

**ВІСНИК  
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО  
УНІВЕРСИТЕТУ "ХПІ"**

**Збірник наукових праць**

**Серія**

**"Автоматика та приладобудування"**

**37'2012**

**Видання засновано Національним технічним університетом  
"Харківський політехнічний інститут" у 2001 році**

*Державне видання*

*Свідоцтво Держкомітету з інформаційної  
політики України*

**КВ № 5256 від 2 липня 2001 року**

**КООРДИНАЦІЙНА РАДА:**

**Голова:** Л.Л. Товажнянський, д-р техн. наук, проф.

**Секретар:** К.О. Горбунов, канд. техн. наук, доц.

А.П. Марченко, д-р техн. наук, проф.;

С.І. Сокол, чл.-кор. НАН України, проф.;

С.Є. Александров, д-р техн. наук, проф.;

А.В. Бойко, д-р техн. наук, проф.;

Ф.Г. Гладкий, д-р техн. наук, проф.;

М.Д. Годлевський, д-р техн. наук, проф.;

А.І. Грабченко, д-р техн. наук, проф.;

В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.;

В.Д. Дмитриенко, д-р техн. наук, проф.;

І.Ф. Доміні, д-р техн. наук, проф.;

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

Ю.І. Зайцев, канд. техн. наук, проф.;

П.О. Качанов, д-р техн. наук, проф.;

В.Б. Клепіков, д-р техн. наук, проф.;

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

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

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

Г.В. Лісачук, д-р техн. наук, проф.;

В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.;

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

В.І. Ніколаєнко, канд. іст. наук, проф.;

П.Г. Перерва, д-р екон. наук, проф.;

В.О. Пуляєв, д-р техн. наук, проф.;

М.І. Рищенко, д-р техн. наук, проф.;

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

Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.;

Ю.В. Тимофесев, д-р техн. наук, проф.;

М.А. Ткачук, д-р техн. наук, проф.

**РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:**

**Відповідальний редактор:**

П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.

**Відповідальний секретарь:**

А.М. Борисенко, д-р техн. наук, проф.

В.М. Боев, д-р техн. наук, проф.;

А.І. Гапон, канд. техн. наук, проф.;

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

О.І. Рогачов д-р техн. наук, проф.;

Л.Г. Раскін, д-р техн. наук, проф.;

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

Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.;

А.Г. Гурин, д-р техн. наук, проф.;

М.В. Гунібин, канд. техн. наук, доц.;

М.І. Корсунов, д-р техн. наук, проф.;

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

(г. Москва);

**Адрес редколегії:**

61002, Харків, ул. Фрунзе, 21.

НТУ "ХПІ", 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». – 2012. – № 37 – 92 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 № 7 від 6.09.2012 р.**

*А.Н. БОРИСЕНКО*, д-р техн. наук, доц. НТУ "ХПИ";  
*Б.И. КУБРИК*, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПИ";  
*Е.Е. СВЕТЛИЧНАЯ*, ст.-преподаватель, НТУ "ХПИ";  
*А.Н. СЕРГИЕНКО*, аспирант НТУ "ХПИ";  
*А.Б. БОГАЕВСКИЙ*, д-р техн. наук, проф. ХНАДУ

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ ПО ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПИТАНИЯ ДАТЧИКА ТОПЛИВОПОДАЧИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ДИЗЕЛЬ-ГЕНЕРАТОРА.**

В статье анализируется работа электромагнитного датчика топливоподачи дизеля и предлагается методика получения его максимальной чувствительности за счет оптимизации частоты питающего синусоидального напряжения.

У статті аналізується робота електромагнітного датчика топливоподачі дизеля і пропонується методика отримання його максимальної чутливості за рахунок оптимізації частоти живлячої синусоїдальної напруги.

In the article work of electromagnetic sensor of fuel injection diesel is analysed and methodology of receipt of his maximal sensitiveness is offered due to optimization of frequency of feed-in sinewave tension.

**Постановка проблемы:** параметры топливоподачи являются весьма важными для систем управления и диагностики двигателей внутреннего сгорания и, в частности дизелей, и вопросы их определения актуальны и важны [1 – 2].

**Анализ литературы** показывает, что как правило момент начала и продолжительность впрыска топлива определяется по сигналу датчика перемещения иглы форсунки [3], по параметрам импульса управления электромагнитной форсункой[4 – 6], или по сигналу пьезодатчика, установленного на корпусе форсунки. В первом случае не всегда имеется технологическая возможность доступа к игле форсунки, во втором – имеет место существенная погрешность вследствие запаздывания движения иглы форсунки относительно импульса управления, а в третьем – возникают трудности выделения полезного сигнала на фоне помех, связанных с вибрацией форсунки на работающем двигателе даже при ее неподвижной игле. Во всех рассмотренных случаях точность определения параметров топливоподачи неудовлетворительная, улучшить ее за счет повышения чувствительности датчика достаточно сложно.

**Цель статьи** – обеспечить максимально высокую чувствительность датчика топливоподачи и за счет этого повысить его точность.

В качестве датчика впрыска топлива выбран электромагнитный преобразователь, который помещается вблизи диагностируемой форсунки таким образом, что небольшой участок топливопровода 1 располагается в рабочем зазоре магнитопровода 2 (рис. 1). На обмотку 3 датчика подается переменное синусоидальное напряжение и выходным же сигналом датчика является действующее или амплитудное значение тока обмотки, изменяющееся при изменении зазора  $\delta$ , которое вызвано деформациями топливопровода в процессе топливоподачи.

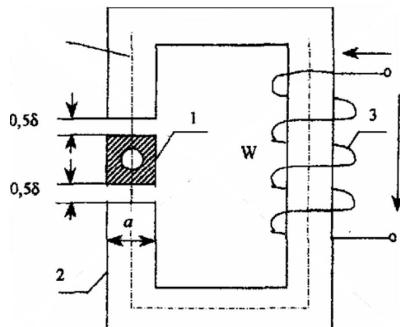


Рис. 1. Схема электромагнитного датчика топливоподачи.

Схему замещения электромагнитного преобразователя согласно [8] можно представить в виде последовательной цепи, показанной на рис. 2.

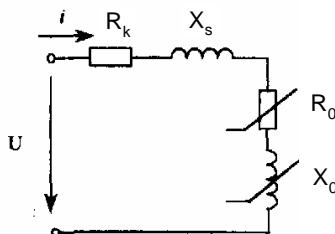


Рис. 2. Последовательная эквивалентная схема датчика топливоподачи.

Цепь нелинейная и ее строгий анализ крайне затруднителен, в связи с чем будем пользоваться приближенными графоаналитическими методами. Кроме того, для упрощения задачи принимаем следующие допущения: 1) ток в обмотке датчика синусоидален; 2) температура датчика постоянна; 3) потоки выпучивания в воздушных зазорах отсутствуют; 4) магнитные свойства материала топливопровода не оказывают существенного влияния на характеристики магнитной цепи собственно преобразователя; 5) топливопровод расположен посередине рабочего зазора датчика; 6) обмотка выполнена так, что реактивные сопротивления рассеяния много меньше реактивного сопротив-

ления намагничивания,. $X_s \ll X_o$

Действующее значение тока в обмотке преобразователя согласно закону Ома определяется:

$$I = \frac{U}{\sqrt{(R_k + R_0)^2 + X_0^2}}, \quad (1)$$

где  $R_k$  – активное сопротивление обмотки;

$R_0$  – активное сопротивление, соответствующее потерям в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи;

$X_0 = \omega L_0$ ,  $L_0$  – индуктивность намагничивания.

Величину  $L_0$  согласно [9] выразим следующим образом:

$$L_0 = \frac{W^2}{R_{магн}} = \mu_0 S W^2 \left( \frac{\ell_{cp}}{\mu} + \delta \right), \quad (2)$$

где  $W$  - число витков обмотки датчика;

$R_{магн}$  - магнитное сопротивление цепи;

$S$  - поперечное сечение магнитопровода;

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Гн/м}$  - магнитная постоянная вакуума;

$\ell_{cp}$  - длина средней магнитной силовой линии магнитопровода;

$\mu$  - относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода;

$\delta$  - величина воздушного зазора между топливопроводом и магнитопроводом.

С учетом (2) выражение (1) можно привести к виду:

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left( \frac{\omega K_2}{K_1 + \delta} \right)^2}}, \quad (3)$$

где  $R = R_k + R_0$ ;  $K_1 = \frac{\ell_{cp}}{\mu}$ ;  $K_2 = W^2 \mu_0 S$ .

Приращения действующего значения тока  $\Delta I$ , вызванные изменениями воздушного зазора, запишем следующим образом:

$$\Delta I = \frac{dI}{d\delta} \Delta \delta = A \Delta \delta,$$

где  $A$  - чувствительность датчика, получаемая после дифференцирования соотношения (3) по переменной  $\delta$ .

$$A = \frac{U\omega K_2}{(K_1 + \delta)^3 \left[ R^2 + \left( \frac{\omega K_2}{K_1 + \delta} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}}}. \quad (4)$$

Из последней формулы видно, что чувствительность датчика равна нулю при  $\omega = 0$  и  $\omega \rightarrow \infty$ . Следовательно, при какой-то частоте  $\omega_0$  из диапазона  $0 < \omega < \infty$  чувствительность максимальна. Для ее определения продифференцируем (4) по частоте и решим уравнение  $\frac{dA}{d\omega} = 0$ . В результате получим

$$\omega_0 = \frac{(R_\kappa + R_0) \left( \delta + \frac{\ell_{cp}}{\mu} \right)}{\sqrt{2} W^2 \mu_0 S}. \quad (5)$$

Переменные  $R_0$  и  $\mu$  зависят от  $\delta$  и индукции  $B$  в магнитопроводе, в связи с чем точное решение уравнения (5) невозможно, и поэтому будем искаать приближенное значение  $\omega_0$ . Для этого вначале с учетом работы [10] запишем

$$R_0 = \frac{P_{\text{зад}}}{I^2} G \left( \frac{B_{\text{max}}}{B_{\text{зад}}} \right)^2 \left( \frac{\omega}{\omega_{\text{зад}}} \right)^2, \quad (6)$$

где  $P_{\text{зад}}$  – заданные потери на гистерезис и вихревые токи на единицу массы материала при заданных индукции  $B_{\text{зад}}$  и частоте  $\omega_{\text{зад}}$ ;

$B_{\text{max}} = \sqrt{2}B$  – амплитудное значение индукции;

$G$  – масса магнитопровода.

Величина  $\mu$  может быть определена по магнитной характеристике  $B(IW)$  всей цепи, построенной с учетом кривой намагничивания  $B(H)$  материала магнитопровода. При этом используются законы Ома и Кирхгофа для магнитных цепей и полученный с их помощью следующий алгоритм расчета

$$\Phi \rightarrow \frac{\Phi}{S} = B(H), \quad (7)$$

где  $\Phi$  – действующее значение магнитного потока в цепи;

$B(H)$  – зависимость индукции от напряженности магнитного поля;

$S$  – сечение магнитопровода.

$$B(H) \rightarrow H_{cm} \rightarrow H_{cm} \cdot \ell_{cp},$$

где  $H_{cm}$  - напряженность магнитного поля в магнитопроводе;  
 $\ell_{cp}$  - длина средней силовой линии.

$$B(H) \rightarrow H_\delta = \frac{B}{\mu_0 \mu} \rightarrow H_\delta \cdot \delta ,$$

где  $H_\delta$  – напряженность магнитного поля в воздушном зазоре;  
 $B$  – индукция;  
 $\mu_0$  – магнитная постоянная вакуума;  
 $\delta$  – величина воздушного зазора.

$$H_{cm} \cdot \ell_{cp} + H_\delta \cdot \delta = IW ,$$

где  $I$  – ток в обмотке;  
 $W$  – число витков в обмотке.

На рис. 4 приведена кривая  $B(H)$  стали Э320 [11].

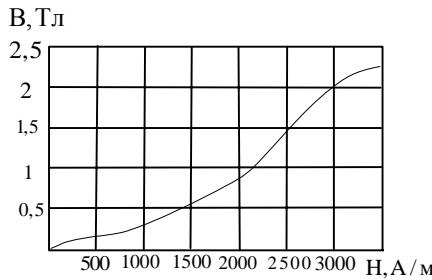


Рис. 3. Кривая намагничивания для материала датчика.

На рис. 4 показана магнитная характеристика  $B(IW)$ , построенная по данным соответствующей таблицы. Последняя получена в соответствии с (4.32) при следующих конструктивных данных преобразователя, выбранных авторами в качестве примера:

$$S = 10^{-4} \text{ м}^2 ; a = 0,01 \text{ м} ; \delta = 10^{-3} \text{ м} ; W = 1000 .$$

Выражение (5) с учетом (2) удобно записать в виде

$$\omega_0 = \frac{(R_k + R_0)R_{магн}}{\sqrt{2}W^2 S}$$

или следующим образом

$$\omega_0 = \frac{R_\kappa + R_0}{\sqrt{2}L_0}.$$

Если принять во внимание (6), получим

$$\omega_0 = \frac{R_0 + \frac{P_{\text{зад}}}{I} G \left( \frac{B_{\text{max}}}{B_{\text{зад}}} \right)^2 \left( \frac{\omega}{\omega_{\text{зад}}} \right)^{1,2}}{\sqrt{2}L_0} \quad (8)$$

Уравнение (8) удобно решить, например, численными методами с использованием графика  $B(IW)$ , построенного по таблице 1 и показанного на рис.4. При этом можно варьировать  $R_\kappa$ ,  $I$  или только  $I$ , считая  $R_\kappa = \text{const}$ .

Таблица  
Магнитная характеристика цепи

$\Phi$ , Вб	$B$ , Тл	$H_{\text{ср}}$ , А/м	$H_\delta$ , А/м	$H_{\text{ср}}I_{\text{ср}}$ , А	$H_\delta I_\delta$ , А	$(H_\delta \delta + H_{\text{ср}}I_{\text{ср}})$ , А	$I$ , А	$R_{\text{маг}}$ , 1/Гн	$L_0$ , Гн
$1,0 \cdot 10^{-4}$	1.0	$14 \cdot 10^3$	$796 \cdot 10^3$	1400	796	2156	2,156	$21,56 \cdot 10^6$	0,0464
$0,8 \cdot 10^{-4}$	0,8	$13 \cdot 10^3$	$637 \cdot 10^3$	1300	637	1937	1,937	$24,2 \cdot 10^6$	0,0413
$0,6 \cdot 10^{-4}$	0,6	$11,3 \cdot 10^3$	$477,7 \cdot 10^3$	1130	477,7	1607,7	1,607	$26,8 \cdot 10^6$	0,0373
$0,4 \cdot 10^{-4}$	0,4	$9 \cdot 10^3$	$318,5 \cdot 10^3$	900	318,5	1218,5	1,218	$30,46 \cdot 10^6$	0,0328
$0,2 \cdot 10^{-4}$	0,2	$6 \cdot 10^3$	$159,3 \cdot 10^3$	600	159,3	759,3	0,759	$37,96 \cdot 10^6$	0,0263
$0,1 \cdot 10^{-4}$	0,1	$1,7 \cdot 10^3$	$79,6 \cdot 10^3$	170	79,6	249,6	0,249	$24,96 \cdot 10^6$	0,04
$0,05 \cdot 10^{-4}$	0,05	$1 \cdot 10^3$	$39,8 \cdot 10^3$	100	39,8	139,8	0,140	$17,96 \cdot 10^6$	0,0358

Активное сопротивление катушки при известных  $\rho$  и  $d_{np}$  можно определить по формуле [12]:

$$R_\kappa = 4\rho \frac{C_{np} W}{\pi d_{np}^2},$$

где  $\rho$  – удельное электрическое сопротивление материала провода;

$C_{np}$  – средняя длина витка;

$d_{np}$  – диаметр провода.

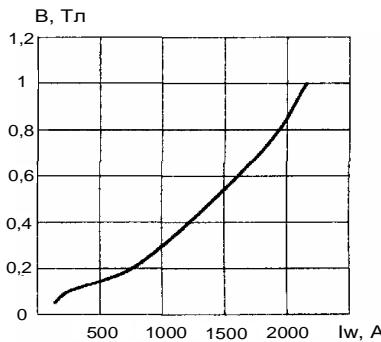


Рис. 4. Магнитная характеристика электромагнитного датчика.

После вычисления  $\omega_0$  можно определить и рабочее напряжение преобразователя на основании формулы (1). В частности, при вышеуказанных значениях конструктивных параметров датчика и рабочем токе  $I=0,02\text{A}$  оптимальная частота  $\omega_0=104200$  рад/с, а напряжение  $U=74$  В, эти данные удовлетворительно согласуются с результатами эксперимента, выполненного с использованием описанного датчика при диагностировании топливной аппаратуры дизелей мощностью 2000-4000 кВт.

**Выводы:** использование электромагнитного датчика, установленного на топливопроводе высокого давления непосредственно у форсунки, позволяет регистрировать импульсы топливоподачи на деформации трубы, на которую не влияет вибрация двигателя. Выбор же оптимальной рабочей частоты позволяет повысить чувствительность датчика и точность диагностирования.

**Список литературы:** 1. Крутов В.И. Автоматическое регулирование и управление двигателей внутреннего горения. – М.: Машиностроение, 1989. – 416с. 2. Станиславский Л.В. Техническое диагностирование дизелей. – Киев: Вища школа. Главное изд-во, 1983. – 135 с. 3. Ле Ван Дием. Модели и алгоритмы технического диагностирования судовых дизельных установок в процессе эксплуатации: Автореф. дис. на соискание ученой степени кандидата технических наук/Санкт-Петербургский государственный университет водных коммуникаций. – Санкт-Петербург, 2006. – 24с. 4. А.Б. Богаевский Совершенствование управления топливоподачей транспортных дизельных установок. Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Тематический выпуск «Системный анализ, управление и информационные технологии». Харьков: НТУ «ХПИ». – 2005.-№54. – с.83-87. 5. А.Б. Богаевский Повышение топливной экономичности и надежности мощных транспортных силовых установок при модернизации их систем управления топливоподачей. Вісник ХНТУСГ ім.П.Василенка. Харків: ХНТУСГ ім. П. Василенка. – 2008. – вип.69, - с.347-351. 6. А.Б. Богаевский. Определение алгоритма управления изменением угла опережения впрыска топлива в мощных транспортных дизелях. Вісник СНУ ім. В.Даля. Луганськ: СНУ ім. В. Даля. – 2008. – №7(125)ч.2. - с.184-188.

Поступила в редакцию 14.05.2012

**УДК 621.311.014**

**Ю.Н. ВЕПРИК**, д-р техн. наук, НТУ «ХПИ»;  
**Д.Н. БАКЛАЙ**, асс. НТУ «ХПИ»

## **ОБОБЩЕННЫЕ ВЕКТОРЫ ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМ И ПАРАМЕТРЫ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ**

Для підвищення швидкодії алгоритмів обробки первинних даних і ефективності використання засобів вимірювання та математичного моделювання в задачах діагностики та аналізу режимів роботи електрических систем пропонується виконувати переход від дискретних миттєвих значень параметрів режиму до подання їх узагальненими векторами.

Для повышения быстродействия алгоритмов обработки первичных данных и эффективности использования средств измерения и математического моделирования в задачах диагностики и анализа режимов работы электрических систем предлагается выполнять переход от дискретных мгновенных значений параметров режима к представлению их обобщенными векторами.

To improve the performance of algorithms for processing the primary data and the efficiency of measurement and mathematical modeling in the problems of diagnosis and analysis of the modes of power systems is proposed to carry out the transition from discrete instantaneous values of the parameters of the regime to the representation of generalized vectors.

**Постановка проблемы.** Для решения задач управления функционированием электрической системы необходимо иметь данные о параметрах ее режима (токи, напряжения, мощности, частота). Получение этих данных возможно либо расчетным путем с применением математических моделей и средств моделирования (СМ), либо путем измерений в реальной электрической системе с использованием соответствующих средств измерений (СИ).

Результатом прогресса в развитии измерительной техники является все более активное использование СИ на основе микропроцессоров. Такие СИ, как правило, производят измерения путем преобразования входных параметров режима (токов, напряжений, мощностей фаз) в цифровой код с заданной частотой дискретизации (0.4 – 2.0 кГц).

Текущий этап развития методов математического моделирования и соответствующих СМ характеризуется переходом к разработке трехфазных моделей электрических систем на основе уравнений в фазных координатах. Результатом моделирования численными методами, например, электромагнитных переходных процессов при КЗ являются так же (как и при измерениях) массивы дискретных мгновенных значений токов и напряжений фаз с частотой дискретизации, соответствующей выбранному шагу метода численного интегрирования.

Данные о параметрах режима, получаемые как СИ, так и СМ, нужны для количественных оценок экономичности, надежности, устойчивости режимов, оценки качества и учета электрической энергии, для оценки воздействия аварийных режимов на оборудование. Однако для получения этих

оценок массивы дискретных мгновенных значений параметров (первичная информация) подлежат дальнейшей обработке, причем алгоритмы, по которым обработка выполняется, в ряде случаев оказываются достаточно сложными.

**Анализ публикаций.** Из публикаций, содержащих оценки современных СИ, следует, что наряду с существенным прогрессом в развитии элементной базы алгоритмы обработки первичной информации требуют совершенствования [2]. В обширный перечень параметров, характеризующих качество электрической энергии [3], который, как утверждается в [2], тем не менее, не охватывает всех необходимых параметров, входят: коэффициенты искажения синусоидальности, гармонический состав (до 40-й гармоники) кривых напряжения и тока, коэффициенты несимметрии напряжений и токов по обратной и по нулевой последовательности, среднеквадратичные значения напряжения и тока, отклонения напряжения и частоты от номинальных значений. Для определения этих параметров необходимо решать задачи гармонического анализа, переходить от мгновенных значений к векторному представлению в разных системах координат, выполнять разложение на симметричные составляющие и др. Факторами, усложняющими алгоритмы обработки первичных дискретных данных, является то, что определять эти параметры нужно при наличии нескольких искажающих факторов, которые, кроме того, связаны взаимным влиянием. Аналогичные задачи возникают и при обработке результатов математического моделирования по полным моделям в фазных координатах [4].

**Цели и задачи.** Для повышения эффективности решения задач обработки первичной информации при диагностике и математическом моделировании режимов электрических систем необходимо совершенствовать как средства получения первичной информации (СИ, СМ), так и алгоритмы ее обработки и формы представления.

**Основной текст.** Один из возможных путей совершенствования алгоритмов обработки первичных данных, получаемых СИ или СМ, может быть основан на переходе от мгновенных значений параметров режима трехфазной системы к их изображающим векторам.

Параметры режима (токи, напряжения и др.) трехфазной системы можно представить либо тремя векторами, вращающимися относительно начала координат с частотой сети, а мгновенные значения – проекциями этих векторов на ось времени (рис. 1а), либо те же мгновенные значения можно получить, проектируя единый вектор на три оси времени, каждая из которых совпадает с магнитной осью соответствующей фазы (рис. 1б).

Такой вектор принято называть изображающим или обобщенным вектором трехфазной системы. Мгновенные значения токов фаз определяются проекциями изображающего вектора на три оси фаз, сдвинутые на угол  $2\pi/3$ :

$$\mathbf{i}_A = I \cos \alpha; \quad \mathbf{i}_B = I \cos(\alpha - 2\pi/3); \quad \mathbf{i}_C = I \cos(\alpha + 2\pi/3), \quad (1)$$

где  $\alpha$  – угол сдвига изображающего вектора относительно оси фазы А.  
Сумма квадратов проекций

$$\mathbf{i}_A^2 + \mathbf{i}_B^2 + \mathbf{i}_C^2 = I^2 (\cos^2 \alpha + \cos^2(\alpha - 2\pi/3) + \cos^2(\alpha + 2\pi/3)) = \frac{3}{2} I^2,$$

откуда модуль и угол сдвига изображающего вектора относительно оси фазы А

$$I = \sqrt{\frac{2}{3} (\mathbf{i}_A^2 + \mathbf{i}_B^2 + \mathbf{i}_C^2)}, \quad \alpha = \arccos \frac{i_A}{I}. \quad (2)$$

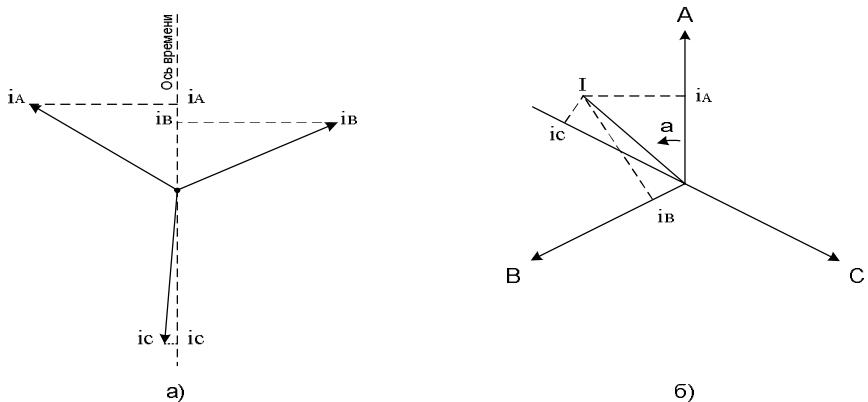


Рис. 1. Определение мгновенных значений фазных токов: а – проекции векторов токов фаз на ось времени; б – проекции изображающего вектора тока на оси фаз

Равенства (2) позволяют по мгновенным значениям токов фаз (на текущем шаге дискретизации измерений или расчета) однозначно определить изображающий вектор  $I$  по модулю и положению относительно осей фаз, а равенства (1) – выполнить обратное преобразование. Аналогичные соотношения справедливы и для других фазовых величин – напряжений, потокосцеплений, потоков фаз.

Если токи (напряжения, потокосцепления) синусоидальны, сумма токов фаз равна нулю (нет составляющих нулевой последовательности)

$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0,$$

отсутствуют составляющие обратной последовательности и высшие гармоники, то в полярных координатах конец обобщенного вектора  $I(\alpha)$  описывает с постоянной скоростью окружность, модуль обобщенного вектора равен амплитуде фазного вектора. Если угол поворота вектора  $\alpha$  не представляет интереса, то в прямоугольных координатах зависимость модуля вектора  $I(t)$  (развертка окружности) будет представлять прямую, параллельную оси времени.

И наоборот, если при переходе от мгновенных значений к представлению параметров режима обобщенными векторами получается окружность  $I(\alpha)$  в полярных координатах или прямая  $I(t)$  – в прямоугольных, то это можно считать признаком того, что параметры режима удовлетворяют требованиям ГОСТ на качество электроэнергии (по синусоидальности, симметричности, отсутствию высших гармоник).

При наличии составляющих обратной последовательности изображающий вектор  $I(\alpha)$  является суммой двух векторов – прямой  $I_1$  и обратной  $I_2$  последовательностей, врачающихся с одинаковой скоростью в противоположные стороны. В полярных координатах конец вектора  $I(\alpha)$  описывает эллипс, большая ось которого равна сумме

$$I_{max} = I_1 + I_2, \quad (3)$$

а малая – разности векторов

$$I_{min} = I_1 - I_2. \quad (4)$$

В прямоугольных координатах зависимость модуля обобщенного вектора от времени  $I(t)$  имеет вид кривой, имеющей постоянную составляющую (прямой последовательности)

$$I_1 = \frac{I_{max} + I_{min}}{2}, \quad (5)$$

и переменную составляющую (обратной последовательности)

$$I_2 = \frac{I_{max} - I_{min}}{2}. \quad (6)$$

Степень различия максимального и минимального значений на кривой  $I(t)$  тем больше, чем больше доля составляющей обратной последовательности в токах фаз.

При наличии в параметрах режима составляющих нулевой последовательности они определяются суммой мгновенных составляющих на шаге дискретизации

$$\dot{\mathbf{i}}_0 = \dot{\mathbf{i}}_A + \dot{\mathbf{i}}_B + \dot{\mathbf{i}}_C \neq 0 \quad (7)$$

Выполнив исключение  $\dot{\mathbf{i}}_0$ , получим мгновенные значения токов фаз

$$\dot{\mathbf{i}}_A' = \dot{\mathbf{i}}_A - \dot{\mathbf{i}}_0, \quad \dot{\mathbf{i}}_B' = \dot{\mathbf{i}}_B - \dot{\mathbf{i}}_0, \quad \dot{\mathbf{i}}_C' = \dot{\mathbf{i}}_C - \dot{\mathbf{i}}_0,$$

не содержащие составляющих нулевой последовательности, к которым применимы все полученные выше соотношения.

Наличие высших гармоник при сохранении симметрии и при представлении параметров режима изображающими векторами (рис. 2) проявляется в том, что появляются знакопеременные отклонения модуля обобщенного вектора. Представление параметров режима обобщенными векторами и определение степени проявления высших гармоник как отклонений от прямолинейной зависимости также представляются более предпочтительными, чем определение искажений синусоидальной кривой.

При переходе к обобщенным векторам упрощается и задача определения такого параметра, как мгновенная частота.

Для этого необходимо по соотношениям (2) определить модуль  $I(t_1)$ ,  $I(t_2)$  и угол  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  изображающего вектора в моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ , соответствующие, например, текущему и предыдущему шагу дискретизации. Тогда текущее мгновенное значение частоты, равное скорости вращения изображающего вектора, будет равно

$$\omega = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{t_2 - t_1} = \frac{\Delta\alpha}{\Delta t} \quad (8)$$

Применяемые и рекомендуемые [3] алгоритмы для решения этой задачи основаны на выделении основной гармоники, что в значительной степени более трудоемко.

Таким образом, переход к обобщенным векторам, во-первых, выполняется достаточно просто – по соотношениям (1)- (2), а, во-вторых, упрощает разложение на симметричные составляющие (соотношения (3-7)) и определение доли высших гармоник, допускает простую форму представления и интерпретации результатов.

**Выводы.** Первичные данные о параметрах режима системы, получаемые в форме дискретных мгновенных значений с заданным шагом дискретизации средствами измерения на реальных объектах или расчетами с применением средств математического моделирования, могут служить основой для анализа, выводов и принятия решений только после их дополнительной обработки по достаточно трудоемким алгоритмам.

При переходе от дискретных мгновенных значений параметров режима к представлению их обобщенными векторами упрощаются алгоритмы обработки первичных данных, повышается их быстродействие и эффективность использования средств измерения и моделирования в задачах диагностики и анализа режимов работы электрических систем.

**Список литературы.** 1.*Толмачев Б.А.* ПМ РЗА "ДІАМАНТ" – комплекс технических средств автоматизации, защиты и АСУ ТП энергетических объектов. /*Толмачев Б.А., Нистратов А.Д., Кочегаров Ю.И.* // Электрические сети и системы, 2005, № 4-5. с. 3-11. 2.*Карташев И.И.* Требования к средствам измерения показателей качества электроэнергии. /*Карташев И.И., Пономаренко И.С., Ярославский В.Н.* // Электричество, 2000, № 4. с. 11-17. 3.ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Изд-во Стандартов, 1998. 4. *Веприк Ю.Н.* Базовая модель электромагнитных переходных процессов в электрических системах с несимметрией. /*Веприк Ю.Н.* // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2010, №2, с.37-42.

*Поступила в редакцию 26.03.2012*

*И.В. ГОРМАКОВА*, ассистент НТУ «ХПИ»;  
*Р.М. АЛИЕВ*, магистр НТУ «ХПИ»

## МЕТОД СИНТЕЗА УМНОЖИТЕЛЕЙ МОНТГОМЕРИ В ПОЛЯХ ГАЛУА С БЛОЧНО-МОДУЛЬНОЙ АРХИТЕКТУРОЙ

В статье описывается новый метод построения пословно-последовательного умножителя Монтгомери, который базируется на представлении элементов поля  $GF(2^p)$  в стандартном базисе. Полученный умножитель имеет каскадную архитектуру, которая легко тестируется. Предложенный умножитель может быть с легкостью построен для любого поля  $GF(2^p)$  и для любого генерирующего полинома  $F(x)$ .

У статті описується новий метод побудови послівно-послідовного помножувача Монтгомері, який базується на поданні елементів поля  $GF(2^p)$  у стандартному базисі. Отриманий помножувач має каскадну архітектуру, що легко тестирується. 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 Montgomery multiplier in  $GF(2^p)$  for standard-basis representation is developed. Obtained multiplier architecture is scaleable and easy-to-test. Proposed multiplier can be easily designed for any field  $GF(2^p)$  and any field-generator polynomial  $F(x)$ .

**Постановка проблемы.** В настоящее время приоритетным направлением в области приборостроения и схемотехники является разработка компактных высокоскоростных схем, способных работать с многоразрядными данными. Кроме вышеперечисленный свойств, разрабатываемые модули и устройства должны отвечать требованию тестопригодности и отказоустойчивости.

При проектировании систем управления железнодорожным транспортом, банковской деятельностью, объектов АСУ ТП и т.п. обеспечение и повышение безопасности таких систем является одним из главных требований. Наилучшим решением для безопасной передачи и хранения информации является применение систем защиты информации, среди которых наиболее часто используемыми являются криптосистемы

Известно, что в криптосистемах широко используются арифметические модули, функционирующие в полях Галуа  $GF(2^p)$  [1]. Среди арифметических операций, проводимых над элементами конечного поля, наиболее важными и часто используемыми являются операции умножения и возведения в квадрат. Другие арифметические операции, такие как инверсия и возведение в степень, могут быть выражены через операции умножения и возведения в квадрат.

Для быстрого умножения многоразрядных чисел в конечных полях был предложен алгоритм умножения Монтгомери [2]. В настоящее время умножители Монтгомери находят широкое применения при построении крипто-

графических процессоров, реализующих криптоалгоритмы в эллиптических кривых [3].

**Анализ литературы.** В [4] представлены архитектуры параллельного и разрядно-последовательно умножителя Монтгомери в поле  $GF(2^p)$ . Разрядно-последовательные умножители имеют наиболее простую архитектуру, однако время выполнения операции умножения в поле  $GF(2^p)$  составляет  $p$  тактов. В параллельных умножителях операция умножения выполняется за один такт, однако аппаратные затраты и площадь на кристалле достаточно велики. В [5] представлена архитектура пословно-последовательного умножителя Монтгомери. 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 умножителя Монтгомери в поле Галуа  $GF(2^p)$  с блочно-модульной архитектурой, выполняющей операцию пословно-последовательного умножения.

Предложенный в настоящей статье метод синтеза основан на подходе к построению пословно-последовательных умножителей из [6].

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

Конечное поле  $GF(2^p)$  всегда связано с некоторым неприводимым полиномом степени  $p$ , который является образующим полиномом поля:

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

Пусть элемент  $\alpha$  является корнем неприводимого полинома  $F(x)$ , удовлетворяющим условию  $F(\alpha)=0$ , следовательно, элемент  $\alpha$  образует все ненулевые элементы поля  $\{\alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2^{p-1}}\}$ . Элемент  $\alpha \in GF(2^p)$  называется образующим элементом поля. Произвольный элемент поля может быть задан как полином степени  $(p-1)$  над полем  $GF(2)$ , то есть

$$B=b_0+b_1\alpha+b_2\alpha^2+\dots+b_{p-1}\alpha^{p-1} \text{ при } b_i \in GF(2) \quad (2)$$

Рассмотрим процедуру умножения элементов поля  $GF(2^p)$  по методу Монтгомери. Пусть даны два элемента поля  $GF(2^p)$   $A'$  и  $B'$ , представленные в стандартном базисе, для которых  $\varphi=A' \cdot B' \bmod F(\alpha)$  – произведение элементов  $A'$  и  $B'$  в поле  $GF(2^p)$ . Пусть  $A$  и  $B$  –  $F(\alpha)$ -вычеты, определенные как

$$A = A' \cdot R \bmod F(\alpha) = \sum_{i=0}^{p-1} a_i \alpha^i, \quad a_i \in GF(2) \quad (3)$$

и

$$B = B' \cdot R \bmod F(\alpha) = \sum_{i=0}^{p-1} b_i \alpha^i, \quad b_i \in GF(2) \quad (4)$$

где  $R$  – одночлен, называемый фактором-множителем Монтгомери, который удовлетворяет условию  $\text{НОД}(R, F(\alpha))=1$ .

В умножителе Монтгомери произведение  $C$  операндов  $A$  и  $B$ , являющихся элементами поля  $GF(2^p)$ , представлено в виде

$$C = AB R^{-1} \bmod F(\alpha) \quad (5)$$

где  $R$  – фактор-множитель Монтгомери и  $R=\alpha^p$ .

В общем случае алгоритм умножения Монтгомери можно записать следующим образом:

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

Выходные данные:  $C = A \cdot B \cdot \alpha^{-p} \bmod F(\alpha)$

ШАГ 1:  $C=0$

ШАГ 2: Для  $i=0$  до  $(p-1)$

ШАГ 3:  $C=C+a_i B$

ШАГ 4:  $C=C+c_0 F(\alpha)$

ШАГ 5:  $C=C/\alpha$

При пословно-последовательном 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 полинома:

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

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:

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

Подставляем в выражение (5) выражение (6), получим:

$$\begin{aligned} C &= (A_{k-1}\alpha^{(k-1)\omega} + A_{k-2}\alpha^{(k-2)\omega} + \dots + A_2\alpha^{2\omega} + \\ &\quad + A_1\alpha^\omega + A_0)BR^{-1} \bmod F(\alpha) = \\ &= (A_{k-1}B\alpha^{(k-1)\omega}\alpha^{-u} + A_{k-2}B\alpha^{(k-2)\omega}\alpha^{-u} + \dots + \\ &\quad + A_2B\alpha^{2\omega}\alpha^{-u} + + A_1B\alpha^\omega\alpha^{-u} + A_0B\alpha^{-u}) \bmod F(\alpha) = \\ &= (A_{k-1}B\alpha^{(k\omega-u)}\alpha^{-\omega} + A_{k-2}B\alpha^{(k\omega-u)}\alpha^{-2\omega} + \dots + \\ &\quad + A_2B\alpha^{(k\omega-u)}\alpha^{-(k-2)\omega} + A_1B\alpha^{(k\omega-u)}\alpha^{-(k-1)\omega} + \\ &\quad + A_0B\alpha^{(k\omega-u)}\alpha^{-k\omega}) \bmod F(\alpha) \end{aligned} \quad (8)$$

В выражении (8) вынесем за скобку общий множитель  $\alpha^{-\omega}$ . Получим:

$$\begin{aligned} C &= (A_0B\alpha^{(k\omega-u)}\alpha^{-(k-1)\omega} + A_1B\alpha^{(k\omega-u)}\alpha^{-(k-2)\omega} + \\ &\quad + A_2B\alpha^{(k\omega-u)}\alpha^{-(k-3)\omega} + \dots + \\ &\quad + A_{k-2}B\alpha^{(k\omega-u)}\alpha^{-\omega} + A_{k-1}B\alpha^{(k\omega-u)})\alpha^{-\omega} \bmod F(\alpha) \end{aligned} \quad (9)$$

В полученной в скобках сумме также возможно вынести за скобки общий множитель  $\alpha^{-\omega}$ . Процедура вынесения за скобки общего множителя продолжается до тех пор, пока степень  $\alpha$  при  $A_0$  не станет равной  $-\omega$ . Кроме того, введем обозначение  $B^{(0)}=B \cdot \alpha^{(k\omega-p)}$ :

$$C = [((\dots(A_0 B^{(0)} \alpha^{-\omega} + A_1 B^{(0)}) \alpha^{-\omega} + \dots + A_{k-2} B^{(0)}) \alpha^{-\omega} + \\ + A_{k-1} B^{(0)}) \alpha^{-\omega}] \bmod F(\alpha) \quad (10)$$

На основании выражения (10) сформулируем алгоритм пословно-последовательного умножения Монтгомери в поле  $GF(2^p)$ .

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

Выходные данные:  $C = A \cdot B \cdot \alpha^{-\omega} \bmod F(\alpha)$

ШАГ 1: Вычислить значение  $B^{(0)}=B \cdot \alpha^{(k\omega-p)} \bmod F(\alpha)$

ШАГ 2: Установить  $C_{-1}=0$

ШАГ 3: Установить счетчик  $i=0$ . Для  $[i=0:(k-1)]$  повторить следующую последовательность действий:

ШАГ 4: Вычислить значение  $D_i=A_i B^{(0)} \bmod F(\alpha)$

ШАГ 5: Вычислить значение  $C_i=C_{i-1} \cdot \alpha^{\omega} + D_i$

ШАГ 6 Увеличить значение счетчика  $i$  на 1. Если  $i < k$ , перейти к шагу 4, иначе перейти к шагу 7

ШАГ 7: Вычислить значение  $C=C_{(k-1)} \cdot \alpha^{-\omega} \bmod F(\alpha)$

ШАГ 8: Конец алгоритма.

На основании приведенного выше алгоритма разработана структурная схема пословно-последовательного умножителя Монтгомери, представленная на рисунке 1.

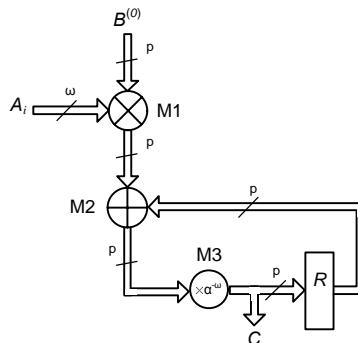


Рис. 1. Структурная схема пословно-последовательного умножителя Монтгомери

На первом шаге алгоритма вычисляется значение  $B^{(0)}=B \cdot \alpha^{(k\omega-p)} \bmod F(\alpha)$ . При  $(p/\omega)=k$  и  $R=\alpha^p$  значение  $B^{(0)}=B \cdot \alpha^0 \bmod F(\alpha)=B$ . В противном случае  $B^{(0)}=B \cdot \alpha^n \bmod F(\alpha)$ , где  $n=k\omega-p$  и  $1 \leq n \leq (\omega-1)$

На втором шаге выполняется операция  $C_{-1}=0$ , что соответствует обнулению регистра  $R$  (см. рис.1). Далее для каждого слова  $A_i$ ,  $i=0\dots(k-1)$  на шаге 4-5 выполняется вычисление частичного произведения. На шаге 4 выполняется умножение по модулю  $F(\alpha)$  текущего слова  $A_i$  на операнд  $B^{(0)}$ :

$$D_i = A_i B^{(0)} = a_0 B^{(0)} + a_1 B^{(0)} \alpha + a_2 B^{(0)} \alpha^2 + \dots + a_{\omega-1} B^{(0)} \alpha^{\omega-1} \quad (11)$$

Вычисление произведения  $A_i B^{(0)} \text{mod} F(\alpha)$  выполняется в блоке M1 (рис.1).

В блоке M2 происходит сложение полученного результата с содержимым регистра  $R$ . Блок M3 выполняет умножение полученной суммы  $C_i$  на  $\alpha^{\omega}$  по модулю  $F(\alpha)$  с последующим сохранением результата в регистре  $R$ . После последовательной обработки всех слов на шаге 7 происходит умножение  $C_{(k-1)}$  на  $\alpha^{\omega}$  по модулю  $F(\alpha)$ . Результат умножения  $C$  снимается с выхода блока M3.

На основании приведенного алгоритма была разработана блочно-модульная архитектура умножителя, реализующего алгоритм пословно-последовательного умножения Монтгомери (рис.2).

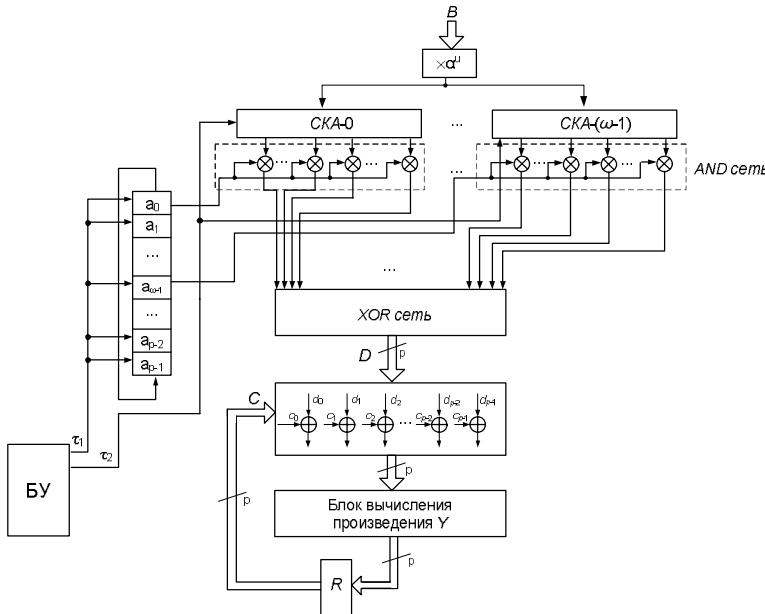


Рис. 2. Блочно-модульная архитектура пословно-последовательного умножителя Монтгомери в конечных полях

В состав пословно-последовательного умножителя входят следующие блоки:

- 1) блок вычисление произведения  $B^{(0)}=B \cdot \alpha^l \text{mod} F(\alpha)$ ;
- 2) СКА – сети клеточных автоматов;

- 3) сдвиговый регистр с первым операндом  $A$ ;
- 4) AND сети;
- 5) XOR сеть;
- 6) блок суммирования промежуточных результатов  $D_i$  и  $C_i$ ;
- 7) блок вычисления произведения  $Y=L \cdot \alpha^{-\omega} \text{mod}F(\alpha)$ ;
- 8) регистр  $R$ .

Модуль вычисление произведения  $B^{(0)}=B \cdot \alpha^{\omega} \text{mod}F(\alpha)$  представляет собой специальным образом построенную сеть из XOR вентиляй.

Блок М1 структурной схемы рис.1 реализован с помощью СКА, AND сетей и XOR сети. СКА предназначены для последовательного вычисления произведений  $B^{(0)}, B^{(0)}\alpha, \dots, B^{(0)}\alpha^{\omega-1}$  за  $\omega$  тактов. После такта  $\omega$  функционирование СКА прекращается. Вычисленные значения  $B^{(0)}, B^{(0)}\alpha, \dots, B^{(0)}\alpha^{\omega-1}$  хранятся соответственно в СКА-0, СКА-1, ..., СКА-( $\omega-1$ ). Структура СКА аналогична структуре, приведенной в [6].

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

XOR сеть предназначена для последовательного суммирования произведений  $a_0B^{(0)}, a_1B^{(0)}\alpha, a_2B^{(0)}\alpha^2, \dots, a_{\omega-1}B^{(0)}\alpha^{\omega-1}$ . На выходе XOR сети формируется частичное произведение  $D=A_iB^{(0)} \text{mod}F(\alpha)$ .

Блок М2 структурной схемы рис.1 реализован с помощью модуля суммирования промежуточных результатов, состоящего из  $p$  двухвходовых XOR вентиляй и предназначенного для побитового суммирования двух операндов  $L=D \oplus C$ , где первый операнд  $D$  – частичное произведение, второй операнд  $C$  – содержимое регистра  $R$ .

Блок М3 структурной схемы рис.1 реализован с помощью модуля вычисления произведения  $Y$ , который представляет собой специальным образом построенную сеть из XOR вентиляй, обеспечивающую вычисление произведения  $Y=L \cdot \alpha^{-\omega} \text{mod}F(\alpha)$ . Структурная схема модуля вычисления произведения  $Y$  представлена на рисунке 3.

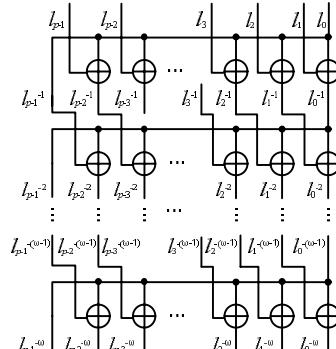


Рис. 3. Структурная схема блока вычисления произведения  $Y$

В представленной схеме верхние индексы битов обозначают степень образующего элемента  $\alpha$ , на который умножается элемент поля  $L=[l_{p-1}, l_{p-2}, \dots, l_2, l_1, l_0]$ . Наличие вентилей XOR в схеме в определенной позиции определяется образующим полиномом поля  $F(x)$ . Если коэффициент  $f_i$  образующего полинома  $F(x)$  равен 1, то  $l_{i-1}^{-j} = l_0^{-(j-1)} \oplus l_i^{-(j-1)}$  для  $j=1, \dots, \omega$ . При  $f_i=0$   $l_{i-1}^{-j} = l_i^{-(j-1)}$ .

Рассмотрим алгоритм работы умножителя.. На нулевом такте операнд  $B$  поступает на вход модуля вычисление произведения  $B^{(0)}=B \cdot \alpha^0 \text{mod } F(\alpha)$ . Далее в СКА-0, СКА-1, ..., СКА- $(\omega-1)$  загружается операнд  $B^{(0)}$ , регистр  $R$  обнуляется. На первом такте на выходах всех СКА формируется значение  $B^{(0)}$ . Функционирование СКА-0 после первого такта прекращается. Таким образом, состояние СКА-0 далее остается неизменным и равно  $B^{(0)}$ . На втором такте на выходах СКА-1, ..., СКА- $(\omega-1)$  формируется значение  $B^{(0)}\alpha$  и прекращается функционирование СКА-1. На такте  $\omega$  на выходах СКА-0, СКА-1, ..., СКА- $(\omega-1)$  будут соответственно значения  $B^{(0)}, B^{(0)}\alpha, \dots, B^{(0)}\alpha^{\omega-1}$ , которые сохраняются до окончания выполнения операции умножения двух элементов поля. После каждого такта выходные значения СКА поступают на входы AND сетей, которые последовательно вычисляют произведения  $a_i B^{(0)}\alpha^i$  для текущего слова  $A_0$ . Выходы AND сетей заводятся на XOR сеть.

На такте  $\omega$  в XOR сети происходит вычисление суммы  $D$  всех произведений  $a_0 B^{(0)}, a_1 B^{(0)}\alpha, a_2 B^{(0)}\alpha^2, \dots, a_{\omega-1} B^{(0)}\alpha^{\omega-1}$ . Далее значение  $D$  поступает на модуль суммирования промежуточных результатов, в котором происходит суммирование  $D$  с содержимым регистра  $R$ . Так как содержимое регистра равно нулю, то на выходе модуля суммирования промежуточных результатов получаем значение  $L=A_0 B^{(0)}$ . Далее значение  $L$  поступает на вход модуля вычисления произведения  $Y=L \cdot \alpha^0 \text{mod } F(\alpha)$ . Выходным значением модуля на такте  $\omega$  будет значение  $Y=A_0 B^{(0)}\alpha^0 \text{mod } F(\alpha)$ , которое записывается в регистр  $R$ .

На такте  $(\omega+1)$  происходит циклический сдвиг регистра с первым операндом  $A$  вправо на  $\omega$  разрядов. Следовательно, на входы AND сетей поступают биты слова  $A_1$ . Далее для слова  $A_1$  выполняется та же последовательность действий, что и для слова  $A_0$ . Таким образом, на выходе модуля суммирования промежуточных результатов получаем значение  $L=A_0 B^{(0)} \cdot \alpha^{\omega} \text{mod } F(\alpha) + A_1 B^{(0)}$ . Выходным значением модуля вычисления произведения  $Y$  на такте  $(\omega+1)$  будет значение  $Y=(A_0 B^{(0)} \cdot \alpha^{\omega} \text{mod } F(\alpha) + A_1 B^{(0)}) \cdot \alpha^0 \text{mod } F(\alpha)$ , которое записывается в регистр  $R$ . На протяжении последующих тактов выполняются аналогичные операции для слов  $A_2, \dots, A_{k-1}$ .

Общее время работы умножителя составляет  $(\lceil p/\omega \rceil + \omega)$  тактов. На  $(\lceil p/\omega \rceil + \omega)$  такте с выхода модуля вычисления произведения  $Y$  снимается значение произведения, вычисленное по формуле (10).

В предложенной архитектуре пословно-последовательного умножителя Монтгомери в поле  $GF(2^p)$  используются унифицированные блоки из сетей клеточных автоматов, комбинационных модулей и регистров, что позволяет легко модифицировать архитектуру умножителя при изменении длины операндов, длины слова, образующего полинома поля и просто реализовать умножитель на ПЛИС типа FPGA. 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.

**Выходы.** Предложенный метод синтеза умножителя Монтгомери в поле Галуа  $GF(2^p)$ , выполняющего операцию пословно-последовательного умножения, позволяет синтезировать умножитель с блочно-модульной архитектурой, которая соответствует требованиям быстродействия, каскадности и тестопригодности.

**Список литературы:** 1. *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. 2. *P. L. Montgomery. Modular multiplication without trial division.* // Mathematics of Computation, 1985. vol. 44, pp. 519-521. 3. *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. 4. *Arash Hariri, Arash Reyhani-Masoleh. Bit-serial and bit-parallel Montgomery multiplication and squaring over  $GF(2^m)$ .* IEEE Trans.Comput., 2009, Oct., vol. 58, pp.1332-1345. 5. *E. Savaş, A. F. Tenca, and Ç. K. Koç. A scalable and unified multiplier architecture for Finite Fields  $GF(p)$  and  $GF(2^m)$ .* Proc. Second Int'l Workshop Cryptographic Hardware and Embedded Systems – CHES 2000, Ç. K. Koç and C. Paar, eds., pp. 277-292, Aug. 2000. 6. *Дербунович Л.В., Гормакова И.В. Методы построения арифметических модулей, оперирующих в полях Галуа.* // Вестник НТУ «ХПИ», №23, 2010 г., стр. 34-39.

Статья представлена д.т.н. проф. НТУ «ХПИ» Дербуновичем Л.В.  
Поступила в рецензию 04.04.12

*А.П. ДАВИДЕНКО, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПІ»;  
Д.С. КУШНАРЕВА, НТУ «ХПІ»*

## **АНАЛИЗ МЕТОДОВ ДИАГНОСТИКИ И КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ В СИСТЕМАХ ЛОКАЛЬНОГО ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЯ**

Рассмотренные вопросы получения математических моделей зависимостей погрешности измерительных трансформаторов тока от существенных факторов. Выполнен расчет математических моделей методом регрессионного анализа результатов экспериментов. Получены графические интерпретации зависимостей погрешности измерительного трансформатора тока от несинусоидальности напряжения в электрической сети и коэффициента мощности.

Розглянуті питання отримання математичних моделей залежностей похибки вимірювальних трансформаторів струму від впливових факторів. Виконано розрахунок математичних моделей методом регресійного аналізу результатів експериментів. Отримані графічні інтерпретації залежностей похибки вимірювального трансформатора струму від несінусоїдальності напруги в електричній мережі та коефіцієнту потужності.

The considered questions of receipt of mathematical models of dependences of error of measuring transformers of current are from influential factors. Done calculation of mathematical models by the method of regressive analysis of results of experiments. Graphic interpretations of dependences of error of measuring transformer of current are got from non-sine tension in an electric network and to the power-factor.

**Постановка проблемы.** Нынешнее развитие энергетики подразумевает использование новых методов и средств контроля качества электроэнергии. Стремительное развитие интеллектуальных сетей «Smart Grid» подразумевает под собой использование более совершенных информационно-измерительных систем контроля параметров сети. В связи с этим выдвигается ряд требований к данным ИИС . Наиболее важные требования[1]:

- 1) измерение одновременно нескольких физических величин;
- 2) погрешность измерения мощности должна находиться в пределах, установленных нормативными документами;
- 3) независимость погрешности измерений от изменения параметров окружающей среды.
- 4) экономически эффективный баланс стоимости счетчика и выполняемых им функций.

Вышеперечисленным требованиям удовлетворяют современные «умные» счетчики. Однако наблюдается тенденция увеличения всех типов и разновидностей приборов, в связи с чем присутствует проблема обобщения математических зависимостей, которым данные счетчики удовлетворяют.

Математическая модель, представляющая влияние дестабилизирующих факторов на погрешность измерения параметров электроэнергии, содержит ряд элементов трудных для практического использования. Это не позволяет

использовать модель в таком виде для создания и усовершенствования ИИС контроля и учета электроэнергии и требует разработки упрощенных выражений, которые будут более удобными для машинных и инженерных расчетов.

**Анализ литературы.** Известно несколько методик, применение которых дает возможность создавать различные средства измерения контроля и диагностики потребляемой электроэнергии и мощности. Методики основаны на способах измерения физических величин, особенностях самих величин, физических принципах измерений [2].

Первый метод основан на измерении электроэнергии  $W$  в течение промежутка времени  $\Delta T$  с использованием счетчика электроэнергии и вычислении средней мощности  $P$  за промежуток времени  $\Delta T$  по формуле [2]:

$$P = \frac{k \cdot n}{\Delta T} \quad P = \frac{W}{\Delta T} \quad (1)$$

Второй метод основан на измерении интервала времени  $\Delta T$ , за который диск индукционного счетчика совершает заданное число оборотов  $n$ , и вычислении средней мощности  $P$  за интервал времени  $\Delta T$  по формуле(2(17)) :

$$P = \frac{k \cdot n}{\Delta T} \quad (2)$$

где  $k$ - коэффициент пропорциональности, определяемый техническими данными счетчика.

Однако в подавляющем большинстве случаев используются ИИС, основанные на косвенных измерениях, т.е. измеряемые при этом физические величины, такие как электроэнергия и мощность, являются известными функциями ряда других величин - тока, напряжения, фазового сдвига, времени и т.д.

Измерение потребляемой` мощности на основе косвенных измерений выполняет ИИС для контроля и учета электроэнергии. Данный вид СИ относится к ИИС, представляющим собой совокупность функционально объединенных масштабных измерительных преобразователей. На рисунке 1 представлена структурная схема таких ИИС. Этой схеме соответствует большинство эксплуатируемых в настоящее время систем учета. ИИС контроля и учета электроэнергии. В связи с многообразием существующих ИИС возникает потребность обобщения законов, описывающих влияние различных факторов на погрешность измерительных ТТ.

Основными источниками погрешностей показаний такого прибора являются трансформатор тока и трансформатор напряжения, на которые влияют различные факторы: несинусоидальность напряжения в сети, коэффициент мощности, сдвиг фаз, климатические условия и т.д.

где ТТ – трансформатор тока;

ТН – трансформатор напряжения;

СЭ – интегрирующие приборы, счетчик электроэнергии с импульсным или цифровым интерфейсом;

УСД – концентратор или устройство сбора данных;

**Целью статьи** является получение зависимостей погрешностей трансформаторов тока от таких влияющих факторов, как несинусоидальность напряжения сети и коэффициент мощности при помощи математических методов обработки результатов экспериментов.

**Основная часть.** Математическая модель, представляющая влияние дестабилизирующих факторов на погрешности измерения параметров электроэнергии, содержит ряд элементов трудных для практического использования. Это не позволяет использовать модель в таком виде для создания и усовершенствования ИИС контроля и учета электроэнергии и требует разработки упрощенных выражений, которые будут более удобными для машинных и инженерных расчетов.

Экспериментальные исследования влияния на погрешности ТТискажений синусоидальной формы кривой входных сигналов, коэффициента мощности вторичной нагрузки на погрешности измерительных ТТ проводились по схеме поверки согласно [5]

Согласно данным экспериментальным данным составлены графики зависимостей токовой и угловой погрешностей измерительного ТТ от различных факторов. С помощью программы Mathcad были вычислены значения функций аппроксимации для каждой зависимости.

Эксперименты проводились на частоте 150 Гц и 350 Гц, что соответствует паразитным 3 и 9 гармонике, возникающим в сети. Исследуются влияния на токовую и угловую погрешности измерительного трансформатора тока.

На рисунке 1 представлена кривая относительной токовой погрешности ТТ при синусоидальном сигнале и ее функция аппроксимации. При этом подмагничивающее напряжение составляет  $U_g=0$  В.

Математическая модель, полученная регрессионным методом с использованием полинома второй степени:

$$\delta_i = -0,00001856N_i^2 + 0,002939N_i - 0,285 \quad (3)$$

где  $\delta_i$  – относительная токовая погрешность;

$N_i$  – кратность тока,  $I_{\text{ном}}$ , %

Следует отметить, что эксперименты проводились при синусоидальном сигнале ( $U_g=0$  В), при подмагничивающем напряжении  $U_g=0,5$  В,  $U_g=2,5$  В,  $U_g=7,5$  В. Но рассмотрены эксперименты при синусоидальном сигнале и при  $U_g=7,5$  В.

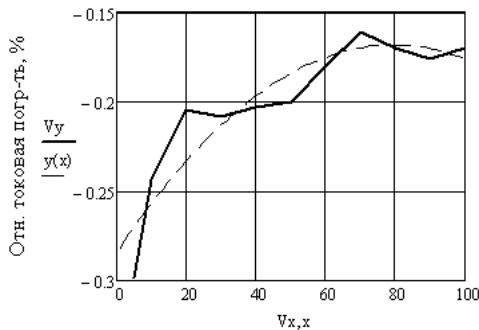


Рис.1 Относительная токовая погрешность ТТ при синусоидальном сигнале и ее функция аппроксимации.

На рисунке 2 представлена кривая относительной токовой погрешности ТТ при синусоидальном сигнале и ее функция аппроксимации.

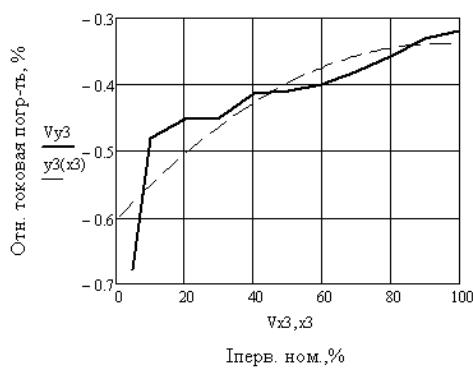


Рис.2 Относительная токовая погрешность ТТ при несинусоидальном сигнале ( $U_r=7,5$  В) и ее функция аппроксимации.

$$\delta_i = -0,00002794N_i^2 - 0,005626N_i - 0,605 \quad (4)$$

На рисунке 3 представлена кривая абсолютной угловой погрешности ТТ при таких же данных, как и при исследовании токовой погрешности при синусоидальном сигнале

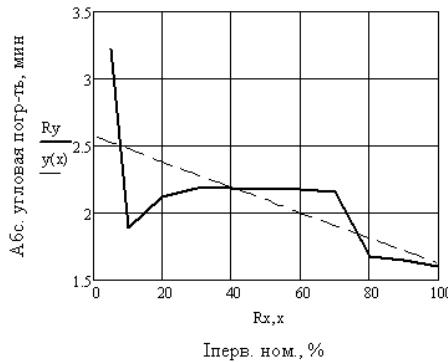


Рис.3. Абсолютная угловая погрешность ТТ при синусоидальном сигнале и ее функция аппроксимации.

$$\Delta_\phi = 0,00001457 N_i^2 - 0,009605 N_i + 2,574 \quad (5)$$

На рисунке 4 представлена кривая абсолютной угловой погрешности ТТ при 150 Гц, подмагничивающее напряжение  $U_f=7,5$  В

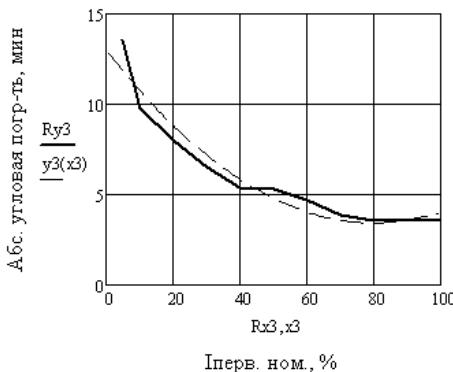


Рис.4 Абсолютная угловая погрешность ТТ при синусоидальном сигнале и ее функция аппроксимации.

$$\Delta_\phi = 0,001504 N_i^2 - 0,24 N_i + 13,042 \quad (6)$$

Помимо влияния несинусоидальности напряжения также были получены математические модели и графики зависимостей погрешности трансформатора тока от коэффициента мощности.

Исходя из графиков видно, что при увеличении напряжения подмагничивания относительная токовая погрешность возрастает в 2,14 раза, а абсолютная угловая погрешность возрастет в 5,24 раза.

Таким образом, для устранения влияния  $\cos\varphi$  и  $K_{\text{ни}}$  на результирующую погрешность в результат измерения мощности необходимо вносить поправки. При условии, что величины  $\cos\varphi$  и  $K_{\text{ни}}$  независимы, исправленный результат измерения мощности при введении поправок  $C_{\cos\varphi}$  и  $C_{K_{\text{ни}}}$  выглядит следующим образом:

$$P_i = P + C_{\cos\varphi} + C_{K_{\text{ни}}} \quad (7)$$

**Выводы.** В результате теоретических исследований были получены математические модели влияния дестабилизирующих факторов на погрешности измерительного трансформатора тока. Предлагаемые математические модели адекватны при условии высокой достоверности определения значений дестабилизирующих факторов и отклонений от среднего значения результатов измерений, стремящихся к нулю.

Выведенные математические модели описывают характер изменения погрешностей ИИС учёта и диагностики параметров электросети в условиях возникновения влияющих факторов.

**Перспективы дальнейших исследований.** На основании полученных математических моделей можно вывести окончательную формулу измерения мощности с учетом введения поправок для устранения влияния дестабилизирующих факторов. Данную функцию в ИИС диагностики и контроля параметров электроэнергии зачастую выполняет функция коррекции погрешностей. Такая функция реализована в «умных» счетчиках, но всех факторов влияния учесть и скорректировать невозможно, и разработки с теоретическими расчетами в данном направлении актуальны по сей день.

**Список литературы:** 1. РД 34.11.114-98 Автоматизированные системы контроля и учета электроэнергии и мощности. Основные нормируемые характеристики. Общие требования. 2. Нефедов В.И. Электрорадиоизмерения / В.И. Нефедов, В.К. Сигов; под ред. профессора А.С. Сигова. - М.: Изд-во ИД ФОРУМ, 2004. - 382 с. 3. Сборник нормативных и методических документов по измерениям, коммерческому и техническому учету электрической энергии и мощности. - М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2003. - 504 с. 4. Правила учета электрической энергии. - М.: Изд-во Щ ЭНАС, 2003. -С. 41-46. 5. ГОСТ 8.217-2003. ГСИ. Трансформаторы тока. Методика поверки. - Минск: ИПК. Изд-во стандартов, 2003. - 11 с.

Поступила в редакцию 26.04.12г.

**УДК 620.178**

**А.П. ДАВИДЕНКО**, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;  
**В.И. МОЩЕНOK**, канд. техн. наук, проф. ХНАДУ;  
**Л.В. СУЛИМ**, магистр НТУ «ХПИ»

## **СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТВЕРДОСТИ МАТЕРИАЛОВ**

Рассмотрены основные методы измерения твердости и показана актуальность определения механических свойств материалов через твердость. Установлены основные преимущества и недостатки методов определения твердости. Проанализировано современное направление развития твердометрии.

Розглянуто основні методи вимірювання твердості та показано актуальність визначення механічних властивостей матеріалів через твердість. Встановлені основні переваги та недоліки методів визначення твердості. Проаналізовані сучасний напрямок розвитку твердометрії.

Reviewed the main methods of measuring hardness and shows the relevance of mechanical properties of materials through hardness. Outlined the advantages and disadvantages of methods for determining hardness. On analyzing the current direction of measurement of hardness.

**Постановка проблемы.** Одним из основных свойств материала, что определяют надежность и долговечность механизмов и конструкций, является твердость.

Твердость - в общем случае свойство материала (твердого тела) сопротивляться вдавливанию, деформированию, внедрению в него других твердых тел [1]. Для определения твердости в поверхность материала с определенной силой вдавливается тело (индентор), выполненное в виде стального шарика, алмазного конуса, пирамиды или иглы.

Физические теории твердого тела не в состоянии описать твердость различных материалов из-за неопределенного многообразия факторов, от которых она зависит. Поэтому понятие "твердость" без указания метода и условий измерения является неопределенным. Говоря о твердости, подразумевают не физическую постоянную, характеризующую материал, а одну из величин, измеренную по одному из методов и зависящую не только от материала, но и от условий и метода измерения. В связи с этим становится актуальной задача создания и внедрения новых методов и стандартов по определению твердости и их сопоставление с традиционными методами.

**Анализ литературы.** Измерение твердости - наиболее доступный и легко осуществимый на практике метод определения механических свойств материалов, что позволяет проводить измерения твердости на реальных конструкциях без их повреждения и получать характеристики тех участков конструкции, которые требуют тщательного мониторинга.

В связи с этим, актуальной проблемой современной твердометрии является повышение точности измерения твердости материала, а также точности определения механических характеристик материалов посредством измерения твердости.

По международному стандарту ISO 14577 [4] количественно диапазоны измерения твердости распределены по трем уровням: макроуровень, микроравенье, наноравенье.

Наиболее распространенные методы определения макротвердости: по Бринеллю (HB), Роквеллу (HR), Виккерсу (HV).

Метод Бринелля заключается во вдавливании в поверхность индентора в форме шарика различных размеров. Твердость рассчитывают как отношение нагрузки к площади поверхности отпечатка. Твёрдость определяется по параметрам отпечатка после снятия нагрузки. При использовании стального шарика этим методом измеряют твёрдость материалов не более 450НВ, при использовании твердосплавного шарика – более твёрдых. Так как шарик имеет значительные размеры, то на поверхности детали остаются большие отпечатки.

Преимущества метода Бринелля состоят в безусловной простоте его реализации и возможности оперативного определения пределов прочности и текучести по эмпирическим зависимостям.

К недостаткам следует отнести сравнительно большой размер отпечатка, что ограничивает толщину исследуемых образцов, искажение контура отпечатка навалами, что вносит существенную ошибку при измерении диаметра, а также невозможность учета упругих свойств материала ввиду восстановления отпечатка.

В настоящее время в Украине действует новый стандарт на твёрдость по Бринеллю ДСТУ ISO 6506-1:2007. Согласно этому стандарту существует 30 шкал, по которым производится измерение твёрдости.

Метод Виккерса заключается во вдавливании в поверхность индентора в форме четырёхгранной алмазной пирамиды. Методом Виккерса (HV) твердость измеряется по длине диагонали отпечатка четырёхгранной пирамиды с углом при вершине 136° (при нагрузке 1–120 кгс).

В настоящее время в Украине действует новый стандарт на твёрдость по Виккерсу - ДСТУ ISO 6507-1:2007. Согласно этому стандарту существует 21 шкала, по которым производится измерение твёрдости.

Метод Виккерса отличается высокой точностью, позволяет измерять твёрдость тонких слоёв, не продавливая их, так как отпечаток имеет небольшую глубину, а размеры диагоналей можно измерять с большой точностью. Метод отличается универсальностью, так как можно измерять твёрдость как твёрдых, так и мягких материалов.

Метод Роквелла заключается во вдавливании в поверхность детали индентора в виде шарика (при измерении твёрдости мягких материалов по шкале В – HRB) или в виде алмазного конуса (при измерении твёрдости твёрдых

материалов по шкале С – HRC или тонких поверхностных слоёв и очень твёрдых материалов по шкале А – HRA). Твёрдость определяется по условной глубине внедрения индентора. Метод отличается универсальностью. Недостатком метода является то, что он не имеет размерности и не вполне отвечает физическому смыслу твёрдости.

Значения HB и HV выражаются в Мпа или Гпа, твердость по Роквеллу – в безразмерных величинах, которые могут быть переведены в HB с помощью таблиц.

Недостатки традиционных методов измерения твёрдости:

1. Использование восстановленного отпечатка не даёт возможности учитывать упругую составляющую деформации при вдавливании.
2. Невозможность измерения твёрдости материалов с плохой отражательной способностью, например, полимеров.
3. Невозможность измерения твёрдости материалов с высокой упругостью (например, резин) вследствие исчезновения отпечатка после снятия нагрузки.
4. Невозможность определения свойств слоистых покрытий, даже при применении разрушающих способов контроля.
5. Трудность измерения твёрдости при очень малых нагрузках, т. е. тонких поверхностных слоёв, покрытий, малых количеств материала из-за трудности измерения параметров отпечатка, что делает невозможным использование оптической микроскопии. Необходимо использовать атомную силовую или сканирующую атомную микроскопию или измерять глубину внедрения индентора вместо диаметра отпечатка.

**Цель работы** – Всех этих недостатков лишён метод кинетического индентирования, который впервые описан С.И. Булычевым и В.П. Алехиным в работе [5]. Согласно авторам, кинетическое индентирование (инструментальное индентирование в иностранной литературе) – это метод контроля механических свойств материалов, заключающийся в непрерывном вдавливании жесткого индентора с регистрацией приложенного усилия, глубины проникновения его в материал (глубины индентирования) и времени нагружения. Результатом испытаний материала методом кинетического индентирования является кривая (диаграмма) индентирования [5], которая отображает изменение глубины индентирования с ростом нагрузки на индентор.

Новый метод измерения твердости приведен в [6]. В соответствии с [6], при испытании материалов методом кинетического индентирования открывается возможность исследовать комплекс физико-механических свойств:

- твердость индентирования;
- модуль Юнга;
- вязкость разрушения;
- кинетику релаксации напряжений;
- особенности структуры: пористость, неоднородность;
- прочность сцепления покрытия с основным материалом;
- энергию адгезии покрытия;

- демпфирующую способность;
- гистерезисные потери;
- термоактивационные параметры: активационный объем в процессе деформации, релаксацию напряжений при деформации;
- соотношение между восстановленной и невосстановленной твердостью;
- работу упругой и пластической деформации;
- корреляционные параметры между диаграммами растяжения (сжатия) и диаграммой твердости;
- аномальные особенности деформации субмикрообъемов материала;
- кинетику неоднородности микродеформации;
- анизотропию.

Методика определения наиболее часто используемых характеристик описана в международном стандарте ISO 14577 [4]. В качестве инденторов используется: пирамида Виккерса, пирамида Берковича, твердосплавные и алмазные шарики.

Преимущества кинетического индентирования:

- 1 Возможность определить твёрдость в процессе нагружения, под нагрузкой и после её снятия.
- 2 Возможность оценки упругих свойств.
- 3 Возможность проведения испытаний на твёрдость и микротвёрдость при малых и сверхмалых нагрузках.
- 4 Получение целого ряда параметров, характеризующих физико-механические свойства материала:

- показатели прочности ( $\sigma_b$ ,  $\sigma_{0,2}$ , Е и др.);
- показатели пластичности ( $\delta$ ,  $\psi$ );
- определение склонности к хрупкому разрушению (коэффициент интенсивности напряжений КИН);
- кинетика ползучести и релаксации напряжений;
- пористость и распределение пор по размерам;
- адгезионная прочность покрытий;
- анизотропия свойств;
- износостойкость;
- определение структурных параметров (гистограммы распределения размеров фаз).

5. Безобразцовая оценка механических свойств малых объёмов или локальных зон обработанных материалов (упрочнённые слои, тонкие покрытия, сварные соединения).

6. Одновременная оценка механических характеристик деформированных поверхностных слоёв и основного металла без удаления верхнего деформированного слоя.

7. Ускоренная безобразцовая оценка прочностного состояния в элементах конструкций и машин на стадии их изготовления и эксплуатации с целью выявле-

ния потенциально опасных зон, определения остаточного ресурса и предотвращения аварийных ситуаций.

8. Возможность автоматизации и дистанционного управления, что важно для автоматизированного производства и контроля металла в агрессивных средах или радиационных зонах.

9. Повышение производительности в десятки и сотни раз, экономия материалов, электроэнергии, трудозатрат.

10. Возможность определения твёрдости и других характеристик любых материалов - очень твёрдых, хрупких, высокоупругих, в том числе керамики, стёкол, полимеров, резин, карбидов, нитридов и т.п.

Уровень информации качественно возрастает, если осуществляется измерение обоими способами одновременно с определением восстановленной и невосстановленной твёрдости, которые надо рассматривать как две самостоятельные величины, а соотношение между ними – как новый параметр физико-механических свойств материала, по которому можно определять другие характеристики.

Таким образом, разработка новых методов значительно расширяет области применения твердометрии.

Установлено, что не менее важным направлением в обеспечении точности измерения твердости является разработка и внедрение в промышленность новых средств измерений твердости, что обладают рядом неоспоримых преимуществ и, прежде всего, позволяют проводить контроль твердости дистанционно, на труднодоступных участках изделий, т. е. в тех местах, где использование стационарных твердомеров не представляется возможным.

**Список литературы:** 1 Асланян Э. Г., Дойников А. С. // Законодательная и прикладная метрология. - 2002. - № 4. - С. 38. 2 Брянский Л. Н., Дойников А. С., Кручин Б. Н. Метрология. Шкалы, эталоны, практика. - М.: Изд-во ВНИИФТРИ. - 2004. 3 Асланян Э. Г., Научно-технический журнал "Измерительная техника" Государственного комитета РФ по стандартизации и метрологии, 2005 г., №1 4 ISO 14577 Metallic materials – Instrumented indentation test for hardness and materials parameters 5 Булычев С.И. Испытания материалов непрерывным вдавливанием индентора / С.И. Булычев, В.П. Алексин. – М.: Машиностроение, 1990. – 224 с. 6 Кошкин В.И. Оценка структуры и механических свойств материалов по статистическим характеристикам микротвердости / В. И. Кошкин. – М.: РИЦ МГИУ, 2001. – 62 с. 7 Мощенок В.И. Костин Л.Л. Новітні матеріали і нанотехнології.//Вісник КрНУ ім.. Михайла Остроградського. Випуск 5/2011(70), с. 16-18.

Поступила в редакцию 30.04.12

**И.Ф.ДОМНИН**, д-р техн. наук, директор, Институт ионосферы НАН и МОН Украины, Харьков;

**М.М. РЕЗИНКИНА**, д-р техн. наук, гл. науч. сотр., НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

## ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ВЫСОКОЧАСТОТНОМ НАГРЕВЕ НЕФТЕПРОДУКТОВ

Выполнена постановка задания численного расчета электротепловых процессов относительно выбора оптимальных режимов электромагнитного влияния на нефтепродукты.

Виконано постановку завдання чисельного розрахунку електротеплових процесів щодо вибору оптимальних режимів електромагнітного впливу на нафтопродукти.

A task of numerical calculation of electrical heating processes has been proposed for choice of optimum regimes of electromagnetic influence upon petroleum products.

**Введение.** Согласно [1], важной задачей является устранение парафиновых и других углеводородных отложений, которые при определенных условиях закупоривают нефтяные и газовые скважины или трубопроводы в процессе их эксплуатации. В настоящее время существует ряд методов предотвращения образования таких пробок, а также их устранения. Однако данные методы, как правило, дорогостоящие, к тому же часть из них связана с использованием весьма токсичных химических веществ. Использование мощного микроволнового излучения для разрушения таких пробок, а также снижения вязкости нефтепродуктов является перспективным для решения данной проблемы.

Как отмечается в [2], нетрадиционные технологии переработки нефтяных остатков, к которым относится использование СВЧ - облучения, еще не доведены до промышленной апробации. Целью работы является постановка задачи расчета электротепловых процессов при высокочастотном нагреве нефтепродуктов для выбора оптимальных режимов обработки.

**Применение высокочастотного электромагнитного излучения для воздействия на нефтепродукты.** Диэлектрическая проницаемость материалов с потерями – это комплексная величина [3]:

$$\dot{\varepsilon}_a = \varepsilon_0 (\varepsilon' - j\varepsilon'') = \varepsilon_0 \dot{\varepsilon},$$

где  $\dot{\varepsilon}_a$  - комплексная диэлектрическая проницаемость;  $\dot{\varepsilon}$  - относительная комплексная диэлектрическая проницаемость;  $\varepsilon'$  – относительная диэлектрическая проницаемость;  $\varepsilon''$  – коэффициент, характеризующий потери;  $\varepsilon_0 = 0,885 \cdot 10^{-11}$  Ф/м.

Потери в диэлектриках обычно оцениваются с помощью тангенса угла диэлектрических потерь, который определяется следующим образом [4]:

$$\operatorname{tg}\delta = \epsilon''/\epsilon'.$$

Такие потери обуславливаются как перемещением носителей заряда, так и трением, возникающим при переориентации диполей [4]. Для диэлектриков с потерями  $\Delta$  - глубина проникновения электромагнитного поля (ЭМП) определяется как расстояние, на котором плотность мощности уменьшается в  $e$  раз по сравнению со значением на поверхности. Согласно [5], при малой величине  $\operatorname{tg}\delta$  глубина проникновения может быть записана в виде:

$$\Delta = c \cdot \sqrt{\epsilon'/(2\pi \cdot f \cdot \epsilon'')},$$

где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света в вакууме.

В [6] отмечается перспективность применения высокочастотного электромагнитного излучения для расплавления асфальто-парафиновых отложений и уменьшения вязкости нефти. Для того чтобы выбрать оптимальные режимы электромагнитного воздействия на нефтепродукты, целесообразным представляется использование математического моделирования происходящих электротепловых процессов. При этом необходимо учесть нелинейную зависимость проводимости нефтепродуктов от температуры их нагрева. Так, в [7] указывается, что электропроводность нефти превышает электропроводность диэлектриков на 4÷7 порядков и составляет при комнатных температурах от  $\sim 10^9 \div 10^8$  См/м для легких нефтей до  $\sim 10^7 \div 10^6$  См/м для тяжелых карбоновых. Причем нагрев нефти приводит к экспоненциальному росту ее электропроводности [7]. Таким образом, для решения данной задачи требуется использование численных методов расчета.

**Постановка задачи математического моделирования процесса микроволнового нагрева применительно к обработке нефти и нефтепродуктов.** Сформулируем задачу расчета электромагнитного поля через модифицированный векторный магнитный потенциал  $\vec{A}$  [8,9]. Такой подход обеспечивает существенное уменьшение числа решаемых уравнений. Учитывая, что рассматривается случай воздействия микроволнового ЭМП, воспользуемся символическим методом. При этом векторы, характеризующие распределение ЭМП, будем записывать в виде комплексных амплитуд. Выразим напряженность электрического поля  $\vec{E}$  и индукцию магнитного поля  $\vec{B}$  через  $\vec{A}$ :

$$\vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A}; \quad (1)$$

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A}, \quad (2)$$

где  $j = \sqrt{-1}$ ;  $\omega$  - круговая частота.

Для решения задачи расчета электромагнитного поля может быть использован численный метод конечного интегрирования (см. например [10,11]). Данный метод предполагает наложение на рассматриваемую область расчетной сетки и интегрирование уравнений Максвелла по граням образовавшихся ячеек. Такой подход позволяет получить решаемые уравнения, используя закон сохранения тока. В результате не требуется дополнительно вводить условия на границах раздела сред, поскольку они учитываются автоматически [12]. Данный метод позволяет также учесть при расчете распределения электромагнитного поля нелинейность электрических параметров сред [13].

Для нахождения распределения напряженностей ЭМП, разобьем рассматриваемую область на элементарные ячейки. В пределах каждой из ячеек электрические параметры среды полагаются одинаковыми. Решаемое уравнение получим путем интегрирования I уравнения Максвелла

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \gamma \vec{E} + j\omega \vec{D}, \quad (3)$$

где  $\vec{H}$  - напряженность магнитного поля;  $\vec{D}$  - индукция электрического поля;  $\gamma$  - удельная электропроводность

по сечениям, перпендикулярным координатным осям. Учитывая, что резервуары для хранения нефтепродуктов, нефтепроводы, а также скважины для их добычи могут быть представлены в виде цилиндров, используем для описания электротепловых процессов осесимметричную цилиндрическую систему координат, в которой переменные зависят от  $r$  и  $z$ . При этом будем полагать, что напряженность электрического поля источника электромагнитного излучения в плоскости  $z=0$  имеет только нормальную компоненту. Тогда, при представлении нефтепровода или скважины в виде цилиндрического волновода, заполненного диэлектрической средой с потерями, отличными от нуля будут только  $E_z$  и  $E_r$  [6].

Уравнение для  $\vec{A}_z$  -  $z$ -ой компоненты вектора  $\vec{A}$  получим в результате интегрирования (3) по сечению  $S_z$  ( $Z=\text{const}$ ) и использования теоремы Стокса:

$$\oint_{l_z} \vec{H} d\vec{l} = \int_{S_z} \gamma \vec{E}_n ds + j\omega \int_{S_z} \vec{D}_n ds, \quad (4)$$

где  $l_z$  – контур, охватывающий площадку  $S_z$ ;  $\vec{E}_n, \vec{D}_n$  – проекции векторов  $\vec{E}, \vec{D}$  на нормаль к плоскости  $S_z$ .

Выразив  $\vec{H}$  и  $\vec{E}$  через  $\vec{A}$  (см. (1), (2)) окончательно получим:

$$\frac{1}{\mu_0} \oint_{l_z} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \vec{A} d\vec{l} = -j\omega \int_{S_z} \gamma \vec{A}_z ds + \omega^2 \epsilon_0 \int_{S_z} \dot{\epsilon} \vec{A}_z ds, \quad (5)$$

где  $\mu$  - относительная магнитная проницаемость;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м.

Запишем уравнение вида (6) для  $r$ -й компоненты вектора  $\vec{A}$ , проинтегрировав (4) по площадке  $S_r$ :

$$\frac{1}{\mu_0} \oint_{S_r} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \vec{A} d\vec{l} = -j\omega \int_{S_r} \gamma \vec{A}_r ds + \omega^2 \epsilon_0 \int_{S_r} \dot{\epsilon} \cdot \vec{A}_r ds. \quad (6)$$

Система решаемых уравнений может быть получена в результате записи выражений вида (5), (6) в разностном виде для каждого узла расчетной сетки.

Температура диэлектрика при воздействии микроволнового излучения изменяется во времени гораздо медленнее, чем векторы напряженности ЭМП. Поэтому будем решать задачу расчета ЭМП на тех временных шагах расчета тепловых процессов, на которых электрические параметры сред, зависящие от температуры, будут претерпевать изменения.

Для нахождения распределения температуры нагрева по сечению цилиндрического резервуара с нефтепродуктами, подвергающимися воздействию высокочастотного электромагнитного излучения, запишем двумерное уравнение теплопроводности [6]:

$$\rho c_T \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (\lambda r \frac{\partial T}{\partial r}) + \frac{\partial}{\partial z} (\lambda \frac{\partial T}{\partial z}) + Q(r, z, t), \quad (7)$$

где  $T$  – температура;  $\rho$ ,  $c_T$ ,  $\lambda$  - плотность, теплоемкость и теплопроводность соответственно;  $Q(r, z, t)$  - плотность мощности объемного тепловыделения.

В [6] отмечается, что плотность и теплопроводность нефти обычно полагают не зависящими от температуры, теплоемкость же представляют в виде функции, имеющей  $\delta$ -особенность при температуре фазового перехода  $T_s$ :

$$c_T = c_0 + L \cdot \delta(T - T_s), \quad (8)$$

где  $L$  – скрытая теплота фазового перехода;  $\delta$  - дельта-функция.

Плотность мощности объемного тепловыделения в плоскости падения электромагнитной волны  $z=0$  может быть записана в виде [14]:

$$Q(r, 0, t) = \frac{\omega}{2} |\vec{E}|^2 \epsilon_0 \epsilon'',$$

где  $\epsilon''$  мнимая часть комплексной диэлектрической проницаемости.

В [6] уравнение (7) дополнено граничными условиями: конвективного теплообмена по закону Ньютона в плоскости падения электромагнитной волны  $z=0$ :

$$\lambda \left. \frac{\partial T}{\partial z} \right|_{z=0} = \kappa [T(r, 0, t) - T_0], \quad (9)$$

где  $T_0$  – температура окружающей среды;  $\kappa$  - коэффициент теплообмена и отсутствия теплообмена на удаленном торце цилиндрического резервуара  $z=H$ :

$$\lambda \frac{\partial T}{\partial z} |_{z=R} = 0. \quad (10)$$

На боковой поверхности цилиндра  $r=R$  граничное условие можно записать с помощью закона конвективного теплообмена с учетом тепловыделения на поверхности металлической трубы-волновода [6]:

$$-\lambda \frac{\partial T}{\partial r} |_{r=R} = \kappa \cdot [T(R, z, t) - T_0] - q(z, t),$$

где  $\kappa = Nu \cdot \lambda / R$  - коэффициент теплообмена с внешней средой;  $Nu$  – число Нуссельта;  $q$  – поверхностная плотность тепловыделения.

**Электрофизические параметры нефти (литературные данные).** При математическом моделировании рассматриваемых электротепловых процессов, необходимо задать электрофизические параметры нефтепродуктов. Для этого могут быть использованы литературные данные. Согласно [6], константы, входящие в (7) - (10), для высокопарафинистой нефти имеют следующие значения:  $\rho = 950 \text{ кг/м}^3$ ,  $c_0 = 3 \text{ кДж/(кг}\cdot\text{К)}$ ,  $T_S = 50^\circ\text{C}$ ,  $L = 300 \text{ кДж/кг}$ ,  $\lambda = 0.125 \text{ Вт/(м}\cdot\text{К)}$ ,  $\epsilon'_0 \approx 2.3$ ,  $\operatorname{tg}\delta = \epsilon''_0 / \epsilon'_0 \approx 1.2 \cdot 10^{-2}$ ,  $\kappa_1 = 0.2 \text{ W/(м}^2\cdot\text{К)}$ ,  $\kappa = 1.613 \text{ W/(м}^2\cdot\text{К)}$ ,  $Nu = 1$ .

В [15] приводятся зависимости тангенса угла диэлектрических потерь от температуры при микроволновом нагреве и дегазации нефти (см. рис. 1). В [15] отмечается, что величина относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon'$  при этом практически не меняется. По мнению авторов данной работы, снижение  $\operatorname{tg}\delta$  при повышении температуры обусловлено уменьшением времени релаксации, а значит возможностью более полного развития процессов поляризации. Повышение  $\operatorname{tg}\delta$  при дегазации объясняется в [15] тем, что дегазированная нефть плотнее и обладает большей вязкостью, что затрудняет поляризационные процессы.

В [16,17] приведены зависимости диэлектрической проницаемости  $\epsilon'$  от температуры, измеренной на частотах 500, 1000 и 4300 Гц (рис. 2) для Мангышлакской нефти.

Такие зависимости  $\epsilon'$  в [17] объясняют тем, что при низкой температуре ориентация диполей в большинстве случаев невозможна, так почти все составные части нефти образуют кристаллическую решетку. При повышении температуры появляется возможность ориентации диполей в направлении электрического поля, что приводит к возрастанию диэлектрической проницаемости. Однако при дальнейшем повышении температуры тепловые колебания молекул усиливаются, в результате чего, начиная с некоторой температуры, диэлектрическая проницаемость уменьшается.

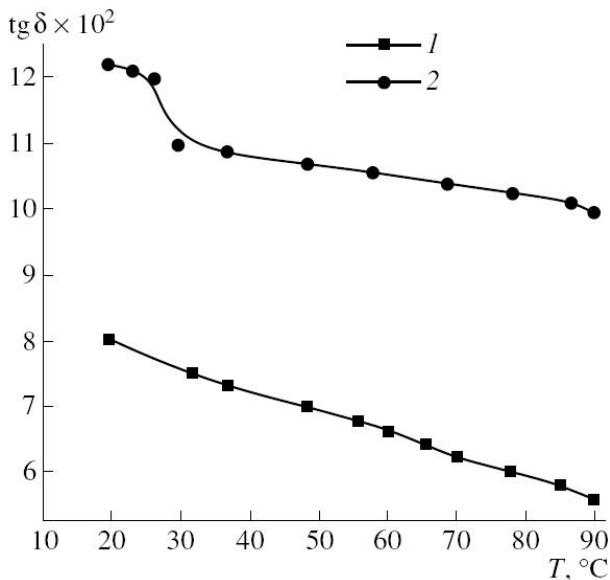


Рис. 1. Экспериментально полученные зависимости тангенса угла диэлектрических потерь Кушкульской нефти (Россия) при высокочастотном воздействии (частота 81 МГц, мощность 14 Вт) и сопутствующей ему дегазации от температуры (1 – до ВЧ воздействия; 2 – после) [15].

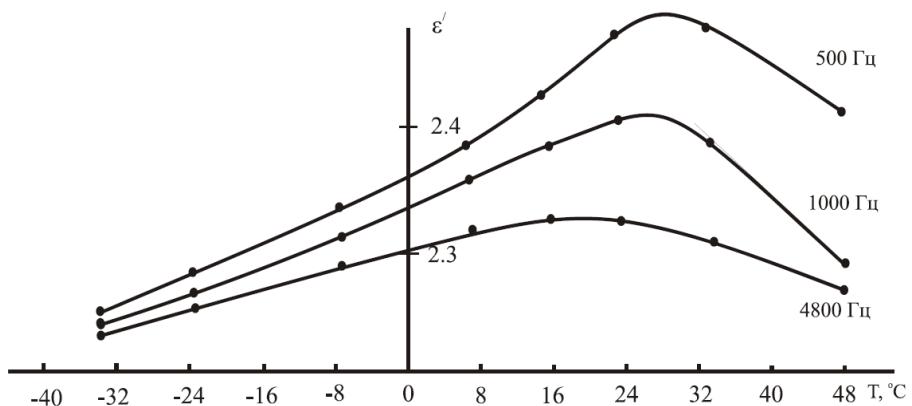


Рис. 2. Экспериментально полученные зависимости  $\epsilon'$  Мангышлакской нефти (Россия) от температуры [16].

**Заключение.** Для выбора оптимальных режимов электромагнитного воздействия на нефтепродукты может быть использовано математическое

моделирование происходящих электротепловых процессов. Авторами выполнена постановка задачи расчета происходящих при этом электротепловых процессов. Задача расчета электромагнитного поля сформулирована в терминах модифицированного векторного потенциала. Уравнение теплопроводности записано с учетом фазового перехода нефтепродуктов. При формулировке задачи использована цилиндрическая система координат в приближении осесимметричности рассматриваемых систем. Имеющиеся литературные данные по электрофизическим параметрам нефти позволяют использовать численное моделирование для выбора режимов высокочастотного нагрева.

**Список литературы:** 1. Балакирев В.А., Сотников Г.В., Ткач Ю.В., Яценко Т.Ю. Устранение парафиновых пробок в оборудовании нефтяных скважин и нефтяных трубопроводах высокочастотным электромагнитным излучением // Электромагнитные явления. – 2001. – Т. 2, № 3(7). – С. 380-401. 2. Капустин В.М., Чернышева Е.А. Современное состояние и перспективы развития процессов переработки тяжелых нефтяных фракций и остатков // Мир Нефтепродуктов. Вестник нефтяных компаний. – 2009. – № 9-10. – С. 20-24. 3. Морозов О., Каргин А., Савенко Г., Требух В., Воробьев И. Промышленное применение СВЧ – нагрева // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2010. – № 3. – С. 2-6. 4. Хиппель А.Р. Диэлектрики и волны. - М.: Иностранный литература, 1960, 438 с. 5.. Mehdizadeh M. Microwave/RF applicators and probes for material heating, sensing and plasma generation. A design guide. - San Diego (CA), USA: Elsevier, 2010, 389 р. 6. Балакирев В.А., Сотников Г.В., Ткач Ю.В., Яценко Т.Ю. Разрушение асфальто-парафиновых отложений в нефтяных трубопроводах движущимся источником высокочастотного электромагнитного излучения // Журнал технической физики. – 2001. – Т. 71, вып. 9. – С. 1-8. 7. Промысловая подготовка нефти с использованием электрических полей — оптимизация выбора параметров источников питания. Часть 2 // Нефтех. – 2008 ([http://www.keyboardjazz.com/modules\\_name\\_AvantGo\\_op\\_ReadStory\\_sid\\_36.html](http://www.keyboardjazz.com/modules_name_AvantGo_op_ReadStory_sid_36.html)). 8. Biro O., Preis K. // IEEE Trans. on Magnetics. - 1989. - Vol. 25, No. 4. - P. 3145-3159. 9. Clemens M., Weiland T. // IEEE Trans. on Magnetics. - 2003. - Vol. 39, № 3. - P. 1175-1178. 10. Clemens M., Weiland T. // IEEE Trans. on Magnetics. - 2002. -V.38., № 2. - P. 569-572. 11. Патанкар С. Численные методы решения задач теплообмена и динамики жидкости. - М.: Энергоатомиздат, 1984, 150 с. 12. Резинкина М.М., Резинкин О.Л., Лисачук Г.В. Расчет электромагнитного поля в терминах модифицированного векторного магнитного потенциала с помощью метода конечного интегрирования // Темат. вып. "Сила електроенергетика та енергоефективності", ч. 2. - 2011. – С. 219 – 224. 13. Резинкина М.М., Резинкин О.Л. Моделирование процессов обострения фронта электромагнитной волны в нелинейном диэлектрике // Журнал технической физики. – 2011. - Т. 81, № 3. - С. 91-97. 14. Alpert Y., Jerby E. Coupled thermal-electromagnetic model for microwave heating of temperature-dependent dielectric media // IEEE Transactions on Plasma Science. - 1999 - Vol. 27, No. 2. - P. 555-562. 15. Фатыхов М.А., Идрисов Р.И. Экспериментальные исследования влияния дегазации на диэлектрические свойства жидкостей в высокочастотном электромагнитном поле // Теплофизика высоких температур. – 2008. - Т. 46, № 4. – С. 639-640. 16. Фатыхо М.А., Багаутдинов Н.Я. Воздействие электромагнитного поля на процесс кристаллизации парафина // Нефтегазовое дело. - 2007. - № 1. - С. 1-10. 17. Губин В.Б., Бондаренко П.М. Некоторые электрофизические свойства Мангышлакской нефти // РНТС: Транспорт и хранение нефти и нефтепродуктов. - 1967. - №8. – С. 10-13.

Поступила в редакцию 28.05.2012

**В. И. ГАЛИЦА,** НТУ «ХПИ», Харьков;  
**П. А. КАЧАНОВ,** д-р техн. наук, НТУ «ХПИ», Харьков;  
**А. С. ГОРЛОВ,** канд. пед. наук, НТУ «ХПИ»;  
**Э. А. КОРЕЦКИЙ,** канд. техн. наук, ННЦ «Институт метрологии»

## **ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ ЭКСПРЕСС- ДИАГНОСТИКИ ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В ТЕХНОЛОГИЯХ УПРАВЛЕНИЯ ПОДГОТОВКОЙ СПОРТСМЕНОВ**

В статье проведен сравнительный анализ технических средств диагностики двигательных способностей легкоатлетов и описаны предложения по использованию электронных оптических приборов для усовершенствования возможностей измерения физических параметров спортивных движений:

- интеллектуальный оптический двухлучевой створ для измерения временных интервалов в беге;
- "оптическая дорожка" для измерения времени опорных и безопорных фаз беговых шагов спортсменов;
- система для измерения начальной скорости вылета спортивного снаряда – аналога копья при использовании троса в помещении, расчета результата попытки и уровня интенсивности попыток в процентах от максимальной.

У статті проведено порівняльний аналіз технічних засобів діагностики рухових здібностей легкоатлетів та описані пропозиції щодо використання електронних оптических пристрій для удосконалення можливостей вимірювання фізичних параметрів спортивних рухів:

- інтелектуальний оптичний двухлучевой створ для вимірювання часових інтервалів в бігу;
- "оптічна доріжка" для вимірювання часу опорних і безопорних фаз бігових кроків спортсменів;
- система для вимірювання початкової швидкості вильоту спортивного снаряда - аналога списа при використанні троса в приміщенні, розрахунку результату спроби і рівня інтенсивності спроб у відсотках від максимальної .

There is proposal to use electronic optical equipment to measure the physical parameters of sports movements:

- Smart optical two-beam cross-sections for measuring the time intervals during the run at a distance,
- "Optical track" to measure the time of contact and flight moments running steps of athletes,
- The system for measuring frequency change during the motion along the surface of the spear carrier rope simulation javelin throw in the room in order to calculate the rate of roll, the estimated result and the level of intensity of attempts in % of maximum.

**Введение.** История человечества с древних времен строилась на доминировании более сильных, ловких, быстрых и выносливых индивидуумов над слабыми и пассивными. Каждая социальная группа всегда имела определенное преимущество перед другими при наличии физически гармонизированного большинства ее членов. В современном мире в каждой стране состояние развития спорта, как переднего края физического воспитания нации, было и остается весомым элементом большой политики, как показатель способности защитить свою независимость. Уровень здоровья нации определяется состоянием ее культуры, в том числе и физической. Существует целый ряд аспектов определения этого состояния, таких как -

экологический, медико-биологический, социальный, научно-педагогический и инженерно-технический.

За последние годы уровень спортивных рекордов приблизился к физиологическому пределу человеческих возможностей, а их форсирование из-за приема химических стимуляторов нередко приводит к непредвиденным последствиям, вредит здоровью атлетов, в том числе и их наследственности.

**Цель статьи.** Для достижения значительных успехов в подготовке спортсменов крайне необходимо более интенсивно развивать диагностическую аппаратуру с обратной связью, предоставлять возможность атлету корректировать свои движения в зависимости от точности и интенсивности (качества) выполнения задания.

**Анализ технических решений.** Для измерения физических параметров спортивных движений предлагается рассмотреть некоторые варианты применения электронно-оптического оборудования и проанализировать сильные и слабые стороны в сравнении с аналогичной техникой, применяемой в мире.

Рассмотрим возможности разработанного комплекса.

В составе комплекса можно выделить следующие модули: интеллектуальные оптические двухлучевые створы для измерения временных интервалов в беге по дистанции, «оптическая дорожка» для измерения времени опорных и безопорных периодов беговых шагов атлетов, а также система измерения частоты акустической несущей при движении спортивного снаряда вдоль поверхности троса при имитации метания копья в закрытых помещениях с целью измерения начальной скорости вылета, вычисления расчетной дальности и уровня интенсивности попытки в % от максимального результата атleta.

1. Предлагаемые нами интеллектуальные оптические двухлучевые створы для измерения временных интервалов от существующих в мире [1] имеют принципиальное отличие. Классические электронно-оптические системы измерения времени пробегания отрезков дистанции построены на принципе его фиксации в момент пересечения оптического луча пробегающим атлетом. Используются варианты как разнесенной схемы установки излучателя и приемника излучения на финишной линии Рис.1, так и установки излучателя и приемника в общем корпусе с использованием углового отражателя Рис.2.

Первый вариант позволяет обеспечить как хорошую дальность порядка десятков - сотен метров, так и предсказуемую точность формирования оптической оси.

Второй же вариант при меньшей дальности (до 20м) более технологичен – вся электронная часть с элементами питания и передачи информации расположена в одном корпусе. К тому же упрощается процесс юстировки при установке оборудования.



Рис. 1. Однолучевой оптический створ. ИК-излучатель и приемник разнесены.



Рис. 2. ИК-излучатель и приемник объединены, используется отражатель

Достаточно установить уголковый отражатель в нужной точке, не сильно заботясь о выдерживании ортагонали оптической оси относительно поверхности отражателя, а с противоположной стороны финиша направлять луч до момента приема отражения. При выполнении спортивных измерений однолучевыми створами основной проблемой становится наличие артефактов в процессе измерений, связанных с пересечением оптического луча рукой, головой и только затем грудью. В результате происходит искажение результата в связи с появлением дополнительных сигналов, которые при использовании нескольких створов на короткой дистанции могут совершенно запутать исследователя. А при пробегании одновременно нескольких атлетов и вовсе становится невозможным разобраться в присвоении результатов участникам. Введение принудительной задержки для исключения сигналов от руки (как правило до 35мс) вносит свою погрешность в процесс измерения. Использование системы двухлучевого створа (Рис. 3) отчасти решает данную проблему. В этом случае только при одновременном пересечении двух лучей формируется сигнал записи времени. А из-за разнесенности по вертикали лучей на 20 - 30 см одновременное их пересечение, кроме как грудью, становится маловероятным, но не исключается полностью. Нырок головой на финише или выставленная вперед рука, согнутая в локте, все же могут давать ложные срабатывания. Да и при пробегании группы атлетов, растянувшихся по дистанции при установке нескольких створов на небольшом удалении – 10-20 м может сводить на нет объективность присвоения результатов. Проблему решает система синхронизации единого времени в таймерах каждого

створа, в том числе и датчика старта, с центральным хронометром. Так, незадолго до старта по команде от центрального хронометра выполняется синхронизация времени внутренних таймеров всех удаленных блоков системы.



Рис.3. Двухлучевой оптический створ

При подаче стартового сигнала внутренний контроллер анализирует акустический спектр сигнала, принятого датчиком старта. И, если спектр сигнала соответствует спектру выстрела стартового пистолета, а не голосу, свистку или иному источнику звука, то на центральный хронометр по кабелю или радиоканалу поступает не метка для записи времени (как используется в существующих системах), а кодированный пакет с информацией о времени начала стартового сигнала с адресом датчика-отправителя. Аналогично, при пересечении створа будет выполнен анализ, реальный сигнал, или артефакт. Время этого анализа никак не влияет на погрешности измерения, так как начало каждого сигнала привязано к реальному времени его появления и сигнал пересечения будет передан лишь после проверки и подтверждения его достоверности. Подобно датчику стартового сигнала, каждый оптический створ передает свой адрес, что позволяет распределять принимаемые временные метки по столбцам в соответствии с адресом этой метки. К примеру, при подготовке эстафетных команд 4 x 100м важную роль играет отбор наиболее быстрой связки из двух атлетов, передающего и принимающего эстафетную палочку. С этой целью расставляются оптические створы в начале и конце каждого из трех «коридоров», в которых выполняется передача. Длина коридора -20 метров. Так, после старта атлет первого этапа, подбегая ко 2-му, пересекает первый луч первого коридора, догоняет заранее стартовавшего атле-

та второго этапа и до пересечения луча в месте окончания первого коридора передает палочку. Естественно, второй створ зафиксирует время как атлета с эстафетной палочкой, так и следом добегающего атлета первого этапа. Аналогично пересекаются лучи коридоров третьего и четвертого этапов. Понятно, что даже при полном отсутствии артефактов от пересечения палочкой или руками, сложно будет разобраться, кому какой результат соответствует. А ведь таких попыток за тренировку выполняется больше десятка.

2. В учебно-тренировочном процессе оптическая дорожка необходима для измерения времени опорных и безопорных периодов беговых шагов атлетов, как один из наиболее важных критерии физической и технической подготовленности испытуемых. Существует несколько вариантов технической реализации систем для измерения опорных параметров движений атleta:

- Контактные стельки (механические, пьезоэлектрические, акселерометрические, оптические и тензометрические) [2,3 и 4] и насадки на спортивную обувь (Рис.4) позволяют фиксировать динамические и временные параметры шагов и записывать их в архив непосредственно на испытуемом, либо передавать информацию через организованные каналы связи на компьютер.



Рис.4. Датчик на обувь

- Такой вариант решения данной задачи интересен тем, что атлет не стеснен границами зоны испытания. Он может перемещаться по нелинейной траектории (прыжки в высоту), выполнять длительные пробежки (средние и длинные дистанции). Однако наличие инородных стелек в спортивной обуви (для контактных, пьезоэлектрических или тензометрических реализаций) и присутствие навесного оборудования (оптические или акселерометрические датчики на обуви и система приема и обработки информации) вносит некоторые неудобства. Ведь установка оборудования при подготовке эксперимента требует времени. Поэтому тестирование группы атлетов за одну тренировку становится проблематичной.
- Тензометрическая платформа – позволяет фиксировать динамические параметры в виде приложенных усилий к опоре во время движений атлета в трех плоскостях. Оптимальное решение для измерений динамиче-

ских и временных параметров спортивного движения в метаниях (ядро, диск, молот).

- Реализация задачи измерения временных параметров бега для групп испытуемых выполняется в виде комплекса оборудования, когда на старте беговой дорожки размещается блок облучателей, формирующий последовательность в виде гребенки из лазерных лучей непосредственно над беговой дорожкой на высоте 1-см с шагом 4-6см один луч от другого и общей шириной гребенки в пределах ширины беговой дорожки. На финише устанавливается блок приемников так, чтобы каждый луч от облучателя засвечивал соответствующий приемник. Испытуемый во время бега периодически пересекает один из лучей, а приемник дает команду фиксации времени опоры или полета соответствующего шага. Разворнутая система позволяет поочередно пропустить достаточно большую группу испытуемых. Но основная трудность в таком варианте состоит в кропотливой юстировке при установке системы, что требует целую группу специалистов обеспечения[5].

Представленный нами вариант оптической дорожки принципиально исключает подобные эксплуатационные трудности. Отличие новой системы - в самой идее (Рис. 5):

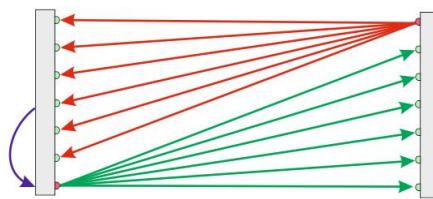


Рис. 5. Схема организации сенсорной поверхности

- используется модулированный луч инфракрасного светодиода (для избежания подстройки чувствительности приемников при изменении уровня внешней освещенности);
- излучатель как точечный источник формирует конус с таким углом раскрытия, чтобы блок фотоприемников засвечивался по всей ширине на расстоянии от 30 до 100м и более.

Таким образом луч, направленный на находящийся с противоположной стороны дорожки приемный блок с горизонтально расположенными фотоприемниками формирует прямоугольный треугольник, пересекая который испытуемый в момент опоры при беге будет создавать оптическую тень на один из приемников и тем самым будет зафиксирована опорная фаза бегового шага атлета. В крайней части блока вмонтирован ИК-излучатель, который «подсвечивает» противоположный приемник. Так два дополняющих прямоугольных треугольника формируют полноценную «оптическую дорожку»

(Рис.5 и 6). Для простоты установки в центре каждого приемного блока установлен сверхяркий светодиод с узкой диаграммой направленности красного светового луча порядка  $6^{\circ}$ , который будет виден даже в солнечную погоду на расстоянии более 100м при настройке излучателя. В момент, когда луч засветит все приемники, светодиод погаснет и будет светиться только в момент пересечения одного из лучей.



Рис.6. Фрагмент оптической дорожки

С целью упрощения приема информации (блок архивации подключен только к одному приемнику) излучатель противоположной стороны засинхронизирован с выходом приемника. И, как только на дальнем приемнике зафиксируется пересечение дорожки (первый треугольник), будет заблокировано излучение на второй приемник, что подтвердит на выходе ближнего приемника пересечение дорожки.

3. Возрастание объема и интенсивности тренировочной работы у спортсменов высокой квалификации приближены к пределу их физических возможностей. Мировая и отечественная практика научных исследований убедительно свидетельствует, что улучшение спортивных результатов должно идти по пути поиска новых средств, повышающих эффективность тренировочных занятий без значительного увеличения их объема и интенсивности. Необходимость решения вопросов, связанных с повышением уровня физической подготовленности и совершенствованием технического мастерства, приводит исследователей к поиску новых путей применения различного рода нетрадиционных технических средств обучения [6,7].



Рис.7. Метание аналога копья на тросе

Представленная нами система для измерения начальной скорости вылета спортивного снаряда – аналога копья работает на принципе измерения частоты акустической несущей при движении спортивного снаряда вдоль по-

верхности троса. На подвешенный трос с необходимой степенью провисания устанавливается конструкция в виде трубы с предварительно установленным весом, эквивалентным облегченному, утяжеленному копью или ему соответствующему.

Поверхность троса имеет заводскую навивку с фиксированным шагом, которая и будет выступать в роли эдакой «треугольки» при скольжении капровых опорных втулок трубы во время метания (Рис.7,8).

В безопасном месте за отбойником на тросе установлен акустический приемник, измеряющий частоту акустической несущей, которая однозначно будет соответствовать скорости вылета снаряда.

В процессе разгона измеряется частота при его скольжении, выделяется максимум и на его основе рассчитывается дальность попытки.

При сравнении полученного результата с лучшим результатом предыдущего сезона из базы данных вычисляется уровень интенсивности попытки в % от максимума атлета. Эта информация моментально индицируется на индикаторе, позволяя атлету корректировать свои усилия последующих попыток в соответствии с планом тренировки.

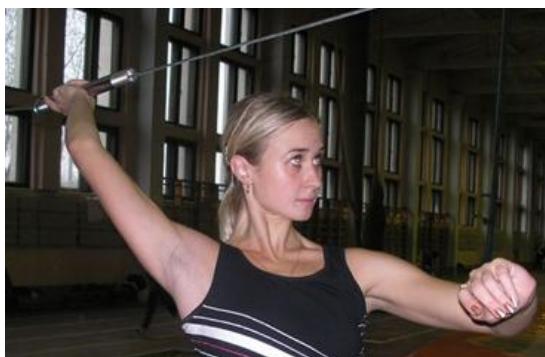


Рис.8. Метание аналога копья на тросе

Для более глубокого анализа тренажер позволяет:

- построить кривую скорости разгона снаряда и сравнить её с кривой наиболее удачной попытки,
- синхронно построить кривые изменения ускорения по трем координатам в контрольных звеньях тела испытуемого посредством установленных миниатюрных акселерометрических датчиков с дистанционной передачей информации на компьютер.
- синхронно с этими кривыми на графике индицируется репер – отметка события (моменты опорных-безопорных периодов, моменты пересечения выбранного участка пространства и д.)
- динамическая визуализация может быть совмещена с кинематической благодаря синхронному проведению видеосъемки и покадровому совмещению.

## **Выводы.**

**1.** Таким образом, при использовании единого временного поля и наличия адресации каждого датчика, а также с предварительной логической фильтрацией незначащих результатов (игнорирование результата пересечения уже передавшего эстафету атлета и др.), представленные данные становятся ясными и понятными. Тренер может иметь однозначную информацию как о времени пробегания соответствующего отрезка каждым атлетом, так и время преодоления коридора в различных связках передающей и принимающей сторон. При такой идеологии работы системы максимально снижаются риски потери результата при передаче их по радиоканалу в местах с ухудшенной помеховой обстановкой в эфире.

**2.** «Оптическая дорожка» позволяет оперативно выполнить исследования параметров беговых шагов для группы атлетов без использования громоздкой дорогостоящей аппаратуры. Такую систему легко обслуживает один оператор.

**3.** Комплекс позволяет планировать спортивные результаты на основе полученной информации об уровне скоростно-силовой и технической подготовки спортсмена-метателя по результатам тестирования в процессе выполнения определенных спортивных движений в течение круглогодичной подготовки.

**Список литературы:** **1.** Компания – производитель спортивной электроники TagHeuer, Швейцария (<http://www.tagheuer.com>). **2.** Бардин В.В. «Моделирование спортивной деятельности в искусственно созданной среде (стенды, тренажеры, имитаторы)». - М.: "Физкультура, образование и наука",1999. - 380 с. **3.** Уткин В.Л. Биомеханика физических упражнений - М.: Просвещение, 1989. - 205 С. **4.** Соколов В.Г. Устройство контроля и лидирования временных параметров бегового шага. - М.: "Физкультура, образование и наука",1999. - 380 с. **5.** Компания – производитель спортивной электроники New Test Powertimers, Финляндия (<http://www.newtest.com>).

*Поступила в редакцию 28.05.2012*

**B.B.КЛІТНОЙ**, канд. техн. наук, ст. викл. НТУ «ХПІ»

## **ВИВЧЕННЯ МОЖЛИВОСТЕЙ ВИКОРИСТАННЯ СИСТЕМ АКТИВНОГО ГАСІННЯ ВІБРАЦІЙ, ПОБУДОВАНИХ НА БАЗІ П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ, В ВІБРОЗАХИСНИХ СИСТЕМАХ МАШИН, ПРИБОРІВ ТА АПАРАТІВ.**

У статті дається огляд проблем, пов'язаних з активним пригніченням вібрацій. Аналізується можливість вживання різних адаптивних елементів у віброзахисних системах. Проводиться огляд активних методів боротьби з вібраціями.

В статье дается обзор проблем, связанных с активным подавлением вибраций. Анализируется возможность применения различных адаптивных элементов в виброзащитных системах. Проводится обзор активных методов борьбы с вибрациями.

The review of the problems related to active vibrations suppression is given in the article. Possibility of application different adaptive elements is analysed in the vibroprotective systems. The review of active methods vibrations control is given.

Для зниження віброактивності механічних систем, зменшення рівня шумів і вібрацій широко застосовують віброзахисні системи. У цій області активний контроль вібрацій нині є однією з першочергових цілей. Зазвичай виділяють два підходи до цієї проблеми: – кероване демпфування за допомогою якого через керовані схеми, виконані на базі активних елементів, збільшується коефіцієнт демпфування системи (напівактивні системи керування); – гасіння вібрацій, коли здійснюється гасіння збурювання за допомогою активної дії на систему (активні системи керування).

При керованому демпфуванні вібрацій електричне поле, що прикладається, використовується для створення струму збудження в опорі зовнішнього ланцюга. В цьому випадку відбувається розсіювання енергії через електричний нагрів.

При активному гасінні вібрацій актуатор використовується для створення коливань в протифазі по відношенню до збурюючих вібрацій.

Зазвичай схеми керованого демпфування ефективніші при гасінні усього спектру вібрацій, коли відсутні відомості про збурюючий сигнал. Якщо ж частотні діапазони вібрацій частково відомі, або існує можливість їх визначення, то схеми активного гасіння збурень можуть бути значно ефективніші, особливо при роботі на резонансних режимах.

**Адаптивні матеріали.** У адаптивних структурах, основною метою яких є активний контроль вібрацій, знаходять застосування різні види актуаторів і сенсорів. При розгляді чутливих матеріалів цікава наступна велика бібліографія по цьому предмету [1]. Серед актуаторів, зазвичай, виділяють

наступні типи: електродинамічні, пневматичні, гіdraulічні, електромагнітні та актуатори, виконані на базі адаптивних матеріалів.

Характеризуючи особливості кожного типу слід відмітити, що електродинамічні актуатори використовуються вже впродовж багатьох років. Такі актуатори відносно дешеві, але вони мають великі розміри і вагу, що являється причиною їх обмеженого застосування.

Гіdraulічні і пневматичні, а також електромагнітні актуатори активно використовуються для гасіння вібрацій. Але, незважаючи на значні сили, що розвиваються перерахованими актуаторами, вони вимагають складних комутаційних ліній і додаткових джерел енергії. І з цієї причини в деяких випадках ефективніше використати актуатори, виконані з адаптивних матеріалів. Хоча вихідні переміщення таких актуаторів відносно малі, проте, вони можуть створювати досить великі сили в порівнянні з силами, що викликаються гіdraulічними і пневматичними актуаторами. Крім того, вони охоплюють набагато ширший діапазон частот.

Відомо, що актуатори з адаптивних матеріалів використовуються і в якості інтегрованих в систему елементів. Такого роду актуатори вбудовуються в конструкцію з метою робити бажані деформації в структурі і дозволяють активно впливати на вібрації в системі. Аналогічним чином в конструкцію можуть бути вбудовані і адаптивні чутливі елементи. Сучасний розвиток адаптивних матеріалів дозволяє інтегрувати сенсори і актуатори в систему, не змінюючи її масових і жорсткісних характеристик.

Термін «адаптивні матеріали» включає велику кількість різноманітних матеріалів, що мають властивості сенсорів і актуаторів. Серед них деякі можуть володіти тільки властивостями сенсорів (оптичні сенсори та ін.), а деякі можуть бути використаними і в якості сенсорів і в якості актуаторів. Такі матеріали здатні змінювати свої механічні властивості (в'язкість, жорсткість, форму) під впливом температурної зміни, електричного або магнітного полів.

При розгляді адаптивних матеріалів слід виділити матеріали, які безпосередньо конвертують зовні прикладену електричну або магнітну дію в механічну, або, навпаки, перетворюють механічну дію в електричну, або магнітну шляхом прямого фізичного ефекту на мікроструктурному рівні. До такого класу матеріалів відносяться п'езо і електрострикціона кераміка, п'езоелектричні полімери та магнітострікційні сплави.

П'езокерамічні елементи є твердотілими, характеризуються високою завадозахищенністю, малим рівнем власних шумів, підвищеною радіаційною стійкістю. Керамічна технологія виготовлення п'езоелементів не накладає принципових обмежень на їх форму і розміри.

Під електрострикційною керамікою зазвичай розуміються матеріали на основі свинцевого ніобату магнію (у зарубіжній літературі PMN). Електрострикція спостерігається у всіх діелектриків. Зовнішнє електричне поле, прикладене до діелектрика, викликає деяку зміну його геометричних розмірів.

Механічна напруга також змінює розміри діелектрика, але при цьому не виникає дипольного моменту. Крім того, на відміну від п'єзоелектричної, в електрострикційній кераміці механічна деформація, викликана поляризацією діелектрика, не залежить від напряму поляризації. Хоча електрострикційні матеріали ефективні при роботі на високочастотних динамічних режимах, але через високу термоочутливість вони мають значно менше практичне застосування [2].

Деякі полімерні матеріали у вигляді механічно орієнтованих і поляризованих в електричному полі плівок являються полярними текстурами, в яких спостерігається п'єзоелектричний ефект. Серед них практичний інтерес представляє полівініліденфторид (ПВДФ), в іноземних джерелах (PVDF, або іноді PVF2). Після витягу плівок з цього полімеру і їх поверхневої металізації, прикладається високе електричне поле для забезпечення однорідної поляризації і прояву п'єзоелектричних властивостей. Великою перевагою ПВДФ є хороша гнучкість, що дозволяє використати цей матеріал в ситуаціях, де кріхкість п'єзоелектричної кераміки є серйозною перешкодою. Проте використання ПВДФ в якості актуатора часто неможливе внаслідок низького модуля пружності полімеру і, як наслідок, неможливості створення достатніх сил. В той же час в якості сенсора ПВДФ створює більш високу напругу у відповідь на механічну дію. Так, п'єзоелектрична константа (електрична напруга, вироблювана від одиниці механічної напруги) в 10-20 разів вище, чим у відомих п'єзокерамічних матеріалів.

З магнітострикційних сплавів також виготовляються актуатори для гасіння вібрацій. Такі актуатори виробляють сили значно вищі, ніж аналогічні п'єзокерамічні, але вага їх в 10-20 разів більше [2].

Серед адаптивних матеріалів слід виділити сплави з пам'яттю форми. Аaktuатори, виконані з таких сплавів, створюють механічну дію через металургійне перетворення фази, викликане переходом деяких температурних порогів.

Викликають інтерес згадувані рядом авторів [3] адаптивні матеріали, які змінюють свої демпфуючі властивості в залежності від електричного та магнітного полів. Це рідини електропрерогоди, які є суспензіями мікрокопічних часток з високою діелектричною міцністю, які можуть змінювати свою в'язкість під дією електричної дії, та магнетореологічні рідини, які є суспензіями феромагнітних мікрокопічних часток, і здатні змінювати свою в'язкість при дії на них магнітних полів.

Незважаючи на широкий вибір адаптивних матеріалів основним, найбільш затребуваним матеріалом нині все ж являється п'єзоелектрична кераміка. Ще однією її перевагою є можливість використання її, як в ролі сенсорів, так і в ролі актуаторів.

**Активне управління вібраціями.** Питаннями активного контролю вібрацій розпочали займатися у кінці сімдесятих років двадцятого століття. До

теперішнього часу слід виділити два основні принципи управління вібраціями.

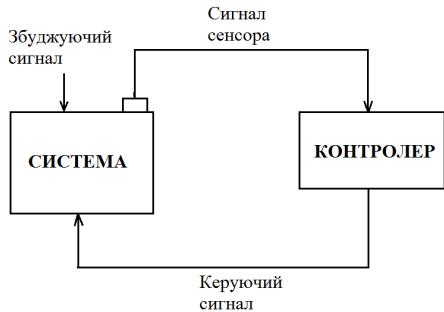


Рис. 1. Схема методу контролю із зворотним зв'язком.

Узагальнена схема методу контролю із зворотним зв'язком представлена на рис. 1. Суть методу полягає в тому, що вихідний сигнал системи подається на контроллер і в подальшому після перетворення впливає на саму систему. Основним завданням при реалізації цього методу є підбір відповідного контроллера, який би дозволив замкнутій системі (рис. 1) залишатися стійкою і виконувати поставлене спочатку завдання активного демпфування [4].

Іншим, найчастіше використовуваним методом контролю в системах активного гасіння вібрацій, являється метод регулювання по збуренню, що знайшов успішне застосування у ряді прикладних дослідницьких робіт [5].

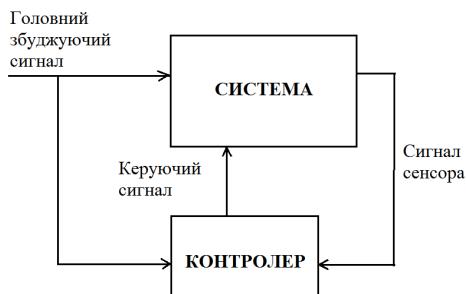


Рис. 2. Схема методу контролю по збуренню.

Схема методу контролю по збуренню представлена на рис. 2. Цей метод ґрунтуються на тому, що основний збудливий сигнал проходить через контроллер і подається на систему через вторинне джерело. Ідея методу полягає в тому, що повинне створитися вторинне збурення, яке повністю погасить початкове збудження в зонах розташування сенсорів. Звичайно, немає ніякої гарантії, що збурення будуть погашені і в інших областях системи. Не ви-

ключено, що в деяких зонах вони будуть посилені. Тому цей метод потрібно розглядати як локальний, на відміну від методу зворотнього зв'язку, який є глобальним. Слід зазначити також і те, що на відміну від методу зворотнього зв'язку, який дозволяє ослабити збурення біля резонансних піків, метод контролю по збуреннях вирішує задачу повного гасіння збурень на будь-якій частоті, генеруючи вторинний сигнал в протифазі до основного.

В якості підтвердження останнього в роботі [6] були проведені експериментальні дослідження, в ході яких вивчалась можливість використання п'єзоелектричної кераміки в якості сенсорів і актуаторів при статичних і динамічних режимах роботи на моделі ортотропної пластини. Активне гасіння вібрацій пластини здійснювалося на основі використання схеми управління зі зворотнім зв'язком за швидкістю переміщень.

**Висновки.** Отримані результати [6] свідчать про ефективність активного управління вібраціями, оскільки при цьому відбувається гасіння максимальних амплітуд коливань на першій власній частоті на 37% на другій - на 41%.

**Список літератури:** 1. *Udd E. Fiber optic smart structures / E. Udd* – Wiley-interscience, 1995. – 688 p. 2. *Monner H.P. Smart materials for active noise and vibration reduction / H.P. Monner // Keynote paper novem – noise and vibration: emerging methods, April 2005.* – Saint-Raphael, France. – P. 18-21. 3. *Janocha H. Adaptronics and smart structures: basics, materials, design, and applications / H. Janocha* – Springer: 2nd. rev. ed. edition, 2007. – 544 p. 4. *Flotow A.H. Wave-absorbing controllers for a flexible beam / A.H. Flotow, B. Schäfer // Journal of guidance control and dynamics – 1986. – 9(6). – P. 673-680.* 5. *Ishihama M. Vibration suppression of space-frame body structure by active dynamic damper and adaptive feed-forward control scheme / M. Ishihama, S. Izuka // Proc int conf motion vib control – 2002. – Vol.6, № 1. – P. 82-87.* 6. *Клітной В.В. Активне гасіння вібрацій в пластинчастих елементах конструкцій із ортотропного матеріалу: автореф. к.т.н. НТУ «ХПІ», Харків, 2009.*

*Надійшла до редколегії 02.03.2012*

**C.I. КОНДРАШОВ**, д-р техн. наук, проф., зав. каф. НТУ "ХПІ";

**I.B. ГРИГОРЕНКО**, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПІ";

**A.C. БЕЛЄВЦОВА**, студентка, магістр НТУ "ХПІ"

## **СИСТЕМА БЕЗДЕМОНТАЖНОГО ЛАЗЕРНОГО КОНТРОЛЮ ГЕОМЕТРИЧНИХ РОЗМІРІВ ТА ЯКОСТІ ПОВЕРХНІ ДЕТАЛЕЙ**

У статті розглянуті питання побудови системи лазерного контролю геометричних величин і якості поверхні деталей. Був освітлений основний підхід до оцінки якості поверхні виробів, проведений аналіз можливих погрішностей системи.

В статье рассмотрены вопросы построения системы лазерного контроля геометрических величин и качества поверхности деталей. Был освещен основной подход к оценке качества поверхности изделий, проведен анализ возможных погрешностей системы.

In the article questions of the construction of the laser control system of geometric and surface quality of parts. Was covered basic approach to assessing the quality of the surface of products, the analysis of possible errors in the system.

**Постановка проблеми.** На машинобудівних підприємствах виникає проблема визначення геометричних розмірів деталі та її якості поверхні (рис.1). Дану проблему можна вирішити комплексно, якщо задіяти систему лазерного контролю геометричних розмірів та якості поверхні деталей. Основний підхід до оцінки параметрів поверхні виробів складається з двох етапів: безпосереднє сканування та розрахунок, тобто контроль геометричних розмірів деталі на площині включає в себе як сам принцип отримання зображення, так і спосіб обчислення отриманих даних після сканування об'єкта для розрахунку його реальних розмірів. Контроль якості поверхні, або шорсткості поверхні деталі, розкривається двобічно: як контроль двовимірної площини та контроль виробів складної форми, що входять до складу технологічних систем, тобто можуть визначатися межі контуру деталі.

**Аналіз літератури.** Пропонується використовувати дану систему лазерного контролю на метало оброблюваних станках. При такому варіанті використання до сумарної похибки буде входити похибка від неоднорідності повітряного шару через пари мастильно-охолоджувальних матеріалів і розігрітої деталі. У роботі [1] проведений аналіз роботи системи лазерного контролю і розглядається приблизна модель оптичної системи, але в ній не розглядаються можливі похибки даної вимірювальної системи, переваги її використання.

**Метою статті** є розвиток і уdosконалення методів безконтактного контролю геометричних розмірів та якості поверхні деталі, при яких використовуються оптичні системи контролю.

Дані системи, як правило, реалізують два методи - тіньовий і контроль у відбитому світлі. У першому випадку вимірюються розміри тіні від предмета, у другому - вимірюються амплітудно-фазові характеристики відбитого світла, за якими визначаються параметри контролюваної поверхні.

Метод оптичного контролю найбільшою мірою підходить для високоточного безконтактного вимірювання геометричних розмірів поверхонь деталей.

Принципова схема оптичного контролю геометрій поверхні (рис. 1) включає наступні елементи: 1 - джерело монохроматичного світла, 2 - дзеркала, 3 - лінзи, 4 - дифракційну решітку, 5 - коригувальне дзеркало, 6 - деталь, 7 - телевізійну камеру (TV), 8 - плату сполучення, 9 - комп'ютер. Дані система має високу ізоляцію від стороннього світла і пилу, низькочутлива до вібрації. Вільний доступ забезпечений тільки до місця встановлення деталі.

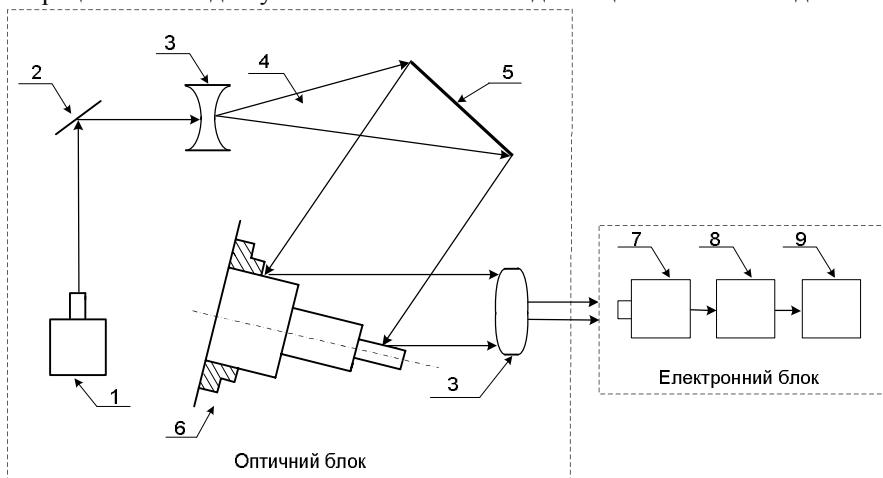


Рис. Оптична система контролю

Основою даного вимірювального приладу є система дзеркал і лінз. Принцип роботи системи лазерного контролю складається з наступних етапів. Об'єкт вимірювання встановлюється й жорстко закріплюється в спеціальному захоплюваному пристрой. Від джерела монохроматичного світла походить світловий пучок, який відображається від поверхні дзеркала для потрапляння на лінзу. Після надходження на лінзу пучок заломлюється і, відображаючись від коригувального дзеркала, освітлює досліджувану деталь. Освітлення деталі і являє собою сканування її поверхні і геометричних параметрів. Двоопукла лінза передає напрямлений світловий потік на телевізійну камеру, яка фіксує зображення у вигляді масиву чисел, елементи якого характеризують інтенсивність світлового потоку, що потрапляє на кожен елемент фотоматриці, а потім передає всі вихідні дані на ПК.

Результати обробки поверхні видаються комп'ютером у вигляді таблиць на екран і на друк. Відхилення геометричних параметрів даного вимірюваного об'єкта в усіх перетинах поверхні фіксуються і порівнюються з параметрами заданої комп'ютером моделі. Дані, отримані від вимірювальної системи, дозволяють коригувати траекторію переміщення інструмента щодо деталі.

Масштабування зображень, що фіксуються на телекамери, може також виконуватися з використанням еталонної фігури, в якості якої може бути прийнята, наприклад, високоточна фасонна поверхня на захоплюваному пристрой робота. Зображення еталонної фігури фіксується в умовних одиницях. Знаючи розміри еталонної фігури в міліметрах, можна визначити масштаб для бази кріплення. При роботі з об'єктами випуклої форми необхідно враховувати властивість тривимірної аберрації об'єктива. Час контролю і розрахунку однієї деталі визначається швидкодією комп'ютера [1].

Зображення в телекамері фіксується за (0,01- 0,001 сек.). Це зводить до мінімуму вплив механічних вібрацій і дозволяє отримати потрібну швидкодію. Крім телекамери, система контролю (рис. 1) включає джерело освітлення, яке кріпиться на жорсткій базі таким чином, щоб світло від нього потрапляло на контрольований об'єкт.

Для контролю якості обробки поверхні (шорсткості поверхні) застосовується тільки спосіб контролю у відбитому світлі [1].

У процесі вимірювання беруть участь об'єкт і прилад. На результат вимірювання впливають зовнішні умови, при яких виробляються виміри. Кожен з цих факторів вносить похибки в результат вимірювання. При оптичних вимірюваннях існує 4 джерела похибок: похибки, що пов'язані з об'єктом вимірювання (шорсткість поверхні, якість виготовлення поверхні, розмір деталі, неоднорідність матеріалу, з якого виготовлена деталь), похибки, пов'язані з самою системою, похибки від приймачів випромінювання, похибки від нестабільності умов вимірювання. Запишемо формулу сумарної похибки, приймаючи до уваги, що дані похибки носять випадковий характер [3]:

$$\delta_{\Sigma}^2 = k \sqrt{\delta_{OB}^2 + \delta_{SLK}^2 + \delta_{PV}^2 + \delta_{UV}^2}, \quad (1)$$

де  $k$ - коефіцієнт, який при довірчій ймовірності  $P=0,95$  дорівнює 1,1,

$\delta_{OB}$  - похибка об'єкта вимірювання,

$\delta_{SLK}$  - похибка системи лазерного контролю,

$\delta_{PV}$  - похибка приймачів вимірювання,

$\delta_{UV}$  - похибка від нестабільності умов вимірювання.

**Висновки.** Оптичні системи контролю в порівнянні з електромеханічними володіють більш високою швидкодією [1], тому в даний час перевага все

частіше віддається оптичним приладам безконтактного контролю. Вони багато в чому позбавлені перелічених недоліків, прості в реалізації, володіють великою універсальністю і швидкодією. Усі лазерно-вимірювальні процеси піддаються повній автоматизації.

За допомогою лазерного контролю геометричних розмірів і якості поверхні виробів можна з більшою точністю визначати недоліки і похибки цих виробів, що дасть змогу виявити «слабкі» сторони способів виробництва і можливість його удосконалення. Введення лазерного контролю дасть можливість підвищити якість продукції, зменшити вплив суб'єктивної похибки через використання інформаційних технологій на стадії контролю продукції, зменшити витрати підприємства через відсутність необхідності бракування нейкісної продукції, тобто сприяє економічному розвитку підприємства.

**Перспективи подальших досліджень.** Принципова перевага голографічних методів контролю порівняно з іншими методами - практично повна відсутність вимог до поверхні об'єкту і до фізичних властивостей його матеріалу, а також можливість одночасного контролю значних (більше за  $1\text{m}^2$ ) площ поверхні контролюваного об'єкта [2].

В наступній статті буде представлений математичний апарат, за допомогою якого відбуваються обчислення реальних розмірів вимірюваного об'єкта і визначення якості його поверхні: метод здійснення контролю складних поверхонь у складі технологічних систем та контроль шорсткості, тобто будуть розкриті математичні основи оптичних систем контролю.

**Список літератури:** 1. Афонин В.Л., Макушин В.А. «Интеллектуальные робототехнические системы» //Интернет-университет информационных технологий - ИНТУИТ.ру, 2009.-с. 208. 2. Катулин В.А. «Перспективы применения газовых лазеров в технологических процессах»// Вестник Российской АН, 1982.-с.9. 3. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники// - К. : Высшая школа, 1983. – 455с.

*Надійшла до редколегії 13.05.2012*

**M.B. КУЗЬ**, канд. техн. наук, доцент кафедри Івано-Франківського університету права імені Короля Данила Галицького;

**O.E. СЕРЕДЮК**, д-р. техн. наук, професор, Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу

## МЕТОДОЛОГІЯ ВИЗНАЧЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕТАЛОНІВ ОДИНИЦІ ОБ'ЄМУ ГАЗУ

Проаналізовані джерела виникнення похибки програмного забезпечення вимірювальних систем. Оцінений вплив невідповідностей в роботі програмного забезпечення на погрішність програми. Розроблена методика визначення метрологічних характеристик програмного забезпечення обчислювального компонента еталонів одиниць об'єму газу.

Проанализированы источники возникновения погрешности программного обеспечения измерительных систем. Оценено влияние несоответствий в работе программного обеспечения на погрешность программы. Разработана методика определения метрологических характеристик программного обеспечения вычислительного компонента эталонов единиц объема газа.

Analyzed the source of the error of measuring software systems. Influence of inconsistencies in the software program error. A technique to determine the metrological characteristics of computer software component standards unit volume of gas.

**Постановка проблеми.** До складу всіх еталонів одиниць об'єму та об'ємної витрати газу входить інформаційно-вимірювальна система збору та обробки інформації про вимірювані параметри робочого середовища. Обчислювальний компонент системи організований на базі персонального комп'ютера, оснащеного необхідним програмним забезпеченням, яке розробляють виробники еталонів.

Чинні методичні документи встановлюють методи визначення та контролю метрологічних характеристик дзвоновимірювальних установок, еталонних лічильників газу, критичних сопел, РВТ ємностей і не містять методик визначення похибок програмного забезпечення еталонів, хоча вказують на необхідність оцінки цих похибок.

**Аналіз літератури.** В методичних документах [1,2] вказано, що перевірку програмного забезпечення проводять згідно експлуатаційної документації на повірочну установку, або за додатковою програмою шляхом імітації повірки лічильника (-ів) газу. Результати перевірки програмного забезпечення вважають позитивними, якщо виконуються вимоги, визначені експлуатаційною документацією на установку.

Експлуатаційна документація [3] встановлює наступну методику визначення похибки програми. Обчислену програмою похибку лічильника газу,

який повіряється на установці, перевіряють розрахунковим способом за формuloю наведеною в [4]:

$$\delta = \left[ \frac{V_i}{V_0} \times \frac{P_i}{P_0} \times \frac{T_0}{T_i} - 1 \right] \times 100\% , \quad (1)$$

де  $V_i$  – об’єм, виміряний  $i$ -тим лічильником, що перевіряють, м<sup>3</sup>;  $V_0$  – об’єм, вимірюаний еталонним лічильником газу, м<sup>3</sup>;  $P_i$  – абсолютний тиск на вході  $i$ -того лічильника, що перевіряють, Па;  $P_0$  – абсолютний тиск на вході еталонного лічильника газу, Па;  $T_0$  – абсолютна температура на вході еталонного лічильника газу, К;  $T_i$  – абсолютна температура на вході  $i$ -того лічильника, що перевіряють, К.

Програмне забезпечення вважають таким, що витримало тестування (відповідно до [3]), якщо різниця значень відносної похибки лічильників за результатом розрахунку за формулою (1) і визначеної при перевірці лічильників на установці не перевищує  $\pm 0,1\%$ .

Методика, наведена в [3], не дозволяє визначити похибку програмного забезпечення, а лише перевірити правильність написання рівняння (1) в коді програми. Не обґрунтованим є встановлення границі похибки величиною  $\pm 0,1\%$ . Не визначаються і якісні показники програмного забезпечення еталонів об’єму газу відповідно до вимог нормативного документа [5]. Були розроблені тільки методики визначення якісних показників лічильників газу [6–8]. В жодному чинному нормативному, методичному чи експлуатаційному документі, що регламентують вимоги до технічних характеристик еталонів об’єму газу, не наведені сертифікаційні чи метрологічні моделі програмного забезпечення, що входить до складу обчислювальних компонентів цих еталонів. В роботі [9] наведені процедури оцінювання метрологічних характеристик обчислювальних компонентів вимірювальних інформаційних систем методом динамічного тестування (експериментально) і відсутня номенклатура складових похибки, що визначається при статичному тестуванні (аналізі коду програм).

**Мета статті.** Для об’єктивного визначення похибки програми необхідно виявити всі можливі невідповідності в роботі програмного забезпечення та оцінити їх вплив на похибку програми.

**Методика визначення похибки програмного забезпечення еталонів одиниці об’єму газу.** Визначити метрологічні характеристики програмного забезпечення можна під час звірення еталонів одиниці об’єму та об’ємної витрати газу за допомогою еталонів передавання, оскільки процедура звірення охоплює роботу всіх вимірювальних каналів інформаційно-вимірювальної системи еталонів.

За результатами статичного тестування (перевірки програмного коду) існуючого програмного забезпечення еталонів одиниці об'єму та об'ємної витрати газу розроблена нижчевикладена методика визначення похибки програмного забезпечення еталонів.

При кожному вимірюванні за встановленого значення об'ємної витрати проводять запис наступних параметрів:

- контрольного об'єму, що пропущено через еталон передавання ( $V_{Kj}$ ),  $\text{m}^3$ ;
- кількості імпульсів з еталона передавання ( $N_{ji}$ );
- надлишкового тиску в повірочній установці, що звіряється ( $P_{Ei}$ ) та перед (або на) еталоні передаванні, ( $P_{ji}$ ),  $\text{Pa}$ ;
- температури у еталоні ( $t_{Eji}$ ), та на виході (вході) в еталон передавання ( $t_{ji}$ ),  $^\circ\text{C}$
- атмосферного тиску ( $P_{aj}$ ),  $\text{Pa}$ .

Для кожного  $i$ -го вимірювання за даного  $j$ -того значення об'ємної витрати проводять наступні обчислення:

- значення об'єму, що пройшов через еталон приведений до умов установки, що звіряється:

$$V_{ji} = V_{Kj} \cdot \frac{P_{aj} + P_{Eji}}{P_{aj} + P_{ji}} \cdot \frac{t_{ji} + 273,15}{t_{Eji} + 273,15}, \quad (2)$$

- коефіцієнта перетворення еталона передавання:

$$K_{ji} = \frac{N_{ji}}{V_{ji}}, \quad (3)$$

тоді

$$K_{ji} = \frac{N_{ji}}{V_{Kj}} \cdot \frac{P_{aj} + P_{ji}}{P_{aj} + P_{Eji}} \cdot \frac{t_{Eji} + 273,15}{t_{ji} + 273,15}. \quad (4)$$

Якщо програма не містить процедури вилучення промахів, тоді похибка від недостовірності вхідних даних ( $\delta_{H01}$ ) дляожної вимірюної величини визначається за формулами:

$$\delta_{H01}(N) = \max \begin{cases} \frac{N_{\max} - \overline{N}_{ji}}{\overline{N}_{ji}} \cdot 100\% \\ \frac{N_{\min} - \overline{N}_{ji}}{\overline{N}_{ji}} \cdot 100\% \end{cases}, \quad (5)$$

$$\delta_{H01}(P_a) = \max \begin{cases} \frac{P_{a\max} - \overline{P}_{aj}}{\overline{P}_{aj}} \cdot 100\% \\ \frac{P_{a\min} - \overline{P}_{aj}}{\overline{P}_{aj}} \cdot 100\% \end{cases}, \quad (6)$$

$$\delta_{H01}(P) = \max \begin{cases} \frac{P_{\max} - \overline{P}_{ji}}{\overline{P}_{ji}} \cdot 100\% \\ \frac{P_{\min} - \overline{P}_{ji}}{\overline{P}_{ji}} \cdot 100\% \end{cases}, \quad (7)$$

$$\delta_{H01}(P_E) = \max \begin{cases} \frac{P_{E\max} - \overline{P}_{Eji}}{\overline{P}_{Eji}} \cdot 100\% \\ \frac{P_{E\min} - \overline{P}_{Eji}}{\overline{P}_{Eji}} \cdot 100\% \end{cases}, \quad (8)$$

$$\delta_{H01}(t_E) = \max \begin{cases} \frac{t_{E\max} - \overline{t}_{Eji}}{\overline{t}_{Eji}} \cdot 100\% \\ \frac{t_{E\min} - \overline{t}_{Eji}}{\overline{t}_{Eji}} \cdot 100\% \end{cases}, \quad (9)$$

$$\delta_{H01}(t) = \max \begin{cases} \frac{\overline{t_{\max}} - \overline{t_{ji}}}{\overline{t_{ji}}} \cdot 100\% \\ \frac{\overline{t_{\min}} - \overline{t_{ji}}}{\overline{t_{ji}}} \cdot 100\% \end{cases}, \quad (10)$$

де  $N_{\max}, P_{a\max}, P_{\max}, P_{E\max}, t_{E\max}, t_{\max}$  та  $N_{\min}, P_{a\min}, P_{\min}, P_{E\min}, t_{E\min}, t_{\min}$  – максимальні та мінімальні значення вимірюваних величин, відповідно.

У випадку використання середньостатистичних або приблизних значень параметрів, які не вимірюються, наприклад, внесення оператором в програму середнього для даної місцевості, в якій експлуатується еталон, атмосферного (барометричного) тиску ( $\delta_{C01}$ ) або програмного переприсвоєння значення фізичної величини замість вимірюваного якогось згенерованого або середнього значення ( $\delta_{\phi01}$ ), визначається за формулами:

$$\delta_{C01;\phi01}(N) = \frac{N_{cep,\approx,\Pi} - N_{ji}}{N_{ji}} \cdot 100\%, \quad (11)$$

$$\delta_{C01;\phi01}(P_a) = \frac{P_{a\text{cep},\approx,\Pi} - P_{a\text{j}}}{P_{a\text{j}}} \cdot 100\%, \quad (12)$$

$$\delta_{C01;\phi01}(P) = \frac{P_{cep,\approx,\Pi} - P_{ji}}{P_{ji}} \cdot 100\%, \quad (13)$$

$$\delta_{C01;\phi01}(P_E) = \frac{P_{E\text{cep},\approx,\Pi} - P_{Ej}}{P_{Ej}} \cdot 100\%, \quad (14)$$

$$\delta_{C01;\phi01}(t_E) = \frac{t_{E\text{cep},\approx,\Pi} - t_{Ej}}{t_{Ej}} \cdot 100\%, \quad (15)$$

$$\delta_{C01;\phi01}(t) = \frac{t_{cep,\approx,\Pi} - t_{ji}}{t_{ji}} \cdot 100\%. \quad (16)$$

Відхилення результатів обчислень програмою у випадку використання числових методів, що відрізняються від описаних в програмній документації, визначаються за формулою:

$$\delta_{C02}(N) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } S_2 \leq S_1 \\ \frac{N_{\text{анр2}i} - N_{\text{експ}i}}{N_{\text{експ}i}} \cdot 100\%, & \text{якщо } S_2 > S_1 \end{cases}. \quad (17)$$

Середньоквадратичне відхилення (СКВ) обчислених значень фізичної величини за методом, описаним в програмній документації  $S_1$  та за методом, відтвореним в програмі  $S_2$ :

$$S_1 = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (N_{\text{анр1}i} - N_{\text{експ}i})^2}{n(n-1)}}, \quad (18)$$

$$S_2 = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (N_{\text{анр2}i} - N_{\text{експ}i})^2}{n(n-1)}}, \quad (19)$$

де  $N_{\text{анр1}}$  та  $N_{\text{анр2}}$  – значення фізичної величини обчислені за методом, описаним в програмній документації та за методом, відтвореним в програмі;  $N_{\text{експ}}$  – експериментальні значення,  $n$  – кількість точок вимірювання.

Відхилення внесеної в програму і отриманої за результатами метрологічної атестації градуювальних характеристик датчиків фізичних величин, що використовуються в еталонах одиниці об'єму та об'ємної витрати газу, визначається за формулами:

$$\delta_{Y01}(P_a) = \max\left(\frac{P_{a\Pi i} - P_{aMi}}{P_{aMi}}\right) \cdot 100\%, \quad (20)$$

де  $P_{a\Pi i}$ ,  $P_{aMi}$  – значення фізичної величини, визначені за формулою градуювальної характеристики датчика, внесеної до програми та визначені за результатами метрологічної атестації на  $i$ -тій точці, відповідно.

Аналогічно

$$\delta_{Y01}(P) = \max\left(\frac{P_{\Pi i} - P_{Mi}}{P_{Mi}}\right) \cdot 100\%, \quad (21)$$

$$\delta_{y01}(P_E) = \max\left(\frac{P_{E\Pi i} - P_{EMi}}{P_{EMi}}\right) \cdot 100\% , \quad (22)$$

$$\delta_{y01}(t_E) = \max\left(\frac{t_{E\Pi i} - t_{EMi}}{t_{EMi}}\right) \cdot 100\% , \quad (23)$$

$$\delta_{y01}(t) = \max\left(\frac{t_{\Pi i} - t_{Mi}}{t_{Mi}}\right) \cdot 100\% . \quad (24)$$

Достатність отриманої інформації для продовження роботи оцінюється формулою:

$$\delta_{301}(P) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } l \geq n \\ \frac{\left( \sum\limits_{i=1}^l P_i - \sum\limits_{i=1}^n P_i \right)}{l - n} \cdot 100\%, & \text{якщо } l < n \end{cases}, \quad (25)$$

де  $n$  – необхідна (достатня) кількість значень фізичної величини,  $l$  – фактична кількість отриманих значень.

$$\delta_{301}(P_E) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } l \geq n \\ \frac{\left( \sum\limits_{i=1}^l P_{Ei} - \sum\limits_{i=1}^n P_{Ei} \right)}{l - n} \cdot 100\%, & \text{якщо } l < n \end{cases}, \quad (26)$$

$$\delta_{301}(t_E) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } l \geq n \\ \left( \frac{\sum\limits_{i=1}^l t_{Ei}}{l} - \frac{\sum\limits_{i=1}^n t_{Ei}}{n} \right) \cdot 100\%, & \text{якщо } l < n \end{cases}, \quad (27)$$

$$\delta_{301}(t) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } l \geq n \\ \left( \frac{\sum\limits_{i=1}^l t_i}{l} - \frac{\sum\limits_{i=1}^n t_i}{n} \right) \cdot 100\%, & \text{якщо } l < n \end{cases}. \quad (28)$$

Вплив кількості знаків після коми в результатах обчислень, які видаються програмою на метрологічні характеристики повірочних установок оцінюється похибкою:

$$\delta_{E01}(N) = \frac{10^{-f(N)}}{N} \cdot 100\%, \quad (29)$$

де  $f$  - наявний в результаті знак після коми.

$$\delta_{E01}(V_K) = \frac{10^{-f(V_K)}}{V_K} \cdot 100\%, \quad (30)$$

$$\delta_{E01}(P_a) = \frac{10^{-f(P_a)}}{P_a} \cdot 100\%, \quad (31)$$

$$\delta_{E01}(P) = \frac{10^{-f(P)}}{P} \cdot 100\% , \quad (32)$$

$$\delta_{E01}(P_E) = \frac{10^{-f(P_E)}}{P_E} \cdot 100\% , \quad (33)$$

$$\delta_{E01}(t_E) = \frac{10^{-f(t_E)}}{t_E} \cdot 100\% , \quad (34)$$

$$\delta_{E01}(t) = \frac{10^{-f(t)}}{t} \cdot 100\% , \quad (35)$$

$$\delta_{E01}(K) = \frac{10^{-f(K)}}{K} \cdot 100\% . \quad (36)$$

Границя невиключеної систематичної похибки (НСП) програмного за-  
безпечення еталонів об'єму та об'ємної витрати газу визначається за форму-  
лою:

$$\Theta = \pm 1,1 \sqrt{\left( \frac{\partial K}{\partial N} \cdot \delta_1(N) \right)^2 + \left( \frac{\partial K}{\partial P_a} \cdot \delta_1(P_a) \right)^2 + \left( \frac{\partial K}{\partial P} \cdot \delta_1(P) \right)^2 + \left( \frac{\partial K}{\partial P_E} \cdot \delta_1(P_E) \right)^2 + \left( \frac{\partial K}{\partial t_E} \cdot \delta_1(t_E) \right)^2 + \left( \frac{\partial K}{\partial t} \cdot \delta_1(t) \right)^2} , \quad (37)$$

де

$$\frac{\partial K}{\partial N} = \frac{1}{V_{Kj}} \cdot \frac{P_{aj} + P_{ji}}{P_{aj} + P_{Eji}} \cdot \frac{t_{Eji} + 273,15}{t_{ji} + 273,15} , \quad (38)$$

$$\frac{\partial K}{\partial P_a} = \frac{N_{ji}}{V_{Kj}} \cdot \frac{P_{Eji} - P_{ji}}{(P_{aj} + P_{Eji})^2} \cdot \frac{t_{Eji} + 273,15}{t_{ji} + 273,15} , \quad (39)$$

$$\frac{\partial K}{\partial P_{ji}} = \frac{N_{ji}}{V_{Kj}} \cdot \frac{1}{P_{aj} + P_{Eji}} \cdot \frac{t_{Eji} + 273,15}{t_{ji} + 273,15} , \quad (40)$$

$$\frac{\partial K}{\partial P_{Eji}} = -\frac{N_{ji}}{V_{Kj}} \cdot \frac{P_{aj} + P_{ji}}{(P_{aj} + P_{Eji})^2} \cdot \frac{t_{Eji} + 273,15}{t_{ji} + 273,15}, \quad (41)$$

$$\frac{\partial K}{\partial t_{Eji}} = \frac{N_{ji}}{V_{Kj}} \cdot \frac{P_{aj} + P_{ji}}{P_{aj} + P_{Eji}} \cdot \frac{1}{t_{ji} + 273,15}, \quad (42)$$

$$\frac{\partial K}{\partial t_{ji}} = -\frac{N_{ji}}{V_{Kj}} \cdot \frac{P_{aj} + P_{ji}}{P_{aj} + P_{Eji}} \cdot \frac{t_{Eji} + 273,15}{(t_{ji} + 273,15)^2}, \quad (43)$$

$$\delta_1(N) = \sqrt{(\delta_{H01}(N))^2 + (\delta_{C01;\Phi01}(N))^2}, \quad (44)$$

$$\delta_1(P_a) = \sqrt{(\delta_{H01}(P_a))^2 + (\delta_{C01;\Phi01}(P_a))^2}, \quad (45)$$

$$\delta_1(P) = \sqrt{(\delta_{H01}(P))^2 + (\delta_{C01;\Phi01}(P))^2}, \quad (46)$$

$$\delta_1(P_E) = \sqrt{(\delta_{H01}(P_E))^2 + (\delta_{C01;\Phi01}(P_E))^2}, \quad (47)$$

$$\delta_1(t_E) = \sqrt{(\delta_{H01}(t_E))^2 + (\delta_{C01;\Phi01}(t_E))^2}, \quad (48)$$

$$\delta_1(t) = \sqrt{(\delta_{H01}(t))^2 + (\delta_{C01;\Phi01}(t))^2}. \quad (49)$$

Обчислення за формулами (44) – (49) проводяться із врахуванням формул (5) – (16).

Середньоквадратичне відхилення результатів вимірювання (СКВ) визначається за формулою:

$$S = \sqrt{\left( \frac{\partial K}{\partial N} \right)^2 \cdot (\delta_2(N))^2 + \left( \frac{\partial K}{\partial P_a} \right)^2 \cdot (\delta_2(P_a))^2 + \left( \frac{\partial K}{\partial P} \right)^2 \cdot (\delta_2(P))^2 + \left( \frac{\partial K}{\partial P_E} \right)^2 \cdot (\delta_2(P_E))^2 + \left( \frac{\partial K}{\partial t_E} \right)^2 \cdot (\delta_2(t_E))^2 + \left( \frac{\partial K}{\partial t} \right)^2 \cdot (\delta_2(t))^2}, \quad (50)$$

де

$$\delta_2(N) = \delta_{C02}(N), \quad (51)$$

$$\delta_2(P_a) = \delta_{y01}(P_a), \quad (52)$$

$$\delta_2(P) = \sqrt{(\delta_{y01}(P))^2 + (\delta_{z01}(P))^2}, \quad (53)$$

$$\delta_2(P_E) = \sqrt{(\delta_{y01}(P_E))^2 + (\delta_{z01}(P_E))^2}, \quad (54)$$

$$\delta_2(t_E) = \sqrt{(\delta_{y01}(t_E))^2 + (\delta_{z01}(t_E))^2}, \quad (55)$$

$$\delta_2(t) = \sqrt{(\delta_{y01}(t))^2 + (\delta_{z01}(t))^2}. \quad (56)$$

Часткові похідні у формулі (50) визначаються за формулами (38) – (43), а обчислення за формулами (51) – (56) проводяться із врахуванням формул (17), (20) – (28).

Середнє квадратичне відхилення суми невиключених систематичних і випадкових похибок програмного забезпечення, з врахуванням формул (37) і (50), визначається за формулою:

$$S_\Sigma = \sqrt{S^2 + \frac{\Theta^2}{3}}. \quad (57)$$

Похибка програмного забезпечення, з врахуванням формул (29) - (36) і (57), визначається за формулою:

$$\delta_{\Pi3} = \sqrt{(S_\Sigma)^2 + \sum_{i=1}^8 (\delta_{E01})_i^2}. \quad (58)$$

**Висновки.** Розроблена методика може бути складовою частиною методичних документів [1,2] та інших чинних, в тому числі експлуатаційних документів, що поширюються на еталони одиниць об'єму та об'ємної витрати газу.

Предметом подальших наукових досліджень буде розроблення методики визначення метрологічних характеристик програмного забезпечення вимірювальних комплексів, коректорів та обчислювачів об'єму газу.

**Список літератури:** 1. Метрологія. Установки повірочні дзвонового типу. Типова програма та методика державної метрологічної атестації: МДУ 025/03-2006. - [Чинний від 2006-05-18]. – Івано-Франківськ: Івано-Франківськстандартметрологія 2006. – 47 с. – (Методичний документ з метрології). 2. Метрологія. Робочі еталони об'єму газу типу PVT. Програма і методика державної метрологічної атестації. - [Чинний від 2004-04-27]. – Івано-Франківськ: Івано-Франківськстандартметрологія 2004. – 13 с. – (Методичний документ з метрології). 3. 562.М.Т.407368.024-24 НЕ Установка комп’ютеризована для визначення та контролю метрологічних характеристик побутових лічильників газу „Темпо-3”МР. Настанова з експлуатації. 4.

Метрологія. Лічильники газу побутові. Методи та засоби повірки: Р 50-071-98. - [Чинний від 1999-01-01]. – К: Держстандарт України 1998. – 26 с. – (Рекомендації). **5.** Оценка качества программных средств. Общие положения: ГОСТ 28195-89. – [Чинний від 1990-07-01]. – М.: Издательство стандартов, 1990. – 48 с. – (Міждержавний стандарт). **6.** Середюк Д.О. Методика визначення коефіцієнтів вагомості складових комплексного показника якості лічильників газу// Методи та прилади контролю якості/ Д.О. Середюк, І.С. Кісіль. – 2005. - №15. – С. 12-15. **7.** Середюк Д.О. Математична модель діагностування технічного стану побутових лічильників газу// Наукові вісті Галицької Академії/ Д.О. Середюк, О.С. Середюк, В.В. Костинок. – 2005.- №2(8). – С. 17-22. **8.** Петришин І.С. Сертифікаційна модель лічильника газу// Методи та прилади контролю якості/ І.С. Петришин. - 2000. - №5. – С. 54-57. **9.** Кричевець О. Метрологічне забезпечення обчислювальних компонентів вимірювальних інформаційних систем// Метрологія та прилади/ О. Кричевець. – 2012. – №2. – С. 37-42.

*Поступила в редакцию 10.02.2012*

**Ю.Ф. ПАВЛЕНКО**, д-р. техн. наук, проф. НТУ “ХПІ”;

**I.C. КРАВЧЕНКО**, магістр НТУ “ХПІ”;

**В.М. КОЩІЙ**, магістр НТУ “ХПІ”

## МЕТОДИКА ВИМІРЮВАННЯ НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ МОДУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ У ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИЙМАЧАХ

У статті розглянуто метод виміру нелінійних спотворень амплітудно- і частотно-модульованих сигналів в тракті вимірювального приймача (модулометра), в якому як критерій нелінійних спотворень використовується комбінаційна складова, яка виникає при подачі на модулометр сигналу з двочастотною модуляцією.

В статье рассмотрен метод измерения нелинейных искажений амплитудно- и частотно-модулируемых сигналов в тракте измерительного приемника (модулометра), в котором в качестве критерия нелинейных искажений используется комбинированная составляющая, которая возникает при подаче на модулометр сигнала с двухчастотной модуляцией.

In the article the method of measuring of nonlinear distortions of the amplitude- and frequency-modulated signals is considered in the highway of susceptor in which as a criterion of nonlinear distortions a Petticoat constituent which arises up at a serve on susceptor signal with twofrequency modulation is used.

Одним з параметрів, який нормується у вимірювальних приймачах модульованих сигналів (модулометрах), є коефіцієнт нелінійних спотворень модуляції, що вноситься трактом модулометра.

Як правило, він нормується у формі коефіцієнта гармонік (КГ). Наприклад, якщо на вхід модулометра (в режимі частотної модуляції) подано частотно-модульований (ЧМ) сигнал з гармонічною модуляцією

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t),$$

де  $\frac{\omega}{2\pi} = f$  - несуча частота;  $\frac{\Omega}{2\pi} = F$  - модулююча частота;  $\frac{\Delta\omega}{\Omega} = \Delta f$  -

девіація частоти, то через нелінійність деяких пристрійв модулометра на вихід демодулятора виникають гармоніки модулюючої частоти, а коефіцієнт гармонік визначається за виразом:

$$K_f = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^m \Delta\omega_i^2}}{\Delta\omega_1} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^m U_i^2}}{U_1} \quad (1)$$

Якщо на виході модулометра включити вимірювач КГ, то при ідеально-му ЧМ сигналі на вході буде вимірюваний КГ модулометра. Цей метод одержав назву методу прямого вимірювання (рис.1).

Неважко побачити, що фактично в цьому методі буде вимірюна сума КГ генератора і модулометра, оскільки при формуванні ЧМ сигналу також мають місце спотворення ЧМ, сорозмірні зі спотвореннями в модулометрі.

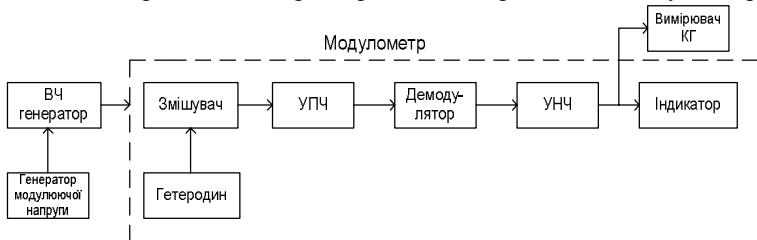


Рис. 1. Структурна схема методу прямого вимірювання

Таким чином, роздільна здатність методу прямого вимірювання обмежена рівнем КГ генератора.

В той же час сьогодні в Україні експлуатується значна кількість приладів закордонного виробництва з високими метрологічними характеристиками, які треба періодично калібрувати і повіряти для їх легітимного використання. Покупець цих приладів вимушений або звертатись в сервісні центри закордонних фірм (що дуже затратно і не завжди можливо), або в місцеві метрологічні лабораторії, які не завжди здатні виконати необхідні операції на достатньому рівні.

Нижче описано так званий «метод комбінаційних частот», який дозволяє вимірювати малі нелінійні спотворення модульованих сигналів в модулометрах (рис. 2). Цей метод добре відомий для вимірювання нелінійності квазілінійних чотирьохполюсників при гармонічному сигналі [1]. Він полягає в поданні двох гармонічних сигналів з частотами  $F_1$  і  $F_2$  на чотириполюсник, що досліджується, і використані в якості критерія нелінійних спотворень комбінаційних складових з частотами  $pF_1 \pm qF_2$  ( $p, q = 1, 2, 3, \dots$ ) в спектрі на виході чотирьохполюсника. В [1, 2] показано, що відношення амплітуд спектральних складових з комбінаційними частотами до амплітуд складових з частотами  $F_1$  або  $F_2$  перераховується в еквівалентний КГ за формулами (при  $U_{F_1} = U_{F_2}$ ):

$$K_{\Gamma 2} = \frac{U_{F_1 \pm F_2}}{U_{F_1}}; \quad (2)$$

$$K_{\Gamma 3} = \frac{4}{3} \cdot \frac{U_{F_1 \pm 2F_2}}{U_{F_1}} = \frac{4}{3} \cdot \frac{U_{2F_2 \pm F_1}}{U_{F_1}}. \quad (3)$$

Основною перевагою методу комбінаційних частот є те, що КГ випробувальних сигналів не впливають на роздільну здатність вимірювання КГ чотирьохполюсника.

Стосовно вимірювань нелінійних спотворень ЧМ сигналів у тракті модулометра метод полягає в формуванні ЧМ сигналу з двохчастотним модулюючим сигналом і вимірюванні складових з комбінаційними частотами  $\Delta\omega_{p\Omega_1+q\Omega_2}$ , які виникають через нелінійність тракту модулятора [2].

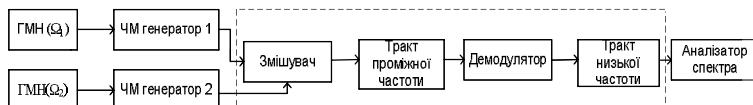


Рис. 2. Структурна схема реалізації методу комбінаційних частот (режим ЧМ)

Структурна схема пристрою для вимірювання комбінаційних спотворень в модулометрі наведена на рис. 2. За допомогою двох генераторів модулюючих напруг (ГМН) з частотами  $\Omega_1$  та  $\Omega_2$ , двох ЧМ генераторів і змішувача (зовнішнього або змішувача модулометра) формується вимірювальний ЧМ сигнал:

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \frac{\Delta\omega_1}{\Omega_1} \sin \Omega_1 t + \frac{\Delta\omega_2}{\Omega_2} \sin \Omega_2 t). \quad (4)$$

Цей сигнал подається на модулометр, на виході якого в результаті не лінійності демодуляційної характеристики ЧД і фазових характеристик лінійних вузлів виникають комбінаційні складові виду  $p\Omega_1 \pm q\Omega_2$ .

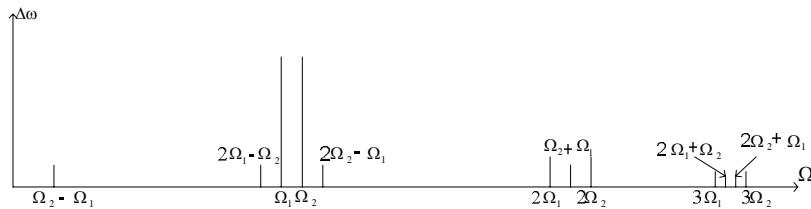


Рис. 3. Спектр сигналу на виході модулометра

Спектр сигналу на виході модулометра буде містити складові з частотами  $\Omega_1$  і  $\Omega_2$ , гармоніками цих частот  $p\Omega_1$  і  $q\Omega_2$ , а також комбінаційними частотами  $p\Omega_1 \pm q\Omega_2$  (рис. 3).

Критеріями нелінійних спотворень 2-го порядку є складові з частотами  $2\Omega_1$ ,  $2\Omega_2$ , а також  $\Omega_2 - \Omega_1$ ,  $\Omega_2 + \Omega_1$ , 3-го порядку – складові з частотами  $3\Omega_1$ ,  $3\Omega_2$ , а також  $2\Omega_1 \pm \Omega_2$ ,  $2\Omega_2 \pm \Omega_1$ . Як вже було сказано, в цьому методі в якості критеріїв нелінійності модулометра ми обираємо комбінаційні частоти.

Відношення  $\Delta\omega_{p\Omega_1+q\Omega_2} / \Delta\omega_{\Omega_2}$  вимірюється за допомогою аналізатора спектра (АС) та перераховується за формулами, аналогічними (2) та (3):

$$K_{\Gamma 2} = \frac{\Delta\omega_{\Omega_1 \pm \Omega_2}}{\Delta\omega_{\Omega_1}} = \frac{U_{\Omega_1 \pm \Omega_2}}{U_{\Omega_1}}; \quad (5)$$

$$K_{\Gamma 3} = \frac{4}{3} \cdot \frac{\Delta\omega_{2\Omega_1 \pm \Omega_2}}{\Delta\omega_{\Omega_1}} = \frac{4}{3} \cdot \frac{\Delta\omega_{\Omega_1 \pm 2\Omega_2}}{\Delta\omega_{\Omega_1}} = \frac{4}{3} \cdot \frac{U_{\Omega_1 \pm 2\Omega_2}}{U_{\Omega_1}} = \frac{4}{3} \cdot \frac{U_{\Omega_1 \pm 2\Omega_2}}{U_{\Omega_1}}. \quad (6)$$

На відміну від методу прямого вимірювання в цьому методі нелінійності ЧМ генераторів не впливають на результати вимірювання КГ модулометра, оскільки кожен з генераторів модулюється однією частотою. Тому комбінаційні складові можуть виникнути лише в модулометрі. Іншими словами, метод дозволяє досліджувати прецизійні прилади за допомогою непрецизійних, що є його головною перевагою.

Схема вимірювання КГ модулометра в режимі амплітудної модуляції дещо відрізняється. Тут використовується лінійний суматор двох АМ сигналів з однією несучою частотою і різними модулюючими частотами (рис. 4).

За допомогою двох генераторів модулюючих напруг, двох амплітудних модуляторів, а також генератора несучих частот, загального для обох модулаторів, на виході лінійного суматора формується вимірювальний АМ сигнал:

$$u(t) = U_m (1 + m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t) \sin \omega t, \quad (7)$$

де  $m_1$  і  $m_2$  - коефіцієнти АМ з частотами  $\Omega_1$  і  $\Omega_2$ .

Сигнал (7) подається на вхід модулометра (режим АМ). Нелінійність вузлів модулометра приводить до того, що на виході модулометра з'являються комбінаційні складові виду  $p\Omega_1 \pm q\Omega_2$ . Як і в режимі ЧМ, комбінаційні складові у вимірювальному сигналі (формула 7) виникнути не можуть, оскільки кожний з амплітудних модуляторів модулюється тільки однією із частот:  $\Omega_1$  або  $\Omega_2$ , а суматор з лінійним пристроєм. Тому амплітуди  $U_{p\Omega_1 + q\Omega_2}$  комбінаційних складових на виході модулометра є мірою нелінійності його тракту й можуть бути перераховані в КГ за формулами, аналогічними для режиму ЧМ:

$$K_{\Gamma 2} = \frac{m_{\Omega_1 \pm \Omega_2}}{m_{\Omega_1}} = \frac{U_{\Omega_1 \pm \Omega_2}}{U_{\Omega_1}}; \quad (8)$$

$$K_{\Gamma 3} = \frac{4}{3} \cdot \frac{m_{2\Omega_1 \pm \Omega_2}}{m_{\Omega_1}} = \frac{4}{3} \cdot \frac{m_{\Omega_1 \pm 2\Omega_2}}{m_{\Omega_1}} = \frac{4}{3} \cdot \frac{U_{\Omega_1 \pm 2\Omega_2}}{U_{\Omega_1}} = \frac{4}{3} \cdot \frac{U_{\Omega_1 \pm 2\Omega_2}}{U_{\Omega_1}} \quad (9)$$

Наведемо приклад практичної реалізації цього методу для калібрування модулометра СКЗ-45. Калібрування КГ проводиться при максимальних значеннях девіації частоти і коефіцієнта АМ для даного приладу (для СКЗ-45)

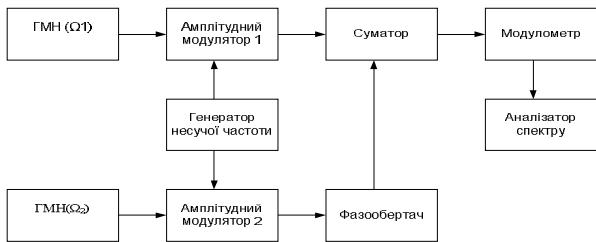


Рис. 4. Структурна схема методу комбінаційних частот (режим «АМ»)

$\Delta f_{\max} = 1000 \text{ кГц}$ ,  $m_{\max} = 100 \%$ ), а також для 1-2 проміжних значень (табл. 1).

Таблиця 1  
Значеннях девіації частоти і коефіцієнта АМ

№ п/п	Значення $\Delta f$ , кГц			Значення $m$ , %		
	$\Delta f_{\Omega_1}$	$\Delta f_{\Omega_2}$	$\Delta f_{\sum}$	$m_{\Omega_1}$	$m_{\Omega_2}$	$m_{\sum}$
1	50	50	100	25	25	50
2	100	100	200	40	40	80
3	500	500	1000	50	50	100

Рекомендовані значення модулюючих частот  $F_1$  і  $F_2$ , а також значення комбінаційних частот спектральних складових, які використовуються для вимірювання, наведені в таблиці 2.

Таблиця 2

Модулюючі частоти  $F_1$  і  $F_2$  та комбінаційні частоти спектральних складових

№	$F_1$ , кГц	$F_2$ , кГц	$F_2 - F_1$	$2F_2 - F_1$	$2F_1 - F_2$	$K_{F2}$	$K_{F3}$
1	0,9	1	0,1	1,1	0,8	$\frac{U_{\Omega_2 - \Omega_1}}{U_{\Omega_2}}$	$\frac{4}{3} \cdot \frac{U_{\Omega_1 \pm 2\Omega_2}}{U_{\Omega_1}} =$ $= \frac{4}{3} \cdot \frac{U_{\Omega_1 \pm 2\Omega_2}}{U_{\Omega_1}}$
2	9	10	1	11	8		
3	90	100	10	110	80		

Розглянемо процедуру вимірювання  $K_F$  для максимальних  $\Delta f$  і  $m$ .

Режим ЧМ:  $\Delta f_{\max} = 1000 \text{ кГц}$ .

Встановлюємо:  $\Delta f_{\Omega_1} = 500 \text{ кГц}$ ;  $\Delta f_{\Omega_2} = 500 \text{ кГц}$ ;  $\Delta f_{\sum} = 1000 \text{ кГц}$ .

Вимірюємо:  $\frac{\Delta f_{\Omega_2 - \Omega_1}}{\Delta f_{\Omega_1}} = -50$  дБ = 0,32 %;  $K_{\Gamma_2} = 0,32$  %.

Розраховуємо:  $\frac{\Delta f_{\Omega_2 - \Omega_1}}{\Delta f_{\Omega_1}} = -65$  дБ = 0,06 %;  $K_{\Gamma_3} = \frac{4}{3} \cdot 0,07 = 0,08$  % .

Режим АМ:  $m_{\max} = 100$  % .

Встановлюємо:  $m_{\Omega_1} = 50$  % ;  $m_{\Omega_2} = 50$  % ;  $m_{\sum} = 100$  % .

Вимірюємо:  $\frac{m_{\Omega_2 - \Omega_1}}{m_{\Omega_1}} = -45$  дБ = 0,56 %;  $K_{\Gamma_2} = 0,56$  % .

Розраховуємо:  $\frac{m_{\Omega_2 - \Omega_1}}{m_{\Omega_1}} = -70$  дБ = 0,03 %;  $K_{\Gamma_3} = \frac{4}{3} \cdot 0,03 = 0,04$  % .

**Висновки:** таким чином, метод комбінаційних частот може бути успішно використаний для вимірювання нелінійних спотворень модульованих сигналів у вимірювальних приймачах (модулометрах). Важливою перевагою цього методу є той факт, що при його реалізації не висуваються жорсткі вимоги до джерел модульованих сигналів, що дозволяє проводити калібрування (повірку) прецизійних модулометрів непрецизійними генераторами. Метод реалізується за допомогою промислових приладів і знайшов широке використання в метрологічній практиці.

**Список літератури:** 1. Соловьев Н. Н. . Измерительная техника в проводной связи. Ч. III. Измерения параметров, характеризующих искажения сигналов связи / Н. Н. Соловьев. – М. : Связь, 1971. – 304 с. 2. Болмусов Ю. Д., Павленко Ю. Ф., Соколовский Н. П. Метрологическое обеспечение измерителей модуляции . – М. : Военное издательство, 1992. – 192 с.

Надійшла до редколегії 08.04.2012

**УДК 681.518**

**P.YO. ХАРЧЕНКО**, аспирант, ст. преп. Одесської національної морської академії;

**B.C. МИХАЙЛЕНКО**, канд. техн. наук, доц. Одесської державної академії холода

## **АНАЛИЗ АДАПТИВНЫХ МЕТОДОВ НАСТРОЙКИ НЕЧЕТКИХ И ПИ-РЕГУЛЯТОРОВ В СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТАХ УПРАВЛЕНИЯ**

Выполнен анализ методов и операций по настройке САР СКП. Исследовано качество переходных процессов как традиционных так и предложенных методов при условиях влияния на системы разнообразных возмущений, предоставлены рекомендации по оптимизации процессов регуляции.

Виконано аналіз методів і операцій з настроювання САР СКП. Досліджено якість перехідних процесів як традиційних так й запропонованих методів за умов впливу на системи різноманітних збурень, надано рекомендації з оптимізації процесів регулювання.

The analysis methods and operations for setting up CAP SCR. Investigated the quality of the transition-processes of conventional and proposed methods in terms of impact on a variety of disturbances, recommendations on optimization of processes of regulation.

**Постановка проблемы.** Известно, что сложные объекты управления обладают рядом характеристик, существенно усложняющих создание их математических моделей [1,2]. Анализ научных публикаций в области систем автоматического регулирования (САР) сложных объектов показывает, что наиболее предпочтительным является применение адаптивных и интеллектуальных методов управления [1,3,4]. Однако вопрос выбора оптимальной методики и ее синтеза на действующем объекте остается открытым. В связи с этим авторами предлагается исследовать наиболее распространенные методы настройки адаптивных САР на примере систем кондиционирования воздуха (СКВ). Процесс автоматизации этих систем является трудоемкой задачей, требующей детального анализа основных характеристик и свойств контролируемых и возмущающих параметров.

**Анализ литературы.** Анализ научных исследований [4, 5] позволяет сделать вывод, что настройка САР СКВ в большинстве случаев включает в себя следующие этапы: определение статистических и динамических характеристик объекта (инерционность, коэффициенты усиления, кривые разгона, АФХ и др.); расчет по полученным данным настроек регуляторов; включение регуляторов с расчетными значениями установок в работу; корректировка установленных значений параметров динамической настройки т.к. математические модели исследуемых процессов получены в результате аппроксимации и линеаризации расчетных характеристик.

Динамические характеристики объектов управления (устройств СКВ и помещения) могут быть определены как расчетным путем, так и эксперимен-

тальным. Проведем анализ традиционных методов нахождения математических моделей и вычисления по ним настроек регулятора:

1. *Расчетные* (аналитические) методы заключаются в составлении системы дифференциальных уравнений описывающих изменение технологических параметров и получении передаточных функций объектов.

2. В практике наладочных работ обычно используют экспериментальные данные, так как их проще получить и они позволяют учсть отклонения конструкций аппаратов и самих процессов от идеальных, используемых в расчетных методах. *Экспериментальный метод* выбирают с учетом требуемой точности, особенностей объекта, возможных и допустимых отклонений параметров регулирования от номинальных, помехозащищенности процесса и т. п. Наиболее простым способом настройки регуляторов является настройка по временным характеристикам объекта. Этот способ предполагает выполнение следующих операций: снятие кривой разгона (кривая отклика регулируемого параметра на ступенчатое изменение регулирующего воздействия); построение переходной характеристики; сравнение характеристик с типовыми и определение типа объекта; определение параметров объекта:  $T_{об}$ ,  $\tau_{об}$ ,  $k_{об}$ ; расчет и установка значений настроек регулятора.

3. Более точную динамическую модель объекта отражает амплитудно-фазовая характеристика. Однако методики определения настройки регуляторов по частотным характеристикам [6] достаточно трудоемки и требуют специальной аппаратуры, к примеру, генератора синусоидальных колебаний и фильтра. Анализ АФХ наиболее часто применим при *активных методах адаптивного регулирования*.

4. Четвертый ряд методов настроек подразумевает использование опыта эксперта – наладчика САР, данные алгоритмы широко используются при создании интеллектуальных регуляторов, например, нечетких контроллеров и называются *экспертными*.

**Цель статьи.** Проведение детального анализа наиболее распространенных методов настройки типовых и нечетких регуляторов в СКВ и выработка рекомендаций по оптимизации исследуемых методов. Для сравнительного анализа в качестве примера выбора параметров для настройки регуляторов, рассмотрим одноконтурную систему регулирования температуры приточного воздуха с ПИ-регулятором (рис.1).

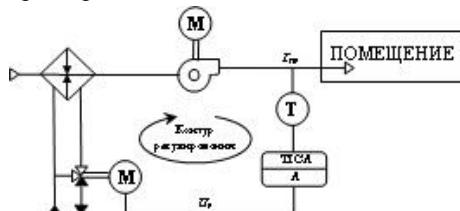


Рис. 1. Одноконтурная САР СКВ

**Экспериментальный метод.** Температура приточного воздуха на выходе из воздуховода контролируется термопреобразователем сопротивления. Управление трехходовым седельчатым клапаном осуществляется исполнительным механизмом с управляющим сигналом постоянного тока и рабочим диапазоном 2-10 В, номинальным ходом 20 мм и временем полного хода штока 150 с. В качестве регулятора может быть применен аналоговый или микропроцессорный измеритель-регулятор, позволяющий работу с термосопротивлением типа ТС100П (точность  $\pm 0,5\%$ ) и обеспечивающий на выходе унифицированный аналоговый сигнал 0-10 В. На систему подается единичный скачок в виде быстрого изменения положения трехходового клапана. Кривые разгона полученные по результатам эксперимента представлены на рис. 2.

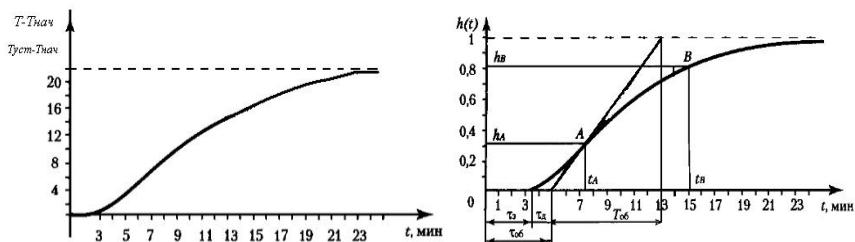


Рис. 2. Усредненная кривая разгона - а и переходная характеристика объекта - б

Определяем параметры объекта:

$$k_{об} = \frac{|T_{уст} - T_{нач}|}{\Delta U_p} = \frac{22}{4} = 5,5 \text{ }^{\circ}\text{C/B}; \quad T_{об} = 8 \text{ мин}; \quad \tau_{об} = \tau_3 + \tau_{доп} = 5 \text{ мин.}$$

По полученным характеристикам объекта, для процесса регулирования с 20 % перерегулированием, находят параметры настройки регулятора [1]:

$$k_p = \frac{0,7}{k_{об} \frac{\tau_{об}}{T_{об}}} = 0,20; \quad T_u = 0,7T_{об} = 5,6 \text{ мин.}$$

Эти же параметры, определенные по методу с применением номограмм равны:  $k_p=0,18$ ;  $T_u=5,9$  мин.

**Расчетные методы.** Динамические свойства помещения зависят от кратности воздухообмена  $K_b$ , обобщенного размера помещения  $l_b$  (отношение объема помещения  $V_{пом}$  к площади поверхности ограждений  $F$ ), коэффициентов теплопередачи ограждений  $K_{огр}$  и постоянной времени ограждения  $T_{огр}$  [2]. Аналитически передаточная функция по каналу температуры приточного воздуха получена в виде:

$$W_{mp}(s) = \frac{T_{огр} \cdot s + 1}{T_{пом} \cdot s + 1} K_{пом}$$

где коэффициент передачи помещения  $K_{\text{пом}}$  и  $T_{\text{огр}}$  могут быть определены по показателям  $K_b$ ,  $l_v$ ,  $K_{\text{огр}}$ , теплопроводности  $c_b$  и плотности  $\rho_b$  воздуха;  $T_{\text{пом}}$  – постоянная времени помещения.

Анализ кривых переходного процесса, построенных на основании приведенной передаточной функции и экспериментальных данных, показывает, что процесс изменения температуры в помещении имеет два явно выраженных участка (рис. 3).

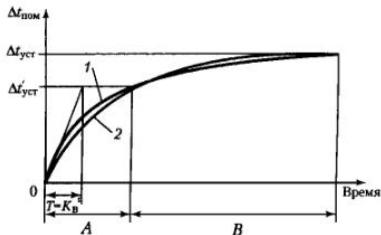


Рис. 3. Процесс изменения температуры в помещении: 1 – эксперимент, 2 – расчет

На рис. 3 участок (A) – процесс изменения температуры происходит быстро, скорость изменения температуры при этом зависит от кратности воздухообмена  $K_b$ . По литературным данным [5] этот отрезок времени составляет 3-4  $K_b$ . По мере поглощения теплоты ограждением и оборудованием скорость изменения температуры воздуха замедляется (участок B), проявляется инерционность ограждений ( $T_{\text{огр}}$  может составлять порядка десятка часов). Поэтому, теоретический конец переходного процесса может быть достигнут через несколько суток.

Учитывая, что для помещений характерны периоды изменения составляющих тепловой нагрузки от нескольких минут до часов, в задачах с такими периодами колебаний можно пренебречь инерционностью ограждений и представить помещение апериодическим звеном первого порядка с передаточной функцией

$$W_{\text{пом}}(s) = \frac{K_{\text{пом}}}{T_{\text{пом}} \cdot s + 1} = \frac{5,5}{8s + 1}$$

Вторым типичным для установок кондиционирования воздуха объектом, требующим аналитического подхода, является теплообменный аппарат. В поверхностных теплообменниках типа «воздух-жидкость», «воздух-хладагент» в качестве возмущающих воздействий выступают температура жидкости на входе  $t_{\text{вх}}$ , расход воздуха  $G_b$ , температура воздуха на входе  $t_{\text{вх}}$  (рис. 4). Управляющими воздействиями могут быть расход жидкости  $G_w$ , температура жидкости  $t_{\text{вх}}$ , расход воздуха  $G_b$ , а регулируемый параметр –  $t_{\text{вых}}$ .

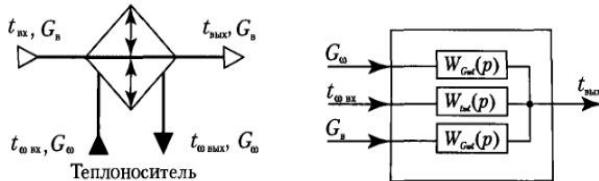


Рис. 4. Функциональная и структурная схемы теплообменника «жидкость-воздух»

Многочисленные теоретические и экспериментальные исследования [1,2,5] показали, что в первом приближении передаточная функция такого аппарата вне зависимости от канала управления описывается типовым апериодическим звеном первого порядка вида:

$$W(s) = \frac{K}{T_{\text{то}} \cdot s + 1} = \frac{0,5}{3s + 1}$$

где  $K$  – статический коэффициент передачи аппарата;  $T_{\text{то}}$  – постоянная времени теплообменного аппарата.

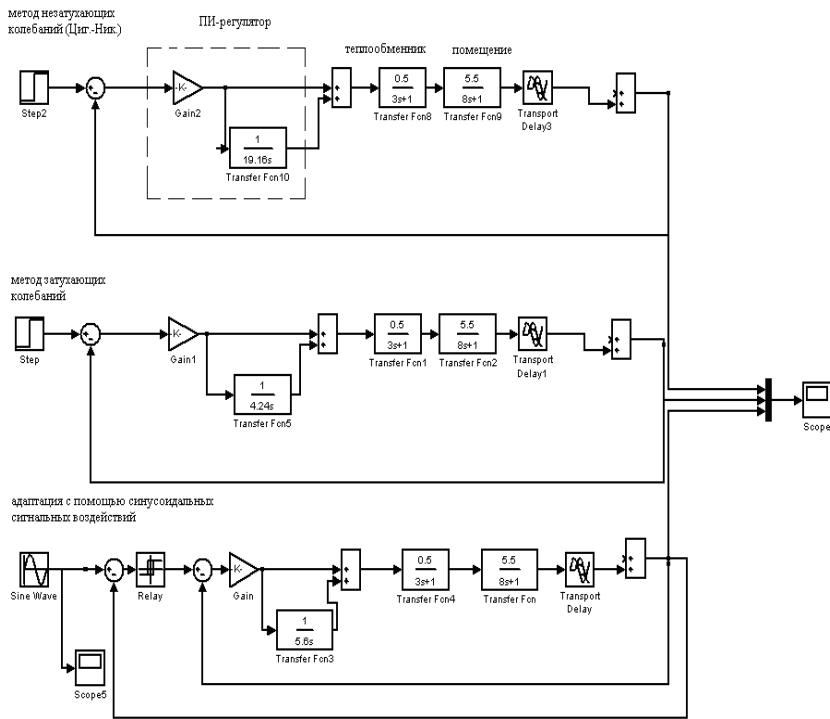
При этом оказалось, что при разных возмущениях постоянная времени для такого вида аппаратов не зависит от вида возмущения и определяется только расходами сред.

Для многих промышленных объектов управления проведение измерений по снятию статических и динамических характеристик дорого и трудоемко. Поэтому более актуальным является метод незатухающих колебаний (Циглера-Никольса) [1]. Для нашего ПИ-регулятора данным методом получились следующие значения:  $k_p = 0,45k_{kp} = 0,495$ ;  $T_i = T_{kp}/1,2 = 19,16$ . Установив полученные значения в компьютерную модель САР в среде MatLab был получен приемлемый переходной процесс (рис.9), что подтверждает актуальность применения этого довольно старого метода. Однако при выведении замкнутой системы на границу устойчивости амплитуда колебаний может превысить допустимые значения и привести к аварийной ситуации, поэтому не все системы управления промышленными объектами могут выводиться на критический режим работы.

Для таких систем целесообразно использовать метод затухающих колебаний [1]. Как и в предыдущем методе, используя только пропорциональную составляющую (увеличивая  $k_p$ ), добиваются затухающего переходного процесса отработки небольшого изменения сигнала задания с декрементом затухания  $D = \ln(A1/A3) = 1/4$ . Мы определили  $T_{kp} = 25,46$  по которому находится  $T_i = T_{kp}/6 = 4,24$ .

Данный метод также не является универсальным и в ряде случаев регуляторы не достигают оптимальных показателей качества переходных процессов. Так в нашем случае, при подстановке рассчитанных настроек в компьютерную модель САР в среде MatLab и рекомендованного экспериментального уточнения  $k_p$  на 70-80% от  $k_{kp}$ , был получен неустойчивый переходной процесс (расходящийся), и только путем экспертной ручной подстройки, значи-

тельно уменьшив  $k_p$ , мы получили удовлетворительный результат (рис. 5), добившись к тому же лучшего чем по предыдущему методу переходного процесса – меньшей первой амплитуды.



a)

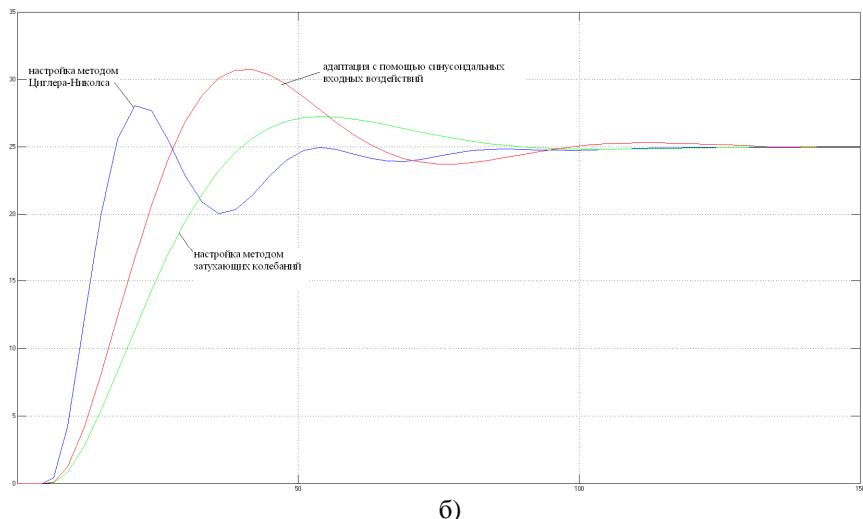


Рис. 5. Модели САР на основе классических методов регулирования – *а* и соответствующие переходные процессы – *б*

#### **Адаптация с помощью синусоидальных сигнальных воздействий.**

В исследованиях некоторых ученых [1] уже был рассмотрен вариант сигнальной адаптации путем подачи на систему ступенчатых воздействий. Там же отмечалась слабая помехоустойчивость такого рода идентификации системы. С этой точки зрения предпочтение следует отдать синусоидальным идентифицирующим воздействиям. Подобные воздействия значительно более помехоустойчивы, т.к. оценивается установившаяся, а не переходная реакция системы.

Структурная схема системы, осуществляющей адаптацию системы регулирования с помощью синусоидального воздействия  $u(t) = A_u \sin \omega t$  получаемого от специального генератора синусоидальных колебаний (ГСК), остается такой же, как и схема адаптации по переходной характеристике системы (рис. 6).

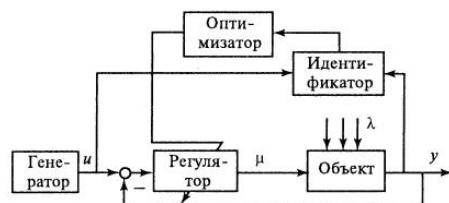


Рис. 6. Структура системы адаптации САР по синусоидальному воздействию

По мнению ряда исследователей [1,2], вывод работающей системы на границу устойчивости представляет собой достаточно сложную и опасную операцию. Связанные с этим трудности могут быть устранены путем включения в контур регулирования на время проведения настройки двухпозиционного реле (рис. 7). Включение реле приведет к возникновению в полученном таким образом нелинейном контуре устойчивых незатухающих автоколебаний. А анализ автоколебаний в замкнутом контуре может быть произведен методом гармонического баланса [6].

Используя полученные ранее настройки регулятора и смоделировав САР по схеме рис. 7 в среде MatLab, была получена переходная характеристика по которой в свою очередь, путем рекомендованных в [1] системе расчетов в программе MatCad, получены настройки ПИ-регулятора показавшие удовлетворительный переходной процесс (рис. 5). Но данный метод, по сравнению с остальными классическими, очень трудоемок и ненадежен т.к. требует много времени на расчеты и сложных вычислений, поэтому в последнее время активно развиваются другие альтернативные методы, как например регулирование на основе нечеткой логики [3].

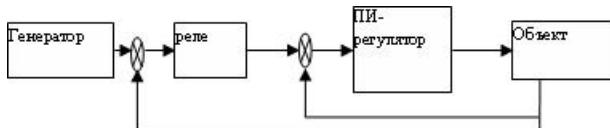


Рис. 7. Структура системы адаптации САР с применением двухпозиционного реле

### **Автоматическое регулирование на основе нечеткой логики.**

В последнее время для управления системами кондиционирования воздуха активно развиваются принципиально новые законы регулирования, получившие название «нейротехнология и нечеткая логика» (Neuro&Fuzzy logic). Данный подход использует опыт и знания экспертов наладчиков САР. При разработке нечеткой модели в среде MatLab определены два нечетких множества и универсумы входных и выходных параметров, нечеткие множества описаны с помощью лингвистических переменных (ЛП) и выражены аналитическим методом по следующим формулам Z и S-образных функций соответственно:

$$f_{\downarrow}(x, a, b) = \begin{cases} 1, & x \leq a \\ \frac{b-x}{b-a}, & a < x < b \\ 0, & b \leq x \end{cases}, \quad f_{\uparrow}(x, a, b) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a < x < b \\ 1, & b \leq x \end{cases},$$

где  $a$  и  $b$  – некоторые числовые параметры, принимающие определенные действительные значения и упорядоченные отношением  $a > b$ .

В качестве метода дефазификации выбран метод центра тяжести:

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n U_i \mu(U_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(U_i)}$$

База знаний, разработанная на основании экспериментальных исследований в программе MatLab, представлена в табл.1.

Таблица  
База знаний нечеткого контроллера

Ошибка $e(t)$	Производная ошибки, $e'(t)$						
	NB	NS	NM	Z	PM	PS	PB
	$U(t)$ - управление						
NB	NB	NB	NB	OS	Z	PM	PS
NS	NS	NS	NS	NM	PM	PM	PS
NM	NS	NM	NM	Z	Z	PM	PS
Z	NS	NM	NM	Z	PM	PM	PS
PM	NM	NM	Z	Z	PM	PM	PS
PS	NM	NM	Z	PM	PS	PS	PS
PB	NS	NM	Z	PS	PS	PB	PB

СКВ с нечеткой логикой работает по следующему принципу: сигналы от датчиков будут фазифицированы, обработаны, дефазифицированы, и полученные данные в виде сигналов поступят на двигатель клапана, положение которого (а, следовательно, и производительность) будут меняться в соответствии со значением функции принадлежности (рис.8).



Рис. 8. Блок схема МК реализующего нечеткую логику

Апробацию рассмотренного метода и его сравнительную характеристику с наиболее оптимальным классическим методом (затухающих колебаний с экспертной подстройкой), при воздействии на САР внешних и внутренних параметрических возмущений, авторы провели в программе MatLab (рис. 9 – структурная схема моделирования, рис.10 – переходные характеристики при различных возмущениях).

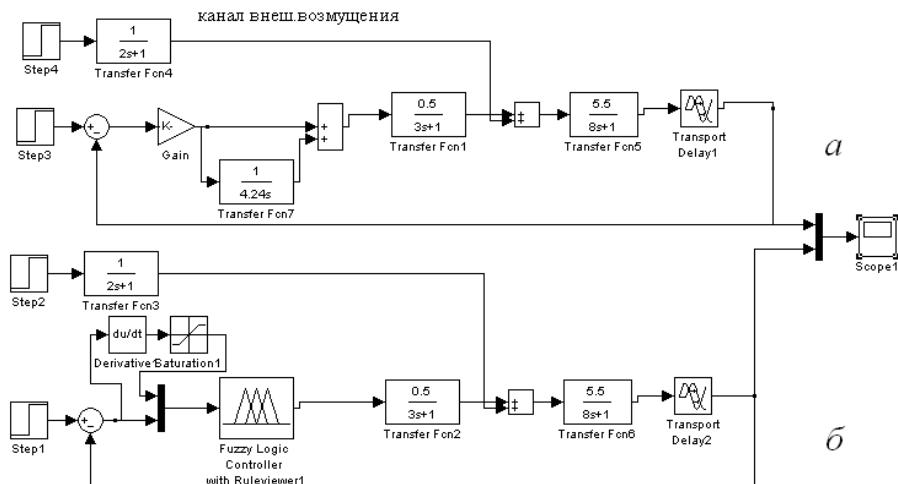
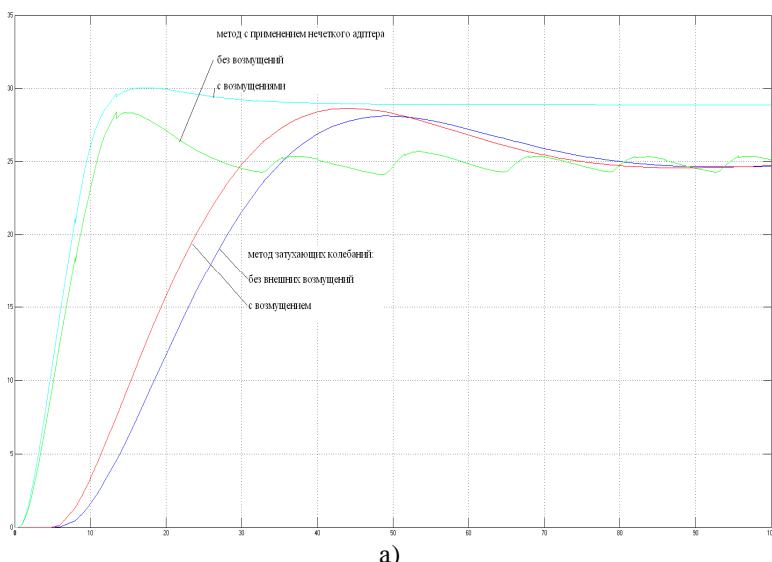
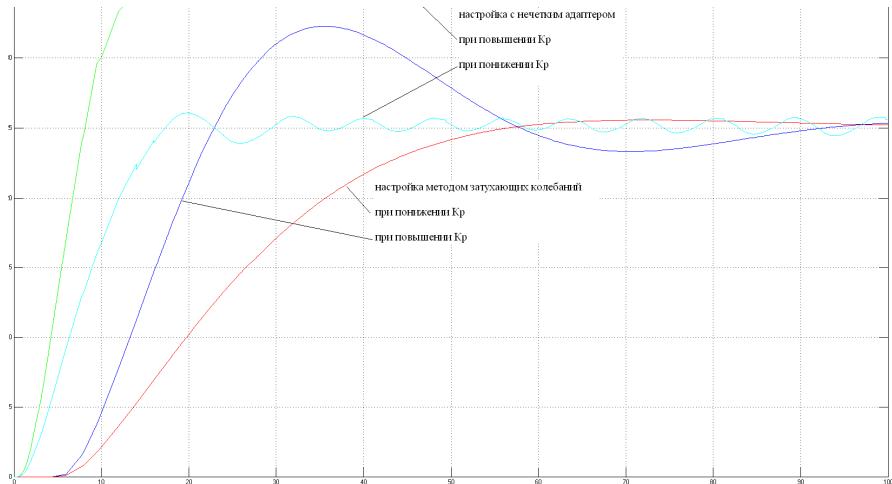


Рис. 9. Структурная схема моделирования САР по методу затухающих колебаний – *а*, с применением нечеткого адаптера – *б*.





б)

Рис. 10. Переходные процессы традиционной и нечеткой САР с влиянием внешних возмущений – а и внутренних возмущений (увеличении и уменьшении  $k_p$ ) – б.

**Выводы.** Из анализа вида переходных характеристик (рис.10), можно сделать вывод, что, несмотря на хорошие показатели традиционного метода, САР действующая на основе нечеткой логики более эффективна. Классический метод затухающих колебаний показал в данном применении большее в разы время регулирования, хотя можно отметить отсутствие ошибки регулирования. Не стоит однако забывать что такого результата в методе затухающих колебаний удалось достичь только благодаря экспертной ручной донастройке ПИ-регулятора, причем в чистом виде он выдал расходящийся процесс и значение  $k_p$  потребовалось изменить в 8 раз. Это в свою очередь показывает преимущество экспертных методов, реализуемых в нечетких моделях, в сравнении с классическими. Однако, поставленный эксперимент показал, что настройка нечеткого регулятора достаточно сложный процесс, который для получения ожидаемых преимуществ нуждается в усовершенствовании алгоритмов и как можно большем количестве экспертных знаний. Как видим, при некоторых возмущениях, САР с нечетким адаптером выдает недопустимую остаточную ошибку регулирования, что решается изменением задания. Но даже при минимальном заполнении базы знаний (три правила) регулятор, работающий по нечеткому алгоритму, показал при ряде режимов работы САР со значительно изменяющимися параметрическими возмущениями, особенно внешними, большую гибкость (меньшее время регулирования, robustность) чем классический регулятор. Исходя из этого, можно сделать рекомендации по дальнейшему усовершенствования нечетких САР СКВ, а именно поиск и апробацию более эффективных алгоритмов и использованию

в базах знаний нечетких регуляторов классических методов с экспертной или адаптивной подстройкой значений настроек. Очевидно, что управление СКВ с применением нечетких логических регуляторов обеспечит ряд преимуществ, таких как например:

- изменение температуры в соответствии с санитарными нормами (отсутствие резкого перепада температур в помещении, поддержание допустимой скорости потока воздуха и др.);
- установку необходимой холодопроизводительности;
- выбор режима работы и уставку температуры, исходя из температуры и влажности в помещении;
- выбор оптимального (комфортного) распределения и интенсивности потока воздуха;
- минимальное время выхода на заданный режим работы;

В заключении можно сказать, что вышеприведенные преимущества от использования предложенного авторами метода регулирования в СКВ в конечном итоге приведут к самому весомому и актуальному достижению данного применения в технологическом процессе – уменьшению расхода электроэнергии по предварительным оценкам на 20-40 %.

**Список литературы:** 1. Ромач В.Я. Теория автоматического управления. М.: МЭИ, 2008 – 396 с.  
2. Дейч А. М. Методы идентификации динамических объектов. М: Энергия, 1979 – 240 с.  
3. Леоненков А. Ю. Нечеткое моделирование в среде Matlab и fuzzyTech. – С. – Птб.: БХВ, 2003. – 720 с.  
4. Ковриго Ю. М., Мовчан А. П. и др. Адаптивное управление теплознегергетическими процессами. Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы. – ХНТУ. – 2007 – № 2(20) – с. 147 – 156.  
5. Автоматизация систем вентиляции и кондиционирования воздуха: учебное пособие / Е.С. Бондарь, А.С. Гордиенко, В.А.Михайлов, Г.В.Нимич. Под общ.ред. Е.С.Бондаря – К.: ТОВ «Видавничий будинок «Авантост-Прим» 2005. – 560с.: ил. – Библиогр.: с. 548-549.  
6. Дьяконов В. П. Simulink 5/6/7: Самоучитель. – М.: ДМК-Пресс, 2008. – 781 с.  
7. Штобба С.Д. Проектирование нечетких систем средствами MatLab. – М.: Горячая линия, 2009. – 288 с.

Надійшла до редакції 02.04.2012

## **ЗМІСТ**

<b>БОРИСЕНКО А.Н., КУБРИК Б.И., СВЕТЛICHНАЯ Е.Е., СЕРГIЕНКО А.Н., БОГАЕВСКИЙ А.Б.,</b> Определение оптимальной по чувствительности частоты гармонического напряжения для питания датчика топливоподачи в системе управления дизель-генератора.....	3
<b>ВЕПРИК Ю.Н., БАКЛАЙ Д.Н.,</b> Обобщенные векторы трехфазных систем и параметры качества электрической энергии.....	10
<b>ГОРМАКОВА И.В., АЛИЕВ Р.М.,</b> Метод синтеза умножителей Монтгомери в полях галуа с блочно-модульной архитектурой.....	16
<b>ДАВИДЕНКО А.П., КУШНАРЕВА Д.С.,</b> Анализ методов диагностики и контроля параметров электрических сетей в системах локального энергоснабжения.....	24
<b>ДАВИДЕНКО А.П., МОЩЕНОК В.И., СУЛИМ Л.В.,</b> Современные методы измерения твердости материалов .....	30
<b>ДОМНИН И.Ф., РЕЗИНКИНА М.М.,</b> Постановка задачи расчета электротепловых процессов при высокочастотном нагреве нефтепродуктов.....	35
<b>КАЧАНОВ П. А., ГАЛИЦА В.И., ГОРЛОВ А.С., КОРЕЦКИЙ Э.А.,</b> Технические средства и системы экспресс-диагностики для использования в технологиях управления подготовкой спортсменов.....	42
<b>КЛІТНОЙ В.В.,</b> Вивчення можливостей використання систем активного гасіння вібрацій, побудованих на базі п'єзоелектричних елементів, в віброзахисних системах машин, приборів та апаратів.....	51
<b>КОНДРАШOV C.I., ГРИГОРЕНКО I.B., БЄЛЄВЦОVA A.C.,</b> Система бездемонтажного лазерного контролю геометричних розмірів та якості поверхні деталей .....	56
<b>КУЗЬ M.B., СЕРЕДЮК O.Є.,</b> Методологія визначення метрологічних характеристик програмного забезпечення еталонів одиниці об'єму газу.....	60
<b>ПАВЛЕНКО Ю.Ф., КРАВЧЕНКО I.C., КОЩІЙ В.М.,</b> Методика вимірювання нелінійних спотворень модульованих сигналів у вимірювальних приймачах.....	72

**ХАРЧЕНКО Р.Ю., МИХАЙЛЕНКО В.С.**, Анализ адаптивных методов настройки нечетких и пи-регуляторов в сложных объектах управления .....78

НАУКОВЕ ВИДАННЯ  
ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ “ХПІ”

Збірник наукових праць  
Серія  
Автоматика та приладобудування  
**№ 37 '2012**

Науковий редактор: проф. Качанов П.О.  
Технічний редактор: Сосіна О.В.  
Відповідальний за випуск: к.т.н. Обухова Г.Б.

Обл. вид. № 48-11  
Підписано до друку 08.04.2011. Формат 60×84 1/16. Папір Copy Paper.  
Друк-ризографія. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 8,4.  
Облік. вид. арк. 7,7. 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