\dot{\Gamma}} = \sum_{i=1}^K \alpha_i^* l_{\alpha\dot{\Gamma},i};$$

$$\alpha_C = \sum_{i=1}^K \alpha_i^* l_{\alpha C,i};$$

$$\alpha_S = \sum_{i=1}^K \alpha_i^* l_{\alpha S,i}.$$

В цьому випадку для визначення вектора стану чутливого елементу використовуються постійні коефіцієнти  $l_{\alpha\dot{\Gamma},j}$ ,  $l_{\alpha C,j}$ ,  $l_{\alpha S,j}$ ,  $j = \overline{(n-k+1), n}$ . Ці коефіцієнти залежать від частоти коливань ЧЕ  $\omega_0$ , коефіцієнта згасання  $\xi_1$ , частоти  $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \xi_1^2}$ , що використовується в алгоритмі ідентифікації, інтервалу часу  $\delta_a$  між відліками, що надходять від ДК.

**Ідентифікація стану ЧЕ на основі штучної нейронної мережі.** Всі перераховані величини можуть бути визначені з деякою похибкою та змінюватися на декілька відсотків під дією різних дестабілізуючих факторів в процесі експлуатації засобів вимірювань лінійних прискорень. Окрім того, кількість  $k$  відліків кута, що використовується для розрахунку вектора стану, також може бути обрана різною в залежності від потрібної швидкодії та просторової розподільчої здатності засобів вимірювань. Все це вимагає адаптації та оптимального настроювання параметрів в алгоритмах оцінювання для зменшення додаткової похибки вимірювань, обумовленої складними та нестационарними умовами вимірювань.

Адаптація та оптимальне настроювання параметрів алгоритму оцінки можуть бути виконані в процесі адаптації та навчання штучної нейронної мережі, на основі якої пропонується реалізовувати алгоритм оцінки. Вбудовані алгоритми і методи настроювання вагових коефіцієнтів мережі і є головною перевагою штучної нейронної мережі у порівнянні із звичайними неадаптивними засобами обробки виміральної інформації [11, 12].

Для оцінки вектора стану чутливого елементу будемо використовувати штучну нейронну мережу, що складається з лінії затримки та трьох адаптивних лінійних нейронів (див. рисунок). Навчання такої мережі та настроювання її вагових коефіцієнтів будемо виконувати на основі навчального правила Відрου-Хоффа, що є модифікацією методу найменших квадратів [11].

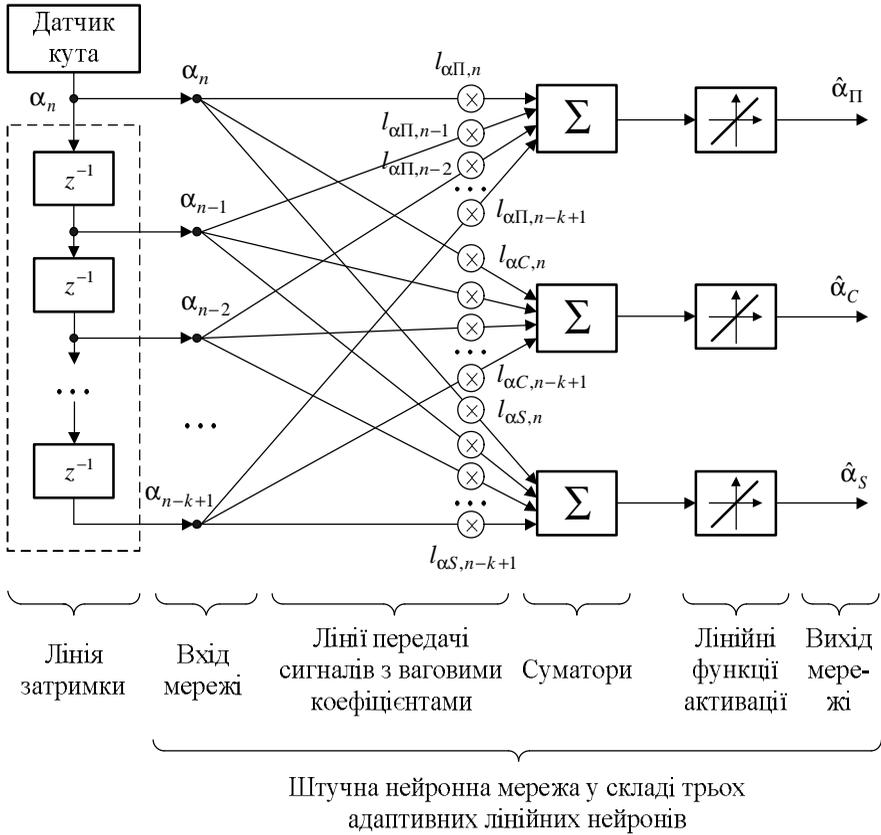


Рис. 1 Структурна схема оцінки вектора стану вимірювача лінійних прискорень на основі штучної нейронної мережі

Ступінь наближення вихідного сигналу мережі  $x_\alpha = (\alpha_P, \alpha_C, \alpha_S)^T$  до точного значення  $x_\alpha = (\alpha_P, \alpha_C, \alpha_S)^T$  може бути оцінена функціоналом якості роботи мережі. Наприклад, для першого виходу мережі цей функціонал  $J_{\alpha P} = E[F(\Delta_{\alpha P}(\alpha_n, \alpha_P, \tilde{c}))] \rightarrow \min$ , де  $E[\cdot]$  – математичне сподівання функції втрат  $F(\Delta_{\alpha P}) = (\Delta_{\alpha P})^2$  від похибки  $\Delta_{\alpha P} = \alpha_P - \hat{\alpha}_P$  мережі. Результатом

навчання є оптимальний вектор коефіцієнтів  $c^* = (l_{\alpha\bar{l},n}^*, l_{\alpha\bar{l},n-1}^*, \dots, l_{\alpha\bar{l},n-k+1}^*)^T$ , що мінімізує функціонал  $J_{\alpha\bar{l}}$  та враховує вплив дестабілізуючих факторів і нестационарних умов вимірювань. Значення  $\tilde{c} = c^*$  може бути знайдено з рівняння  $\nabla J_{\alpha\bar{l}}(\tilde{c}) = E[\nabla F(\Delta_{\alpha\bar{l}}(\tilde{c}))] = 0$ .

Рекурентний алгоритм навчання штучної нейронної мережі:

$$\tilde{c}(q) = \tilde{c}(q-1) - \Gamma(q) \cdot \nabla F(\Delta_{\alpha\Pi}(\alpha_{n\Pi}, \alpha_{\Pi}, \tilde{c}(q-1)), \tilde{c}(q-1)), \quad (7)$$

де  $q = \overline{1, N_{\text{iaâ±}}}$  – номер кроку рекурентного алгоритму навчання з сигналом  $\alpha_{\bar{l}}$ ,  $N_{\text{iaâ±}}$  – тривалість процедури навчання (загальна кількість кроків),  $\Gamma(q)$  – матриця підсилення, що впливає на швидкість процедури навчання,

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial l_{\alpha\Pi,n}} &= \frac{\partial (\Delta_{\alpha\Pi}^2)}{\partial l_{\alpha\Pi,n}} = -2\alpha_{n,r} \left( \alpha_{n\Pi} - \sum_{j=n-k+1}^n \alpha_{n,j} l_{\alpha\Pi,j} \right) = \\ &= -2\alpha_{n,r} (\alpha_{n\Pi} - \alpha_{\Pi}). \end{aligned} \quad (8)$$

Підставляючи (8) в (7), отримуємо:

$$\tilde{c}(q) = \tilde{c}(q-1) + \Gamma(q) \cdot 2\alpha_{n,r} \cdot (\alpha_{n\Pi} - \alpha_{\Pi}), \quad (9)$$

На основі (9) отримуємо остаточний вираз для обчислення вагових коефіцієнтів нейронів в процесі навчання для кожного з виходів мережі:

$$\begin{aligned} \tilde{l}_{\alpha\Pi,j}(q) &= \tilde{l}_{\alpha\Pi,j}(q-1) + 2\alpha_{n,r} \cdot (\alpha_{n\Pi} - \alpha_{\Pi}) \cdot \gamma_n / \|\alpha_n\|; \\ \tilde{l}_{\alpha_C,j}(q) &= \tilde{l}_{\alpha_C,j}(q-1) + 2\alpha_{n,r} \cdot (\alpha_{nC} - \alpha_C) \cdot \gamma_n / \|\alpha_n\|; \\ \tilde{l}_{\alpha_S,j}(q) &= \tilde{l}_{\alpha_S,j}(q-1) + 2\alpha_{n,r} \cdot (\alpha_{nS} - \alpha_S) \cdot \gamma_n / \|\alpha_n\|, \end{aligned}$$

де  $\|\alpha_i\| = \alpha_i^{\hat{O}} \alpha_i$  – евклідова норма навчального сигналу на вході мережі.

Ознакою завершення процедури навчання штучної нейронної мережі є виконання умов

$$\begin{aligned} \alpha_{n\Pi} - \alpha_{n\Pi}(q) &\leq \varepsilon_{\alpha\Pi}; \\ \alpha_{nC} - \alpha_{nC}(q) &\leq \varepsilon_{\alpha_C}; \\ \alpha_{nS} - \alpha_{nS}(q) &\leq \varepsilon_{\alpha_S}, \end{aligned} \quad (10)$$

де  $\varepsilon_{\alpha\bar{l}}, \varepsilon_{\alpha_C}, \varepsilon_{\alpha_S}$  – допустимі значення похибки оцінки стану вектора стану вимірювача лінійних прискорень (похибки виходу штучної нейронної мережі). Будемо вважати, що  $\varepsilon_{\alpha\bar{l}} = \varepsilon_{\alpha_C} = \varepsilon_{\alpha_S}$ . Тоді для математичної моделі (2) середньоквадратичне значення похибки сигналу  $\alpha(t)$ , обумовлене похибками (10), дорівнює:  $\sigma_{\alpha} = \varepsilon_{\alpha\bar{l}} / \sqrt{3} \leq \sigma_{\hat{\Delta}\hat{\varepsilon}} / 3$ , де  $\sigma_{\hat{\Delta}\hat{\varepsilon}}$  – середньоквадратичне значення похибки ДК. Звідси

$$\alpha_{nП} - \alpha_{nП}(q) \leq \sigma_{ДК} / \sqrt{3};$$

$$\alpha_{nC} - \alpha_{nC}(q) \leq \sigma_{ДК} / \sqrt{3};$$

$$\alpha_{nS} - \alpha_{nS}(q) \leq \sigma_{ДК} / \sqrt{3}.$$

Ці співвідношення визначають завершення процедури навчання штучної нейронної мережі та гарантують теоретично обчислену точність оцінок вектора стану в несприятливих та нестационарних умовах вимірювань.

**Висновки.** Ефективним шляхом підвищення точності вимірювань лінійних прискорень є ідентифікація стану ЧЕ вимірювачів цих прискорень на основі алгоритмічних методів. Отримано розв'язок задачі ідентифікації на основі фільтра Калмана у реальному часі. Це дозволяє оцінити вектор стану ЧЕ при наявності завад детермінованого та випадкового характеру.

Також пропонується реалізація алгоритму ідентифікації на основі штучної нейронної мережі. Адаптація та оптимальне настроювання параметрів алгоритму можуть бути виконані в процесі адаптації та навчання цієї мережі. Для оцінки вектора стану ЧЕ розроблено схему, що складається з ліній затримки та трьох адаптивних лінійних нейронів. Результатом є зменшення додаткової похибки вимірювань, обумовленої складними та нестационарними умовами вимірювань.

**Напрямами подальших досліджень** може бути теоретична оцінка похибок математичної моделі (2) по відношенню до рівняння руху ЧЕ (1). Отримані результати можуть бути використані для побудови високоточних навігаційних та гравіметричних систем.

**Список літератури:** 1. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий / под ред. М. Н. Красильщикова, Г. Г. Себрякова. – М. : Физматлит, 2003. – 280 с. 2. Безвесільна О. М. Авіаційні гравіметричні системи та гравіметри : підручник / О. М. Безвесільна. – Житомир : ЖДТУ, 2007. – 604 с. 3. Статистическая обработка результатов экспериментов на микро-ЭВМ и программируемых калькуляторах / А. А. Костылев, П. В. Миляев, Ю. Д. Дорский и др. – Л. : Энергоатомиздат, 1991. – 304 с. 4. Грановский В. А. Методы обработки экспериментальных данных при измерениях / В. А. Грановский, Т. Н. Сирая. – Л. : Энергоатомиздат, 1990. – 288 с. 5. Яцук В. О. Методи підвищення точності вимірювань : підручник / В. О. Яцук, П. С. Малачівський. – Львів : Бескид Біт, 2008. – 368 с. 6. Браммер К. Фильтр Калмана-Бьюси / К. Браммер, Г. Зиффлинг. – М. : Наука, 1982. – 189 с. 7. Сеницын И. Н. Фильтры Калмана и Пугачева : учебное пособие / И. Н. Сеницын. – М. : Университетская книга ; Логос, 2006. – 640 с. 8. Безвесільна О. М. Вимірювання прискорень : підручник / О. М. Безвесільна. – К. : Либідь, 2001. – 264 с. 9. Кузьмин С. З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации / С. З. Кузьмин. – М. : Советское радио, 1974. – 432 с. 10. Фалькович С. Е. Статистическая теория измерительных радиосистем / С. Е. Фалькович, Э. Н. Хомяков. – М. : Радио и связь, 1981. – 288 с. 11. Руденко О. Г. Штучні нейронні мережі : навчальний посібник / О. Г. Руденко, Є. В. Бодянский. – Харків : ТОВ “Компанія СМІТ”, 2006. – 404 с. 12. Зайченко Ю. П. Основы проектирования интеллектуальных систем : навчальний посібник / Ю. П. Зайченко. – К. : Видавничий дім “Слово”, 2004. – 352 с.

Поступила в редакцію 02.04.2010

**И.Н. БОГАТЫРЕВ**, ст. преп. НТУ "ХПИ"

**В.И. ДОЦЕНКО**, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПИ"

**С.С. МУРАТОВ**, студент НТУ "ХПИ"

**В.С. ТРОЙНИКОВ**, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПИ"

## ИССЛЕДОВАНИЕ СХЕМЫ ЦИФРОВОГО ПИК-ВОЛЬТМЕТРА

У статті приведені результати моделювання оригінальної схеми вимірювача амплітудного значення сигналу з використанням швидкодіючих компаратора та лічильника.

In this article the results of simulation of the original scheme for measuring amplitude value signal with the use of high-speed comparator and counter.

В работах [1, 2] были описаны пик-вольтметры импульсов напряжения, позволяющие измерять амплитуду как аperiodического, так и синусоидального затухающего сигнала любой заранее известной полярности. Эти измерители уже более 5-ти лет успешно эксплуатируются в составе измерительных комплексов ИК-1 и ИКП-1 по исследованию электромагнитной обстановки на энергообъектах Украины. Актуальность таких исследований в последние годы весьма широко обсуждается в научно-технических изданиях, поэтому мы не станем лишним раз останавливаться на этом вопросе.

Тогда перед коллективом разработчиков стояла задача в кратчайшие сроки создать компактный, надежный, экономичный измеритель с относительной погрешностью измерения не хуже 10% в диапазоне температур от 0°C до +40°C, что и было реализовано в моделях ВИ-1 (затухающая синусоида до 2-х МГц с максимумом на отрицательной полуволне) и ВИ-6 (положительный аperiodический импульс с фронтом 1,2 мкс). Диапазон измерения обеих моделей от 0,5 В до 200 В разбит на 3 поддиапазона. Вес измерителя с элементом питания G6F22 ("Крона") не превышает 250 г, что не создаёт оператору большой нагрузки в течение всего рабочего дня.

Тем не менее, годы эксплуатации выявили и некоторые недостатки приборов. Во-первых, достаточно большое время установления показаний (до 10 секунд), что обусловлено аналоговой природой измерителя. Тем же обусловлен и второй недостаток: невозможность измерения амплитуд одиночных импульсов. И, в-третьих, хотелось бы повысить точность измерений.

**Целью** настоящей работы является исследование возможностей устройства фиксации экстремальных значений полярограмм [3] применительно к задаче измерения амплитуды импульсного сигнала. Структурная схема устройства приведена на рис. 1, а на рис. 2 приведены диаграммы, поясняющие принцип его работы.

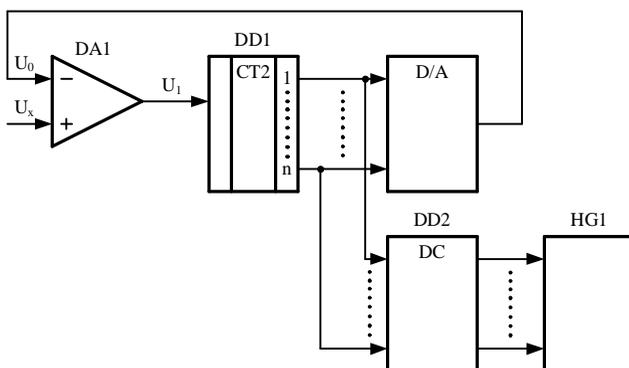


Рис. 1. Структурная схема измерителя амплитуды сигнала

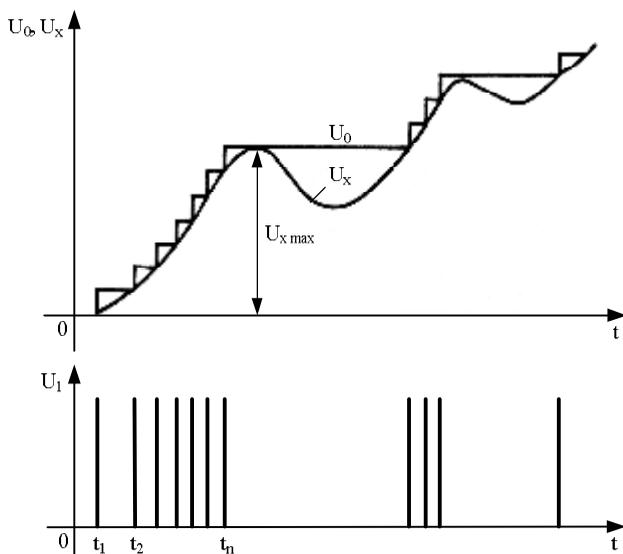


Рис. 2. Диаграммы напряжений в схеме измерителя амплитуды сигнала

**Устройство работает следующим образом.** В начальный момент времени счетчик  $DD1$  находится в обнуленном состоянии и напряжение  $U_0$  на выходе преобразователя код-напряжение  $D/A$  равно нулю. В момент времени  $t_1$ , когда входное напряжение  $U_x$  становится больше нуля, на выходе компаратора  $DA1$  появляется импульс, который записывает единицу в счетчик  $DD1$ . При этом на выходе преобразователя код-напряжение  $D/A$  появляется напряжение  $U_0$ , равное  $\Delta U$ , где  $\Delta U$  – шаг дискретизации измеряемого напряжения по уровню, причём  $U_0$  становится больше  $U_x$  и компаратор  $DA1$  воз-

вращается в исходное состояние. При дальнейшем возрастании входного сигнала  $U_x$  до момента времени  $t_2$ , когда  $U_x$  становится равным  $U_0$ , на выходе преобразователя код-напряжение  $D/A$  сохраняется напряжение  $U_0=U_x$ , соответствующее единице счёта счётчика  $DD1$ . В момент времени  $t_2$  на выходе компаратора  $DA1$  появляется импульс, который увеличивает число, записанное в счётчик  $DD1$  на единицу. Соответственно при этом напряжение  $U_0$  на выходе преобразователя код-напряжение  $D/A$  становится равным  $2\Delta U$ . Этот процесс продолжается до тех пор, пока  $U_x$  не достигнет своего максимального значения  $U_{x\max}$  и рост  $U_0$  при этом прекратится.

Для любого момента времени  $t_n$ , напряжение  $U_x=U_0=N\Delta U$ , где  $N$  – число импульсов, поступившее в счётчик. Таким образом, устройство отслеживает входное напряжение  $U_x$  с максимальной погрешностью  $\Delta U$ , а число  $N$  пропорционально входному напряжению  $U_x$ . Дешифратор  $DD2$  преобразует код счётчика  $DD1$ , в двоично-десятичный код, отображаемый на индикаторе  $HG1$ .

Очевидно, что быстродействие данного измерителя напрямую зависит от группового времени срабатывания компаратора  $DA1$ , счётчика  $DD1$  и преобразователя код-напряжение  $D/A$ . Другими словами, если к моменту прихода прибавки напряжения обратной связи  $U_0$  на  $\Delta U$  вызванного предыдущим импульсом компаратора  $U_1$ , входное напряжение  $U_x$  возрастёт на величину больше чем  $\Delta U$ , процесс накопления импульсов остановится. Таким образом, решающим фактором здесь является ёмкость (разрядность) счётчика  $DD1$ , так как с увеличением количества его разрядов практически пропорционально увеличивается время его установления. Если в качестве преобразователя код-напряжение применить резистивную матрицу типа  $R-2R$  с номиналами резисторов не более сотен Ом или единиц килоОм, то его время установления будет много меньше времени установления счётчика, но учитывать его всё равно необходимо.

Как видим, здесь мы имеем стандартное для цифровых схем противоречие между точностью измерения, что достигается увеличением разрядности счётчика, и быстродействием, где количество разрядов счётчика играет прямо противоположную роль.

Для моделирования основного ядра схемы – компаратор, счётчик, преобразователь код-напряжение, – были выбраны следующие недорогие микросхемы: быстродействующий компаратор AD8561 (26грн.), быстродействующий двоичный счётчик 74НС393 (2грн.).

Последний содержит два независимых 4-х разрядных двоичных счётчика, которые в нашем случае соединились последовательно, что дало суммарную ёмкость счётчика  $2^8=256$ .

Моделирование было проведено в среде Micro-Cap 8.1.1.0 с указанными микросхемами. 8-ми разрядная резистивная матрица была собрана из резисторов с точностью  $\pm 1\%$  и номиналами 1 кОм и 2 кОм.

На вход  $U_x$  подавался синусоидальный сигнал амплитудой 4 В. Таким образом разрешающая способность  $\Delta U$  составила  $4 \text{ В}/256=15,6 \text{ мВ}$ . То есть, сигнал с амплитудой 0,5 В может быть измерен с относительной погрешностью  $(15,6 \text{ мВ}/500 \text{ мВ})100\%=3,125\%$ . Приведенная относительная погрешность будет составлять в этом случае  $(15,6 \text{ мВ}/4000 \text{ мВ})100\%=0,39\%$ . Максимальная амплитуда входного сигнала величиной 4 В ограничена напряжением питания счетчика 5 В и его нагрузочной способностью. При максимально допустимой нагрузке по выходам счётчика эта величина должна быть снижена до величины не более 3,7 В.

Максимальное быстродействие схемы определялось путем увеличения частоты входного сигнала при неизменной амплитуде 4 В. Такой величиной оказалась частота 5,5 кГц. Это соответствует максимальной скорости нарастания входного сигнала 140 В/мс. Диаграмма для этого случая приведена на рис. 3.

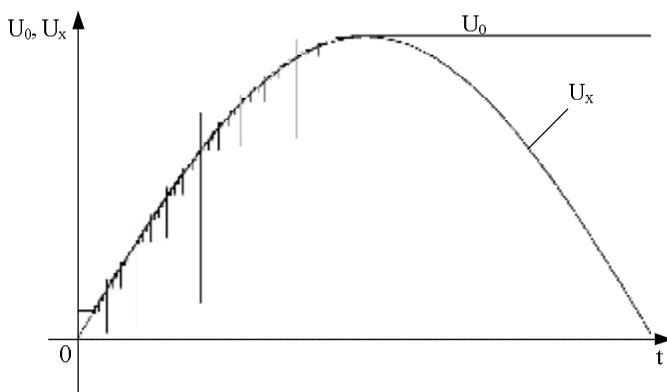


Рис. 3. Диаграмма напряжений измерителя амплитуды сигнала при частоте 5,5 кГц

Таким образом, минимальная длительность фронта измеряемого одиночного импульса должна составлять не более 1,4 микросекунды.

Замечательной особенностью этой схемы является возможность измерения амплитуд импульсов с микросекундными фронтами, но это должны быть повторяющиеся импульсы. В худшем случае, когда на каждом фронте повторяющихся импульсов будет добавляться в счетчик лишь один импульс, для измерения максимальной амплитуды понадобится 256 импульсов, что в случае генератора ИКП-1 займет время около 25 секунд. Такой режим работы иллюстрируется рис. 4.

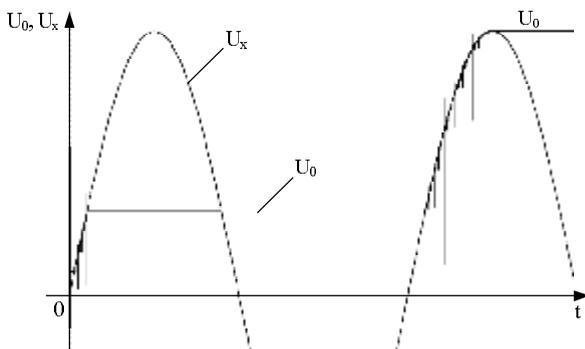


Рис. 4. Диаграмма измерителя амплитуды сигнала при частоте больше 5,5 кГц

Всплески и провалы сигнала  $U_0$  обусловлены процессом переключения разрядов счётчика  $DD1$ . Их амплитуда зависит от количества одновременно переключаемых разрядов, т. е. времени переключения группы разрядов из состояния логической единицы в состояние логического нуля при переполнении. Причём наибольший провал наблюдается в момент переполнения младшего 4-х разрядного счётчика и переноса единицы в старший 4-х разрядный счётчик.

#### **Выводы.**

1. Измерение амплитуд одиночных импульсов рассмотренным способом реально лишь при длительности фронта не менее 1,4 мс (при максимальной амплитуде).
2. Измерение амплитуд импульсов микросекундного диапазона возможно только для последовательности импульсов.
3. Относительная приведенная погрешность измерения не превышает  $\pm 0,4\%$ , что является отличным результатом для практического использования.
4. На основе исследованной схемы можно весьма просто построить недорогой пик-вольтметр, практически по всем характеристикам превосходящий ныне выпускаемые аналоговые импульсные вольтметры ВИ-1 и ВИ-6.

**Список литературы:** 1. Доценко В.И., Колушко Г.М., Недзельский О.С. Измерители амплитуды микросекундных импульсов напряжения с большой скажностью // Вестник НТУ «ХПИ». – 2004. №35, – С. 111 – 115. 2. Доценко В.И., Недзельский О.С. Улучшение термостабильности измерителя амплитуды микросекундных импульсов напряжения с большой скажностью // Вестник НТУ «ХПИ». – 2005. №49, – С. 94 – 96. 3. А. с. 914992 (СССР). Устройство фиксации экстремальных значений полярogramm / И.Н. Богатырев, В.Г. Воронов, Т.Г. Мащенко. – Оpubл. в Б. И., 1985. №37.

Статья представлена д.т.н. проф. НТУ «ХПИ» Дербуновичем Л.В.

Поступила в редакцию 24.03.2010

*А.Н. БОРИСЕНКО*, канд. техн. наук, проф. НТУ "ХПИ"  
*И.Г. ТРУФЕН*, лаборант кафедры ТОЭ, НТУ "ХПИ"  
*П.С. ОБОД*, аспирант НТУ "ХПИ"  
*О.В. ЛАВРИНЕНКО*, аспирант НТУ "ХПИ"  
*Е.В. ХАЛАНСКАЯ*, стажер-препод. НТУ "ХПИ"

## **ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ДВС С ПРИМЕНЕНИЕМ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ПАКЕТА МАТЛАВ**

Ця стаття присвячена експериментальній частині розробки системи діагностування ДВС з використанням математичного пакету Matlab. Вказані методи, аналіз та результати експерименту. Результати можуть бути використані в подібних задачах діагностики.

This paper is report about developing experimental part of system diagnostic internal combustion engine with Matlab application. Methods, analyze and results of experiment are given. Results of this paper can be used in similar tasks of diagnostics.

**Постановка проблеми.** На текущий момент как в железнодорожных, так и в водных транспортных перевозках широко применяются дизельные двигатели, разработанные и введенные в эксплуатацию 30-50 лет назад. На ремонт таких двигателей уходит значительный объем материальных и трудовых ресурсов, что может быть существенно уменьшено с применением автоматизированных систем неразборной диагностики. Экспериментальной части создания данной системы посвящена эта статья.

**Анализ литературы.** На текущий момент методы диагностики машин и механизмов разрабатываются в четырех направлениях:

- 1) диагностика методом неразрушающего контроля;
- 2) с помощью вибро- и акустических сигналов;
- 3) анализ концентрации продуктов процесса износа в топливе;
- 4) анализ выхлопных газов [1].

В последнее десятилетие были разработаны несколько эффективных методов обнаружения основных дефектов машин и оборудования по вибрации на этапе их зарождения. Они базируются, в основном, на анализе высокочастотной вибрации, для возбуждения которой не нужны большие колебательные силы, но и проявляется она только в месте их действия, быстро затухая при распространении. Такие методы стали использоваться диагностами многих стран для перехода от вибрационного мониторинга к глубокой диагностике. Параллельно развивались методы автоматизации алгоритмов диагностики, что позволило ряду производителей диагностических систем заменить программным обеспечением высококлассных экспертов при решении типо-

вых диагностических задач. Доля таких задач очень высока и превышает девяносто процентов от всех задач, решаемых путем анализа сигналов вибрации [4].

Мониторинг машин и оборудования является лишь одной из ряда технических задач, в которых для диагностики используются измерения и анализ вибрации машин и оборудования.

В каждой группе задач имеются свои ограничения как на объекты диагностики, так и на основные свойства вибрации, используемые для достижения оптимальных результатов. Для их описания вибрацию следует разделить, во-первых, по частотному признаку, а, во-вторых, по способу ее формирования [3].

**Цель статьи.** Основопологающей задачей разрабатываемой системы диагностики является поиск методики диагностики тепловозных дизельных установок и реализация на современной электронной базе с применением вычислительных средств. В тоже время сами испытания и отработка методики на крупных дизелях представляет экономическую и практическую сложность. В связи с этим было принято решение отработать эксперимент на доступных автомобильных бензиновых и дизельных двигателях с дальнейшими применением и отладкой вибрационной методики на крупных дизелях.

Задачей данных исследований является определение состояния кривошипно-шатунного механизма и состояния цилиндропоршневой группы.

Изначально предполагалось использовать следующие параметры для диагностики: вибросигналы, снятые с вибродатчиков, и амплитуда колебаний, снятая с автомобильного генератора, для оценки колебаний частоты вращения коленчатого вала. В дальнейшем оказалось, что второй параметр не представляет собой надежного диагностического сигнала из-за смещения фазы, вызванного нестабильностью механического передаточного звена между коленчатым валом и генератором.

В дальнейшем речь пойдет о диагностике с помощью вибродатчиков. Были выбраны пьезодатчик ЗП-3 и распространенный автомобильный датчик 18.3855.

В качестве запоминающего устройства был выбран ПК на базе X86, ОС Windows с обычным аудиовходом. Также было выбрано специализированное программное обеспечение для снятия сигнала: «Запоминающий осциллограф».

Полученный сигнал сохраняется в стандартном звуковом формате «wav», что позволяет в дальнейшем работать с ним не только в программах по обработке звука, но и обрабатывать его в математическом пакете Matlab.

Диапазон измеряемых напряжений аудиовхода - от 20 микровольт до 0,4 вольт, генерируемый сигнал выше диапазона, поэтому был разработан специальный делитель напряжения.

Перед испытанием на реальном объекте были созданы модели – генераторы звукового белого шума и имитатор сигнала (рис.2).

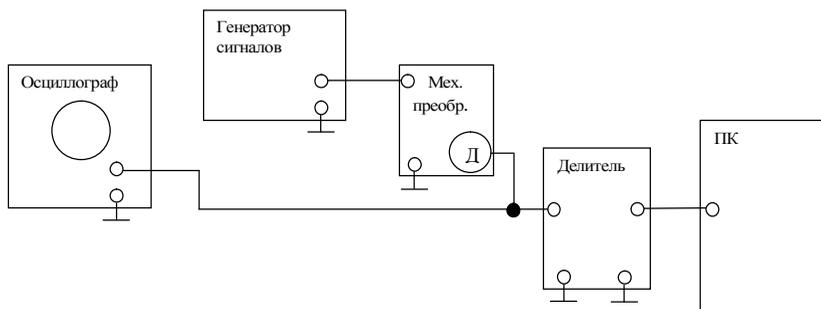


Рис. 1 Схема испытания на модели

В результате моделирования были получены следующие диаграммы сигналов:

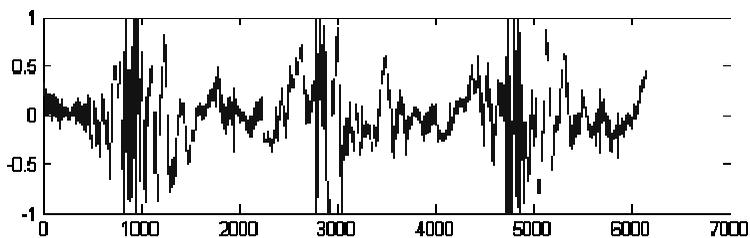


Рис. 2. Форма Сигнал с пьезодатчика ЗП-3

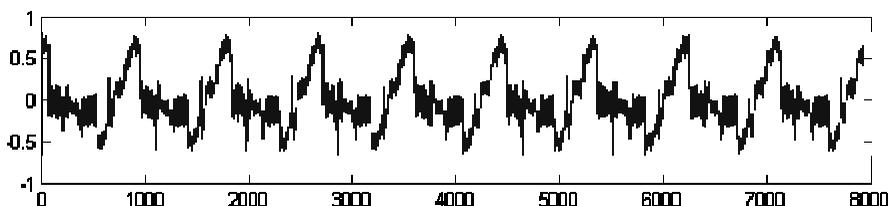


Рис. 3. Сигнал с вибродатчика 18.3855

По результатам моделирования эксперимента оказалось, что датчик 18.3855 более эффективен, чем пьезоэлемент, и в дальнейшем эксперимент проходил только с его использованием.

Оцифрованные данные представляют собой набор вибрационных сигналов срабатывания цилиндров. На испытуемом двигателе цилиндры расположены как на рис. 5 :

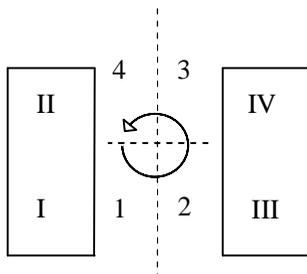


Рис. 4

В результате эксперимента были получены наборы данных и гистограммы для анализа. Следующим этапом было использование одновременно двух датчиков на одной коробке. В данном случае не производилось синхронизации ввиду отсутствия свободных каналов (на линейном входе снимающего устройства только два входных канала), тем не менее, это позволило определить соответствие сигналов на разных коробках. На рисунке 5 по оси ординат представлены микросекунды, по оси абсцисс напряжение в вольтах подаваемое с вибродатчика.

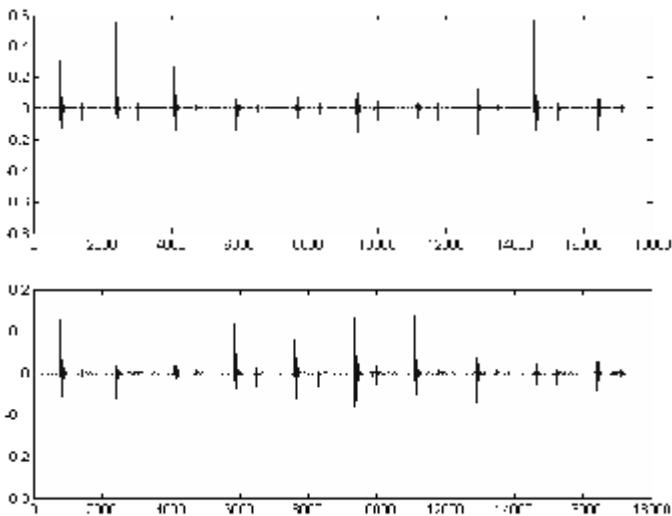


Рис. 5 Сигналы двух датчиков, установленных на разных коробках

Далее была проведена синхронизация данных по сигналам со свечи для первого цилиндра и сравнение анализов экспериментов над неисправными объектами и с теми же объектами после ремонта.

Синхронизация позволила определить соответствие всплесков сигналов срабатыванию определенных цилиндров.

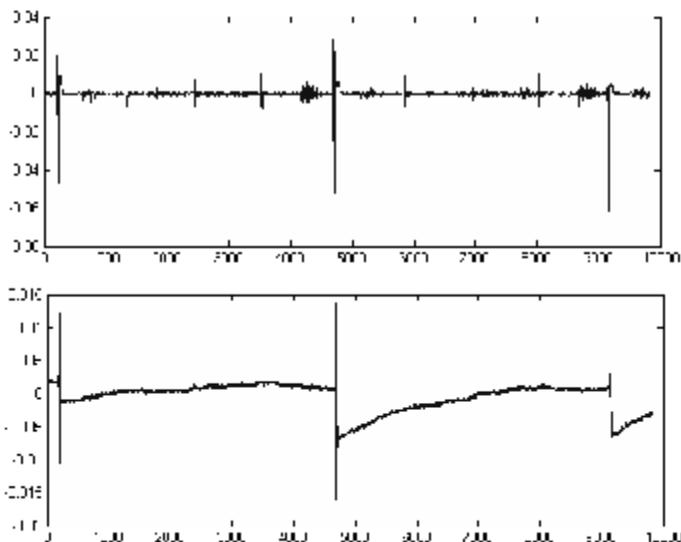


Рис. 6 Сигналы двух датчиков, установленных на разных коробках

Для обработки сигнала был разработан комплекс программ в среде математического пакета Matlab. Одна из подпрограмм находит и вычисляет среднее расстояние между повторяющимися сигналами цилиндров с помощью порогового значения.

Код со встроенными комментариями приведен ниже:

```
function y = spaceWave(x,threshold)
%инициализация переменных
m = 1;
minumumDistance = 500;
y(1) = 0;

lastPosition = 0;
%циклический проход по ряду данных
for k = 1:size(x,2)
```

```

%сравнение текущих данных с пороговым значением
if (x(k) > threshold)

    %выдерживание расстояние между сигналами
    if (m == 1)
        %y(m) = 0;
        m = m + 1;
        lastPosition = k;
    else

        if ((m > 1) && (k-lastPosition > minimumDistance))
            %расчет расстояний между сигналами
            %и регистрирование в массиве

            y(m) = k-lastPosition;
            lastPosition = k;
            m = m + 1;
        end;
    end;

end;
end;

```

В итоге были получены результаты для всех наборов сигналов.

При изучении данных была найдена закономерность между I и IV цилиндрами. Ориентировочно также были обнаружены цилиндры с наихудшим состоянием по максимальному времени задержки запуска следующего цилиндра.

На следующем этапе была отключена одна свеча на одном из цилиндров и результаты были сравнены. Разница между тактами представлена на следующей таблице, где L1 – это среднее расстояния между тактами для варианта с выкрученной свечей, а L2 , соответственно, для штатного режима.

Таблица 1

L1	1182	1177	1144	1170
L1d	38	33	0	26
L2	1055	1056	1008	1017
L2d	47	48	0	9

Корреляции между двумя режимами для разных цилиндров не было обнаружено.

Информационными параметрами были приняты следующие характеристики сигнала: форма, длительность и амплитуда сигнала (рис.8). Ось абсцисс представлена в вольтах.

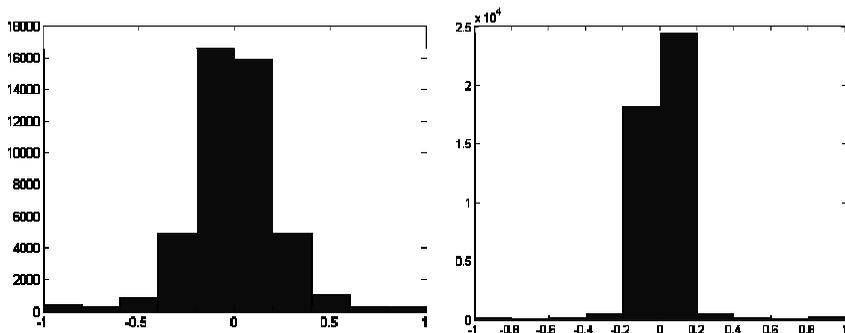


Рис. 7 Гистограммы двух сигналов для двух разных цилиндров

Дальнейшими шагами по направлению создания системы диагностики будут поиск новых параметров для диагностики и перенос эксперимента на тепловозные двигатели, создание мобильной системы диагностики.

**Выводы.** В процессе работы был построен и отработан эксперимент по диагностике двигателя с помощью вибрационных датчиков. Диагностическими признаками были определены гистограммы сигналов и также расстояния между сигналами на диаграмме срабатывания цилиндров.

Также были намечены дальнейшие шаги по разработке мобильного диагностического комплекса. Приведенные результаты могут быть использованы при аналогичных задачах диагностики ДВС или аналогичных объектов.

**Список литературы:** *S.Geranmaye, A.Rajabvand, M.D. Hamidzadeh, F.Etemad, Sh. M. Hasanli, S.Khoram, S.A. Seyedzadeh Sabunci., E.K. Huseynov* Vibro-acoustic diagnostics of rotary type machines and mechanisms **2.**United States. Patent Application Publication. Pub. No.: US 2004/0260454 Al Pub. Date: Dec. 23, 2004. Vibro-acoustic engine diagnostic system .Inventor: Otman A. Basir, Waterloo(CA) **3.** Аппаратно-программный комплекс вибродиагностики энергетического оборудования *Афанасьев А.В.* научный руководитель: к.т.н., доцент Власов А.И. Московский Государственный Технический Университет им. Н.Э.Баумана Москва. **4.** *Волков В.П., Мищенко В.М.*, Направление использования вибродиагностики в автосервисе — ХНАДУ, г. Харьков. **5.** *Станиславский Л.В.* Вопросы выбора информативных параметров и диагностических признаков для систем управления и диагностики дизель-генераторов. Техническое диагностирование дизелей. – Киев, Донецк, Высшая школа.

Статья представлена д.т.н. проф. НТУ «ХПИ» Боевым В.М.

Поступила в редакцию 06.04.2010

*Л.В. ДЕРБУНОВИЧ*, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»  
*И.В. ГОРМАКОВА*, аспирант НТУ «ХПИ»

## МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ АРИФМЕТИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ, ОПЕРИРУЮЩИХ В ПОЛЯХ ГАЛУА

У статті описується новий метод побудови послівно-послідовного помножувача, який базується на поданні елементів поля  $GF(2^p)$  у стандартному базисі. Отриманий помножувач має каскадну архітектуру, що легко тестується. Запропонований помножувач може бути з легкістю побудований для будь-якого поля  $GF(2^p)$  та для будь-якого генеруючого полінома  $F(x)$ .

In this paper a new word-serial multiplier in  $GF(2^p)$  for standard-basis representation is developed. Obtained multiplier architecture is scalable and easy-to-test. Proposed multiplier can be easily designed for any field  $GF(2^p)$  and any field-generator polynomial  $F(x)$ .

**Постановка проблеми.** В настоящее время потребность в компактных схемах, способных работать с многоразрядными данными, дала толчок к разработке высокоскоростных схем с параллельной обработкой данных. В цифровых устройствах обработки информации, криптосистемах, в системах помехоустойчивого кодирования и т.д. широко используются арифметические модули, функционирующие в полях Галуа  $GF(2^p)$  [1].

В системах кодирования с обнаружением и исправлением ошибок операции в поле  $GF(2^p)$ , главным образом суммирование и умножение, являются основными. Например, в [2] показано, что такие операции используются при кодировании и декодировании данных в кодах Рида-Соломона. В [3] показано, что арифметические модули в полях  $GF(2^p)$  используются для реализации криптоалгоритмов в эллиптических кривых.

В перечисленных выше устройствах составными блоками, которые во многом влияют на сложность и время работы системы, являются арифметические блоки. Операция сложения в поле  $GF(2^p)$  эквивалентна простой побитовой операции XOR. Однако операция умножения требует более сложной схемной реализации.

**Анализ литературы.** В [4] были предложены архитектуры сумматоров и умножителей элементов поля, представленных в стандартном и нормальном базисе.

В случае представления элементов поля в нормальном базисе, сумматор может быть построен на основе двух сдвиговых регистров и  $m$  XOR вентилей. Умножитель имеет более сложную структуру и состоит из двух сдвиговых регистров и логической схемы, необходимой для вычисления всех компонентов произведения. Достоинством такого метода является применение одной логической схемы для вычисления всех компонентов произведения.

Однако недостатком является использование сдвиговых регистров, имеющих обратные связи.

В [5] представлена архитектура параллельного умножителя в поле  $GF(2^p)$  для стандартного базиса представления элементов поля. В параллельных умножителях операция умножения выполняется за один такт, однако аппаратные затраты и площадь на кристалле достаточно велики. В [6, 7] представлены архитектуры пословно-последовательных умножителей. Показано, что такие умножители наилучшим образом соответствует требованиям временных (время выполнения алгоритма умножения), аппаратных (количество логических вентилей) и пространственных (площадь, занимаемая на кристалле) затрат.

**Целью статьи** является разработка метода синтеза пословно-последовательного умножителя, оперирующего в поле Галуа  $GF(2^p)$  и соответствующего требованиям быстродействия, каскадности и тестопригодности.

В предлагаемой архитектуре умножителя выполняется операция умножения по модулю неприводимого полинома, используя так называемый стандартный базис представления элементов поля  $GF(2^p)$ .

Конечное поле  $GF(2^p)$ , где  $p$  – целое и больше единицы, это числовая система, состоящая из  $2^p$  элементов, в которой правила сложения и умножения соответствуют арифметики по модулю неприводимого полинома степени  $p$  с коэффициентами в поле  $GF(2)$ . Удобство такого поля в практическом применении состоит в том, что каждый элемент поля может быть представлен  $p$  двоичными разрядами.

В поле  $GF(2^p)$  всегда существует элемент  $a$ , который образует все ненулевые элементы поля  $\{a, a^2, \dots, a^{2^{p-1}}\}$ . Элемент  $a \in GF(2^p)$  называется образующим элементов поля и является корнем неприводимого полинома  $F(x)$ , удовлетворяющим условию  $F(a)=0$ . Неприводимый полином  $F(x)$  называют образующим полиномом поля:

$$F(x) = x^p + f_{p-1}x^{p-1} + f_{p-2}x^{p-2} + \dots + f_1x + 1, \quad f_i \in GF(2) \quad (1)$$

Тот факт, что полином  $F(x)$  является неприводимым полиномом, гарантирует, что  $p$  элементов  $a^0=1, a, a^2, \dots, a^{p-1}$  поля  $GF(2^p)$  линейно независимы в поле  $GF(2)$ . Таким образом, элементы поля  $\{a^0, a, a^2, \dots, a^{p-1}\}$  образуют стандартный базис представления  $\underline{s}$ . Произвольный элемент поля  $B$ , заданный как двоичный вектор длиной  $p$   $[b_0, b_1, b_2, \dots, b_{p-1}]$ , может быть представлен в стандартном базисе как:

$$B = b_0 + b_1 a + b_2 a^2 + \dots + b_{p-1} a^{p-1} = \underline{s} \times [b]^t \quad (2)$$

где  $t$  обозначает операцию транспонирования матрицы двоичных разрядов  $[b_0, b_1, b_2, \dots, b_{p-1}]$ .

Пусть заданы два элемента поля  $A$  и  $B$ , представленные в стандартном базисе следующим образом:

$$A = a_0 + a_1 a + a_2 a^2 + \dots + a_{p-1} a^{p-1} = \sum_{i=0}^{p-1} a_i a^i, \quad a_i \in GF(2) \quad (3)$$

$$B = b_0 + b_1 a + b_2 a^2 + \dots + b_{p-1} a^{p-1} = \sum_{i=0}^{p-1} b_i a^i, \quad b_i \in GF(2) \quad (4)$$

Тогда произведение  $C$  элементов поля  $A$  и  $B$  может быть задано как

$$C = AB \bmod F(\alpha) = \left( \sum_{i=0}^{p-1} a_i a^i B \right) \bmod F(\alpha) \quad (5)$$

При пословно-последовательном алгоритме умножении элементов поля один из операндов разбивается на слова. Разделим операнд  $A$  на  $\lceil p/\omega \rceil = k$  слов длиной в  $\omega$  бит. Тогда операнд  $A$  может быть представлен в виде следующего полинома:

$$A = A_{k-1} a^{(k-1)\omega} + \dots + A_2 a^{2\omega} + A_1 a^\omega + A_0 \quad (6)$$

где  $A_j$  – полином степени  $\leq (\omega-1)$ ,  $j=0, \dots, (k-1)$ . Причем степень полинома  $A_{k-1}$  может быть меньше, чем  $(\omega-1)$ .

Каждое полученное слово в свою очередь также может быть представлено в виде полинома:

$$A_j = a_{\omega j + (\omega-1)} a^{(\omega-1)} + a_{\omega j + (\omega-2)} a^{(\omega-2)} + \dots + a_{\omega j + 2} a^2 + a_{\omega j + 1} a + a_{\omega j}, \quad j=0, \dots, (k-1) \quad (7)$$

Тогда произведение  $C$  элементов поля  $A$  и  $B$  можно записать как:

$$C = [(\mathbf{K}(A_{k-1} B a^\omega + A_{k-2} B) a^\omega + \mathbf{K} + A_1 B) a^\omega + A_0 B] \bmod F(\alpha) \quad (8)$$

Сформулируем алгоритм синтеза пословно-последовательного множителя в поле  $GF(2^p)$ .

Входные данные: элементы поля  $A, B \in GF(2^p)$ , образующий полином  $F(\alpha)$

Выходные данные:  $C = AB \bmod F(\alpha)$

ШАГ 1: Установить  $C_{-1} = 0$

ШАГ 2: Установить счетчик  $i=0$ . Для  $[i=0 \div (k-1)]$  повторить следующую последовательность действий:

ШАГ 3: Вычислить значение  $D_i = A_{(k-1)-i} B \bmod F(\alpha)$

ШАГ 4: Вычислить значение  $C_i = C_{i-1} \cdot a^\omega + D_i$

ШАГ 5: Увеличить значение счетчика  $i$  на 1. Если  $i < k$ , перейти к шагу 3, иначе перейти к шагу 6.

ШАГ 6: Присвоить  $C = C_{(k-1)}$

ШАГ 7: Конец алгоритма.

На шаге 3-4 для каждого слова  $A_{(k-1)-i}$ ,  $i=0 \dots (k-1)$  выполняется вычисление частичного произведения. На шаге 3 выполняется умножение по модулю  $F(\alpha)$  текущего слова  $A_j$  на второй операнд  $B$ :

$$D_i = A_j B = a_0 B + a_1 B a + a_2 B a^2 + \dots + a_{\omega-1} B a^{\omega-1} \quad (9)$$

На шаге 4 выполняется умножение вычисленной на предыдущем шаге итерации суммы  $C_{i-1}$  на  $a^\omega$ , затем полученный результат складывается с произведением  $A_j B$ , вычисленным на шаге 3. Полученный результат присваивается переменной  $C_i$ .

На основании приведенного метода была разработана структурная схема пословно-последовательного умножителя (рис. 1).

В состав пословно-последовательного умножителя входят следующие блоки:

- 1) СКА – сети клеточных автоматов;
- 2) сдвиговый регистр с первым операндом  $A$ ;
- 3) AND сеть;
- 4) XOR сеть;
- 5) блок суммирования промежуточных результатов  $D_i$  и  $C_i$ ;
- 6) блок вычисления произведения  $Y=L \cdot a^{60} \bmod F(\alpha)$ ;
- 7) регистр  $R$ .

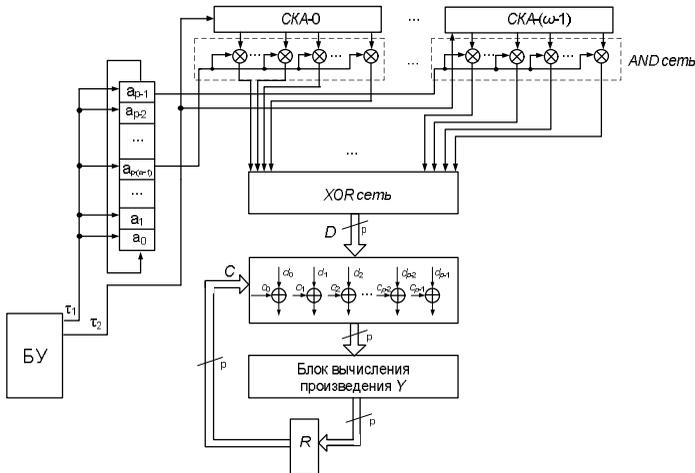


Рис.1 Структурная схема пословно-последовательного умножителя

СКА предназначены для последовательного вычисления произведений  $B, Ba, \dots, Ba^{w-1}$  за  $w$  тактов. После такта  $w$  функционирование СКА прекращается. Вычисленные значения  $B, Ba, \dots, Ba^{w-1}$  хранятся соответственно в СКА-0, СКА-1, ..., СКА-( $w-1$ ). Каждая СКА представляет собой однородную сеть из  $p$  ячеек. Выход  $(p-1)$ -ой ячейки заводится на вход нулевой ячейки. Остальные ячейки  $z_1, \dots, z_{p-1}$  имеют одинаковую структуру: каждая ячейка связана с соседом слева  $z^1$ , кроме того, в ячейке добавлен верхний вход  $z^2$ . На верхний вход  $z^2$   $i$ -ой ячейки поступает выходной сигнал  $(p-1)$ -ой ячейки только в том случае, если коэффициент  $f_i$  образующего полинома  $F(x)$  равен 1.

Каждая из  $w$  AND сетей состоит из  $p$  двухвходовых вентилях AND. Один из входов  $i$ -го AND вентиля  $m$ -ой AND сети запитан выходом  $i$ -ой ячейки  $m$ -ой СКА. На второй вход всех вентилях  $m$ -ой AND сети по общей одноразрядной шине подается один бит  $a_m$  из входного слова  $A_j$ .

XOR сеть предназначена для последовательного суммирования произведений  $a_0B, a_1Ba, a_2Ba^2, \dots, a_{\omega-1}Ba^{\omega-1}$ . На выходе XOR сети формируется частичное произведение  $D=A_jB \bmod F(\alpha)$ .

Блок суммирования промежуточных результатов состоит из  $p$  двухходовых вентилях XOR. Этот блок предназначен для побитового суммирования двух операндов  $L=D \oplus C$ : первый операнд  $D$  – частичное произведение, второй операнд  $C$  – содержимое регистра  $R$ .

Блок вычисления произведения  $Y$  представляет собой специальным образом построенную сеть из XOR вентилях, которая обеспечивает вычисление произведения  $Y=L \cdot a^{\omega} \bmod F(\alpha)$ .

Работу умножителя можно описать следующим образом. На нулевом такте в СКА-0, СКА-1, ..., СКА- $(\omega-1)$  загружается операнд  $B$ , регистр  $R$  обнуляется. На первом такте на выходах всех СКА будет значение  $B$ . Функционирование СКА-0 после первого такта прекращается. Таким образом, состояние СКА-0 далее остается неизменным и равно  $B$ . На втором такте на выходах СКА-1, ..., СКА- $(\omega-1)$  будет значение  $Ba$  и прекращается функционирование СКА-1. На такте  $\omega$  на выходах СКА-0, СКА-1, ..., СКА- $(\omega-1)$  будет соответственно значения  $B, Ba, \dots, Ba^{\omega-1}$ , которые сохраняются до окончания выполнения умножения двух элементов поля. После каждого такта выходные значения СКА поступают на входы AND сетей, которые последовательно вычисляют произведения  $a_iBa^i$  для текущего слова  $A_{k-1}$ . Выходы AND сетей заводятся на XOR сеть.

На такте  $\omega$  в XOR сети происходит суммирование всех вычисленных произведений  $a_0B, a_1Ba, a_2Ba^2, \dots, a_{\omega-1}Ba^{\omega-1}$ . Далее вычисленное значение  $D$  поступает на блок суммирования промежуточных результатов, в котором происходит суммирование с содержимым регистра  $R$ . Так как содержимое регистра равно нулю, то на выходе блока суммирования промежуточных результатов получаем значение  $L=A_{k-1}B$ . Далее значение  $L$  поступает на вход блока вычисления произведения  $Y=L \cdot a^{\omega} \bmod F(\alpha)$ . Выходным значением блока на такте  $\omega$  будет значение  $Y=A_{k-1}B \cdot a^{\omega} \bmod F(\alpha)$ , которое записывается в регистр  $R$ .

На такте  $(\omega+1)$  происходит циклический сдвиг регистра с первым операндом  $A$  влево на  $\omega$  разрядов. Следовательно, на входы AND сетей поступают биты слова  $A_{k-2}$ . Далее для слова  $A_{k-2}$  выполняется та же последовательность действий, что и для слова  $A_{k-1}$ . Таким образом, на выходе блока суммирования промежуточных результатов получаем значение  $L=A_{k-1}B \cdot a^{\omega} \bmod F(\alpha) + A_{k-2}B$ . Выходным значением блока вычисления произведения на такте  $(\omega+1)$  будет значение  $Y=(A_{k-1}B \cdot a^{\omega} \bmod F(\alpha) + A_{k-2}B) \cdot a^{\omega} \bmod F(\alpha)$ , которое записывается в регистр  $R$ . На протяжении последующих тактов выполняются аналогичные операции для последующих слов  $A_{k-3}, \dots, A_{k-\omega}$ . Таким образом, на такте  $2\omega$  в регистр  $R$  будет записан результат вычисленного выражения:

$$C = [(K(A_{k-1}Ba^w + A_{k-2}B)a^w + K + A_{k-w}B)a^w \bmod F(a)] \quad (10)$$

Общее время работы умножителя составляет  $(\lceil p/\omega \rceil + \omega)$  тактов. На последнем такте с выхода блока суммирования снимается значение произведения, соответствующее формуле (8).

Представленная архитектура пословно-последовательного умножителя в поле  $GF(2^p)$  включает в себя унифицированные блоки и позволяет просто реализовать умножитель на ПЛИС типа FPGA, что дает возможность легко модифицировать архитектуру умножителя при изменении длины операндов, длины слова, образующего полинома поля. Изменение образующего полинома при сохранении степени полинома  $p$  требует лишь изменения правил настройки сети клеточных автоматов, входящих в состав умножителя, при полном сохранении их структуры.

В настоящее время разрабатываются новые методы построения умножителей. Основное требование к разрабатываемым архитектурам арифметических блоков – снижение количества вентилях и площади схемы умножителей.

Важно также обратить внимание на вычислительную сложность алгоритма для оценки максимального значения  $p$ , с которым можно работать при данном методе. Этот аспект важен в криптографических устройствах, в которых  $p$  лежит в диапазоне 160–521 [5].

**Выводы.** Предложенный метод синтеза пословно-последовательного умножителя, оперирующего в поле Галуа  $GF(2^p)$ , позволяет синтезировать архитектуру умножителя, которая соответствует требованиям быстрействия, каскадности и тестопригодности.

**Список литературы:** 1. A. J. Menezes, I. F. Blake, X. Gao, R. C. Mullin, S. A. Vanstone, and T. Yaghoobian. Applications of finite fields. Boston: Kluwer Academic, 1993. 2. D.V. Sarwate and N.R. Shanbhag. High-speed architecture for Reed-Solomon decoder. IEEE Trans. Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 9, no. 7, pp.641-655, oct. 2001. 3. Souichi Okada, Naoya Torii, Kouichi Itoh, Masahiko Takenaka. Implementation of Elliptic Curve Cryptographic Coprocessor over  $GF(2^m)$  on an FPGA. C.K.Koc and C.Paar(Eds.): CHES 2000, LNCS 1965, pp. 25-40, 2000. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2000. 4. J. Omura and J. Massey. Computational method and apparatus for finite field arithmetic. US Patent Number 4, 587, 627, May 1986.. 5. N. Petra, D. De Caro and A.G.M. Strollo. A novel architecture for Galois Fields  $GF(2^m)$  multipliers based on Mastrovito scheme. IEEE Trans.Comput., 2007, Nov., vol. 56, pp.1470-1483. 6. G. Orlando, C. Paar. A High Performance Reconfigurable Elliptic Curve Processor for  $GF(2^m)$ . Proc. Second Int'l Workshop Cryptographic Hardware and Embedded Systems (CHES '00), K. Koc and C. Paar, eds., pp. 41-56, 2000. 7. Hans Eberle, Sheueling Chang, Nils Gura, Sumit Gupta, Dniel Finchelstein, Edouard Goupy, Douglas Stebila. An End-to-End Systems Approach to Elliptic Curve Cryptography. Sun Microsystems Laboratories 2002-2003.

Поступила в редакцию 20.04.10

*А.Б. ЕГОРОВ*, канд. техн. наук, проф. ХНУРЭ  
*Е.С. МАЛЫШКИНА*, аспирант ХНУРЭ  
*О.Е. ГИНИЯТОВА*, студ. ХНУРЭ

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА**

У статті запропоновано уніфіковану модель одиничної реалізації процесу освіти, яка дозволяє проводити аналіз моделей процесу освіти різної складності. Застосування запропонованої моделі при рішенні проблеми підвищення якості та керованості дозволить оптимізувати процеси освіти для різних спеціальностей, реальних здібностей студентів, рівня забезпеченості процесу.

The unified model of the unit of an educational process was provided. It enables the analysis of varying complexity models of an educational process. Application of the proposed models for solving the problem of improving the quality and controllability will make it possible to optimize an educational process for the real specialties, real abilities of the students and provision levels of the process.

**Введение.** Основной проблемой при решении задачи повышения качества образовательного процесса (ОП) чаще всего является его низкая управляемость. Одной из главных причин этого служит отсутствие достоверной и достаточно формализованной модели ОП, позволяющей описать ОП как сложную и целостную систему, оценить зависимость реальных свойств процесса от его структуры, функций, параметров, факторов с целью получения достоверной информации для эффективного управления ОП [1].

Полный ОП в общем случае является совокупностью изучения нескольких дисциплин. В рамках каждой дисциплины ОП представляет собой повторяющиеся циклы приобретения (накопления) студентом знаний, умений и навыков (ЗУН) и контроля ЗУН. ОП различных дисциплин отличаются друг от друга сложностью структуры, но при этом все они включают в себя ограниченное число элементарных циклов ОП – лекции, практические занятия, лабораторные работы, каждый из которых завершается точкой контроля.

**Цель и постановка задачи.** Целью данной работы является формирование адекватной унифицированной модели процесса обучения дисциплине (ПОД), распространяющейся на описание ОП любой сложности.

Предметом исследования являются показатели результативности, эффективности и гибкости ПОД и влияющие на них факторы.

В данной статье исследуется ПОД для одного студента, полностью обеспеченный методически и технически, но не рассматривается влияние преподавателя на личность студента. Условно этот случай назван дистанционным обучением.

**Единичная реализация цикла процесса обучения дисциплине.** Зададим неделимым элементом ОП единичную реализацию процесса обучения дисциплине (ЕР ПОД) (рис.1), которая представляет собой процесс обучения дисциплине от одной точки контроля до следующей. ЕР ПОД имеет два выхода, поскольку выполняет две функции:

1) добавление новых знаний, умений и навыков (ЗУН) в виде модели  $M_{\text{ex}}$  к модели ЗУН студента;

2) сравнение выходной модели ЗУН студента  $M_{\text{вых}}$  с предоставленной моделью  $M_{\text{ex}}$ , где разница между ними – «образ качества» выходной модели ЗУН студента  $\Delta M$  – характеризует объем ЗУН, недостающий студенту для соответствия установленному уровню качества.

Для возможности реальной оценки параметров процесса произведем замену моделей ЗУН ( $M_{\text{ex}}$ ,  $M_{\text{вых}}$ ,  $\Delta M$ ) на эквивалентные модели, представляющие собой соответствующее количество академических часов, определенных в рабочей программе дисциплины ( $M_{\text{ex}}^{\%}$ ,  $M_{\text{вых}}^{\%}$ ,  $\Delta M^{\%}$ ) [2].

На вход  $i$ -ой ЕР ПОД поступает входная модель  $M_{\text{ex } i}^{\%}$ , для усвоения которой (с установленным уровнем качества – результативностью ПОД) необходим временной ресурс – реальные затраты ( $PЗ$ ).

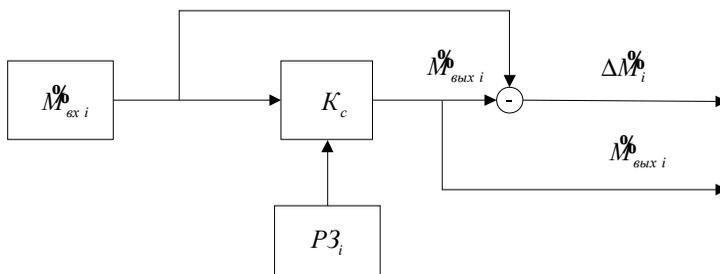


Рис. 1 Единичная реализация цикла процесса дистанционного обучения дисциплине

На выходе  $i$ -ой ЕР ПОД две величины – выходная модель модуля  $M_{\text{вых } i}^{\%}$  и «образ качества» выходной модели  $\Delta M_i^{\%}$ .

Выходная модель модуля  $M_{\text{вых } i}^{\%}$  получается при воздействии на  $M_{\text{ex } i}^{\%}$  параметра студента  $K_c$ , характеризующего способность студента воспринимать предоставляемые ЗУН.

$$M_{\text{вых } i}^{\%} = M_{\text{ex } i}^{\%} \cdot K_c \quad (1)$$

Определим параметр студента  $K_c$  как результативность  $i$ -ой ЕР ПОД, которая равна отношению достигнутого результата ко входной модели  $M_{ex\ i}^{\%}$  [2].

$$K_c = K_{p\ i} = \frac{M_{вых\ i}^{\%}}{M_{ex\ i}^{\%}}, \quad (2)$$

где  $K_c \in [0;1]$ .

Величина  $K_c$  определяет, сколько студенту понадобится ЕР ПОД, а соответственно и  $PЗ$ , для достижения требуемого уровня результативности ПОД. Если требуется  $K_p = 1$ , а реальный  $K_c < 1$ , то этот же  $K_c$  определяет необходимое количество ЕР ПОД, а, следовательно, и  $PЗ$ .

«Образ качества» выходной модели  $\Delta M_i^{\%}$  равен:

$$\Delta M_i^{\%} = M_{вых\ i}^{\%} - M_{ex\ i}^{\%}. \quad (3)$$

В зависимости от требуемой результативности ПОД  $K_{p\ треб}$ , должны задаваться соответствующие значения достаточного «образа качества»  $\Delta M_{достат}^{\%}$ . Если полученный «образ качества»  $\Delta M_i^{\%}$  выше заданного значения  $\Delta M_{достат}^{\%}$ , значит, потребуется еще одна ЕР, входной моделью которой будет  $\Delta M_i^{\%}$ . Следовательно, критерием завершения ПОД является:

$$\Delta M_i^{\%} \leq \Delta M_{достат}^{\%}. \quad (4)$$

На рис. 2 представлена обобщенная модель процесса дистанционного обучения дисциплине.

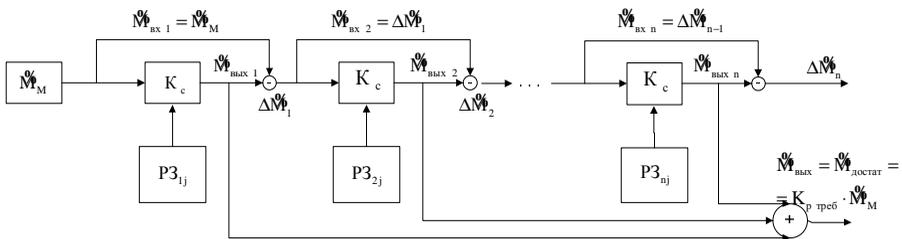


Рис. 2 Процесс дистанционного обучения дисциплине

Здесь  $M_M^{\%}$  – модель модуля, предусмотренного рабочей программой дисциплины.

В общем случае с помощью представленной модели ЕР ПОД можно описать различные виды обучения, такие как: процесс дистанционного обучения дисциплине (ПОД(Д)) – обучается один студент без учета влияния параметра  $K_n$ ; процесс индивидуального обучения дисциплине (ПОД(И)) – обучение одного студента с учетом влияния параметра  $K_n$ ; процесс обучения дисциплине группы студентов (ПОД(Г)) – обучение группы студентов с учетом влияния параметра  $K_n$ . При этом общая структура и функции ЕР ПОД будут одинаковы для каждого вида ПОД. Отличия будут только в различных значениях параметров  $K_c$  и  $K_n$ .

Таким образом, с помощью предложенной модели ЕР ПОД можно описать модель сколь угодно сложного ОП, который будет состоять из множества ЕР ПОД.

**Процесс дистанционного обучения дисциплине с абсолютной результативностью.** В качестве показателя результативности ПОД(Д) определим коэффициент результативности – отношение реально добавленного объема ЗУН к добавляемому в данном модуле. Коэффициент результативности ПОД(Д) характеризует завершившийся процесс, который включает  $i = 1 \dots n$  ЕР ПОД и является отношением достигнутого результата к запланированному [3]:

$$K_p = \frac{M_{\text{вых}}^{\%}}{M_{\text{вх}}^{\%}}, \quad (5)$$

где  $K_p \in [0;1]$ .

Исходя из требований к достаточному уровню качества знаний студента на выходе ПОД, задается уровень результативности ПОД –  $K_{p \text{ треб}}$ . Это означает, что ПОД, на выходе которого получена

$$M_{\text{вых}}^{\%} \geq M_M^{\%} \cdot K_{p \text{ треб}}, \quad (6)$$

считается завершенным.

Анализ модели (рис. 2) показывает, что «образ качества»  $\Delta M_i^{\%}$  – член ряда геометрической прогрессии. Следовательно, суммарный «образ качества» после  $n$  единичных реализаций равен:

$$\Delta M_n^{\%} = M_M^{\%} (1 - K_c)^n, \quad (7)$$

Величина  $n$  – общее количество ЕР – определяется из формулы:

$$n = \log_{(1-K_c)} \frac{\Delta M_n^{\%}}{M_M^{\%}}. \quad (8)$$

Исходя из (3)  $K_{p \text{ трѐб}} = 1$  при  $\Delta M_n^{\%} = M_M^{\%} - \sum_{i=1}^n M_{\text{вых } i}^{\%} = 0$ . Однако, если  $\Delta M_n^{\%} = 0$ , то  $n = \log_{(1-K_c)} 0$ , что противоречит определению логарифма. Поэтому требуется задать значение  $\Delta M_n^{\%} \rightarrow 0$ .

Поскольку  $\Delta M_n^{\%}$  равен количеству академических часов, которое (количество) характеризует объем ЗУН, недостающий студенту для соответствия установленному уровню качества, то будем считать, что  $K_p = 1$  при условии:  $\Delta M_n^{\%} \in (0;1)$ . Для удобства вычисления условием достижения  $K_p = 1$  зададим  $\Delta M_i^{\%} = 1$ , но учтем, что при этом необходима еще одна ЕР ПОД. Номер ЕР ПОД, при которой  $\Delta M_n^{\%} \in (0;1)$  запишем как  $n|_{\Delta M_n^{\%} \in (0;1)}$ , а номер ЕР ПОД, при которой  $\Delta M_n^{\%} = 1$  запишем как  $n|_{\Delta M_n^{\%} = 1}$ , тогда

$$n|_{\Delta M_n^{\%} \in (0;1)} = n|_{\Delta M_n^{\%} = 1} + 1 = (\log_{(1-K_c)} \frac{1}{M_M^{\%}}) + 1. \quad (9)$$

На рис. 3 представлена зависимость необходимого количества ЕР ПОД  $n|_{\Delta M_n^{\%} \in (0;1)}$  от параметра студента  $K_c$  при требуемом уровне результативности  $K_{p \text{ трѐб}} = 1$  для различных значений модели модуля  $M_M^{\%}$ .

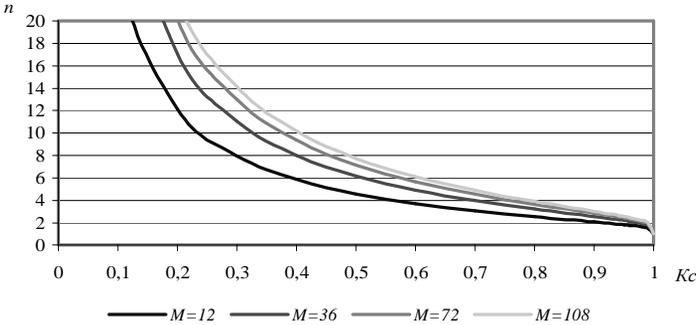


Рис. 3 Необходимое количество ЕР ПОД для различных значений  $K_c$

Принимая во внимание то, что  $i \in [1; n]$  и  $i$  – натуральные числа, в формуле (9) требуется округление вниз  $n$  (т.к. учтем, добавленную для выполнения условия  $\Delta M_n^{\%} \in (0; 1)$ , ЕР ПОД).

В качестве показателя эффективности ПОД(Д) определим коэффициент эффективности, который характеризует завершившийся процесс и является отношением результата к реальным затратам  $PЗ$  [3]:

$$K_э = \frac{M_{вых}^{\%}}{PЗ} \Big|_{K_p = K_p \text{ треб}} \quad (10)$$

$PЗ$ , необходимые на обеспечение  $i$ -той ЕР ПОД, равны ее входной модели  $M_{вх i}^{\%}$ , а, следовательно, «образу качества» предыдущей ЕР ПОД. Таким образом, суммарные  $PЗ$  завершеного процесса будут равны сумме  $n$  членов ряда геометрической прогрессии:

$$PЗ = \sum_{i=1}^n \Delta M_i^{\%} = \frac{M_M^{\%} (1 - (1 - K_c)^n)}{K_c}, \quad (11)$$

Из (10) и (11) получим выражение для расчета коэффициента эффективности ПОД(Д):

$$K_э = \frac{M_M^{\%}}{PЗ} = \frac{M_M^{\%} \cdot K_c}{M_M^{\%} (1 - (1 - K_c)^n)} = \frac{K_c}{1 - (1 - K_c)^{\left[ \frac{1}{M_M^{\%}} (\log_{(1-K_c)} \frac{1}{M_M^{\%}}) + 1 \right]}} \quad (12)$$

Если пренебречь округлением необходимого для достижения  $K_p \text{ треб} = 1$  количества реализаций цикла ПОД(Д)  $n$  и упростить (12), то:

$$K_э = \frac{K_c}{1 - (1 - K_c)^{\frac{1}{M_M^{\%}} + 1}} = \frac{K_c}{1 - \frac{1}{M_M^{\%}} (1 - K_c)} \quad (13)$$

На рисунке 4 представлена зависимость коэффициента эффективности ПОД(Д) от параметра студента для различных значений  $M_M^{\%}$  при  $K_p \text{ треб} = 1$ .

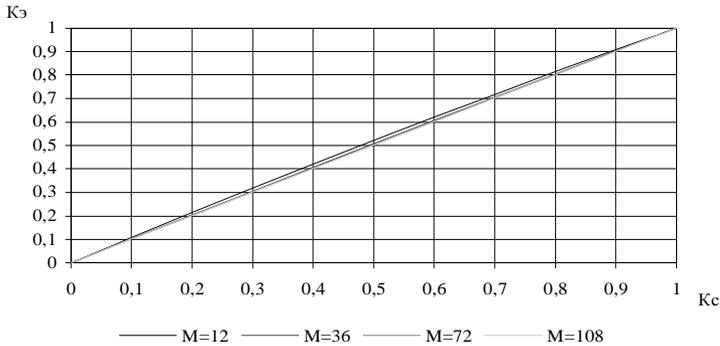


Рис. 4 – Эффективность ПОД(Д) при  $K_{p \text{ треб}} = 1$

$K_э$  при  $K_{p \text{ треб}} = 1$  слабо зависит от величины модели модуля  $M_M^{\%}$ . Так  $\max \Delta K_э = K_э|_{M_M=12} - K_э|_{M_M=108} = 0,0385$  при  $K_с = 0,6$ .

**Процесс дистанционного обучения дисциплине с заданной результативностью.** Рассмотрим случай, когда задается  $K_{p \text{ треб}} < 1$ .

$$i_{\text{д\ddot{u}} \text{ \ddot{o}}}^{\%} = \hat{E}_\delta \cdot M_M^{\%} \quad (14)$$

Исходя из (3) и (6) достаточный «образ качества», при достижении которого будет обеспечен требуемый уровень результативности, будет равен:

$$\Delta M_{\text{остат}}^{\%} = M_M^{\%} (1 - K_{p \text{ треб}}). \quad (15)$$

Подставив в (8)  $\Delta M_{\text{остат}}^{\%}$ , получим выражение для расчета достаточного количества ЕР ПОД ( $n_{\text{остат}}$ ) при различных значениях  $K_с$  для требуемого уровня результативности ПОД.

$$n_{\text{остат}} = \log_{(1-K_с)} (1 - K_{p \text{ треб}}). \quad (16)$$

Принимая во внимание то, что количество ЕР ПОД – натуральное число, то в формуле (16) требуется округление вверх до целого значения.

Из (3), (10), (11), (14) получим, что:

$$K_y = \frac{K_\delta \cdot M_M^{\%}}{E\zeta} = \frac{(1 - (1 - \hat{E}_n)^n) \cdot M_M^{\%}}{E\zeta} = \hat{E}_n. \quad (17)$$

Таким образом, при  $K_p \geq K_{p \text{ треб}}$ ,  $K_s = K_c$  и значение  $K_s$  не зависит от величины  $K_{p \text{ треб}}$ , когда нет ограничений на величину  $PЗ$ .

**Процесс дистанционного обучения дисциплине с различным количеством контрольных точек.** Ранее рассматривалась модель, в которой первое оценивание ЗУН студентов происходит после изложения всей модели модуля  $M_M^{\%}$ . Рассмотрим случай, когда  $M_M^{\%}$  содержит  $N$  контрольных точек (КТ). Предполагается, что все КТ производятся через одинаковый интервал времени, тогда цикл ПОД содержит  $N$  циклов ПОД<sub>*j*</sub>, на вход каждого из которых поступает  $M_{\text{ex } j}^{\%} = \frac{1}{N} \cdot M_M^{\%}$ . Тогда на выходе ПОД<sub>*j*</sub> получаем  $M_{\text{вых } j}^{\%} = K_{p \text{ треб}} \cdot \frac{1}{N} \cdot M_M^{\%}$ .

На рисунке 5 представлен цикл ПОД, содержащий  $N$  контрольных точек.

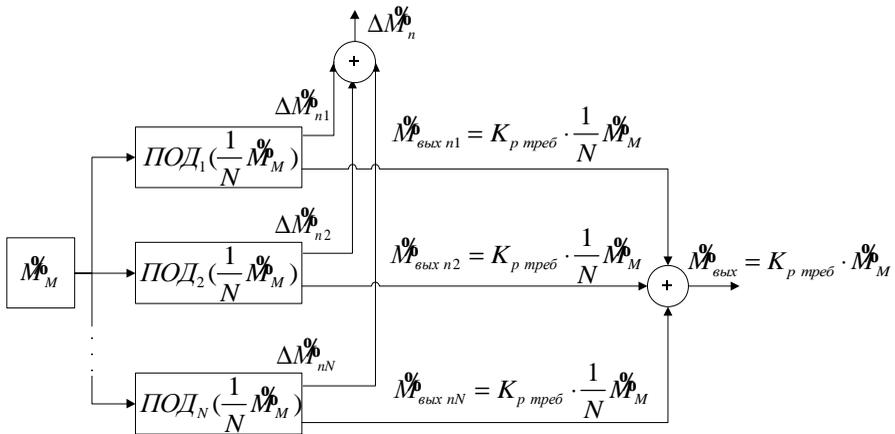


Рис. 5 – Цикл ПОД с  $N$  контрольными точками

«Образ качества», полученный на выходе  $j$ -го цикла ПОД равен:

$$\Delta M_{n_j}^{\%} = \frac{1}{N} M_M^{\%} (1 - K_c)^n, \quad (18)$$

т.о., реальные затраты на реализацию  $j$ -го цикла ПОД, аналогично (13), будут равны

$$PZ_j = \sum_{i=1}^n \Delta M_i^{\%} = \frac{\frac{1}{N} M_M^{\%} (1 - (1 - K_c)^n)}{K_c}. \quad (19)$$

Суммарные  $PZ$ , необходимые для реализации всего цикла ПОД:

$$PZ = \sum_{j=1}^N PZ_j = \frac{M_M^{\%} (1 - (1 - K_c)^n)}{K_c}. \quad (20)$$

Тогда из (10), (20) получим эффективность всего ПОД:

$$K_9 = \frac{K_{pc} \cdot M_M^{\%}}{PZ} = K_c.$$

Таким образом, эффективность ПОД не зависит от содержащегося в нем количества КТ. Однако если оценивание ЗУН студента происходит после изложения части модели модуля  $M_M^{\%}$ , то это позволяет раньше получить информацию о  $K_c$ , и применить, в случае необходимости, корректирующие действия.

Данный вывод справедлив и для случая, когда КТ производятся через разные интервалы времени.

**Процесс дистанционного обучения дисциплине с различным количеством кредитов.** Аналогично можно доказать, что на эффективность ПОД не влияет количество кредитов.

$$PZ = \frac{k \cdot M_M^{\%} (1 - (1 - K_c)^n)}{K_c}, \quad (21)$$

где  $k$  – количество кредитов (модулей), из которых состоит дисциплина.

$$K_9 = \frac{(1 - (1 - K_c)^n) \cdot k \cdot M_M^{\%}}{PZ} = K_c.$$

## **Выводы**

- 1) Предложенная унифицированная модель ЕР ПОД позволяет проводить анализ моделей ПОД различной сложности (различное число кредитов, различное число контрольных точек в течение модуля и др.), сохраняя при этом методологию оценки результативности, эффективности, гибкости.
- 2) Показано, что коэффициент эффективности при требуемой абсолютной результативности слабо зависит от величины модели модуля.
- 3) При требуемом уровне результативности процесса ПОД, меньшем единицы, его эффективность не зависит от входной модели модуля.
- 4) Эффективность ПОД не зависит от количества кредитов и контрольных точек, а полностью описывается величиной параметра студента. Однако наличие контрольных точек позволяет раньше получить информацию о параметре студента, и применить, в случае необходимости, корректирующие действия.

**Список литературы:** 1. *Лямец В.И., Тевяшев А.Д.* Системный анализ. Вводный курс. Х.: ХТУ-РЭ, 2004. – 448 с. 2. *Егоров А.Б., Лесная Н.С., Малышкина Е.С.* Моделирование оценок качества образовательного процесса // *Якість освіти – управління, сертифікація, визнання: Матеріали Всеукраїнської науково-практичної конференції.* – Краматорськ: ДДМА, 2009. – С. 53-56. 3. *Кане М.М., Иванов Б.В., Кореишков В.Н., Схиртладзе А.Г.* Системы, методы и инструменты менеджмента качества: Учебное пособие. – СПб.: Питер, 2008. – 560 с.

Статья представлена проф. НТУ «ХПИ» Кондрашовым С.И.

*Поступила в редакцию 07.06.2010*

*П.А. КАЧАНОВ*, д.т.н., проф. зав. кафедры НТУ "ХПИ"  
*А.А.ЗУЕВ*, ст. преподаватель НТУ "ХПИ"

## **ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ РАСЧЕТА ФОНОВОГО ЗАТЕНЕНИЯ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА КОМПЬЮТЕРНО-СИНТЕЗИРОВАННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ**

У статті розглянуті різні методи розрахунку затінення для комп'ютерно-синтезованих зображень. Наведено формулу, яка використовується для визначення ступеня затінення елементів зображення. Розглянуто метод розрахунку затінення з використанням віддаленості точок зображення від спостерігача та наведено рекомендації щодо його практичної реалізації.

The article describes the various methods of shading calculation for computer-synthesized images. Formula which used to determine shading of image pixels is shown. The method of shading which used information about distances from the observer to points of the image is proposed, are given recommendations on its implementation.

**Постановка проблеми.** Для получения высококачественных, приближающихся по качеству к фотореалистичным изображениям, необходимо учитывать рассеянное освещение, падающее на объекты со всех сторон. Любой объект рассеивает падающий свет, что фактически вносит вклад в освещение самого себя и окружающих объектов. Точный учет такого освещения крайне сложен, и его реализация в реальном масштабе времени на данный момент невозможна в полном объеме.

**Анализ литературы.** Классическим методом расчета затенения является трассировка большого количества лучей из точки  $x$ , в различных направлениях и подсчете соотношения количества лучей, не пересекших ни одного объекта до определенного расстояния к общему количеству лучей [1] – это соотношение и будет являться величиной затенения. Однако для проведения вычислений в реальном масштабе времени такой подход неприменим по соображениям производительности, поэтому на практике применяются различные методы аппроксимации [2-3]. Такая аппроксимация позволяет рассчитать затененность по характеру сходную с затененностью получаемой более точными методами, такими как Radiosity [4].

Для расчета аппроксимации затенения применяются следующие методы:

1) Вычисление так называемой «средней нормали» по всем незаблокированным направлениям, которая затем используется в стандартных алгоритмах локального освещения. Такой метод применим только для статической геометрии.

2) Метод, основанный на «размытии» карты удаленности точек от наблюдателя. При достаточно высоком быстродействии, метод обладает суще-

ственным недостатком – в ряде случаев происходит образование широкой окантовки вокруг объектов.

3) Метод Image Space Ambient Occlusion (ISAO), в котором расчет затенения ведется в пространстве изображения. Метод ISAO является наиболее перспективным для использования, так как может быть реализован с использованием ускорителя трехмерной графики и позволяет при относительно высоком быстродействии получать затенение с необходимой степенью достоверности.

**Цель статьи** – усовершенствование метода расчета и наложения фонового затенения в пространстве экрана с использованием ускорителя трехмерной графики.

**Основной раздел.** Существующие методы определения взаимного затенения основаны на определении того, какая часть полусферы построенной вокруг данной точки закрыта близкорасположенными объектами.

$$A(x, y) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{S_H^N} V(x, y) \cdot dS, \quad (1)$$

где  $S_H^N$  - передняя полусфера, описанная вокруг точки с координатами  $x, y$ ;  $V(x, y)$  - функция, которая принимает значение 1, когда точка  $y$  видна из точки  $x$ , в противном случае она принимает значение 0.

Важной особенностью приведенного выражения, является то, что учет затеняющих объектов ведется до определенного расстояния от точки, для которой определяется затенение.

Различные варианты взаимного затенения представлены на рис. 1. Точка на рис. 1 (а) – получает максимальное количество света, а на рис. 2 (б) минимальное.

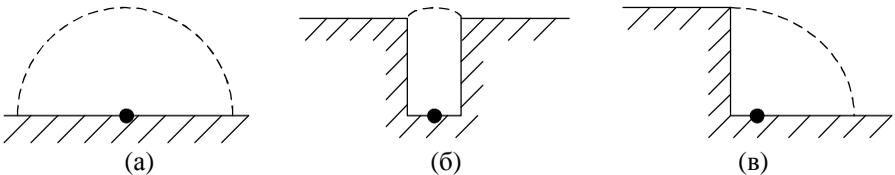


Рис. 1. Варианты взаимного затенения точек

Основные положения метода заключаются в следующем:

- для расчета затенения используются только видимые фрагменты изображения;

- для расчета затенения необходимо знать удаленность каждой точки изображения от наблюдателя – этого достаточно для вычисления затенения;
- затенение рассчитывается относительно положения наблюдателя.

Для определения взаимной видимости точек может использоваться трассировка по полю высот, которое представляет собой расстояния от точек изображения до наблюдателя, но это нецелесообразно по соображениям производительности. Более производительным способом определения видимости является расчет степени загораживания как расстояния  $\Delta d$  на оси наблюдения  $d$ , между смещенной в некотором (случайном) направлении точки для которой ведется расчет затенения и позицией соответствующей ей точки изображения (рис. 2).

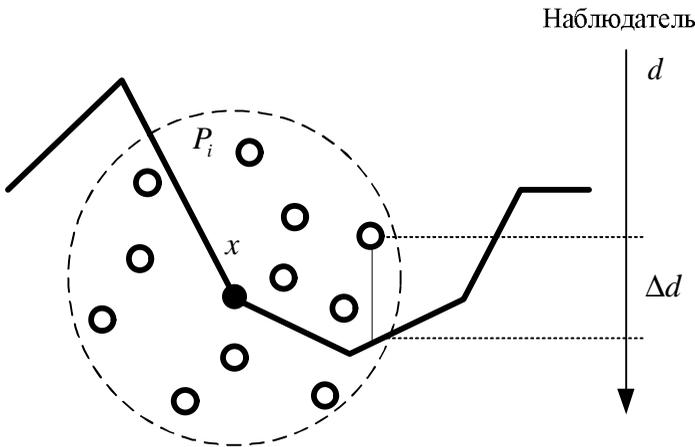


Рис. 2. Точки, используемые для нахождения затенения

Алгоритм расчета затенения состоит из следующих шагов:

- 1) Восстанавливается позиция точки изображения  $x$  относительно наблюдателя.
- 2) Создается набор точек  $P_i$ , находящихся в окрестности точки  $x$  путем ее смещения в случайных направлениях.
- 3) Для точек из множества  $P_i$  рассчитываются расстояния  $\Delta d$  на оси наблюдения  $d$  до соответствующих им точек изображения.
- 4) Отношение количества точек из множества  $P_i$  расположенных ближе к наблюдателю чем соответствующие им точки изображения, к общему количеству точек в множестве и будет являться искомой величиной затенения.

На практике множество  $P_i$  содержит ограниченное количество точек, и необходимо обеспечить их индивидуальное случайное распределение для

каждой затеняемой точки изображения, что можно реализовать при помощи выборки смещений из дополнительного двумерного массива псевдослучайных векторов. Выборка должна производиться с некоторым смещением в зависимости от положения затеняемой точки в пространстве экрана.

Функция, определяющая степень затенения точки  $x$

$$O(\Delta d) = \begin{cases} \frac{1}{1 + \Delta d^2}, & \text{при } \Delta d > \varepsilon, \\ 0, & \text{при } \Delta d \leq \varepsilon \end{cases}, \quad (2)$$

где  $\varepsilon$  - небольшая величина, подбираемая экспериментальным путем.

Все точки, для которых  $\Delta d$  меньше  $\varepsilon$  отбрасываются, так как в этом случае затенения не происходит.

Все операции по расчету затенения могут быть выполнены с использованием ускорителя трехмерной графики, при этом массив удаленностей точек от наблюдателя может быть получен при помощи стандартных методов рендеринга в текстуру. Для хранения псевдослучайных векторов может быть использована двумерная текстура, помещенная в память ускорителя перед началом расчетов. Выборка из нее будет вестись путем смещения текстурных координат.

**Выводы.** Рассмотренный метод увеличивает точность затенения и его реалистичность, удаляя артефакты аппроксимации. Предложенная модификация не требует сложных расчетов и затрат памяти.

Наложение карты затенения добавляет шум в синтезированное изображение, что несколько снижает качество получаемого изображения. В связи с этим, важной задачей по дальнейшему улучшению методов расчета затенения является удаление шумов на изображении. Для этого полученную карту затенения необходимо фильтровать, при этом фильтрацию необходимо проводить избирательно, для того, чтобы затенение точек фактически расположенных на различных поверхностях не влияло друг на друга.

**Список литературы:** 1. *Bunnell M.* Dynamic ambient occlusion and indirect lighting / M. Bunnell - In GPU Gems 2. Addison-Wesley, 2005. - pp. 223–233. 2. *Pharr M.* Ambient occlusion / M. Pharr, S. Green - In GPU Gems. Addison-Wesley : 2004. - pp. 279–292. 3. *Shanmugam P.* Hardware accelerated ambient occlusion techniques on GPUs / P. Shanmugam, O. Orkan - In I3D '07: Proceedings of the Symposium on Interactive 3D Graphics, 2007. 4. *Cohen F.* Radiosity and Realistic Image Synthesis / F. Cohen, M. John, W. John - Academic Press, 1993.

Поступила в редакцию 31.05.2010

## УДК 621.3

**В.О. КОВАЛЕВСЬКИЙ**, студент НТУ «ХПІ»

**В.В. ЛИСЕНКО**, зав. навч. лабораторією кафедри ІВТС, НТУ «ХПІ»

**Д.С. ТОЧКОВИЙ**, студент НТУ «ХПІ»

### **АВТОМАТИЗОВАНА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ НАКОПИЧУВАЛЬНИМИ БУНКЕРАМИ**

В работе рассмотрены вопросы построения автоматической системы управления накопительными бункерами. Представлено техническое решение поставленной задачи. Описан специализированный протокол обмена информации. Составлены расчетные формулы для объемного учета продукции.

We have considered questions of automatic system construction of gathering bins. We have presented the technical solution of assigned task. Also we have created the specialized communication protocol. We have made calculation formulas for volume audit production.

На сучасному етапі розвитку промисловості неможливо керувати виробництвом без його автоматизації. Високі температури, тиск, залежність техніко-економічних показників виробництва від великої кількості різноманітних факторів – усе це зобов'язує до високих вимог керування виробництвом. Із-за цього, в наш час найбільш ефективним є використання автоматизованих систем керування технологічними процесами.

Метою роботи є створення автоматизованої системи керування накопичувальними бункерами насіння соняшника на маслопереробному заводі. Основні функції, які має виконувати така система включає в себе не тільки контроль та керування елементами технологічного процесу, але й обмін даними з системою контролю верхнього рівня, обробку, формування сигналів тривоги; накопичення та збереження інформації, можливість ведення обліку, статистики та аналізу – при підключенні системи до комп'ютеру.

До складу системи - Рисунок 1 - входять:

1. 3 накопичувальних бункери (НБ-1, НБ-2, НБ-3);

За допомогою такої кількості бункерів можливе використання двох бункерів для незалежного завантаження та вивантаження сипучої продукції, а третього - як буферного резервного сховища.

2. Керовані шиберні засувки (1) (6 шт.), які перекривають потік в верхній та нижній частині кожного накопичувального бункера. Шиберна засувка має реверсивний електропривод та шляхові датчики двох крайніх положень.

3. Сигналізатори рівня (2), які видають дискретний сигнал (замикання контактів реле при досягненні заданого рівня сипучого продукту) - Марка сигналізаторів рівня «СР-3». Напруга живлення –  $+24\pm 4$  В, струм, який споживається, не більш ніж 50 мА.

4. Ящик керування (3) (1 шт.). На монтажній панелі розташовуються: реверсивні пускачі (6 шт.), пристрої захисту привідних двигунів (РЕЗЕ-7 – 3 шт.), загальний захист силових кіл, мікропроцесорні контролери керування

(МКК) (3 шт.), джерела вторинного електроживлення МКК та системи керування, клемні колодки для підключення зовнішніх кіл. На лицьовій панелі розташовуються здвоєні кнопки (з світлодіодною індикацією стану) керування засувками, світлові діоди індикації досягнутого рівня продукту, світлові діоди індикації режиму роботи прийомного та подавального шнеків (4);

5. Інтерфейс для зв'язку з системою верхнього рівня – ІРПС токова петля .

В залежності від ступеню підготовки до роботи обладнання рушально-війкового відділення (РВВ), система керування може виконувати різні функції: ручне керування відкриттям – закриттям засовок, автоматизоване керування (з контролем досягнутого потрібного рівня), автоматичне керування у відповідності з алгоритмом роботи РВВ. У всіх режимах роботи передбачений апаратний захист ( по часу та порядку вмикання) двигунів, звукова сигналізація аварійних ситуацій при відмові силового обладнання. В пульті передбачається установка проміжного реле дистанційного (аварійного) вимкнення контакторів зовнішньою напругою постійної напруги 24 В з пульта оператора РВВ.

Пульт керування НБ видає наглядну інформацію про стан та режим роботи системи.

АСК є системою як місцевого, так і дистанційного керування та контролю, інтегрується з контролером вищого рівня (КВР) в рамках всього підприємства, завдяки власноруч розробленому протоколу обміну інформації.

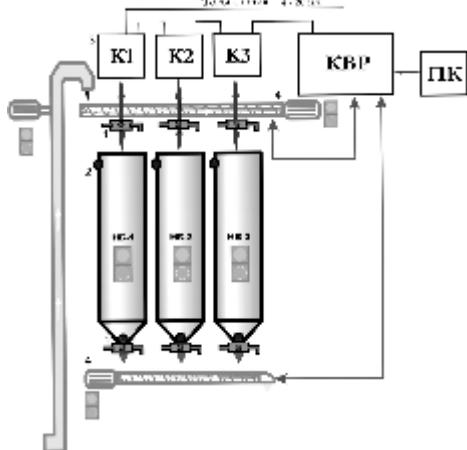


Рис. 1. Схема АСК накопичувальними бункерами

Керування бункерами здійснюється за допомогою МКК. Для трьох накопичувальних бункерів, потрібно три МКК. Інформація з бункера надходить за допомогою шлейфу. На кожному бункері встановлено 2 датчика рівня. До кожного двигуна засувки підключені шляхові датчики, таким чином є можливість знати в яку сторону обертається двигун і положення засувки. Також з

МКК здійснюється керування світловою індикацією та кнопками пуску та стопу на пульті керування [1,2,3].

Алгоритм роботи:

1. При подачі напруги живлення СК НБ-3 виконується внутрішнє тестування системи. При цьому подається короткий звуковий сигнал і світлодіодні індикатори «Робота» після 5-ти секундного „блимання” переходить в режим постійного свічення. Світлодіодні індикатори стану засувки мають колір:

- червоний – якщо засувка повністю закрита;
- зелений – якщо засувка повністю відкрита;

при проміжному положенні засувки підсвічення індикації не здійснюється.

2. При натисненні кнопок керування приводом засувки, виконуються наступні операції: для засувки, котра була попередньо закрита або знаходилась в проміжному положенні, при натисканні зеленої кнопки виконується вмикання контактора прямого ходу привідного двигуна. Світловий індикатор «РОБОТА» переходить в «мерехтливий» режим. Виконується запит стану путьового сенсора крайнього положення «закрито». Після досягнення засувки положення «закрито» виконується вимикання контактора та перехід індикатора «РОБОТА» в неперервний режим свічення. Якщо є перевищення (на 20 %) заданого часу ходу приводу засувки (тобто її заклинення або інші несправності, наприклад вимикання контактору при аварії) тоді вмикається звуковий сигнал «АВАРІЯ» та виконується вимикання контактору. Індикатор «РОБОТА» продовжує знаходитись в «мерехтливому» режимі.

3. Для другого (попередньо відкритого) стану засувки зміна її положення (закриття) виконується натисненням червоної кнопки. При цьому виконується аналогічні дії.

Із-за особливостей компоновання силової частини обладнання для одного бункера в один момент часу може бути ввімкнений тільки один привідний двигун. При цьому двигуни різних бункерів можуть бути включені незалежно один від одного і в будь-якій комбінації. За допомогою чого можливе „незалежне” наповнення та спорожнення насінням соняшника накопичувальних бункерів.

В керуванні засувками вибирається прямий та реверсивний рух двигунів. Для того, щоб включити прямий рух необхідно просто подати напругу на двигун. Для реверсивного – необхідно ввімкнути реверсивне реле, після чого необхідно провести затримку, оскільки швидкодія системи складає 1 секунду - одразу подавати напругу на двигуни не можна потрібний час на роботу системи та спрацювання релейних контакторів.

При інтеграції СК НБ-3 у загальну систему автоматизації РВВ, алгоритм керування додається обробкою команд дистанційного (загальносистемного) керування, індикацією стану (режиму роботи) прийомного та давального гвинтових конвеєрів, виконання алгоритмічного захисту обладнання (технічного процесу) від помилкової дії обслуговуючого персоналу.

Мікропроцесорний контролер керування (МКК) власної розробки, призначений для прийому цифрової інформації від силових ящиків керування привідними двигунами, передачі по команді „запит” інформації контролеру верхнього рівня, прийому керуючих даних від контролера верхнього рівня, видачі команд на вмикання проміжних реле та сигналізації. МКК входить у склад ящика групового керування [4].

Характеристики МКК:

- число каналів вводу дискретної інформації – 16; (джерело – „сухий контакт” з живленням від МКК, струм 20 мА при постійній напрузі 24 В, гальванічна розв’язка)

- число вихідних реле: (контакти NO, NC 220 В, 1 А) - 10;

- світлодіодна індикація стану вхідних (вихідних) сигналів, індикація наявності живлющих напруг, індикація наявності сигналів TxD та RxD, індикація роботи процесора;

- інтерфейс зв’язку з контролером верхнього рівня – ІРПС (токова петля 20 мА), 2400 бод, 8 біт з контролером по парності, живлення з сторони КВІ (передавач КВІ працює на 4 приймача МКК, передавачі МКК працюють в синхронному режимі на приймач КВІ);

- живлення МКК від зовнішнього трансформатору ;

- мікропроцесор АТ89С52-24РІ, кварц 18432 КГц; [4]

Згідно з програмою світловий діод, який підключений до порту МКК буде спалахувати та гаснути один раз за десять тисяч циклів програми. Вимірний час між спалахуванням, та згасанням світлового діоду дорівнює 2,15 секунд. Тоді час роботи 1 циклу:

$$t_{\text{цикл}} = \frac{t_{\text{спал}}}{10000} \tag{1}$$

де  $t_{\text{цикл}}$ - час роботи 1 циклу;

$t_{\text{спал}}$  - час між спалахуванням та згасанням діоду.

Знайдемо час роботи циклу:

$$t_{\text{цикл}} = \frac{2,15}{10000} = 215 \cdot 10^{-6} \text{ с}$$

Отже час роботу одного циклу дорівнює 215 мікросекунд.

В ході проектування було створено протокол запити та протокол відповіді, які відповідають усім необхідним вимогам для передачі інформації. Структура протоколу-запити та протоколу-відповіді зображена на рисунку 2 та 3.



Рис. 2 – Структура протоколу (запити) МКК

В структурі протоколу використовується наступний формат даних:  
 1-й, 2-й біти: це адреса МКК (00 – перший, 01 – другий, 10 - третій);  
 3-й – 5-й біти: № пристрою до МКК. Є можливість підключення до семи пристроїв.  
 6-й – 7-й біти: тип команди до МКК;  
 8-й біт: біт парності (1- непарна кількість одиниць, 0 - парна кількість)

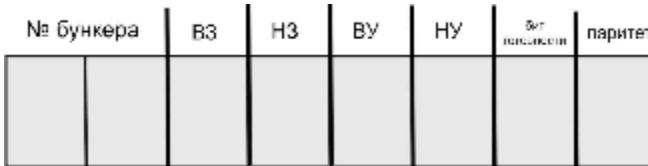


Рис. 3 – Структура протоколу (відповідь) МКК

1-й, 2-й біти - адреса бункеру (00 – перший, 01 – другий, 10 - третій);  
 3-й біт: ВЗ – верхня засувка (1 – відкрито; 0 – закрито);  
 4-й біт: НЗ – нижня засувка (1 – відкрито; 0 – закрито);  
 5-й біт: ВР – датчик верхнього рівня (1 – досягнуто; 0 - ні);  
 6-й біт: НР – датчик нижнього рівня (1 – досягнуто; 0 - ні);  
 7-й біт - біт готовності (1 – готов; 0 - аварія);  
 8-й біт – (контрольна сума) біт парності

Протокол програми є універсальним, оскільки програма для всіх трьох бункерів залишається однаковою, змінюються тільки коди, що входять до складу h-файлів.

В головній функції спочатку проходить ініціалізація усіх змінних викликом функції `init ( )`. Далі змінна, в котрій відбувається запис інформації, отримана в приймачі, обнуляється. Змінні, що відповідають за стан кнопок прирівнюються до одиниці, тим самим кнопки знаходяться в положенні „вмикнено”. Наступною дією перевіряється флаг (біт) інформації RI – чи була наявна передача інформації контролеру по лінії каналу RxD, якщо так – отримана інформація записується з буферу об’єму в змінну S. Далі проходить аналіз отриманої інформації та порівняння її з вмістом даних h-файлу. При збігу комбінації з шістнадцятковим кодом запиту стану виконується аналіз системи. Дані сумуються в змінну K побітно, надалі відбувається підрахунок паритету і даний отриманий код відправляється по каналу TxD на пульт керування. Якщо код збігається з яким-небудь іншим відомим значенням – відкриття, або закриття засувки бункеру – виконується команда, що прописана заздалегідь [5,6].

В ході проектування було використано такі програми:

- середа програмування Multi-edit 7.0;
- компілятор Micro Series 8051 C-Compiler v 4.02 E/DOS;
- програматор AT89S PC BASED PROGRAMMER 3.0.

Для перевірки роботи МКК було створено імітатор сигналів і пристроїв накопичувального бункера. Імітатор підключений до МКК зображений на рисунку 4.

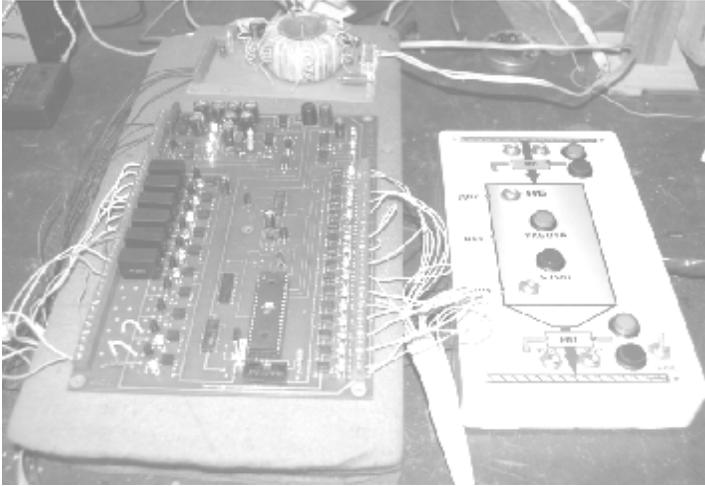


Рис. 4 – Імітатор сигналів бункеру, підключений до МКК

Панель призначена для керування технологічним процесом у РВВ при виробництві соняшникової олії.

Виконання команд керування, прийом та відображення даних про стан приводних двигунів на рівні сировини в накопичувальних бункерах здійснюється з використанням мікропроцесорних контролерів (МКК).

В системі передбачається алгоритмічний захист обладнання (послідовність вмикання – вимикання приводних двигунів транспортних елементів). Передача сигналів керування та прийом даних про стан двигунів та сенсорів рівня здійснюється по інтерфейсу ІРПС. До робочого пульта керування може бути підключений пульт дистанційної індикації з функціями відображення поточної інформації про стан приводних двигунів, рівня сировини в бункерах та інше [5,6,7].

При обліку завантаженої та вивантаженої сипучої продукції, введемо відносну одиницю виміру „бункер”, за допомогою якої можна визначити кількість маси (у тоннах), що проходить через бункер.

Із-за специфічної форми бункеру та насипу сипучого продукту, для розрахунку об’єму, розділимо його на три частини:

- V1 – від верхнього отвору до лінії верхнього сенсору (форма насипу – конус);
- V2 – від лінії верхнього сенсору до нижньої лінії циліндру (форма насипу – циліндр);

V3 – від нижньої лінії циліндру до отвору нижньої засувки (форма насипу - усічений конус (кіш));

$\Delta V$  – похибка вимірювань;

$h$  – висота бункеру – 5 м;

$h_2$  – відстань від нижньої лінії циліндру до нижнього датчика рівня;

$R$  – верхній внутрішній радіус бункеру - 0,75 м;

$r$  - нижній внутрішній радіус бункеру - 0,25 м.;

$\alpha$  – кут насипу насіння - 30°.;

$\beta$  – зовнішній кут кошу - 60°.

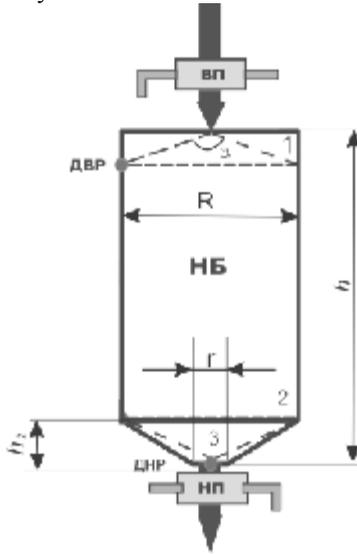


Рис. 5 – Схема насипу насіння в бункер

$$V = V1 + V2 + V3 + \Delta V \quad (2)$$

$$V = \frac{1}{3} \cdot \pi \cdot R^2 \cdot [R \cdot \operatorname{tg} \alpha + (h - \frac{h - h_2}{\operatorname{tg} \beta})(r^2 + 4 + \frac{r}{R})] + \Delta V \quad (3)$$

$$V = \frac{1}{3} \cdot 3,14 \cdot 0,75^2 \cdot [0,75 \cdot \operatorname{tg} 30 + (5 - \frac{0,2}{\operatorname{tg} 60})(0,25^2 + 4 + \frac{0,25}{0,75})] = 9,66 \text{ м}^3$$

Варіація кута насипу для першої частини повного об'єму складає 5%, тоді:

$$\Delta V_1 = 0,255 \cdot 0,05 = 0,0128 \text{ м}^3$$

Похибка датчиків рівня: відомо, що область дії датчиків рівня дорівнює  $\pm 10$  мм для кожного, тоді похибка дії для верхнього датчика буде:

$$\Delta V_2 = p \cdot R^2 \cdot \Delta h \quad (4)$$

$$\Delta V_3 = p \cdot r^2 \cdot \Delta h \quad (5)$$

де  $\Delta V_2$ ,  $\Delta V_3$  - об'єм похибки, який вносять датчики.

$\Delta h$  - похибка дії датчика

$$\Delta V_2 = 3,14 \cdot 0,75^2 \cdot 0,01 = 0,0177 \text{ м}^3$$

$$\Delta V_3 = 3,14 \cdot 0,25^2 \cdot 0,01 = 0,0020 \text{ м}^3$$

Сумарна похибка двох датчиків складає:

$$\Delta V_{23} = 0,0177 + 0,0020 = 0,0197$$

Абсолютна сумарна похибка при довірчій імовірності  $P=0,95$  складає:

$$\Delta = 1,1 \sqrt{(\Delta V_1)^2 + (\Delta V_{23})^2} \quad (6)$$

$$\Delta = 1,1 \sqrt{0,000552} = 0,0258 \text{ м}^3$$

Тоді зведена похибка:

$$\gamma = \frac{\Delta V}{V} \cdot 100\% \quad (7)$$

$$\gamma = \frac{0,0258}{8,959} \cdot 100 = 0,29\%$$

Вимірний час реакції системи (спрацювання датчиків, отримання сигналу і передача стану) не перевищує 1 сек.

**Висновки:** в роботі була розглянута побудова автоматичної системи керування технологічними процесами. Система представляє собою нижній рівень локального комплексу і інтегрується до комплексу верхнього рівня. В наш час проблема є досить актуальною, оскільки спектр тієї продукції, що наявна на ринку автоматики не завжди відповідає специфічним вимогам виробництва.

**Список літератури:** 1. ГОСТ 24.601-86.Единая система стандартов автоматизированных систем управления. Автоматизированные системы. 2. ВНТП 20м-93. Нормы технологического проектирования предприятий малой мощности по производству растительных масел из семян подсолнечника и рапса методом прессования – М.: Госпроматомнадзор, 1993 – 28 с. 3. Руководство по технологии получения и переработки растительных масел и жиров. *А.Г. Сергеев.* – Л.: ВНИИЖ, 1973. 4. Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтроллерах. *В.В Сташин., А.В. Урусов, О.Ф. Мологонцева* – 1990. 5. Методические материалы и документация по пакетам прикладных программ – С++ - М.:1986. 6. Автоматизация производственных процессов. *Гаврилов П.Д., Гимельштейн Л.Я., Медведев А.Е.* - М.: Недра, 1985. - 215с. 7. Информационно измерительные системы – электронный конспект лекций, *С.И. Кондрашов* 2009.

Стаття представлена д.т.н. проф. НТУ «ХП» Кондрашовим С.І.

Надійшла до редакції 07.04.2010

**С.І. КОНДРАШОВ**, д-р техн. наук, зав. кафедри НТУ «ХП»  
**О.В. ПАНТЮХОВА**, студентка НТУ «ХП»

## **ВПРОВАДЖЕННЯ В УКРАЇНІ ТЕХНІЧНОГО РЕГЛАМЕНТУ З ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ОБЛАДНАННЯ**

Тема определена требованиями адаптации нормативно-правовых актов Украины к законодательству Европейского Союза. Адаптация законодательства в области технического регулирования осуществляется путем введения технических регламентов, которые являются аналогами соответствующих Директив ЕС.

The theme is conditioned the requirements adaptation of legislation of Ukraine to the legislation of European Union. Adaptation of legislation in the field of the technical adjusting is carried out by introduction of Technical Regulations which are the analogues of the proper Directives of EU.

Суттєвою проблемою становища в Україні стосовно електромагнітної сумісності обладнання є проблема невідповідності законодавства України до законодавства Європейського Союзу, зокрема, в сфері технічного регулювання. Технічний регламент (ТР) з електромагнітної сумісності обладнання набрав чинності згідно Наказу Держспоживстандарту України 31.12.2003 року № 283 (зарєєстровано в Міністерстві юстиції України 7.05.2004 р. за № 578/9177). Адаптація нормативно-правових актів України в сфері технічного регулювання здійснюється шляхом впровадження технічних регламентів на основі відповідних директив ЄС. Постановою Кабінету Міністрів України від 29.07.2009 р. №785 відповідно до статті 14 Закону України від 01.12.2005 р. № 3164-IV «Про стандарти, технічні регламенти та процедури оцінки відповідності» затверджено новий «Технічний регламент з електромагнітної сумісності обладнання» та розроблено план заходів з його застосування на 2009-2010 роки. Даний ТР є гармонізованим до Директиви 2004/108/ЄС Європейського Парламенту і Ради Європи від 15.12.2004 року «Про зближення законодавства держав-членів відносно електромагнітної сумісності та відміни Директиви 89/336/ЄС». ТР встановлює вимоги стосовно електромагнітної сумісності обладнання, яке виготовляється і використовується на території України або імпортується.

Отже, прийняття ТР сприяє вирішенню таких основних проблем, як:

- відповідність законодавства України до законодавства ЄС;
- забезпечення належної безпеки для життя та здоров'я громадян, а також захист тварин та майна від небезпеки, пов'язаної з використанням обладнання з високим рівнем електромагнітних завад;
- підвищення конкурентоспроможності продукції вітчизняного виробництва через ідентичність вимогам, діючим у ЄС;
- забезпечення вільного переміщення на території України обладнання, що відповідає вимогам цього ТР.

Вимоги ТР не поширюється на:

- авіаційне обладнання, комплектувальні вироби, що використовуються в галузі цивільної авіації;
- радіобладрнання, що використовується радіоаматорами відповідно до Регламенту радіозв'язку Міжнародного союзу електрозв'язку, за винятком введення його в обіг;
- радіобладрнання й телекомунікаційне термінальне обладнання;
- набори елементів, призначені для радіоаматорського конструювання, а також обладнання, що використовується радіоаматорами.

У ТР визначені такі терміни «обладрнання» та «апаратура». Термін «апаратура» визначено як будь-який пристрій або комбінація пристроїв, які здатні створювати електромагнітні завади або на роботу яких можуть вплинути такі завади. Що до відповідності апаратури вимогам даного ТР, то вона повинна бути підтверджена шляхом проведення процедур, які визначені Постановою Кабінету Міністрів України від 7.10.2003 року №1585 "Про затвердження Технічного регламенту модулів оцінки відповідності та вимог що до маркування національним знаком відповідності, які застосовуються в технічних регламентах з підтвердження відповідності", та внесеними змінами Постановою Кабінету Міністрів України від 27.12.2006 року №1843. Згідно з ТР «обладрнання» - будь-який електричний пристрій або комбінація пристроїв, крім апаратури. Обладрнання виготовлятися з урахуванням сучасних вимог:

- електромагнітні завади, які створюються обладнанням, не можуть перевищувати рівня, допустимого для нормального функціонування радіо - та телекомунікаційного або іншого обладнання;
- рівень несприйнятливості апаратури, обладнання до електромагнітних завод, що виникають у ході передбаченої експлуатації, повинен забезпечувати їх належне функціонування.

Отже, обладнання може бути введено в експлуатацію, якщо воно за умови правильного встановлення, обслуговування та використання за призначенням відповідає вимогам цього ТР. У випадку демонстрації обладнання на виставках повинно бути нанесено маркування, яке свідчить про те, що обладнання не може бути введено в експлуатацію до приведення його у відповідність з вимогами цього ТР. Демонстрація такого обладнання можлива лише за умови, що буде вжито адекватних заходів захисту від електромагнітних завод. Таким чином, обладнання, яке не відповідає вимогам національних стандартів стосовно електромагнітної сумісності, не може бути розміщено на ринку та вважається таким, що не відповідає вимогам цього ТР.

Контроль за відповідністю вимогам ТР несе призначений орган виконавчої влади з питань технічного регулювання. У будь-якому рішенні про вилучення апаратури з ринку, заборони чи обмеженні її розміщення на ринку, введенні в експлуатацію чи обмеженні вільного її переміщення, прийнятому на підставі цього ТР, призначений орган виконавчої влади повинен чітко сформулювати причини, на підставі яких було прийнято таке рішення. Зацікавлені

ну сторону має бути негайно поінформовано про таке рішення, а також про заходи щодо усунення проблеми, вжитих відповідно до чинного національного законодавства та про строки їхньої реалізації.

Вимоги, встановлені цим ТР, обов'язкові для:

- виробників, їх уповноважених представників та постачальників, які вводять в обіг обладнання;
- центральних органів виконавчої влади з питань технічного регулювання;
- центральних органів виконавчої влади з питань стандартизації;
- призначених органів з оцінки відповідності.

Оскільки даний ТР містить базові вимоги з відповідності, то досягнути європейського технічного рівня обладнання в галузі електромагнітної сумісності і підтвердження відповідності можна лише при обов'язковому виконанні вимог Директиви 2004/108/ЄС. При цьому неможливо надмірне втручання держави в ринкові відносини між виробниками і споживачами. У цілому Директива з електромагнітної сумісності сприяє значній оптимізації вільного переміщення обладнання на внутрішньому ринку ЄС з урахуванням забезпечення адекватного рівня електромагнітної сумісності. Відповідність обладнання вимогам електромагнітної сумісності підлягає обов'язковому підтвердженню. Обов'язкове підтвердження відповідності здійснюється у формі прийняття декларації про відповідність і обов'язкову сертифікацію обладнання згідно діючого стандарту, або іншого нормативного документу. До ТР з електромагнітної сумісності додається комплект національних стандартів з електромагнітної сумісності, гармонізованих з європейськими. Застосування ТР передбачає три етапи : підготовчий етап, добровільне застосування та обов'язкове його застосування. Важливість добровільної сертифікації в тому, що вона обмежує доступ на ринок низькоякісної продукції. Добровільна сертифікація не підміняє обов'язкову, тобто вона не застосовується до виробів, які підлягають обов'язковій сертифікації.

Вимоги ЕМС мають статус обов'язкових, тому необхідно вирішення таких проблем, як:

- підвищення якості розроблення національних стандартів;
- вміння працювати з міжнародними документами на мові оригіналу;
- слабка зацікавленість виробників в впровадженні нових стандартів.

**Список літератури:** 1.Закон України «Про стандарти, технічні регламенти та процедури оцінки відповідності» (від 01.12.2005 р. № 3164-IV), 2.« Технічний регламент з електромагнітної сумісності обладнання » ( Затверджено Постановою Кабінету Міністрів України від 29.07.2009 р. № 785 ), 3.Директива 2004/108/ЄС, 4. Офіційний вісник України, 2003 р., №41, ст. 2175

*Надійшла до редакції 16.04.2010*

*Т.Г. МАЩЕНКО*, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»

*А.Ю. ЮДИН*, студент НТУ «ХПИ»

## **ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЬЕЗОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ КОНТРОЛЯ РАСХОДА ДВИЖУЩИХСЯ ЖИДКОСТЕЙ**

У статті розглянуті питання застосування п'єзоелектричних перетворювачів для контролю тиску або вібрації нафти у системах її транспортування, представлені необхідні формули для розрахунку цих параметрів.

There are the problems of using piezoelectric transducers for monitoring of oil transporting in system, in this article also the necessary formulas of their determination are shown there.

Ключевые слова: пьезоэлектрический эффект, преобразователи, расход, давление, транспортировка, система, температура, погрешность.

**Постановка проблемы.** Экономия электрической энергии признана важнейшим направлением энергетической политики в Украине. Максимальный энергосберегающий эффект дает использование рациональных способов управления технологическими процессами, обеспечивающих минимальное потребление электроэнергии. Известно, что нефтеперекачивающие, а также системы тепло- и водоснабжения относятся к числу наиболее энергоемких объектов Украины. При этом основными потребителями электроэнергии в таких системах являются насосные станции. Внедрение энергосберегающего оборудования, обеспечивающего плавное регулирование параметров насосных агрегатов, способствует повышению экономической эффективности в нефтехимической, химической, фармацевтической и других отраслях промышленности.

В общей задаче управления технологическими процессами в этих отраслях промышленности важными являются задачи контроля давления и расхода движущихся жидкостей, зачастую агрессивных и токсичных в трубопроводах.

**Анализ литературы.** В работах [1-3] рассмотрены различные виды расходомеров, описаны принципы их работы, приведены выходные характеристики. Показана также область их применения, определены диапазоны измерения и вносимые погрешности. В [4] рассмотрены вопросы контроля движущихся жидкостей, возникающие при их транспортировке. Показано, что наиболее информативными параметрами в этом случае являются давление, расход, плотность, вязкость контролируемой жидкости. Оперативный контроль этих параметров обеспечивает полное соответствие с технологическим процессом, что предотвращает несанкционированный отбор, например, неф-

ти при ее транспортировке. Показано, что для контроля давления или расхода нефти в трубопроводе при ее транспортировке наиболее эффективно применение пьезоэлектрических преобразователей, поскольку эти датчики можно размещать непосредственно на трубопроводе. В работе [5] приведена структурная схема устройства контроля расхода на основе пьезоэлектрических преобразователей, описана элементная база, реализующая это устройство.

**Цель статьи** – расширение функциональных возможностей расходомеров на основе пьезоэлектрических датчиков для контроля расхода, давления, вязкости и температуры контролируемой жидкости

Надежность и точность измерений расхода и давления жидких и газообразных сред в значительной степени зависит от конструктивных параметров преобразователя, электрических и гидродинамических режимов работы, а также условий измерений.

Поскольку расход является функцией распределения скоростей потока, которая зависит как от параметров жидкости или газа, так и характера потока, поэтому задача измерения расхода в промышленных условиях чрезвычайно сложна.

Расход – это количество вещества, протекающего через данное сечение в единицу времени. Для жидкости различают объемный или массовый расход.

Объемный расход жидкости может быть найден как

$$Q_0 = \frac{V}{t} \quad (1)$$

где  $V$ – объем жидкости, проходящий в единицу времени  $t$  через данное сечение потока.

Если через  $dS$  обозначить элементарную часть площади сечения, то элементарный расход, проходящий через площадку  $dS$  выразится как

$$dQ_0 = \mathbf{n}dS , \quad (2)$$

где  $\mathbf{n}$  – скорость жидкости в данной точке сечения.

Поскольку скорость  $v$  в разных точках сечения, в общем случае, различна, то величину  $Q_0$ , исходя из выражения (2) можно представить в виде

$$Q_0 = \int_S dQ_0 , \quad (3)$$

где интеграл берется по всей площади сечения  $S$  (в общем случае криволинейного).

Гидравлической характеристикой данного сечения является средняя скорость течения жидкости

$$n_{\bar{v}} = \frac{Q_0}{S} \quad \text{или} \quad n_{\bar{v}} = \frac{\int ndS}{S}, \quad (4)$$

Тогда объемный расход может быть выражен как

$$Q_0 = n_{\bar{v}} S, \quad (5)$$

где  $S$  – площадь сечения потока.

Массовый и объемный расходы связаны зависимостью, аналогичной зависимости между массой и объемом вещества

$$Q_i = p Q_0, \quad (6)$$

в связи с тем, что объем жидкости или газа зависит от его давления и температуры, то измерения объемного расхода приводят к нормальным условиям.

В работе [5] рассмотрены вопросы автоматического контроля движущихся жидкостей на основе времени импульсного метода измерений. Особенностью ультразвуковых расходомеров является то, что по заказу они могут быть укомплектованы либо врезными датчиками, контактирующими непосредственно с жидкостью в трубопроводе, либо накладными (бесконтактными), монтируемыми на внешней поверхности трубопровода. При использовании ультразвуковых расходомеров на трубопроводах средних и больших диаметров они оказываются значительно дешевле механических и электромагнитных расходомеров. В качестве датчиков используются пьезоэлектрические.

Пьезоэлектрические преобразователи имеют высокую чувствительность, однако в обычном исполнении они применяются только для измерений динамических давлений (расходов). Чтобы получить возможность измерять статическое давление с помощью пьезоэлементов, необходимо создать условия для работы пьезоэлемента, эквивалентные динамическому режиму. Подобные условия можно создать, возбуждая в пьезоэлементе искусственным путем незатухающие механические колебания, амплитуда которых максимальна на резонансной частоте пьезоэлемента. Воздействие на пьезоэлемент внешнего статического давления приводит к изменению амплитуды механических колебаний пьезоэлемента. Это изменение может быть преобразовано в электрический сигнал, пропорциональный приложенному давлению.

Выходной электрический сигнал пьезоэлемента представляет собой амплитудно-модулированные колебания с несущей частотой, равной частоте

напряжения возбуждения или резонансной частоте пьезоэлемента и огибающей, форма которой соответствует изменению во времени приложенного давления (расхода), которое может быть и статическим.

Практически во всех известных расходомерах для коррекции показаний используются несколько первичных измерительных преобразователей параметров контролируемой среды (температура, вязкость, плотность) [1,3]. Поэтому и возникает задача создания такого измерительного преобразователя, который бы был многопараметрическим и мог бы использоваться в расходомерах с большим динамическим диапазоном.

Размещение преобразователей непосредственно на внешних стенках трубопроводов позволило упростить конструкцию расходомера, уменьшить инерционность и повысить точность измерения расхода. Температурная стабильность расходомера может обеспечиваться схемными методами, например, применением температурнозависимых сопротивлений.

Следует отметить, что величины погрешностей расходомеров переменного перепада давления зависят и от термодинамических параметров контролируемой среды, и в расходомерах проводятся усовершенствования как конструкций преобразователей давления, так и принимаются меры для уменьшения влияния температуры и давления в процессе измерений [4].

Эффективность этих измерений значительно повышается при использовании современных методов обработки информативных параметров сигналов и средств микропроцессорной техники. Появление интеллектуальных датчиков на основе микропроцессоров и постоянное улучшение технологии электронных сенсоров предопределили дальнейшее совершенствование датчиков давления и расхода.

Практически во всех известных расходомерах для коррекции показаний используются несколько первичных преобразователей параметров контролируемой среды (температуры, вязкости, плотности). Поэтому и возникает задача создания такого первичного преобразователя, который бы был многопараметрическим и мог бы использоваться в расходомерах с большим динамическим диапазоном.

Анализ литературных и патентных источников показывает, что в расходомерах жидких, да и газообразных сред наметились две тенденции:

1) концепция «простой системы», т.е. расходомер должен быть экономичным, надежным, работать без обслуживания, быть совместимым с агрессивными средами, прост в установке [4];

2) «интеллектуализация» датчиков давления и расхода, заключающаяся в том, что в конце 90-х годов появились промышленные образцы датчиков со встроенным микропроцессорным устройством обработки измерительной информации. В связи с этим стала возможной реализация новых методов обработки

сигналов. Ведущими производителями таких устройств стали фирмы Motorola, Fisher-Rosemount, Honeywell (США), Krohne (Германия), Alfa Laval (Швеция).

В зависимости от назначения и условий работы используются преобразователи давлений и расхода различных конструкций и размеров. Наиболее распространены преобразователи с чувствительными элементами в форме стержней, цилиндров, пластин или сфер, выполненных из пьезоэлектрической керамики.

Отметим, что измерения быстро переменных давлений жидких агрессивных и неагрессивных сред возможно только с использованием датчиков пьезоэлектрического принципа действия. Современные датчики обеспечивают контроль динамических давлений в диапазоне от 0,05...5,6 МПа до 0...30 МПа при статических давлениях от 2,8...63 МПа до 11...125 МПа с погрешностью от 4 до 10% и в полосе частот 2 Гц до 150 кГц. Диапазон рабочих температур неохлаждаемых датчиков от 70 до 973 К, охлаждаемых от 70 до 2773 К.

Поликристаллическая пьезоэлектрическая керамика (на основе титаната бария, цирконата титаната свинца) обладает множеством положительных качеств, если ее рассматривать как конструкционный материал. К числу этих качеств следует отнести в первую очередь простоту получения различных геометрических форм конструкций элементов. Это связано с тем, что поликристаллические элементы изготавливаются путем прессования и литья, также как это делается при изготовлении пластмассовых изделий. Кроме того, поликристаллическая керамика обладает высокой прочностью, она выдерживает давление до 2 тыс. атмосфер. Приборы из такой керамики обладают феноменальной стойкостью к действию температуры. Они легко выдерживают нагревание до 300 °С. Следует отметить, что отрицательные температуры только улучшают качество пьезоэлектрических преобразователей, вследствие чего они становятся незаменимыми в криогенной технике. Существует целый ряд важных свойств, которыми обладают эти уникальные вещества. Так, в первую очередь, керамические пьезоэлементы химически нейтральны: они не вступают в реакцию и не разрушаются никакими из известных химических реактивов. Эти качества делают их незаменимыми в нефтяной, химической, фармацевтической промышленности, а также медицинской технике.

Другим, не менее важным качеством поликристаллических пьезоэлектрических элементов является их высокая стойкость к действию магнитных полей, поскольку они являются прекрасными диэлектриками. И, что является несомненным достоинством керамических элементов - в процессе возбуждения в них прямого и обратного пьезоэлектрического эффекта они не генерируют своего собственного поля.

Устройства на основе пьезоэлементов вследствие универсальности их свойств и многообразия конструктивных решений являются оптимальными

преобразователями для контроля расхода и давления движущихся жидкостей. Исследования показывают, что пьезоэлемент может одновременно выполнять две функции: элемента, воспринимающего действие потока жидкости, расход которого измеряется, и электромеханического преобразователя [4,5].

Одной из наиболее перспективных конструкций пьезокерамических элементов, предназначенных для использования в приборостроении и автоматике, является биморфный пьезоэлемент - это конструкция, состоящая из двух тонких пьезокерамических пластин, которые путем склеивания, пайки или сварки жестко соединены между собой. Если такой элемент поместить в поток, то можно определить давление (расход) в потоке, измеряя напряжение на его электродах. Кроме того, можно измерять вязкость и температуру.

**Выводы.** На основе таких первичных преобразователей могут быть синтезированы различные устройства и механизмы, работающие в широком диапазоне частот.

**Список литературы:** 1. *Кремлевский П.П.* Измерение расхода и количества жидкости, газа и пара. – М.: Изд-во стандартов, 1990. –192 с. 2. *Баишутин Ю.П.* Новая эра в измерении расхода по перепаду давления //Приборы и системы управления. – 1998. - №5.-с. 54-56. 3. *Морозов В.Б.* Сравнительные характеристики ультразвуковых расходомеров // Приборы и системы управления. – 1997. - №11. – с.19 –24. 4. *Джагунов Р.Г, Глазева О.В.* О возможностях применения пьезо-керамики для измерения расходов жидкости и газа. //Придніпровський науковий вісник, сер. Фізико-математичні науки, “Наука і освіта”. –1998. - № 6 (73).–с. 24 – 31. 5. *Мащенко Т.Г, Бондарь А.А.* – Автоматический контроль расхода движущихся жидкостей. Харьков: Вестник НТУ "ХПИ" №9. – 2006. – с. 89 - 94

Статья представлена д.т.н., проф. НТУ "ХПИ" Дербуновичем Л.В.

*Поступила в редакцию 18.03.2010*

*Е. Н. НИКУЛИНА*, канд. техн. наук, науч. сотр. НТУ «ХПИ»

## **МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТЬЮ ПАРОГЕНЕРАТОРА**

Приведена структурна схема системи автоматичного керування продуктивністю парогенератора. Обчислені значення постійних параметрів математичних моделей систем автоматичного керування парогенератора. Розроблені математичні моделі систем автоматичного керування продуктивністю з різними регуляторами.

The block diagram of automatic system control of the steam generator output is resulted. Values of constant parameters of mathematical models of automatic systems control of the steam generator output are calculated. Models of automatic systems control of output are developed with various regulators.

**Постановка проблемы.** Энергоблоками атомных электростанций с реакторными установками ВВЭР-1000 вырабатывается более 40% электроэнергии Украины. Перспективными планами развития энергетики Украины предусмотрено строительство новых энергоблоков ВВЭР-1000. При проектировании таких энергоблоков нового поколения и модернизации существующих особое внимание уделяется эффективности работы их систем автоматического управления (САУ) в переходных режимах. Изучение переходных режимов может быть выполнено на основании математических моделей САУ реакторной установки.

**Анализ литературы.** Реакторная установка для производства высоко-технологичного пара включает самый мощный в Украине ядерный энергетический реактор ВВЭР-1000 и четыре парогенератора ПГВ-1000 [1, 2]. Качество стабилизации параметров пара существенно зависит от САУ производительностью парогенератора и входящей в нее САУ уровнем воды в парогенераторе, для которой разработаны математические модели с разными законами управления [3-5]. Проведенный синтез оптимальной локальной системы показал, что для стабилизации уровня воды наиболее эффективен пропорционально-интегральный закон управления. Для определения оптимальных значений параметров регулятора производительности парогенератора необходимы математические модели САУ производительностью.

В реакторной установке, происходят сложные ядерные, тепловые, гидравлические, механические и другие процессы, полное описание которых не представляется возможным [1]. К тому же для параметрического синтеза САУ реакторной установки в нормальном режиме эксплуатации с применением методов оптимизации математические модели систем управления должны явно зависеть от переменных параметров системы и использовать минимальное число арифметических операций. Поэтому для решения задач синтеза рассматриваются линейные модели систем.

**Цель статьи** заключается в разработке математических моделей САУ производительностью парогенератора с различными регуляторами для оптимального синтеза систем.

**Постановка задачи.** Сформулированы допущения для математического моделирования парогенератора как объекта автоматического управления, а также для моделирования его систем управления. Разрабатываются линейные, автономные, детерминированные математические модели систем управления производительностью с сосредоточенными параметрами в пространстве состояний и стандартными моделями регуляторов.

Рабочий процесс в парогенераторе определяется подводом к нему двух видов рабочей среды — питательной воды от питательного турбонасоса и теплоносителя от реактора, и отводом пара в паровой коллектор. Парогенератор как объект управления можно разделить на водяной и паровой аккумуляторы. Питательная вода поступает в водяной аккумулятор, где превращается в пар за счет тепла, переданного ей теплопередающей поверхностью трубок, по которым протекает теплоноситель. Наличие пара в водяном аккумуляторе парогенератора обуславливает движение рабочей среды в циркуляционном контуре.

Для математического моделирования САУ можно сделать следующие допущения. Все трубки теплообменного пучка парогенератора заменяются одним сплошным объемом теплоносителя, окруженным металлической оболочкой. Параметры скоростей движения пароводяной смеси в трубных пучках и объема парообразования усредняются. Процессы передачи теплоты от теплоносителя к металлу эквивалентной трубки в парогенераторе и от металла к воде происходят без потерь. При рассмотрении тепловых процессов полагаются постоянными удельные теплоемкости теплоносителя и металла, а также коэффициенты теплопроводности и теплоотдачи. Давление во всех точках рабочего тела внутри объема парогенератора одинаково. Вся вода и весь пар в парогенераторе имеют температуру, равную температуре насыщения и зависящую от давления. Пренебрегаем распределенностью давления по контуру. Состояние парогенератора определяется средними температурами теплоносителя и металла, давлением пароводяной смеси, объемами воды и пароводяной смеси, а также расходом пара через зеркало испарения. Линеаризация уравнений материального и теплового баланса выполняется в окрестности режима номинальной мощности.

Для регулирования тепловой мощности, поддержания баланса между давлениями питательной воды и пара, подаваемого в турбину, предназначена САУ производительностью парогенератора. На основании принципов работы этой системы и принятых допущений разработана ее структурная схема, которая представлена на рисунке и включает регулятор производительности (РП), исполнительный механизм (ИМ), питательный турбонасос (ПТН), подогреватель высокого давления (ПВД), модель парогенератора, цилиндр высокого давления (ЦВД) и обратные связи. На вход САУ подается уставка те-

пловой мощности  $q_s$ , выходом является тепловая мощность  $q$ . Возмущающими воздействиями являются координаты тепловой мощности теплоносителя  $q_t$  и вход следящего привода (СП) регулирующего клапана турбины  $u_s$ . Сигнал  $\varepsilon$  поступает на вход регулятора производительности с передаточной функцией  $W_C(s)$ , который по заданному закону регулирования формирует управляющее воздействие  $u$ . Управляющее воздействие подается на привод исполнительного механизма. Исполнительный механизм перемещает клапан подачи пара в ПТН и изменяет его положение  $\mu_a$ , изменяя давление питательной воды  $\pi_p$ , поступающей на ПВД. После ПВД вода под давлением  $\pi_w$  подается в парогенератор и изменяет вектор его состояния  $X_L$ . Входной сигнал регулятора представим в виде

$$\varepsilon = q_s - q - v, \quad (1)$$

где  $v$  – значение разности давления воды в ПВД и пара в парогенераторе:

$$v = k_w \pi_w - k_s \pi_s.$$

Здесь  $\pi_w$  и  $\pi_s$  – значения давления воды в ПВД и пара в парогенераторе,  $k_w$ ,  $k_s$  – масштабирующие коэффициенты. По формуле (1)

$$\varepsilon = q_s - k_t \theta_t - k_w \pi_w + k_s \pi_s, \quad (2)$$

где  $\theta_t$  – температура теплоносителя,  $k_t$  – коэффициент перехода от температуры к тепловой мощности.

На основании структурной схемы САУ производительностью требуется разработать математические модели систем с различными регуляторами, предназначенные для параметрического синтеза регуляторов.

**Решение задачи.** Модель САУ уровнем воды в парогенераторе с ПИ регулятором представим в виде системы дифференциальных уравнений (СДУ) [4, 5]:

$$dX_L/dt = A_L X_L + B_{L\pi} \pi_w + B_{Lq} q_t + B_{Lu} u_s, \quad q_s = C_L X_L.$$

Исполнительный механизм с передаточной функцией  $W_a(s)$  запишем дифференциальным уравнением (ДУ):



$$d\mu_a/dt = a_a\mu_a + b_a u, \quad (3)$$

где  $\mu_a$  – относительная координата исполнительного механизма,  $u$  – входное воздействие,  $a_a = -1/T_a$ ,  $b_a = 1/T_a$ ,  $T_a$  – постоянная времени привода.

Питательный турбонасос ( $W_p(s)$ ) представим ДУ

$$d\pi_p/dt = a_p\pi_p + b_p\mu_a + b_v\pi_v, \quad (4)$$

где  $\pi_p$  – относительное значение давления ПТН,  $a_p = -1/T_p$ ,  $b_p = K_p/T_p$ ,  $K_p$  и  $T_p$  – коэффициент усиления и постоянная времени насоса,  $\pi_v$  и  $b_v$  – относительная координата давления в цилиндре высокого давления и коэффициент этой координаты. Модель ПВД  $W_w(s)$  запишем в виде ДУ

$$T_w d\pi_w/dt = -\alpha_{ws}\pi_s - k_{pw}\pi_w - \mu_w + (k_{pp} - \alpha_{wp})\pi_p, \quad (5)$$

где  $T_w$  – постоянная времени ПВД,  $\alpha_{ws}$ ,  $\alpha_{wp}$  – коэффициенты линеаризации расхода воды,  $k_{pw}$ ,  $k_{pp}$  – коэффициенты линеаризации ПВД. Также ДУ представим ЦВД ( $W_v(s)$ ) и прилегающие к нему трубопроводы:

$$d\pi_v/dt = a_v\pi_v + b_{vk}\pi_k, \quad a_v = -1/T_v, \quad b_{vk} = K_v/T_v, \quad (6)$$

где  $K_v$ ,  $T_v$  – коэффициент усиления и постоянная времени ЦВД.

На основании уравнений (2)–(6) запишем модель парогенератора как объекта управления производительностью ПТН СДУ порядка  $n = 14$ :

$$dX_C/dt = A_C X_C + B_C u + B_{Cq} q + B_{Cu} u_s, \quad q = C_{Cq} X_C, \quad (7)$$

$$A_C = \begin{pmatrix} A_L & B_{L\pi} & 0 & 0 & 0 \\ z_1 & -k_{pw}a_w & b_w a_w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_p & b_p & b_v \\ 0 & 0 & 0 & a_a & 0 \\ z_2 & 0 & 0 & 0 & a_v \end{pmatrix}, \quad X_C = \begin{pmatrix} X_L \\ \pi_w \\ \pi_p \\ \mu_a \\ \pi_v \end{pmatrix}, \quad B_C = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ b_a \\ 0 \end{pmatrix}, \quad B_{Cq} = \begin{pmatrix} B_{Lq} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (8)$$

$$B_{Cu} = (B_{Lu} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0)^T, \quad C_{Cq} = (0 \ 0 \ 0 \ \alpha_{ws} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ \alpha_{wp} \ 0 \ 0 \ 0), \quad (9)$$

$$a_w = 1/T_w, \quad b_w = k_{pp} - \alpha_{wp}, \quad z_1 = (0 \ 0 \ 0 \ -\alpha_{ws} a_w \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -a_w \ 0),$$

$$z_2 = (0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ b_{vk} \ 0 \ 0 \ 0).$$

С учетом формулы (8) получим для входного сигнала регулятора (2)

$$\varepsilon = q_s - D_g X_C, \quad (10)$$

где 
$$D_g = (-k_t \quad 0 \quad 0 \quad -k_s \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad k_w \quad 0 \quad 0 \quad 0). \quad (11)$$

Коэффициенты и параметры формул (2)–(11) представлены в таблице.

Значения параметров модели парогенератора

Параметр	Значение	Параметр	Значение	Параметр	Значение
$b_a, 1/c$	0,12	$a_w, 1/c$	0,667	$\alpha_{ws}$	-4
$a_p, 1/c$	-1	$k_w$	2,4	$\alpha_{sk}$	4,07
$b_p, 1/c$	1	$k_s$	1,9	$k_{pp}$	5
$b_v, 1/c$	1	$k_t$	42,08	$k_{pw}$	4,5
$a_v, b_{vk}, 1/c$	1	$\beta_{wp}$	-8,57	$\alpha_{wp}$	4,5

Применение различных регуляторов в САУ производительностью парогенератора приводит к изменению структуры СДУ и различному количеству переменных параметров. Построим математические модели САУ производительностью парогенератора с различными регуляторами в виде

$$dX_{C_c}(x)/dt = A_{C_c}(x)X_{C_c}(x) + B_{C_{\Phi c}}(x)\Phi_s + B_{C_{qc}}q + B_{C_{uc}}u_s, \quad q = C_{C_{qc}}X_{C_c}, \quad (12)$$

где индекс  $c$  соответствует типу регулятора,  $x \in R^p$  – вектор из переменных параметров регулятора производительности  $K_{Cp}$ ,  $\lambda_{Cl}$ ,  $\lambda_{Cd}$  – коэффициентов пропорциональной, интегральной и дифференциальной частей регуляторов. Модель САУ с пропорциональным (П) регулятором определена на основании уравнений (7)–(12) [6]:

$$X_{Cp} = X_C, \quad A_{Cp} = A_C - K_{Cp}B_C D_g, \quad B_{C_{\Phi p}} = K_{Cp}B_C, \quad (13)$$

$$B_{C_{qp}} = B_{Cq}, \quad B_{C_{up}} = B_{Cu}, \quad C_{C_{qp}} = C_{Cq}. \quad (14)$$

Для этой модели порядок  $n = 14$ ,  $x = K_{Cp}$  – переменный параметр в задаче параметрического синтеза.

Модель САУ с интегральным (И) регулятором с учетом формул (7)–(12):

$$X_{Ci} = \begin{pmatrix} X_C \\ u_{Ci} \end{pmatrix}, \quad A_{Ci} = \begin{pmatrix} A_C & B_C \\ -\lambda_{Ci} D_g & 0 \end{pmatrix}, \quad (15)$$

$$B_{Cpi} = \begin{pmatrix} 0 \\ \lambda_{CI} \end{pmatrix}, B_{Cqi} = \begin{pmatrix} B_{Cq} \\ 0 \end{pmatrix}, B_{Cui} = \begin{pmatrix} B_{Cu} \\ 0 \end{pmatrix}, C_{Cqi} = (C_{Cq} \quad 0), \quad (16)$$

где  $x = \lambda_{CI}$  – переменный параметр,  $n = 15$ .

Модель САУ производительностью с дифференциальным (Д) регулятором определим по уравнениям (7)–(12):

$$X_{Cd} = \begin{pmatrix} X_C \\ v_{CD} \end{pmatrix}, A_{Cd} = \begin{pmatrix} A_C - B_C K_{CD} D_g & B_C \\ \lambda_{CD} K_{CD} D_g & -\lambda_{CD} \end{pmatrix}, \quad (17)$$

$$B_{Cpd} = \begin{pmatrix} B_C K_{CD} \\ -\lambda_{CD} K_{CD} \end{pmatrix}, B_{Cqd} = \begin{pmatrix} B_{Cq} \\ 0 \end{pmatrix}, B_{Cud} = \begin{pmatrix} B_{Cu} \\ 0 \end{pmatrix}, C_{Cqd} = (C_{Cq} \quad 0), \quad (18)$$

где  $x = \lambda_{CD}$ ,  $n = 15$ . Математические модели (12)–(8) содержат один переменный параметр регуляторов.

САУ с ПИ регулятором (7)–(12):

$$X_{Cpi} = \begin{pmatrix} X_C \\ u_{CI} \end{pmatrix}, A_{Cpi} = \begin{pmatrix} A_C - B_C K_{CP} D_g & B_C \\ -\lambda_{CI} D_g & 0 \end{pmatrix}, \quad (19)$$

$$B_{Cphi} = \begin{pmatrix} B_C K_{CP} \\ \lambda_{CI} \end{pmatrix}, B_{Cqpi} = \begin{pmatrix} B_{Cq} \\ 0 \end{pmatrix}, B_{Cupi} = \begin{pmatrix} B_{Cu} \\ 0 \end{pmatrix}, C_{Cqpi} = (C_{Cq} \quad 0), \quad (20)$$

где  $x = (K_{CP} \quad \lambda_{CI})$  – вектор переменных параметров,  $n = 15$ .

Математическая модель САУ с ПД регулятором (7)–(12):

$$X_{Cpd} = \begin{pmatrix} X_C \\ v_{CD} \end{pmatrix}, A_{Cpd} = \begin{pmatrix} A_C - B_C (K_{CP} + K_{CD}) D_g & B_C \\ \lambda_{CD} K_{CD} D_g & -\lambda_{CD} \end{pmatrix}, \quad (21)$$

$$B_{Cppd} = \begin{pmatrix} B_C (K_{CP} + K_{CD}) \\ -\lambda_{CD} K_{CD} \end{pmatrix}, B_{Cqpd} = \begin{pmatrix} B_{Cq} \\ 0 \end{pmatrix}, B_{Cupd} = \begin{pmatrix} B_{Cu} \\ 0 \end{pmatrix}, C_{Cqpd} = (C_{Cq} \quad 0), \quad (22)$$

где  $x = (K_{CP} \quad \lambda_{CD})$ ,  $n = 15$ .

Модель САУ с ИД регулятором производительности (7)–(12):

$$X_{Cid} = \begin{pmatrix} X_C \\ u_{CI} \\ v_{CD} \end{pmatrix}, A_{Cid} = \begin{pmatrix} A_C - B_C K_{CD} D_g & B_C & B_C \\ -\lambda_{CI} D_g & 0 & 0 \\ \lambda_{CD} K_{CD} D_g & 0 & -\lambda_{CD} \end{pmatrix}, \quad (23)$$

$$B_{Cpid} = \begin{pmatrix} B_C K_{CD} \\ \lambda_{CI} \\ -\lambda_{CD} K_{CD} \end{pmatrix}, \quad B_{Cqid} = \begin{pmatrix} B_{Cq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad B_{Cuid} = \begin{pmatrix} B_{Cu} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C_{Cqid} = \begin{pmatrix} C_{Cq} & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (24)$$

где  $x = (\lambda_{CI} \quad \lambda_{CD})$ ,  $n = 16$ . Математические модели (19)–(24) содержат по два переменных параметра регуляторов.

Модель системы управления с ПИД регулятором:

$$X_{Cpid} = \begin{pmatrix} X_C \\ u_{CI} \\ v_{CD} \end{pmatrix}, \quad A_{Cpid} = \begin{pmatrix} A_C - B_C(K_P + K_D)D_g & B_C & B_C \\ -\lambda_{CI}D_g & 0 & 0 \\ \lambda_{CD}K_{CD}D_g & 0 & -\lambda_{CD} \end{pmatrix},$$

$$B_{C\phi pid} = \begin{pmatrix} B_C(K_{CP} + K_{CD}) \\ \lambda_{CI} \\ -\lambda_{CD}K_{CD} \end{pmatrix}, \quad B_{Cqpid} = \begin{pmatrix} B_{Cq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad B_{Cupid} = \begin{pmatrix} B_{Cu} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C_{Cqpid} = \begin{pmatrix} C_{Cq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}^T,$$

где  $x = (K_{CP} \quad \lambda_{CI} \quad \lambda_{CD})$ ,  $n = 16$ . Эта модель содержит три переменных параметра регулятора. Таким образом, получены модели САУ с различными переменными параметрами регуляторов, что позволит выполнить их синтез.

**Выводы.** Приведены допущения для математического моделирования систем управления парогенератором ПГВ-1000. На основании модели системы автоматического управления уровнем воды и разработанной структурной схемы системы управления производительностью парогенератора получены ее линейные, автономные, детерминированные математические модели в пространстве состояний с сосредоточенными параметрами в относительных переменных. Эти модели с различными регуляторами предназначены для параметрического синтеза регуляторов систем автоматического управления производительностью парогенератора.

**Список литературы:** 1. Денисов В. П., Драгунов Ю. Г. Реакторные установки ВВЭР для атомных электростанций. – М.: ИздАТ. – 2002. – 480 с. 2. Демченко В. А. Автоматизация и моделирование технологических процессов АЭС и ТЭС. – Одесса: Астропринт. – 2001. – 305 с. 3. Демченко В. А., Тодорцев Ю. К., Ложечников В. Ф. Математическая модель участка питания парогенератора ПГВ-1000 // Вестник ХГПУ. – Харьков: ХГПУ. – 1999. – Вып. 73. – С. 133-138. 4. Северин В. П., Никулина Е. Н. Математическое моделирование парогенератора атомного энергоблока // Вестник НТУ «ХПИ». – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2006. – № 19. – С. 145-150. 5. Северин В. П. Математическое моделирование и оптимизация показателей качества систем автоматического регулирования реакторной установки // Ядерная и радиационная безопасность. – 2007. – Том 10. Вып. 2. – С. 66-77. 6. Никулина Е. Н. Математическое моделирование систем автоматического регулирования тепловой мощности реактора // Вестник НТУ «ХПИ». – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2009. – № 54. – С. 136-141.

Статью представил д.т.н., профессор НТУ «ХПИ» Северин В.П.

Поступила в редакцию 11.05.2010

*А.В.ПРИЛИПКО*, студент НТУ "ХПИ"

*В.С. ТРОЙНИКОВ*, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПИ"

## **ИССЛЕДОВАНИЕ И ОПИСАНИЕ ПЛАТФОРМЫ QUANTUM LEAPS**

У статті розглянута платформа для написання програм для умонтовуваних систем, Quantum Leaps, яка є альтернативою традиційним операційним системам реального часу.

The platform for a writing of programs for embedded systems, Quantum Leaps which is alternative to traditional operating systems of real time in this article.

**Постановка проблеми.** В связи с повышающимися требованиями заказчиков к функциональности приборов и ответного роста производительности всех вычислительных систем, становится всё сложнее писать новые программы и сопровождать старые. Такие платформы, как и операционные системы, призваны помочь разработчику справиться со множеством проблем связанными с необходимостью написания самому ту же операционную систему и сопровождать её в дальнейшем за самим прибором. Теряется много времени на разработку внутреннего механизма, прикладная часть проекта приобретает второстепенный приоритет, хотя именно о ней должен думать разработчик, когда получит заказ.

**Анализ публикаций.** В обзоре литературных источников были рассмотрены возможности применения операционных систем для микроконтроллеров с относительно малым объемом памяти небольшими временными ресурсами. Как альтернативный вариант обычной многозадачной ОС, была выбрана платформа Quantum Leaps(QL) исходные коды которой для обучения и экспериментов распространяются свободно и бесплатно.

**Целью** настоящей статьи является исследование и описание платформы для написания программ для встраиваемых систем.

**Материалы и результаты исследования.** Почти все компьютерные системы вообще, и встроены системы в частности являются событийно управляемыми, что означает, что они непрерывно ждут возникновения некоторого внешнего или внутреннего события, такого как тик таймера, прибытие пакета данных, нажатия кнопки, или щелчка мыши. После прихода события такие системы реагируют, выполняя соответствующее вычисление, которое может включать управление аппаратными средствами или выполнение "софт" событий, которые вызывают другие внутренние компоненты программного обеспечения. (Именно поэтому управляемые событием системы

так же называют событийными системами.). Как только обработка события завершена, программное обеспечение возвращается к ожиданию следующего.

Большинство разработчиков приучены к простому последовательному контролю, в котором программа ждет событий в различных местах пути ее выполнения или активно опрашивает события или пассивно блокирует на семафоре или другом каком-то механизме операционной системы. Хотя этот подход к программированию управляемых событиями систем функционален во многих ситуациях, это не слишком хорошо работает, когда есть многократные возможные источники событий, время прибытия которых невозможно предсказать и где важно обрабатывать события во время их поступления. Проблема состоит в том, что, в то время как последовательная программа ждет одного вида события, она не делает никакой другой работы и не чувствительна к другим событиям.

Необходима структура программы, которая может ответить на множество возможных событий, любое из которых может прийти в непредсказуемое время и в непредсказуемой последовательности. Хотя эта проблема очень распространена во встраиваемых системах, таких как домашние приборы, сотовые телефоны, промышленные диспетчеры, медицинские устройства и многие другие, она также очень распространена в современных настольных компьютерах. К примеру, возьмем Web-браузер, словарный процессор, или крупноформатной таблицы. У большинства этих программ есть современный графический пользовательский интерфейс, который естественно способен к обработке с многократных событий. Все разработчики современных систем, приняли общую структуру программы, которая изящно решает проблему контакта со многими асинхронными событиями в реальном времени. Эту структуру программы вообще называют событийно управляемым программированием.

**Инверсия контроля.** Событийно управляемое программирование требует совсем иного мышления, не такого как при обычном последовательном программировании, в таком как "супер петля" или задача в традиционной RTOS. Большинство современных событийно управляемых систем структурировано согласно Голливудскому принципу, что означает, "не вызывайте нас, мы назовем вас." Таким образом событийно управляемая программа не контролирует приход события; фактически, она даже не активна. Подпрограмма вызывается, только, при возникновении события, чтобы обработать его, и затем она снова быстро отдаёт контроль. Эта договоренность позволяет управляемой событием системе ждать многих событий параллельно, таким образом, система остается восприимчивой ко всем событиям, на которые она должна реагировать.

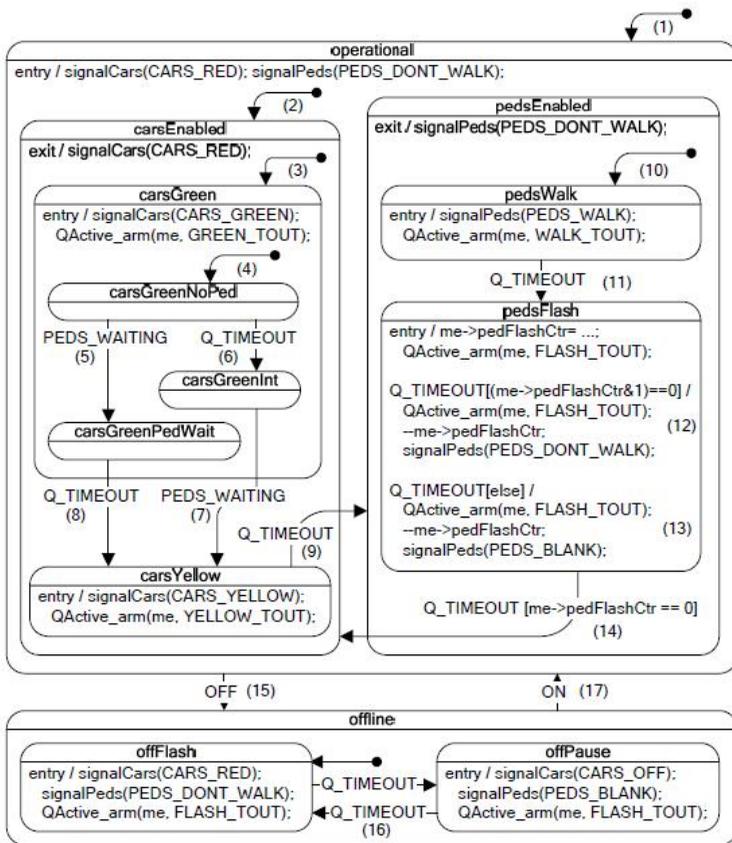


Рис. 1. Диаграмма состояний светофора

У этой схемы есть три важных последствия. Во-первых, это подразумевает, что событийно управляемая система естественно разделена на прикладную часть, которое фактически обращается с событиями, и контролирующую, управляющую инфраструктурой, которая ждет событий и посылает их заявлению. Во-вторых, контроль осуществляется в событийно управляемой инфраструктуре, таким образом, с прикладной точки зрения контроль инвертирован по сравнению с традиционной последовательной программой. И в-третьих, событийно управляемое приложение должно вернуть контроль после обработки каждого события, таким образом, контекст выполнения не может быть сохранен в основанных на стеке переменных и счетчике программы, поскольку он находится в последовательной программе. Вместо этого событийно управляемое приложение становится машиной состояний, или

фактически рядом сотрудничающих машин состояний, которые сохраняют контекст от одного случая до следующего в статических переменных.

На рисунке 1 представлена диаграмма состояний дорожного светофора, которая даётся разработчиком в качестве примера для изучения механизмов работы этой платформы. На диаграмме можно видеть состояния как закруглённые прямоугольники и стрелки которые обозначают переходы из состояния в состояния по сигналам. Выполняемые действия связаны сигналами. Сигналы генерируются как самим пользователем в ходе программы, так и автоматически по программному таймеру при входе в состояние при выходе из него и в других ситуациях.

QL платформа(QP) представляет собой реализацию на языке C/C++ машины состояний. Основные термины которыми оперируют разработчики на этой платформе относятся к диаграммам состояний UML. Программист описывает «Активный Объект» как совокупность его «Состояний», переходов между этими состояниями по «Сигналам». Специальная версия QP для «маленьких» контроллеров – QP-nano может занимать всего 2 Кбайта памяти программы и всего 100 байт оперативной памяти контроллера, что делает её интересным вариантом при выборе платформы проектирования. Для примера типичные операционные системы занимают на порядок, а то и на два больше ресурсов

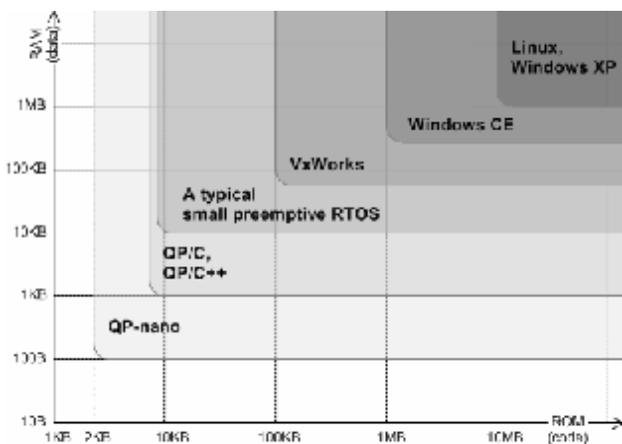


Рис. 2. Сравнение потребляемых ресурсов памяти

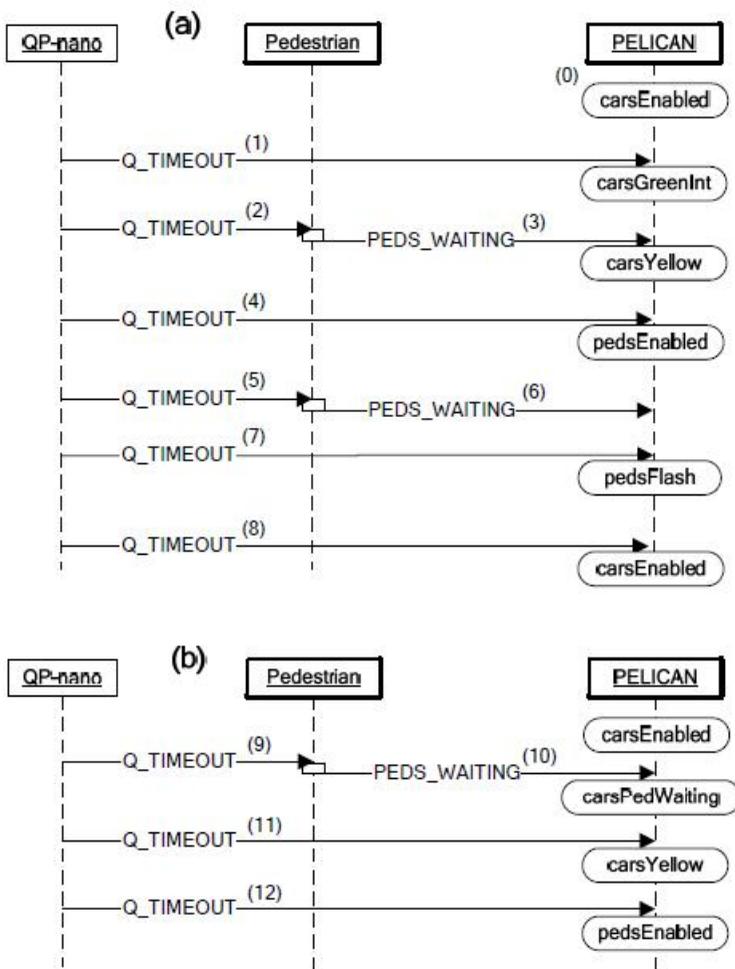


Рис. 3. Пример передачи сигнала от пешехода к светофору

QP не является операционной системой реального времени, в классическом понимании RTOS. Она накладывает определённые ограничения на программиста, который будет писать программу, но тем самым даёт ему возможность самому достаточно точно определить критические места программы, приоритеты. Для создания эффективной программы необходимо правильно определить, что нужно выделить как отдельный активный объект, какие состояния он имеет, на какие сигналы должен реагировать, какие сигналы генерировать для других активных объектов. Современные микроэлектрон-

ные устройства имеют точно определённую модульную структуру, и при использовании QR можно без труда определить каждый модуль как отдельный активный объект. Описать активный объект и его состояния как того требует реально существующий модуль по логике его работы и наладить взаимодействие между активными объектами по средствам сигналов.

В примере QR-папо (рис.3) два таких активных объекта представлены в виде светофора и пешехода а сигналами между ними нажатия кнопок пешеходом на светофоре.

Ограничения, которые ложатся на программиста, не столь гнетущи, нужно стараться делать подпрограммы обработки отдельных сигналов как можно меньшими по времени, возлагая управление временем на плечи QR.

**Выводы.** 1. Исследована платформа написания программ для встраиваемых систем. Описаны основные особенности её устройства и работы. 2. Приведены обоснования её использования. Рассмотрен пример использования системы на обучающем примере.

Материалы статьи будут использованы при разработке экспертной системы для проектирования устройств на базе микроконтроллера. В дальнейших исследованиях предполагается расширить рассматриваемую область применения различных платформ и надстроек для встраиваемых систем.

**Список литературы:** 1. Материалы с сайта <http://www.state-machine.com/> 2. Практическое руководство по программированию машин состояний на C/C++ Practical UML Statecharts in C/C++, 2nd Edition 3. Справочная информация с сайта [http://atmel.com/dyn/products/datasheets\\_v2.asp?family\\_id=607](http://atmel.com/dyn/products/datasheets_v2.asp?family_id=607) 4. Application Note PEdestrian LIght CONtrolled Crossing Example

Статья представлена д.т.н. проф. НТУ «ХПИ» Дербуновичем Л.В.

*Поступила в редакцию 09.05.2010*

*А.И. РОГАЧЁВ*, д-р. техн. наук, профессор НТУ «ХПИ»  
*Н.А. ДЕНИСЕНКО*, ассистент НТУ «ХПИ»

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ СУШКИ КАПИЛЛЯРНО-ПОРИСТЫХ МАТЕРИАЛОВ В ПАКЕТЕ MATLAB/SIMULINK

В цій статті наводиться методика управління динамічними системами з застосуванням прогнозуючих моделей, та зображене практичне застосування для рішення конкретних прикладів систем, які задані диференціальними рівняннями.

In given article the technique of management by dynamic objects with use of predicting models is resulted, and its practical application in the decision of concrete examples of the systems given by the differential equations is shown.

**Введение.** В начале XXI века время произошёл стремительный прогресс в строительной отрасли, что требует увеличения количества и повышения качества материалов и деталей, которые после изготовления подвергаются предварительной сушке. К таким относятся капиллярно-пористые материалы – древесина, кирпич, бетон и многие другие. Одним из основных этапов сушки таких материалов является этап пропарки, заключающийся в доведении температуры и влажности высушиваемых изделий до заданных значений при сохранении постоянной психрометрической разности температур «сухого» и «влажного» термометров. При этом необходимо выполнить требования к качеству рассматриваемых материалов при предельно возможном сокращении времени пропарки и минимизации расхода теплоносителя.

**Постановка задачи исследования.** Требуется провести моделирование объекта управления – сушильной камеры периодического действия, в которой высушивают пиломатериалы в среде влажного воздуха с подведением тепла и удалением влаги конвективным способом. Регулируемой величиной является  $\theta$  – температура внутри материала.

**Решение задачи моделирования.** Исследовав переходные характеристики камеры [1], [2] можно составить структурную схему преобразованной системы (рис. 1).

При этом за основное воздействие принимается управление  $U_1$ , которое предназначено для организации прогрева – изменения температуры воздуха в камере [3].

При ограничении положений задвижек величины  $U_1$  и  $U_2$  также ограничены. Эти ограничения можно записать в виде:

$$0 \leq U_1 \leq U_{1\max}, \quad 0 \leq U_2 \leq U_{2\max}. \quad (1)$$

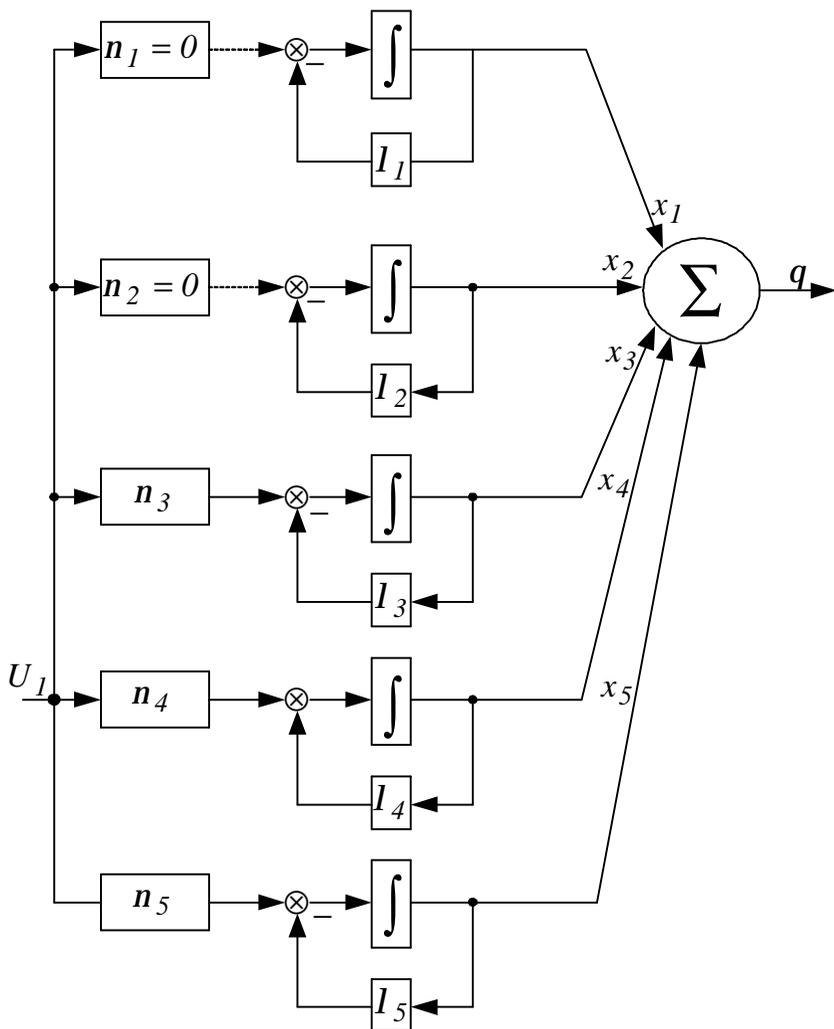


Рис. 1. Преобразованная схема объекта управления

Кроме того, ограничения должны быть наложены на скорости изменения температуры  $\theta_c$  и влажности  $W$  материала, так как слишком высокие градиенты этих параметров могут привести к повреждению материала. Эти ограничения представим в виде:

$$\left| \frac{d\theta}{dt} \right| \leq B_1, \quad \left| \frac{d\theta}{dt} \right| \leq B_2, \quad (2)$$

где  $B_1$  и  $B_2$  – заданные константы, величина которых зависит от вида материала, типа камеры и некоторых дополнительных технологических требований к процессу сушки [4].

Объект управления описывается системой линейных уравнений пятого порядка, в каждое из которых входит лишь одна фазовая переменная:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= \lambda_1 x_1(t), \\ \dot{x}_2(t) &= \lambda_2 x_2(t), \\ \dot{x}_3(t) &= \lambda_3 x_3(t) + v_3 U_1(t), \\ \dot{x}_4(t) &= \lambda_4 x_4(t) + v_4 U_1(t), \\ \dot{x}_5(t) &= \lambda_5 x_5(t) + v_5 U_1(t). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $\lambda_1 = -\frac{1}{T_1}$ ,  $\lambda_2 = -\frac{1}{T_2}$ ,  $\lambda_3 = -\frac{1}{T_3}$ ,  $\lambda_4 = -\frac{1}{T_4}$ ,  $\lambda_5 = -\frac{1}{T_{21}}$ , а также

$$T_{21} = \frac{k_5 T_2 - k_2 k_{mc} T_5}{k_2 - k_{mc} k_5}.$$

Коэффициенты  $v_i$  вычисляются из уравнений:

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= v_2 = 0, \\ v_3 &= \frac{b_2}{(\lambda_3 - \lambda_4)(\lambda_3 - \lambda_5)}, \\ v_4 &= \frac{b_2}{(\lambda_4 - \lambda_3)(\lambda_4 - \lambda_5)}, \\ v_5 &= \frac{b_2}{(\lambda_5 - \lambda_3)(\lambda_5 - \lambda_4)}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$b_2 = \frac{k_c}{T_1 \cdot T_3 \cdot T_{21}}, \quad k_c = \frac{k_1 k_2 k_3 k_5 (1 + k_{mc} k_{cm})}{k_5 - k_2 k_{mc}}. \quad (5)$$

Пусть заданы следующие коэффициенты передачи соответствующих звеньев:

$$k_1 = 130, \quad k_2 = 0.61, \quad k_3 = 1, \quad k_4 = 40, \quad k_5 = 2, \quad k_{mc} = 0.8, \quad k_{cm} = 0.75.$$

И постоянные времени (в часах):

$$T_1 = 1.12, \quad T_2 = 1.17, \quad T_3 = 2.33, \quad T_4 = 0.33, \quad T_5 = 0.83, \quad T_6 = 1.84, \quad T_{21} = 1.271.$$

Тогда находим коэффициенты  $\lambda_i, v_i$  и система дифференциальных уравнений запишется так:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= -0.893 \cdot x_1(t), \\ \dot{x}_2(t) &= -0.855 \cdot x_2(t), \\ \dot{x}_3(t) &= -0.429 \cdot x_3(t) + 54.34 \cdot U_1(t), \\ \dot{x}_4(t) &= -3.03 \cdot x_4(t) + 8.67 \cdot U_1(t), \\ \dot{x}_5(t) &= -0.787 \cdot x_5(t) - 63.01 \cdot U_1(t). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

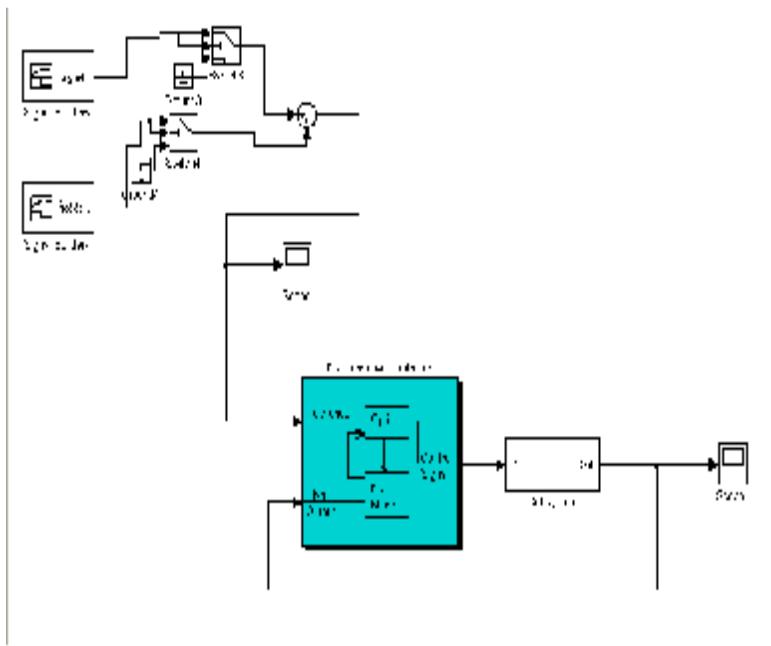
Для объекта управления в виде сушильной камеры будем использовать блок NN Predictive Controller Simulink системы MATLAB, соответствующий структурной схеме с прогнозированием рис.2.



Рис.2. Структурная схема с прогнозированием

Тогда общая схема для объекта управления с использованием блока NN Predictive Controller в Simulink будет выглядеть согласно рис. 3 [5].

Вид окна Plant Identification, т.е. «внутренние данные» блока NN Predictive Controller, показан на рис.4. Это окно универсально и может быть использовано для построения моделей для любого динамического объекта, который описан в Simulink. В рассмотренном случае такой моделью является сушильная камера.



**Рис.3. Вид структурной схемы с прогнозированием в Simulink**

Процедура идентификации требует задания следующих параметров [5]:  
 Size of Hidden Layer. - Размер скрытого слоя - определяется количеством используемых нейронов. Зададим для использования 12 нейронов.

Sampling Interval. - Такт дискретности в секундах, определяет интервал между двумя последовательными моментами съёма данных. Задаётся 0.001 с.

No. Delayed Plant Inputs. - Количество элементов запаздывания на входе модели - равняется 2.

No. Delayed Plant Outputs. - Количество элементов запаздывания на выходе модели - равняется 5.

Normalize Training Data. - Окно контроля нормирования данных.

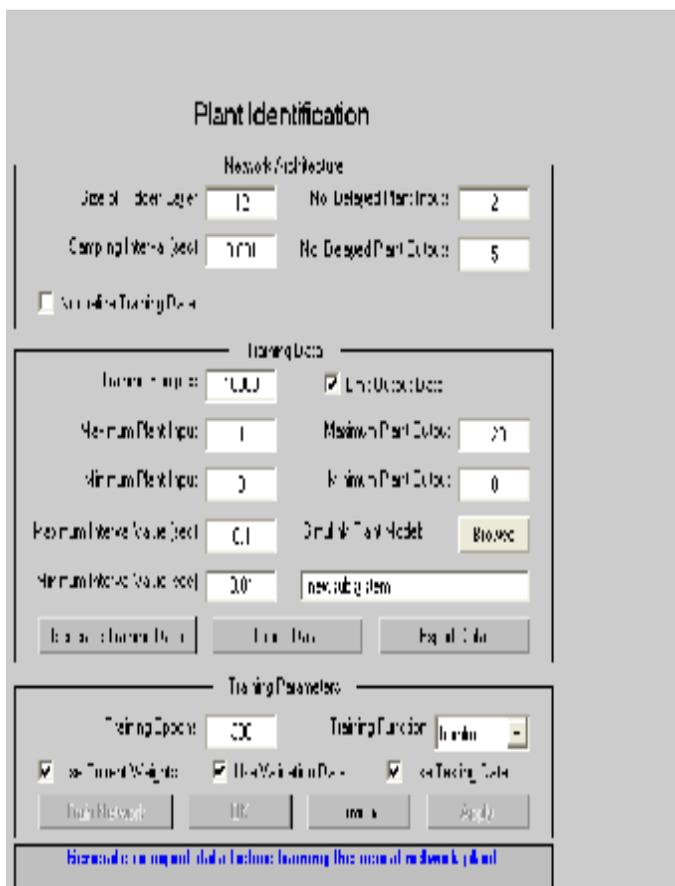
Training Samples. - Длина выборки (количество точек съёма информации). Задаётся равным 10 000.

Maximum Plan Input. - Максимальное значение входного сигнала - равняется 1.

Minimum Plan Input. - Минимальное значение входного сигнала - равняется 0.

Maximum Interval Value (sec). - Максимальный интервал идентификации в секундах, задаётся 0.1с.

Minimum Interval Value (sec). - Минимальный интервал идентификации в секундах, задаётся 0.01с.



**Рис. 4.** Окно Plant Identification идентификации управляемого объекта.

Limit Output Data. – Окно контроля, позволяющее ограничить значения выходных данных.

Maximum Plan Output. – Максимальное значение выходного сигнала – равняется 100.

Minimum Plan Output. – Минимальное значение выходного сигнала – равняется 0.

Simulink Plan Model. – Задание модели с указанием входных и выходных портов.

С помощью кнопки Browse выбирается модель объекта управления, соответствующая рис. 1.

Полученные результаты моделирования температуры от 0°C до 100°C внутри материала изображены на рис. 5:

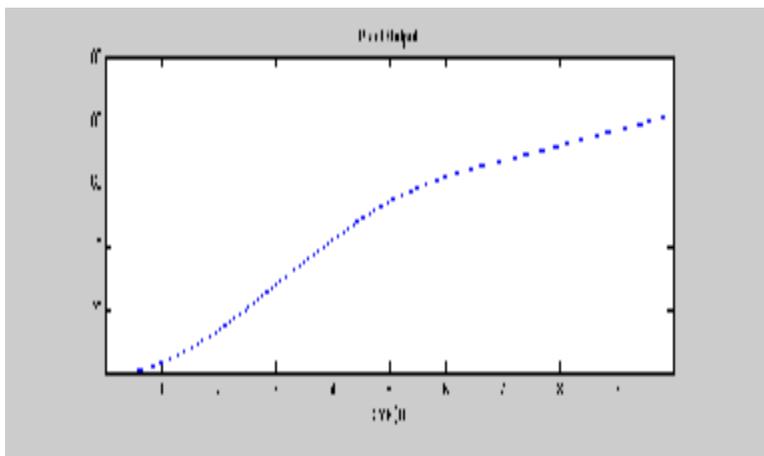


Рис. 5. Графики моделирования температуры внутри материала

**Выводы.** Решение задачи минимизации расхода теплоносителя для процесса сушки капиллярно-пористых материалов позволило найти закон, минимизирующий расход теплоносителя на этапе прогрева высушиваемого материала при заданных ограничениях на управление и скорость прогрева. В дальнейшем предполагается провести моделирование аналогичной системы управления по оптимизации затрат теплоносителя.

**Список литературы:** 1. Воронов В.Г., Гонн А.Ю. «Синтез оптимального управления режимами теплофизической обработки» //Локальные автоматизированные системы автоматики и вычислительной техники – Киев, «Наукова думка» -1976. - с.10-36. 2. Рогачёв А.И., Денисенко Н.А. Энергосберегающее управление процессом пропарки при сушке капиллярно-пористых материалов. // Вестник НТУ «ХПИ» 2007. - №36. - с. 9-15. 3. Рогачёв А.И. Минимизация расхода теплоносителя в объекте с вырожденной передаточной функцией //Интегрированные технологии и энергосбережение. – Харьков: НТУ “ХПИ”, 2003. -№1. – с.11-14. 4. Атанс М.А., Фалб П.Л. Оптимальное управление. М., «Машиностроение», 1968. 5. Медведев В.С., Потёмкин В.Г. Нейронные сети. MATLAB6 М.: Диалог-Мифи, 2002. – 496с.

Поступила в редакцию 03.06.2010

*А.И. РОГАЧЁВ*, докт. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»

*В.М. ЛЕЩЕНКО*, инж. НТУ «ХПИ»

*В.А. ЗАГРЕБЕНЮК*, бакалавр НТУ «ХПИ»

## **КОНТРОЛЬ НАСЫЩЕНИЯ СЕРДЕЧНИКОВ ТРАНСФОРМАТОРОВ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ**

В цій статті вивчається вплив насичення осердя трансформатору на роботу імпульсних джерел живлення, а також розглядаються методи контролю насичення.

Influence of transformer core saturation on impulse power supply is studied in this article, also methods of saturation control are examined.

**Введение.** Подавляющее большинство импульсных источников питания выполняется на основе трансформаторов. Их широкое применение объясняется очень высоким КПД (около 98–99%), надежностью в работе, возможностью преобразования напряжения в широких пределах, обеспечением гальванической развязки основных схем от питающей сети, что позволяет источнику питания защищать цепи нагрузки от внезапных бросков напряжения питания. В итоге мы получаем возможность создать источник питания любой требуемой мощности (разумеется, в рамках возможностей сети питания) с заданным напряжением питания, который будет подключаться к стандартной питающей сети (например, ~380В). При этом потери при преобразовании напряжения в таком источнике питания будут минимальными.

Казалось бы, мы получили возможность создавать источники питания с необходимыми параметрами. Отчасти это так и есть. Разработаны методики расчета импульсных блоков питания, которые позволяют в зависимости от типа блока питания, требуемых номинальных значений мощности, напряжения и тока рассчитать параметры источника питания.

Но стоит отметить, что у сердечников трансформаторов, на основе которых создаются источники питания, существует такое явление как насыщение. Это явление заключается в резком изменении магнитных свойств материала сердечника и возникает при превышении током первичной обмотки определенной величины. Значение магнитной проницаемости при достижении насыщения резко падает (например, оно может снизиться от нескольких тысяч единиц до всего лишь нескольких единиц), что приведет к быстрому и значительному росту тока в первичной обмотке трансформатора.

**Цель статьи** – показать влияние насыщения сердечника трансформатора на работу импульсных источников питания, а также показать преимущества и возможности программно-аппаратного контроля насыщения сердечника.

**Магнитные процессы в трансформаторах.** В импульсных источниках питания для управления значением выходной величины (тока или напряжения) широко используется ШИМ-управление. В этом случае контроллер блока питания при помощи драйверов (обычно транзисторы в ключевом режиме или тиристоры) посылает на первичную обмотку трансформатора импульсный сигнал, при этом скважность импульсов определяет значение выходной величины.

Рассмотрим протекание физических процессов в импульсном источнике питания с широтно-импульсной модуляцией. Предположим, что управляющий сигнал имеет вид, изображенный на рис. 1а. В этом случае для первичной обмотки (рис. 2) согласно второму закону Кирхгофа

$$\begin{aligned} \bar{u}_1(t) + \bar{e}_1(t) &= 0, \\ u_1(t) - L_1 \frac{di_1(t)}{dt} &= 0, \\ L_1 \frac{di_1}{dt} &= u_1(t), \\ \frac{di_1(t)}{dt} &= \frac{u_1(t)}{L_1}, \\ i_1(t) &= \frac{1}{L_1} \int u_1(t) dt. \end{aligned} \quad (1)$$

Очевидно, что кривая тока первичной обмотки  $i_1(t)$ , имея интегральную зависимость от напряжения  $u_1(t)$ , будет иметь вид, показанный на рис. 1б

Если учесть, что магнитный поток можно определить как  $\Phi = B \cdot S \cdot N = L \cdot i$ , при этом магнитная индукция имеет вид  $B = \mu \mu_0 i \frac{N}{l}$ , где

$\Phi$  – магнитный поток через обмотку трансформатора, Вб

$B$  – магнитная индукция сердечника трансформатора, Тл

$S$  – площадь сечения обмотки трансформатора, м<sup>2</sup>

$N$  – число витков в обмотке

$L$  – индуктивность обмотки, Гн

$\mu$  – магнитная проницаемость материала сердечника

$\mu_0$  – магнитная постоянная  $\mu_0 = 1,2566 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$

$l$  – длина обмотки, м

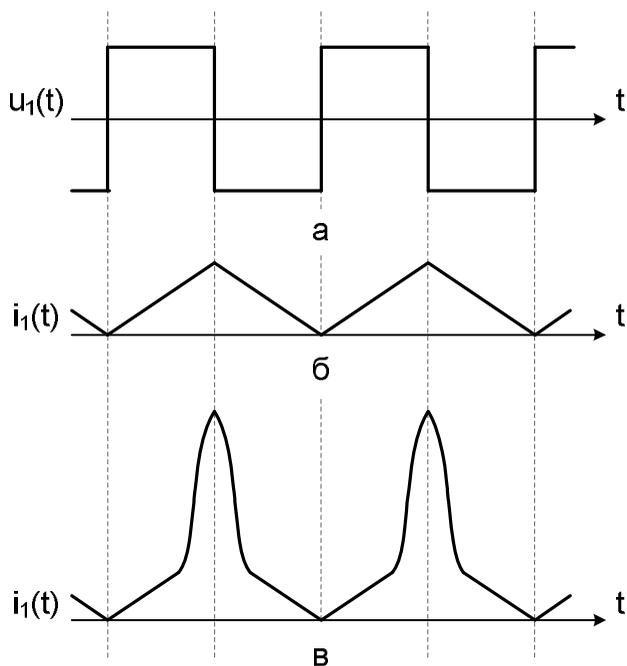


Рис. 1 – кривые тока и напряжения в первичной обмотке

Исходя из сказанного можно составить равенство

$$\mu\mu_0 i \frac{N}{l} \cdot S \cdot N = Li,$$

$$L = \mu\mu_0 \frac{N^2}{l} \cdot S. \quad (2)$$

Подставляя (2) в (1) получим следующее выражение

$$i_1(t) = \frac{l}{\mu\mu_0 N^2 S} \int u_1(t) dt$$

Как видно из полученного выражения ток первичной обмотки обратно пропорционален магнитной проницаемости  $i_1(t) \sim \frac{1}{\mu}$ .

Полученное соотношение позволяет объяснить процессы, происходящие при насыщении сердечника трансформатора. При резком снижении магнитной проницаемости ток в первичной обмотке трансформатора, как величина обратная магнитной проницаемости, столь же резко возрастает (рис. 1в). Так как при выходе сердечника трансформатора в режим насыщения происходит значительное изменение магнитной проницаемости материала сердечника

(она может снизиться на несколько порядков – от тысяч единиц до нескольких единиц – при относительно небольшом увеличении напряженности магнитного поля), то рост тока в первичной обмотке будет происходить столь же интенсивно.

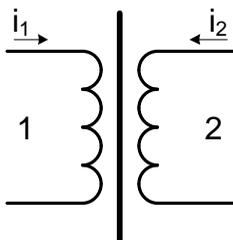


Рис. 2 – упрощенная схема трансформатора

**Методы борьбы с насыщением.** Приведенные рассуждения показывают, что выход трансформатора в режим насыщения может привести к повреждению первичной обмотки (из-за резкого скачка тока в ней). Кроме того, в режиме насыщения значительно возрастут тепловые потери трансформатора, что приведет к значительному снижению его КПД, а значит, сильно уменьшит эффективность его работы.

Безусловно, все предлагаемые методики расчета трансформаторов разработаны таким образом, чтобы полученный по результатам использования конкретной методики трансформатор не достигал насыщения при условии работы в пределах номинальных значений токов и напряжений.

Подобный результат может быть получен либо за счет использования избыточного по своему размеру сердечника трансформатора, либо введением в сердечник трансформатора зазора. В первом случае, увеличение физических размеров сердечника затрудняет или делает невозможным его насыщение при номинальных токах в обмотках. Во втором случае, появление зазора в сердечнике приводит к значительному снижению магнитного потока, что в итоге приводит к схожему результату (невозможность насыщения).

Конечно, в результате мы получим трансформатор с требуемыми параметрами и безопасный в работе. Однако такой подход изначально неэффективен в плане полноценного использования возможностей трансформатора. В первом случае, приходится наращивать массу сердечника, что приводит к его удорожанию и ухудшению массо-габаритных характеристик. Это все равно, что использовать кувалду вместо молотка – и дороже, и тяжелее, и неудобнее. Во втором случае, сердечник никогда не будет использоваться на полную мощность из-за разорванности магнитного потока. По сути, необходимо взять высококачественный сердечник с хорошими характеристиками – и распилить его, чтобы ухудшить характеристики и таким образом не допустить

насыщения. Кроме того, так как введение зазора в сердечник трансформатора приводит к ослаблению магнитного потока, то в результате может появиться необходимости увеличения количества витков в обмотках, что опять же будет означать увеличение массы и размеров трансформатора, а также его стоимости.

Однако существует альтернативный способ организации работы трансформаторов в источниках питания. Этот способ предполагает программно-аппаратный контроль состояния сердечника трансформатора с целью недопущения его насыщения. Трансформатор при необходимости может быть оснащен специальным контроллером, который будет способен формировать сложные кривые тока и напряжения требуемого вида. При условии использования широтно-импульсной модуляции для управления значением выходной величины (например, выходного напряжения источника питания) применение контроллера, построенного на основе современного микропроцессора (микроконтроллера) также будет оправданным. В этом случае возможно построение гибкой и достаточно универсальной программы, которая будет управлять работой источника питания. Дополнительно программу контроллера можно будет оснастить алгоритмом, который при обнаружении первых признаков интенсивного роста тока в первичной обмотке будет предпринимать меры по его снижению и недопущению перехода сердечника в насыщенное состояние.

Алгоритм работы контроллера может варьироваться в зависимости от требуемых эффективности, быстродействия, стоимости. Простейший способ организации контроля – проверка на превышение током некоторой пороговой величины. При ее достижении скважность импульсов должна быть уменьшена, что приведет к снижению тока в первичной обмотке.

Другой вариант предусматривает вычисление приращения тока за определенный интервал (вычисление первой производной кривой тока). Превышение производной определенного порогового значения будет свидетельствовать о начале насыщения. Использование производной должно точнее выявлять момент перехода в насыщение. Но даже относительно небольшое увеличение длительности ШИМ-импульса может привести к быстрому переходу сердечника трансформатора в режим насыщения. Поэтому этот алгоритм предъявляет определенные требования к быстродействию системы.

Кроме того, для повышения качества работы контроллера можно добавить в состав трансформатора специальную измерительную обмотку. Она позволит измерять токи без влияния нагрузки, которая может приводить к колебаниям тока, его временному увеличению или, наоборот, просадке. В результате, мы сможем исключить ложные срабатывания. Общий алгоритм работы контроллера показан на рис. 3.

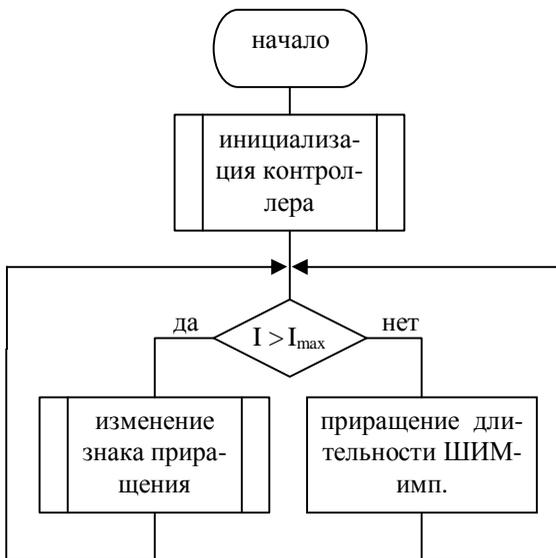


Рис. 3 – Общий алгоритм работы контроллера

**Выводы.** В данной статье рассмотрены негативные аспекты влияния насыщения на стабильную и безопасную работу импульсных источников питания. Также предложены современные методы борьбы с этим явлением, основанные на программно-аппаратном контроле состояния сердечника при помощи специально разрабатываемого контроллера. Предполагается, что в будущем будут разработаны соответствующие схемные и программные решения, реализующие предложенные методы.

**Список литературы** 1. Преображенский А.А., Бишард Е.Г. – «Магнитные материалы и элементы: Учебник для студентов вузов» – 3-е издание, перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1986г. 2. Марти Браун – «Источники питания. Расчет и конструирование» – К., «МК-Пресс», 2007г. 3. Селезнев Ю.А. – «Основы элементарной физики» под ред. проф. Яворского Б.М. – изд. 4-е, перераб., М., «Наука», 1974г. 4. Мансуров Н.Н., Попов В.С. – «Теоретическая электротехника» – изд. 7-е, перераб. – М., «Госэнергоиздат», 1958г.

Поступила в редакцию 19.05.2010

*М.Ф. РОГОВ*, інженер ДП «Харківстандартметрологія»  
*Е.И. ПОДОПРИГОРА*, студентка НТУ"ХПІ"

## **СУЧАСНИЙ ЕТАП РОЗВИТКУ МЕНЕДЖМЕНТУ ЯКОСТІ В УКРАЇНІ**

Висвітлено результати впровадження стандарту ISO 9001 та наведено порівняльний аналіз відмінностей нової версії стандарту ISO 9001:2008 від ISO 9001:2000. Розглянуто вимоги до процесів систем менеджменту якості та критеріїв їх результативності.

The results of introduction of standard ISO 9001 are illustrated. The comparative analysis of the differences of standards ISO 9001:2008 and ISO 9001:2000 is given. The requirements to the processes of quality management systems and the criteria of their effectiveness are considered.

**Постановка проблеми.** Уряд України у своїх програмних документах задекларував бажання побудувати сучасну модель економіки на основі інноваційно-інвестиційного розвитку, переходу від постіндустріального суспільства до інформаційного, пріоритету національних інтересів, випуску на світовий ринок конкурентноздатної продукції. Перехід України до нової моделі економіки, прийняті в рамках вступу до СОТ зобов'язання, а також проголошений курс на інтеграцію в ЄС передбачають адаптацію українського законодавства до європейського, гармонізацію нормативної бази з міжнародними і європейськими стандартами, поступовий перехід від обов'язкової сертифікації до оцінки відповідності вимогам технічних регламентів, зміцнення та розвинення сфери ринкового нагляду, повсюдне впровадження систем управління якістю на основі досвіду держав-членів ЄС.

**Аналіз літератури.** Згідно з оцінкою Всесвітнього економічного форуму Україна зайняла 72 місце в рейтингу глобальної конкурентноздатності 2008-2009 серед 134 країн, що аналізувалися. Для порівняння – перше місце займає США. Китай продовжує лідирувати серед найбільших економік, що розвиваються: він отримав 30 місце в рейтингу та став четвертим у світі найбільшим економічним суб'єктом після США, Японії і Німеччині. Росія перебуває на 51 місці в зазначеному рейтингу.

Якщо й далі наша країна буде продовжувати виробляти продукцію за застарілими стандартами, застосовувати процедури оцінки відповідності та проводити вимірювання, результати яких не визнають у світі, не забезпечить широке впровадження сучасних систем управління, то вона може залишитися на узбіччі глобальної економіки.

**Мета статті** – забезпечення теоретичних основ впровадження систем управління якістю в Україні. Принципи управління якістю, що сформульовані у стандарті ISO 9001:2000, покладено сьогодні в основу всіх відомих "га-

лузевих" стандартів на сучасні системи управління: ISO 14001, ISO 22000, OHSAS 18001, ISO/TS 16949, ISO/TS 29001, AS9100, AS9110, AS9120, ISO 13485 та ін. Українським аналогом цього стандарту став ДСТУ ISO 9001:2001 [1].

**Аналіз впровадження систем управління якістю.** Стандарт ISO 9001 є найбільш відомим і використовуваним на сьогоднішній день. За даними Міжнародної організації зі стандартизації ISO (The ISO Survey of Certifications 2008) на 01.01.2007 р. у світі було сертифіковано 896929 систем управління якістю за ISO 9001 у 170 країнах, на 01.01.2008 р. – 951486 систем у 175 країнах і на 01.01.2009 р. 982832 системи у 176 країнах світу. З кожним роком їх кількість неухильно зростає.

На рис. 1 наведено показники по першим 10 країнам – лідерам у галузі сертифікації систем управління якістю.

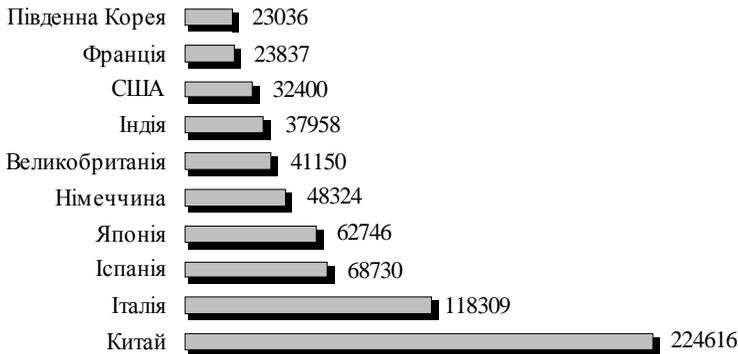


Рис. 1 – Країни з найбільшою кількістю сертифікованих систем управління якістю згідно з ISO 9001 на 01.01.2009 р.

Безперечним лідером є Китай, що успішно завойовує нові ринки збуту своєї продукції. Широко впроваджується стандарт ISO 9001 в Італії, Іспанії, Японії. Загалом у світі найбільша кількість сертифікованих систем управління якістю є у країнах Європи (46,3 %) і Далекого Сходу (36,3 %).

В 2008 р. Міжнародна організація зі стандартизації ISO опублікувала нову версію стандарту на системи управління якістю ISO 9001:2008 [2], яка прийнята в Україні в якості національного стандарту ДСТУ ISO 9001:2009 [3].

Основною особливістю міжнародного стандарту ISO 9001:2008 є те, що він спрямований на підвищення ступеня задоволеності споживачів. Стандарт ISO 9001:2008 практично не містить нових вимог до систем управління якіс-

тю, а вносить деякі корисні уточнення та роз'яснення до існуючих вимог. Більшість змін має редакційний характер. Суттєвою особливістю нового стандарту є також підвищення його сумісності з міжнародним стандартом на системи екологічного керування ISO 14001:2004, що полегшує організаціям можливість сертифікації одночасно двох систем управління, так званих, інтегрованих систем.

З метою розроблення системи управління якістю необхідно знати докладніше основні відмінності [4] стандарту ДСТУ ISO 9001:2009 порівняно з ДСТУ ISO 9001:2001, а саме:

- до обов'язкових вимог додано вимоги законодавства;
- обов'язкові вимоги повною мірою розповсюджуються також і на постачальників;
- уточнено вимоги до процесів, що виконуються третіми особами;
- дозволено в одному документі описувати два процеси та описувати один процес у двох або декількох;
- представник керівництва з якості повинен бути саме представником керівництва;
- інформаційні системи офіційно включені до інфраструктури;
- у склад виробничого середовища додано такі параметри, як вологість, температура, рівень шуму тощо;
- вимірювання розглядається як один з видів діяльності організації по відношенню до процесів життєвого циклу;
- продукція повинна ідентифікуватися не тільки у місцях зберігання, а й при здійсненні процесів життєвого циклу;
- керівництво тепер несе відповідальність за попереджувальні та коригувальні дії, необхідні для усунення невідповідностей, виявлених під час аудиту;
- організація сама повинна визначити тип моніторингу і вимірювання.

Міжнародний стандарт ISO 9001:2000 та національний стандарт ДСТУ ISO 9001:2001 є чинними до 14 листопада 2010 року. Після зазначеного терміну сертифікація буде здійснюватися тільки на відповідність нової версії стандарту.

Сьогодні більше мільйона організацій у світі впровадили системи управління якістю за ISO 9001, що підтверджує позитивний вплив цих систем на конкурентоздатність продукції і послуг.

В Україні за даними ISO станом на 01.01.2007 р. було сертифіковано 1808 систем управління якістю, на 01.01.2008 р. – 2150 систем, на 01.01.2009 р. – 2453 системи, охоплюючи ті, що сертифіковані міжнародними органами з сертифікації.

За даними Реєстру системи УкрСЕПРО на 12.05.2009 р. в Україні нараховувалось лише 1733 системи управління якістю, що сертифіковані національними органами з сертифікації. Крім того, у більшості випадків ці системи

управління не результативні, існують тільки на папері. Така ситуація могла виникнути в результаті дії наступних чинників:

- низька обізнаність вітчизняних підприємств, щодо функціональних можливостей сучасних систем управління;
- причини реальних проблем підприємства залишаються осторонь від системи менеджменту якості, на відміну від самих проблем, які добре відомі;
- вище керівництво не проявляє лідерства в питаннях створення ефективної системи запобіжних та коригувальних дій і в питаннях удосконалення системи менеджменту якості у цілому, через нерозуміння, навіщо це потрібно;
- недостатній рівень фінансування науково-методичних розробок в галузі систем управління якістю.

**Застосування процесного підходу в менеджменті якості.** Згідно з ДСТУ ISO 9001:2009 весь виробничий цикл виготовлення виробу складається з пов'язаних між собою процесів. Стандарт обумовлює застосування процесного підходу під час розроблення, впровадження та поліпшення системи менеджменту якості компанії. Такий підхід ставить за обов'язок підприємству визначити комплекс процесів, як керованої діяльності, ідентифікувати їх і здійснювати менеджмент даних процесів. Визначення характеристик кожного процесу, якими є вхідні та вихідні об'єкти, а також послідовності дій персоналу в рамках кожного процесу допомагає у випадку невизначеності щодо будь-якого компоненту виробу, без зайвих труднощів зняти цю невизначеність. Джерелом невизначеності, що призводить до ризику, є всі стадії життєвого циклу продукції.

Перевагою процесного підходу є забезпечуваний ним безперервний контроль зв'язків окремих процесів у межах системи процесів, а також їх поєднань і взаємодій. Застосовуючи такий підхід у межах системи управління якістю, особливу увагу приділяють:

- а) розумінню та виконанню вимог;
- б) потребі розглядати процеси з погляду створювання додаткових цінностей;
- в) отриманню результатів функціонування процесу та досягненню результативності;
- г) постійному поліпшуванню процесів на основі об'єктивного вимірювання.

Стандарт ISO 9001 декларує процеси, необхідні для системи управління якістю. А саме процеси: управлінської діяльності; надання ресурсів; випуску продукції; вимірювання та аналізування; поліпшування.

Для формування системи процесів повинні бути спочатку встановлені вихідні визначення та принципи, на основі яких буде вестися практична розробка. У статті пропонується систематизувати всі вимоги стандарту ISO 9001 у вигляді послідовностей процесів (рис. 2).

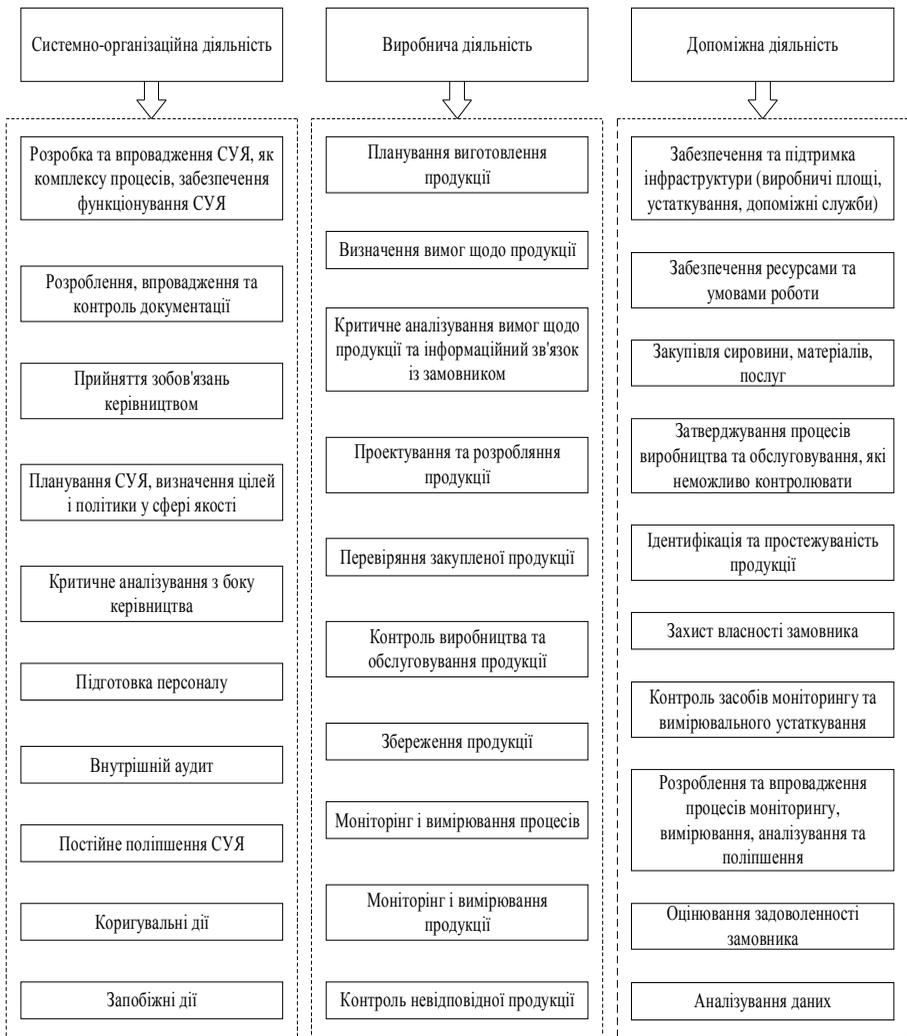


Рис. 2 – Вимоги стандарту ДСТУ ISO 9001:2009 у вигляді структурованої процесної схеми

Якість функціонування системи процесів визначається критеріями результативності процесів. Перш ніж установлювати критерії, варто чітко з'ясувати:

- які результати будуть отримані у ході діяльності даного процесу;
- для чого і кому потрібні ці результати.

Критерії якості результату процесу встановлює безпосередній споживач виходу цього процесу. Споживачем процесу може бути не тільки зовнішній, але й внутрішній користувач. Власник процесу теж може додати критерії для поліпшення, не порушуючи при цьому вимог споживача. Однак до продукту можуть бути пред'явлені інші вимоги, насамперед, на рівні законодавства. Таким чином одержується повний набір вимог до продукту, який буде результатом відповідного процесу. Отже, критерієм результативності процесу має бути ступень виконання заздалегідь встановлених вимог до його продукту.

Особливу увагу слід приділяти вимірюванню ключових результатів, до яких відносяться: ступень досягнення головної мети, вплив на довкілля, ефективність та економічність використання всіх ресурсів, задоволення фінансових інтересів або інших потреб. Оцінювання результативності певного процесу системи менеджменту якості за даними критеріями, наприклад, у вищому навчальному закладі, вимагає застосування експертних методів.

**Висновки.** Наданий у статті аналіз сучасного стану впровадження систем управління якістю згідно з ДСТУ 9001 свідчить про суттєве відставання вітчизняної сфери менеджменту якості продукції.

Розглянутий підхід до оцінки результативності процесів системи управління якістю дозволяє визначити стратегію удосконалення системи в цілому, що є необхідною умовою для забезпечення високої якості виробництва. Він полегшує оцінку внеску кожного окремого етапу виробничого процесу до здійснення заходів щодо підвищення якості продукції, послуг.

Міжнародні стандарти ISO серії 9000, що формулюють вимоги до систем управління якістю – це набір мінімальних узгоджених вимог, виконання яких дає можливість "вжити" у сучасних економічних ринкових відносинах. Підвищення ефективності їх функціонування є першочерговим завданням, оскільки якість вітчизняних товарів і послуг є важливим показником національної безпеки.

**Список літератури:** 1. ДСТУ ISO 9001:2001. Системи управління якістю. Вимоги. 2. ISO 9001:2008 «Quality management systems — Requirements». 3. ДСТУ ISO 9001:2009. Системи управління якістю. Вимоги. 4. *Лосюк Л.* Основні тенденції розвитку сучасних концепцій СУЯ // Стандартизація, сертифікація, якість. 2009. №4. С.3-9. 5. *Паракуда В., Огірко Р., Сухенко А., Шишкіна Л.* Запровадження сучасних систем управління // Стандартизація, сертифікація, якість. 2008. №3. С.47-51. 6. ДСТУ ISO 14001:2006. Системи екологічного керування. Вимоги та настанови щодо застосування.

Стаття представлена д.т.н. проф. НТУ «ХПІ» Кондрашовим С.І.

Надійшла в редакцію 09.03.2010

*П.Ф. ШАПОВ*, д-р техн. наук, проф. НТУ "ХПИ"  
*Т.Г. ОСИНА*, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПИ"

## **СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СОСТОЯНИЙ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ**

Розглянуто питання використання електричних вимірювальних сигналів у вигляді випадкових процесів для дослідження станів біологічних об'єктів. Статистично доведена можливість використання процедур інформаційного перетворення спектрально нестационарних контрольованих сигналів для виявлення функціональних порушень в об'єктах з невизначеними властивостями.

The issue of using measuring electrical signals in the form of random processes to investigate the state of biological objects are consider. Statistically proven ability to use the procedures of the information transformation spectrally nonstationary controlled signals for detecting functional abnormalities in the objects with uncertain properties.

**Постановка задачи.** При мониторинге состояний биологических объектов, как в клинической медицинской практике, так и в научных исследованиях, использование электрических измерительных сигналов позволяет получить информацию в виде случайных процессов, отражающих динамику изменения, как контролируемых состояний, так и влияющих факторов. Изменение уровней последних обуславливает дискретную априорную неоднородность результатов измерений, вызывающую неопределенность в оценке уровней качественных состояний объекта контроля. Особую актуальность приобретают задачи контроля в реальном времени состояния органов желудочно-кишечного тракта (ЖКТ). Такие заболевания сопровождаются нарушениями биоэлектрической активности гладкой мускулатуры этих органов [1].

**Анализ литературы.** Исследование процедур обработки первичной информации, представленной в форме спектрально-нестационарных случайных процессов, для контроля и функциональной диагностики в реальном времени органов ЖКТ достаточно полно рассмотрено в литературе [2]. Общий аналитический обзор первичных преобразователей, используемых в биотехнических системах, представлен в литературе [3].

**Цель статьи** – показать статистически обоснованные возможности процедур информационного преобразования спектрально нестационарных контролируемых сигналов, используемых для обнаружения функциональных нарушений в объектах с неопределенными свойствами.

**Общие задачи контроля. Выбор информативных параметров.** Основная задача, возникающая в ходе контроля изменений свойств динамического объекта, является задачей параметрического тестирования входных

случайных сигналов на отсутствие (или наличие) количественных изменений значений тех или иных числовых характеристик.

Общая модель тестирования – следующая. Дана последовательность  $x_1, \dots, x_n$  измерений значений сигнала  $x(t)$  в моменты времени  $t_1, \dots, t_n$ . Выдвинуты основная ( $H_0$ ) и альтернативная ( $H_1$ ) гипотезы о возможных состояниях ( $S_0$  и  $S_1$ ) объекта контроля,

$$H_0 : \{x_1, \dots, x_{r-1}\} \in X(t/S_0),$$

$$H_1 : \{x_r, \dots, x_n\} \in X(t/S_1),$$

где  $r$  – момент времени изменения состояния ( $1 < r < n$ ) [4].

Выбор тестовых статистик, как информативных параметров процесса  $x(t)$ , зависит от наличия априорной информации о вероятностных свойствах информационных сигналов  $X(t/S_0)$  и  $X(t/S_1)$ .

Наиболее привлекательными, в плане минимума оцениваемых параметров при независимом тестировании гипотез  $H_0$  или  $H_1$ , являются двухмодельные статистики накопленных сумм [4], позволяющие обнаруживать спектральные изменения измерительного сигнала  $x(t)$ :

$$T_n = \frac{1}{\sqrt{2n}} \sum_{k=1}^n \left( \frac{\varepsilon_k^2}{\sigma_S^2} - 1 \right), \quad (1)$$

где  $\varepsilon_k$  – случайная составляющая сигнала  $\varepsilon_i(t) = \{\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_n\}$ , имеющая нулевое математическое ожидание;  $\sigma_S^2$  – условная дисперсия центрированно-го процесса  $x(t)$ , когда

$$\sigma_S^2 = \begin{cases} \sigma_0^2, & \text{если } S \in S_0, \\ \sigma_1^2, & \text{если } S \in S_1. \end{cases}$$

Параметрами модели (1) являются дисперсии  $\sigma_0^2$  и  $\sigma_1^2$ , что позволяет обнаруживать изменение мощности контролируемого сигнала  $x(t)$ .

Для обнаружения изменений автокорреляционной функции, из-за смещения спектра процесса  $x(t)$ , модель (1) может быть трансформирована в статистику [5]

$$\tau_N = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N \left( \frac{\Delta t_i}{\tau_S} - 1 \right), \quad (2)$$

где  $\Delta t_i$  – интервал времени между  $i$ -тым и  $(i+1)$ -м пересечениями нуля центрированным процессом  $x(t)$ ,  $i = \overline{1, N}$ ;  $\tau_S$  – условный интервал корреляции, удовлетворяющий требованиям:

$$\tau_s = \begin{cases} \tau_0, & \text{если } S \in S_0, \\ \tau_1, & \text{если } S \in S_1. \end{cases}$$

### Описание первичного преобразователя и системы контроля.

Для контроля биопотенциалов органов ЖКТ использовался электропотенциальный преобразователь [2], разработанный и изготовленный в НТУ «ХПИ», позволяющий оценивать суммарную электрическую активность мышечных стенок органов ЖКТ.

На рис. 1 этот преобразователь схематически изображен в виде зонда, на оболочке 1 которого закреплены три кольцевых 2, 3, 4 электрода, изготовленных из титана. Электроды 2 и 4 являются сигнальными, а электрод 3 – заземляющим, присоединенным к экрану 5 зонда.

Выходной сигнал  $E_x$  преобразователя (входная величина системы контроля) усиливается с помощью электромиографического комплекса ЭМГСТ – 01.

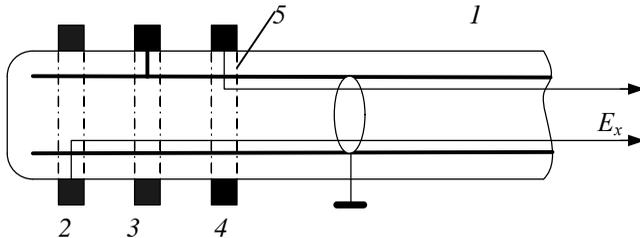


Рис. 1. Преобразователь биоэлектрической активности

На рис. 2 представлена структурная схема микропроцессорной системы для функционального контроля и диагностики, в которой помимо электропотенциального преобразователя использовался стандартный преобразователь давления в электрический сигнал  $U_x$  (Siemens Elema 746 b), позволяющий осуществлять независимый контроль изменений функционального состояния органов ЖКТ в диапазоне изменения давления  $(-20 \div 300)$  мм Hg.

Диапазон изменения значений сигнала  $E_x$  составил  $\pm 200$  мкВ. Оба преобразователя размещались на конце зонда, причем преобразователь давления служил для получения измерительной информации о смене функциональных состояний на этапе обучения системы контроля.

Аналогово-цифровые фильтры 1, 2 и 3 использовались для выделения спектральных составляющих сигналов  $E_x$  и  $U_x$ , соответствующих группам функциональных состояний. С выхода АЦП АТ 90S4433 через интерфейс RS232 результаты измерений поступали на ЭВМ и анализировались с помощью пакета анализа сигналов Simulink 4.0, входящего в программное обеспечение MATLAB 6.1 [6].

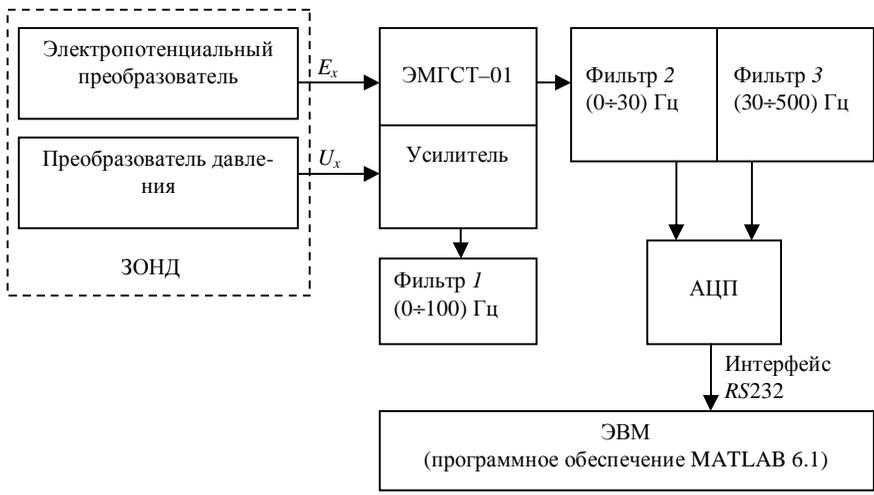


Рис. 2. Структурная схема микропроцессорной системы контроля функциональных состояний органов ЖКТ

Электропотенциальный преобразователь системы контроля позволяет получать первичные случайные сигналы с контролируемой, в ходе вторичных информационных преобразований, нестационарностью по дисперсии.

**Экспериментальные исследования системы контроля.** Для изучения стохастической неопределенности уровней состояний были получены, в ходе клинических испытаний, временные диаграммы сигналов  $e(t/S_j)$ , включая их спектральные плотности (в двухмерном и трехмерном вариантах), где  $S_e(\omega)$  – спектральная плотность случайного сигнала  $e(t)$ , в мВ<sup>2</sup>с/рад;  $\omega$  – круговая частота, в рад/с;  $t$  – время наблюдения, в мс или мкс (рис. 3).

Для контроля были использованы статистики накопленных сумм  $T_n$  и  $\tau_N$ , представленных уравнениями (1) и (2).

**Практические результаты.** Как показали результаты клинических испытаний использование информативных параметров (1) и (2) позволило не только в три раза снизить вероятность ошибки второго рода  $\beta$  (по сравнению с ненормализованной статистикой  $T_n$ ), но увеличить достоверность контроля функциональных состояний до величины  $P_D = (0,89 \pm 0,01)$  по сравнению с величиной  $P_D = (0,75 \pm 0,01)$ , имеющей место в традиционных методиках функциональной диагностики.

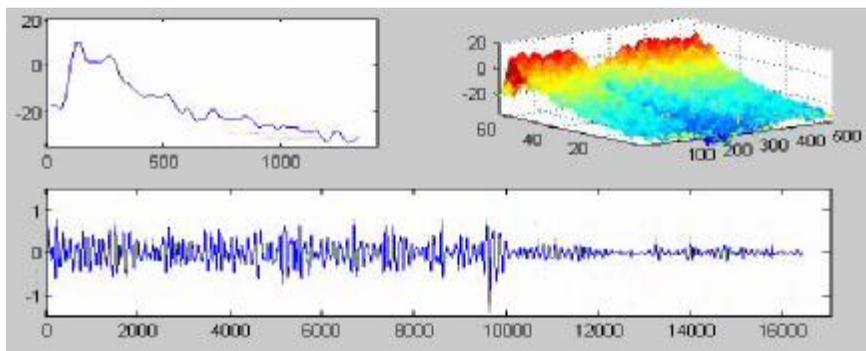


Рис. 3. Временные диаграммы контролируемого сигнала при изменении функционального состояния динамического объекта контроля

### Выводы.

1. Разработаны математические модели информативных параметров случайных контролируемых сигналов, используемых для обнаружения скачкообразных изменений состояния динамического объекта.
2. Доказана эффективность использования таких моделей при контроле изменений спектральной нестационарности случайных сигналов.

**Список литературы:** 1. *Зайченко К.В.* Съём и обработка биоэлектрических сигналов: [учеб. пособие / под ред. *К.В. Зайченко*] – С.Пб.: СПбГУАП, 2001.– 140 с. 2. *Велигодский Н.Н.* Диагностика функционального состояния нижнего пищеводного сфинктера у больных с ГЭРБ с использованием методов обработки случайных сигналов измерительной информации [Текст] / *Велигодский Н.Н., Шапов П.Ф., Горбулич А.В.* [та ин.] // *Вісник морфології.* – 2003. – № 2. – С. 446-449. 3. *Мащенко Т.Г.* Датчики в биотехнических системах: [учеб. пособие] / *Т.Г. Мащенко*– Х.: НТУ «ХПИ», 2003. – 224с. 4. *Басвиль М.* Обнаружение изменения свойств сигналов и динамических систем / [*М. Басвиль, А. Вилски* и др.]; пер. с англ. под ред. *М. Басвиль, А. Банвениста.* – М.: Мир, 1989. – 278 с. 5. *Шапов П.Ф.* Нормализация метрологически неопределенных информационных сигналов для систем измерительного контроля динамических объектов [Текст] / *П.Ф. Шапов* // *Механіка та машинобудування.*–2006.–№1.– С.280-286. 6. *Замятин П.Н.* Разработка модифицированного алгоритма прогнозирования стохастических временных рядов в диллинговых информационных системах [Текст] / *П.Н. Замятин, П.Ф. Шапов, Д.В. Сафронов* // *Східно-Європейський журнал передових технологій.* – 2004. – № 4. – С. 50-53.

*Поступила в редакцию 17.05.2010*

## СОДЕРЖАНИЕ

<i>Адонина А.В.</i> Методы удовлетворения потребителей.....	3
<i>Барабаш В.В., Скляр И.Б.</i> Станция вертикального зондирования института ионосферы .....	7
<i>Безвесільна О.М., Подчащинський Ю.О.</i> Алгоритмічні методи визначення лінійних прискорень у реальному часі .....	13
<i>Богатырев И.Н., Доценко В.И., Муратов С.С., Тройников В.С.</i> Исследование схемы цифрового пик-вольтметра.....	22
<i>Борисенко А.Н., Труфен И.Г., Обод П.С., Лавриненко О.В., Халанская Е.В.</i> Экспериментальные исследования информационно-измерительных систем для диагностики ДВС с применением математического пакета MATLAB.....	27
<i>Дербунович Л.В., Гормакова И.В.</i> Методы построения арифметических модулей, оперирующих в полях Галуа .....	34
<i>Егоров А.Б., Малышкина Е.С., Гиниятова О.Е.</i> Определение показателей качества образовательного процесса.....	40
<i>Качанов П.А., Зуев А.А.</i> Использование методов расчета фонового затенения для улучшения качества компьютерно-синтезированных изображений.....	50
<i>Ковалевський В.О., Лисенко В.В., Точковий Д.С.</i> Автоматизована система керування накопичувальними бункерами.....	54
<i>Кондрашов С.І., Пантюхова О.В.</i> Впровадження в Україні технічного регламенту з електромагнітної сумісності обладнання .....	62
<i>Мащенко Т.Г., Юдин А.Ю.</i> Использование пьезопреобразователей для контроля расхода движущихся жидкостей.....	65
<i>Никулина Е. Н.</i> Математические модели систем автоматического управления производительностью парогенератора.....	71
<i>Прилипка А.В., Тройников В.С.</i> Исследование и описание платформы QUANTUM LEAPS .....	79
<i>Рогачёв А.И., Денисенко Н.А.</i> Моделирование процессов сушки капиллярно-пористых материалов в пакете MATLAB/SIMULINK .....	85
<i>Рогачёв А.И., Лещенко В.М., Загребенюк В.А.,</i> Контроль насыщения сердечников трансформаторов импульсных источников питания .....	92
<i>Рогов М.Ф., Подопрігора Е.И.</i> Сучасний етап розвитку менеджменту якості в Україні .....	98
<i>Щапов П.Ф., Осина Т.Г.</i> Система контроля функциональных состояний биологических объектов.....	104

# НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ “ХПІ”

Збірник наукових праць  
Тематичний випуск  
Автоматика та приладобудування

**№ 23’2010**

Науковий редактор: проф. Качанов П.О.  
Технічний редактор: Лавріненко О.В.  
Відповідальний за випуск: Луньова В.М.

Обл. вид. № 105-10

Підписано до друку 18.06.2010 . Формат 60×84 1/16. Папір Сору Paper.

Друк-ризографія. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 6,4.

Облік. вид. арк. 5,9. Наклад 300 прим. 1 – й завод 1-65. Зам. №

Ціна договірна.

---

НТУ “ХПІ”, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

---

Надруковано в типографії КП “Міська друкарня”  
Свідоцтво про реєстрацію № 3613 серія ДК від 29.10.2009 р.  
м. Харків, вул.Артема, 44 тел. (057)700-48-37