

ВЕСТНИК НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"

Сборник научных трудов

Тематический выпуск
"Автоматика и приборостроение"

20'2010

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

Государственное издание

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

КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель

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

Секретарь координационного совета

К.А. Горбунов, канд. техн. наук, доц.;

А.П. Марченко, д-р техн. наук, проф.;

Е.И. Сокол, д-р техн. наук, проф.;

Е.Е. Александров, д-р техн. наук, проф.;

Л.М. Бесов, д-р техн. наук, проф.;

А.В. Бойко, д-р техн. наук, проф.;

Ф.Ф. Гладкий, д-р техн. наук, проф.;

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

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

В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.;

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

И.Ф. Домнин, д-р техн. наук, проф.;

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

Ю.И. Зайцев, канд. техн. наук, проф.;

П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.;

В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.;

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

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

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

Г.В. Лисачук, д-р техн. наук, проф.;

В.С. Лупиков, д-р техн. наук, проф.;

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

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

П.Г. Перерва, д-р экон. наук, проф.;

В.А. Пуляев, физ.-мат. наук, проф.;

М.И. Рыщенко, д-р техн. наук, проф.;

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

Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.;

Ю.В. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.;

Н.А. Ткачук, д-р техн. наук, проф.;

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Ответственный редактор:

П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:

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

В.М. Боев, д-р техн. наук, проф.;

А.И. Гапон, канд. техн. наук, проф.;

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

А.И. Рогачев, д-р техн. наук, проф.;

Л.Г. Раскин, д-р техн. наук, проф.;

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

Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.;

А.Г. Гурин, д-р техн. наук, проф.;

М.В. Гунбин, канд. техн. наук, доц.;

М.И. Корсунов, д-р техн. наук, проф.;

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

(Москва);

Адрес редколлегии:

61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21.

НТУ "ХПИ", Каф. АУТС

Тел. (057) 707-21-01

Харьков 2010

Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2010. – № 20 – 148 с.

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

Для викладачів, наукових співробітників, спеціалістів.

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

Для преподавателей, научных сотрудников, специалистов.

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ "ХПІ"

Протокол № 3 від 6 квітня 2010 р.

Е.А. БОРИСЕНКО, аспирант каф ИИТС НТУ „ХПИ”

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕСТОВЫХ МЕТОДОВ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ УРОВНЯ УЛЬТРАЗВУКОВЫМ МЕТОДОМ

У статті розглянуті методи підвищення точності ультразвукових вимірювачів рівня. Проаналізовані основні джерела похибок. Вивчено можливість використання тестових методів для зменшення результуючої похибки.

Methods of ultrasonic level meters accuracy increment are presented. Error causes are analyzed. Ability of test method for the resulting error reduction is learned.

Постановка проблеми. При измерении уровня жидких и сыпучих сред ультразвуковыми методами наибольший вклад в результирующую погрешность вносит изменение скорости ультразвука при воздействии различных факторов. Другие погрешности имеют значения, на порядок меньше. Поэтому возникает необходимость в периодической корректировке значения скорости звука в процессе выполнения измерений. В данной статье рассмотрен тестовый метод Δ , позволяющий значительно повысить точность измерений.

Анализ литературы. В [1] выполнен анализ влияющих на точность ультразвукового измерения уровня факторов окружающей среды, из которого следует, что наибольшее влияние оказывает погрешность, вызванная изменением температуры. В [2] приведены соотношения для расчета теоретической зависимости скорости звука от температуры: при изменении температуры в пределах $-35..50$ 0°C скорость звука меняется на 16%. В [3] и [4] использованы более точные методика расчета, однако они дают прирост точности не более 1%. В [5] показано, что применение тестовых методов в информационно-измерительных системах позволяет значительно повысить точность результата. Однако вопрос их применения в ультразвуковых уровнемерах в настоящее время подробно не рассмотрен.

Цель статьи: определить возможность применения тестовых методов в ультразвуковых уровнемерах.

Принцип работы ультразвуковых измерителей уровня состоит в том, что с помощью высокоточного таймера засекается время, которое требуется ультразвуковому лучу для прохождения расстояния от излучателя для приемника. При этом излучатель T и приемник $R1$ располагаются не в зоне прямой видимости, а таким образом, что звук по пути следования должен отразиться от поверхности среды, расстояние до которой и необходимо определить. Звук проходит удвоенное расстояние S_1 (рис. 1), т. е. расстояние до поверхности среды, уровень которой измеряется равен $l = \frac{S_1}{2}$, при этом линия, на которой находятся излучатель и приемник должна быть параллельна

поверхности. S_2 – расстояние, которое проходит ультразвук от излучателя T до реперного приемника R_2 отражаясь от поверхности среды.

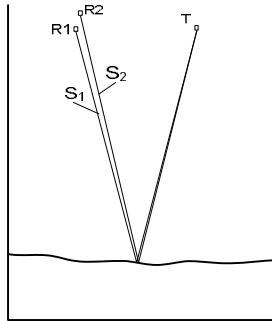


Рис. 1. Расположение приемников и излучателя

На рис. 2 показаны временные диаграммы работы уровнемера. На диаграмме 2, а показана «пачка» импульсов, подаваемая на излучатель. Предположим, что подача сигнала на излучатель началась в момент времени t_a , тогда в некоторый момент времени t_b (рис. 2, б) на приемник поступит эхосигнал. Промежуток времени t_{ab} заполняется импульсами стабильной, заранее известной высокой частоты f_0 (рис. 2, в). Если эти импульсы подать на вход счетчика, то можно определить величину временного интервала:

$$t_{ab} = N_{x1} / f_0$$

Расстояние можно определить из формулы

$$S_1 = c \cdot t_{ab},$$

где c – скорость распространения звука; чаще всего сталкиваются с распространением звука в воздухе, при 0°C 331,3 м/с

В реальных условиях скорость звука зависит от многих факторов, таких как температура, влажность, состав воздуха и т. п. поэтому необходимо вводить коррективы при изменении условий измерений.

Одним из возможных вариантов решения данной проблемы является применение Δ -теста. Он заключается в следующем.

В систему включается дополнительный датчик. Рассмотрим случай, когда в уровнемер вводят дополнительный приемник R_2 . При этом расстояние ΔS , которое ультразвук проходит от приемника R_1 до приемника R_2 фиксировано и заранее известно. Ультразвуковому сигналу для преодоления расстояния S_2 требуется время $t_{ac} = N_{x2} / f_0$ (диаграмма 2, д), тогда $S_2 = c \cdot t_{ac}$

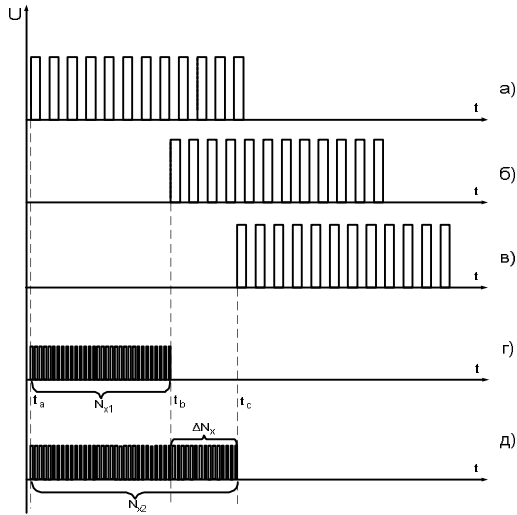


Рис. 2 Временные диаграммы работы уровнемера

Введем понятие ошибки скорости и обозначим его как Δc : $\Delta c = c_0 - c_p$, где c_0 – значение скорости звука при нормальных условиях окружающей среды (20°C , $p = 760$ мм. рт. ст., нормальный состав воздуха), а c_p – реальная скорость звука, имеющая место в процессе выполнения измерений. С учетом этого выражения расстояния можно определить по формулам:

$$S_1 = (c_0 + \Delta c)t_{ab} \quad (1)$$

$$S_2 = (c_0 + \Delta c)t_{ac} \quad (2)$$

При этом разность значений

$$\Delta S = S_2 - S_1 \quad (3)$$

заранее известна. Из диаграммы рис. 2д видно, что ей соответствует участок ΔN_x : $\Delta S = \Delta N_x / f_0$. Подставив в (3) уравнения (1) и (2) получим значение ошибки скорости:

$$\Delta c = \frac{\Delta S}{t_{ac} - t_{ab}} - c_0$$

Величина Δc – абсолютная погрешность скорости.

Следует учитывать то, что разность моментов времени, в которые ультразвуковая волна достигнет основного R_1 и Δ -приемника R_2 может варьироваться в зависимости от того, какой уровень измеряется.

На рис. 3 показаны возможные варианты расположения основного приемника (на рис. обозначены буквами А и Б) и реперного приемника для фор-

мирования тестового воздействия (на рис. обозначен Δ). Из рисунка видно, что наименьшее изменение этой разности будет при монтаже по способу А, однако при этом основной приемник будет «затенять» реперный. Поэтому оптимальным будет вариант Б, при котором основной приемник будет смещен в сторону, противоположную излучателю так, чтобы ультразвук с наименьшими потерями попадал на реперный приемник.

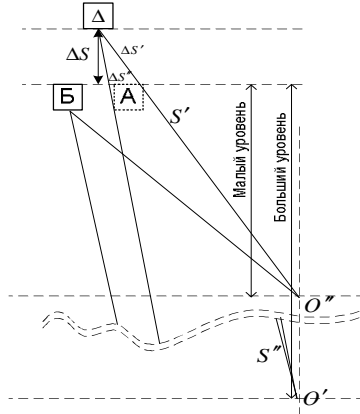


Рис. 3. Расположение приемников.

Рассмотрим, практическое значение такого теста на практике. Пусть измеряется некоторый уровень l_x . Допустим, что временной интервал между излученной и принятой пачками импульсов составляет $t = 7$ мс. Предположим, что измерения проводились при температуре 30°C . При этом известно, что тестовое расстояние $\Delta S = 0,2$ м. и расчетное значение скорости звука будет равным:

$$c = \sqrt{\frac{\lambda RT}{\mu}} = 348,89 \text{ м/с,}$$

где μ – молярная масса газа, наиболее вероятной молярной массой воздуха согласно [1] является $\mu = 29$ г/моль; T – температура $^\circ\text{K}$; $R = 8,314 \frac{\text{Дж}}{\text{моль} \cdot \text{K}}$ – универсальная газовая постоянная; γ – отношение теплоемкости газа при постоянном давлении к теплоемкости газа при неизменном объеме, для нормального состава воздуха $\gamma = 1,402$.

При этом измеренное расстояние составит $S = 7 \cdot 10^{-3} \cdot 331,3 = 2,319$, а действительное расстояние $S_0 = 7 \cdot 10^{-3} \cdot 348,9 = 2,442$. Абсолютная погреш-

ность измерения составит 0,124 м, а относительная 5,3%. Время, которое требуется, чтобы ультразвуковая волна прошла расстояние от основного приемника до реперного $t = 5,73 \cdot 10^{-4}$ с. Ошибка скорости будет равна $\Delta c = 17,74$ м/с. Отсюда измеряемый уровень будет равен:

$$l = \frac{(c_0 + \Delta c)t_{ab}}{2} = \frac{(331,3 + 17,74)7 \cdot 10^{-3}}{2} = 1,221 \text{ м.}$$

Без применения тестового метода, измеренный уровень равен 1,16 м, т.е. погрешность измерения уровня была бы равна 61 мм в абсолютных величинах или 5%.

Возможен также вариант применения двух излучателей и одного приемника (при этом расстоянии между излучателями известно и равно ΔS), однако он представляется более сложным, поскольку необходимо предусмотреть временное разделение работы излучателей.

Вывод. Полученные теоретические и практические результаты показывают, что применение тестового метода Δ позволяет существенно снизить погрешность, вносимую непостоянством скорости звука при изменении условий окружающей среды. В дальнейшем планируется проведение экспериментов, с целью выявления эффективности данного метода на практике.

Список литературы: 1. *Борисенко Е.А.* Выбор оптимального по точности подхода к измерению уровня ультразвуковым методом. / Гусельников В. К., Борисенко Е. А. Вестник Национального технического университета «ХПИ» Сборник научных трудов. Тематический выпуск «Автоматика и приборостроение» – 2008. – вып. 56, с. 61. 2. *Сапожков М.А.* Электроакустика / Сапожков М. А. М.: Связь, 1978. – 272 с. 3. *Dennis A. Bohn* Environmental Effects on the Speed of Sound / Dennis A. Bohn J. Audio Eng. Soc., vol. 36. No. 4, April 1988. – 9 с. 4. *Dean E.A.* Atmospheric effects on the speed of sound / Physics department, University of Texas at El Paso: 1979. – 60 с. 5. *Кондрашов С.И.* Методи підвищення точності систем тестових випробувань електричних вимірювальних перетворювачів / монографія – Харків: НТУ «ХПИ», 2004. – 224 с.

Статья представлена д.т.н. проф. Кондрашовым С.И.

Поступила в редакцию 30.01.2010

М.В.ГАЛАЙ, д-р техн. наук, проф.; ПолтНТУ ім. Ю. Кондратюка
(м. Полтава)

М.В. ПУГАЧ, ст. викл.; ПолтНТУ ім. Ю. Кондратюка (м. Полтава)

КОНТРОЛЬ ШВИДКОСТІ РОЗЧИНЕННЯ МАТЕРІАЛУ В ПРОЦЕСІ ЕЛЕКТРОХІМІЧНОГО ТРАВЛЕННЯ

Представлен прибор контролю швидкості розчинення матеріалу в процесі електрохімічного травлення. Він розроблений на базі інтерферометра Майкельсона, в основі його роботи лежить принцип інтерференції двох когерентних лучей. Розроблена математична модель інтерференційних сигналів. Прибор призначений для використання в системах автоматизації процесів електрохімічного травлення, а також може бути корисним при розв'язанні аналогічних завдань. *Ил.6.Библиогр.: 10 назв.*

Ключевые слова: швидкість розчинення матеріалу, модель інтерференційних сигналів, фільтрація сигналів, перетворення Фур'є.

The device of material dissolution speed control in the process of electrochemical formenting is presented. It's developed on the basis of Maykelson's interferometer, the principle of two coherent rays interference lying in its operating mechanism. The mathematic model of interference signals is developed. The device is designed for use in the formenting electrochemical processes automation systems, as wellas for solving the analogous problems. *И.6. Bibliogr.: 10 nam.*

Keywords: speed of dissolution of material, model of interference signals, filtration of signals, Fourier transform.

Постановка проблеми. Для вирішення задачі автоматизації технологічного процесу травлення молібденової фольги, яка використовується в якості струмоводів пальників ламп ДРЛ [1], потрібно створити систему неперервного контролю швидкості розчинення матеріалу. Аналіз технологічного процесу виготовлення струмоводів [2], детальне вивчення основних закономірностей його проходження [3], агресивність і складність електрохімічного середовища [4] дають можливість стверджувати, що для точного вимірювання зміни геометричних розмірів, а відповідно і швидкості травлення, слід створити систему безконтактного контролю.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Для вирішення складних завдань автоматизації технологічних процесів, де потрібно визначити відстані до об'єкту і його положення, була розроблена велика кількість відповідних датчиків. Особливе місце займають безконтактні методи контролю просторових характеристик об'єктів, деталей і виробів, які забезпечують дистанційний контроль в машинобудуванні і приладобудуванні [5, 6], при синтезі і дослідженні нових матеріалів [7, 8]. Для контролю розмірів в мікронному діапазоні використовуються прилади, робота яких основана на принципі інтерференції світла. Спосіб визначення моменту закінчення процесу плазмохімічного

травлення [9] не дає змоги визначати швидкість розчинення матеріалу, а відповідно і не уможливорює його використання для автоматичного регулювання електрохімічними параметрами під час проходження подібних процесів.

Мета роботи. Розробити прилад контролю швидкості розчинення матеріалу в процесі електрохімічного травлення та модель інтерференційних сигналів.

Матеріал і результати дослідження. Інтерференційні методи дистанційного контролю об'єктів базуються на аналізі роботи двошпроменевого інтерферометра. В основі роботи інтерферометра лежить просторове розділення пучка світла за допомогою оптичного пристрою з метою отримання двох когерентних променів, які проходять різні оптичні шляхи, а потім зводяться разом і спостерігається результат їх інтерференції [10].

Істотну роль при вирішенні як фундаментальних фізичних задач, так і різних задач техніки зіграв інтерферометр Майкельсона. На його базі нами розроблено прилад (рис. 1) для вимірювання геометричних розмірів фольги під час електрохімічного травлення.

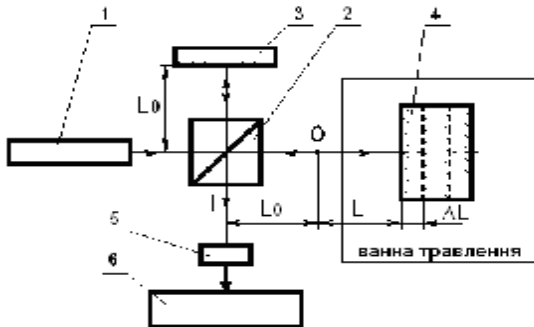


Рис. 1. Схема вимірювання відстані до поверхні фольги, яка травиться.

Вимірювальна система складається із лазера 1, світлоподільвача 2, опорного відбивача 3, фольги 4, до якої вимірюється відстань, фотоприймача 5, блоку керування і обробки сигналу 6. Промінь світла лазера проходить через світлоподільвач 2 і розділяється на два пучки, які направлені на відбивач і фольгу. Потім промені відбиваються від них і через світлоподільвач потрапляють на фотоприймач де вони об'єднуються і інтерферують.

Реєстрована фотоприймачем інтенсивність світла залежить від різниці довжин оптичних шляхів обох променів L . Припустимо, що в якийсь момент часу обидва промені, опорний і вимірювальний, зустрілися в однаковій фазі. У цей момент часу фотоприймач зареєструє максимум інтенсивності світла. Під час електрохімічного травлення розмір фольги починає зменшуватися на деяку величину ΔL , довжина вимірювального шляху L теж починає мінятися. Як тільки L зміниться на половину довжини хвилі світла, яке генерується

лазером, складання променів у фотоприймачі відбудеться в протифазі і фотоприймач зареєструє мінімальне випромінювання. Подальша зміна величини переміщення L на половину довжини хвилі знову приводить до фіксації максимуму інтенсивності інтерферованого світла.

Таким чином, при зміні L на $\lambda/2$ інтенсивність світла у фотоприймачі змінюється від максимуму до мінімуму або навпаки. Якщо при переміщенні поверхні фольги інтенсивність змінилася N раз, це означає, що поверхня фольги потравила на величину $\lambda N/2$. Число N підраховує електронний пристрій 6. Таким чином, величина травлення вимірюється в довжинах хвиль. Диференціюючи величину зміни відстані до фольги за часом, отримуємо швидкість її розчинення в процесі електрохімічного травлення.

При складанні двох коливань з амплітудами a_1 , a_2 і фазами φ_1 , φ_2 інтерференційний сигнал визначається рівнянням:

$$s = \mu |a_1 \exp(j\varphi_1) + a_2 \exp(j\varphi_2)|^2 .$$

$$s = \mu [(a_1 \cos \varphi_1 + a_2 \cos \varphi_2)^2 + (a_1 \sin \varphi_1 + a_2 \sin \varphi_2)^2] , \quad (1)$$

де μ – коефіцієнт перетворення.

Результуюча фаза визначиться рівнянням:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{a_1 \sin \varphi_1 + a_2 \sin \varphi_2}{a_1 \cos \varphi_1 + a_2 \cos \varphi_2} . \quad (2)$$

При фіксованих значеннях a_1 , a_2 інтерференційний сигнал залежить від різниці фаз інтерферуючих хвиль, яка визначається відстанню до контрольованого об'єкту, встановленого у вимірювальне плече інтерферометра.

Різниця фаз $\delta = \varphi_1 - \varphi_2$ двох хвиль, опорної і вимірювальної, які мають оптичну різницю ходу Δ , визначається рівнянням:

$$\delta = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = 2\pi N_i = 2\pi C_i + \varepsilon , \quad (3)$$

де λ – довжина хвилі, N_i – порядок інтерференції, $C_i = 0, \pm 1, \dots$ – цілий порядок інтерференції, $0 \leq \varepsilon < 1$ – дробова частина порядку, $\varepsilon = 2\pi\epsilon_i$.

З рівності (1), з урахуванням (3) і властивості періодичності тригонометричних функцій отримаємо

$$s = s_0 + s_m \cos \varepsilon , \quad (4)$$

де s_0 , s_m – супутні параметри, s_0 – фонові складові, s_m – амплітуда інформаційної складової. Задача полягає у визначенні значень ε або δ в (3) за виміряними значеннями сигналу s .

При обробці інтерференційних сигналів необхідно визначити супутні параметри або виключити їх вплив, виконати нелінійне перетворення, виключити неоднозначність і нестійкість при вимірюванні різниці фаз ε всередині одного періоду сигналу (4) і при визначенні повної фази сигналу δ .

При дистанційному контролі об'єктів амплітуда і фаза вимірювальної хвилі змінюється залежно від просторових координат і часу: $a_1 = a_1(x, y, t)$, $\varphi_1 = \varphi_1(x, y, t)$. Тому рівність (4) запишемо у вигляді

$$s(x, y, t) = s_0(x, y, t) + s_m(x, y, t) \cos \hat{O}(x, y, t), \quad (5)$$

де $\hat{O}(x, y, t) = \varepsilon + \psi(x, y, t)$. Залежності окремих параметрів в (5) від координат і часу, визначаються зміною амплітуди і фази вимірювальної хвилі з врахуванням нелінійного перетворення (1). Модель (5) носить досить загальний характер і для практичного її застосування потрібно прийняти додаткові допущення.

Якщо контрольований об'єкт є нерухомим, то в (5) можна опустити залежність сигналу від часу. У разі плавних змін амплітуди і фази вимірювальної хвилі фонові складові $s_0(x, y)$ і амплітуда інформаційної складової $s_m(x, y)$ розглядаються як функції, які змінюються повільно в порівнянні з функцією $\cos \hat{O}(x, y, t)$, де $\hat{O}(x, y) = \varepsilon + 2\pi(u_0x + v_0y) + \varphi(x, y)$ – фазова функція, яка містить в собі просторові параметри частоти інтерференційних смуг (u_0, v_0) в напрямках (x, y) і плавні відхилення фази $\varphi(x, y)$.

При вирішенні задачі вимірювання відстані до об'єкту, розглядаємо одновимірний випадок, для якого модель інтерференційного сигналу має вид:

$$s(x, \theta) = s_0(x) + s_m(x) \cos \hat{O}(x), \quad (6)$$

де вектор параметрів θ містить в собі супутні параметри, $\theta = (s_0, s_m, \hat{O})^T$.

Нехай функції $s_0(x)$, $s_m(x)$, $\hat{O}(x)$ являються детермінованими, причому $s_0(x)$, $s_m(x)$ змінюються повільніше ніж функція $\cos \hat{O}(x)$,

$$\hat{O}(x) = \varepsilon + 2\pi u_0 x + \varphi(x). \quad (7)$$

Застосуємо до сигналу (6) операцію перетворення Фур'є $F\{s(x, \theta)\} = S(u)$ і використовуючи теорему про згортку, запишемо модель сигналу (6) в частотній області

$$S(u) = S_0 + S_m(u) S_c(u), \quad (8)$$

де

$$S_c(u) = F\{\cos \hat{O}(u)\}. \quad (9)$$

Очевидно, враховуючи що в (7) $\varphi(x)$ змінюється повільніше від складової $2\pi u_0 x$, отримуємо спектральне представлення сигналу (рис. 2).

Ширину спектру корисної складової (9) можна оцінити, виходячи з (7) і розглядаючи сигнал (6) як фазомодульований з малим індексом модуляції. Спектр такого сигналу подібний спектру амплітудно-модульованого сигналу, і спектральна ширина корисних складових визначається в результаті перетворення Фур'є функції $\varphi(x)$.

Враховуючи властивість частотної симетрії перетворення Фур'є, бачимо, що інформація про фазові характеристики інтерференційного сигналу міститься в кожній спектральній складовій в області значень частоти $\pm u_0$. Проте виділити ці складові без спотворень можливо у випадку, коли ширина спектру огинаючої і девіація частоти інтерференційних смуг в сумі не перевищують значення u_0 .

Для обчислення фази $\hat{O}(x)$ згідно (6), потрібно усунути фонову складову $s_0(x)$ і знайти синусоїдальну складову

$$s_s(x) = s_m(x) \sin \hat{O}(x), \quad (10)$$

яка відповідає другій складовій в (6), тобто

$$s_c(x) = s_m(x) \cos \hat{O}(x). \quad (11)$$

Тоді оцінка фази може бути знайдена як

$$\hat{O}(x) = \operatorname{arctg} \left[\frac{s_s(x)}{s_c(x)} \right]. \quad (12)$$

Складові (10) і (11) створюють комплексний аналітичний сигнал

$$z(x) = s_c(x) + js_s(x). \quad (13)$$

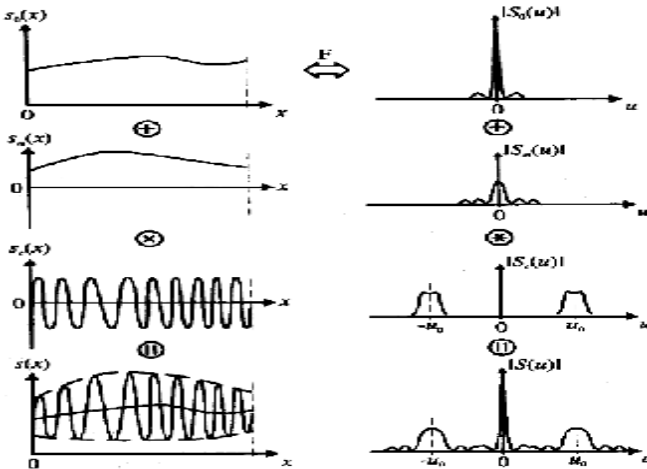


Рис. 2. Формування спектра інтерференційного сигналу

Умова аналітичності сигналу (13) означає, що його спектр зосереджений в області лише додатних частот. Виділяючи корисні складові результуючого спектру (рис. 2) в районі частоти u_0 і виконавши для них обернене перетворення Фур'є (рис. 3), отримаємо аналітичний сигнал (13), аргументом якого є шукана фаза (12).

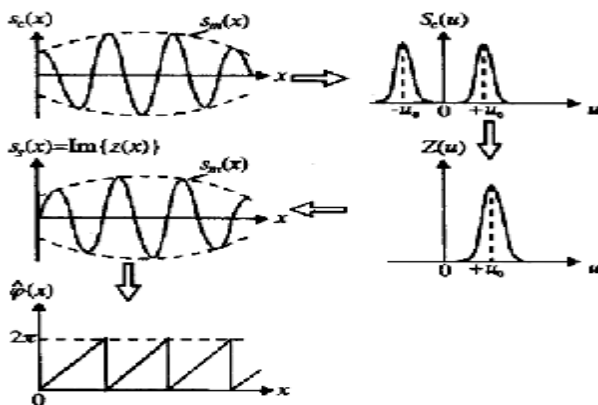


Рис. 3. Відновлення спряженої складової і фази інтерференційного сигналу

Для підвищення точності відновлення фази доцільно виконати фільтрацію корисної ділянки спектру з урахуванням наявної апріорної інформації про фонову складову і протизворотку з урахуванням апріорної інформації про спектр огинаючої.

Операція спектральної фільтрації визначається виразом

$$S(u) = S(u)H(u), \quad (14)$$

де $H(u)$ – частотна характеристика фільтра. В найпростішому випадку фільтрації ділянки спектру шириною $2\Delta u$ в районі частоти u_0 ідеалізована частотна характеристика визначається як

$$H(u) = \text{rect}[(u - u_0) / \Delta u] = \begin{cases} 1, & u_0 - \Delta u \leq u \leq u_0 + \Delta u, \\ 0, & u < u_0 - \Delta u, u > u_0 + \Delta u, \end{cases} \quad (15)$$

тобто має прямокутну форму.

Для отримання корисної складової $S_c(u)$, згідно (8), потрібно виконати протизворотку для спектру (14) у формі

$$S_c(u) = S(u) \cdot S_m^{-1}(u) \quad (16)$$

з метою усунення впливу спектру огинаючої інтерференційного сигналу. Перетворення спектру $S_m^{-1}(u)$ є нестійкою операцією, якщо спектр огинаючої містить на деяких частотах значення близькі до нуля. Тому потрібно використати методи обробки, які усувають вплив огинаючої без безпосереднього обчислення протизворотки. Приклад такого методу представлений виразами (10) – (12).

Частотна характеристика $H(u)$ фільтру в (14) повинна бути оптимальною з погляду мінімальних по заданому критерію спотворень корисних складових спектру.

Якщо корисний сигнал детермінований і періодичний, то для виділення потрібної гармоніки користуємося фільтром з частотною характеристикою, близькою до (15), при $u_0 = u_i$, і значенні Δu , що не перевищує частоти першої гармоніки (рис. 4).

У випадку детермінованого неперіодичного сигналу, який має безперервний спектр, вибір оптимальної частотної характеристики фільтру визначається конкретно задачею електрохімічного травлення. Причиною відхилень від періодичності інтерференційного сигналу, частіше всього відхилень від синусоїдальної форми, є вплив перешкоди $n(x)$, яка носить стохастичний характер.

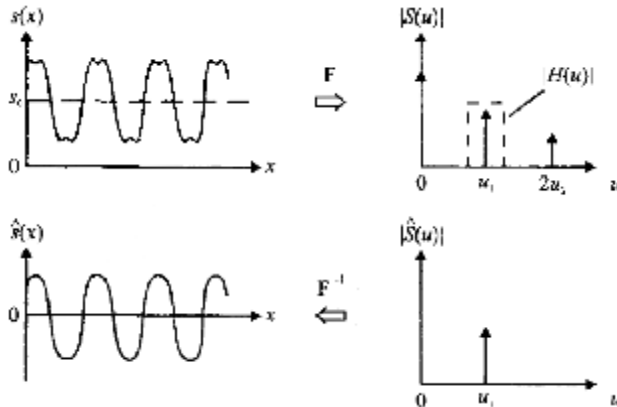


Рис. 4. Фільтрація першої гармоніки сигналу

При адитивній перешкоді реєструється стохастичний сигнал виду

$$\xi(x) = s(x) + n(x), \quad (17)$$

і задача полягає в зменшенні впливу перешкоди при мінімальних спотвореннях корисної складової сигналу. Сигнал (17) має обмежену протяжність всередині деякого інтервалу $[0, L]$, задовольняє умовам інтегрованості, тому до нього можна застосувати операцію перетворення Фур'є:

$$F_L \{ \xi(x) \} = S(u, L) + N(u, L). \quad (18)$$

Другий доданок в (18) змінюється від реалізації до реалізації сигналу (17). Незмінною характеристикою цього доданку при стаціонарній перешкоді $n(x)$ є спектральна щільність, оцінка якої може бути отримана у формі

$$G_n(u) = \frac{1}{L} \langle N^0(u, x) N(u, L) \rangle = \frac{1}{L} \langle |N(u, L)|^2 \rangle, \quad (19)$$

де кутові дужки означають усереднення по ансамблю реалізацій $\{\xi(x)\}$. Спектральна щільність характеризує потужність сигналу в нескінченно вузькій смузі частот залежно від частоти. Відмітимо, що у багатьох випадках використовується відповідне поняття енергетичного спектру сигналу.

Спектральна щільність детермінованої корисної складової є

$$G_s(u) = \frac{1}{L} |S(u, L)|^2. \quad (20)$$

Перешкода $n(x)$ зазвичай має широкий спектр, тому функції $G_s(u)$ і $G_n(u)$ перекриваються. При використанні частотного фільтру спектральна густина сигналу на його виході визначається виразом

$$G_s(u) = G_\xi(u) |H(u)|^2 = G_s(u) |H(u)|^2 + G_n(u) |H(u)|^2. \quad (21)$$

Частотна характеристика фільтру $H(u)$ вибирається з врахуванням функцій $G_s(u)$ і $G_n(u)$ так, щоб подавити вплив перешкоди, який визначається другим доданком в (21), при мінімальних спотвореннях спектру корисного сигналу, представленого першим доданком.

Обробка інтерференційних сигналів вигляду (5), (6) в області незалежних змінних може здійснюватися декількома способами.

Стосовно одновимірного випадку детермінованого сигналу (6) перетворенню (14) відповідає операція згортки (рис. 5) в області незалежної змінної

$$s(x) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\chi) h(x - \chi) d\chi, \quad (22)$$

де імпульсний відгук фільтру

$$h(x) = F\{H(u)\}. \quad (23)$$

Спектральна щільність сигналу зв'язана з його кореляційною функцією $R(\chi)$ перетворенням Фур'є

$$G(u) = F\{R(\chi)\} = \int_{-\infty}^{\infty} R(\chi) \exp(-j2\pi u\chi) d\chi, \quad (24)$$

де

$$R(\chi) = \int_{-\infty}^{\infty} s(x) s(x + \chi) dx. \quad (25)$$

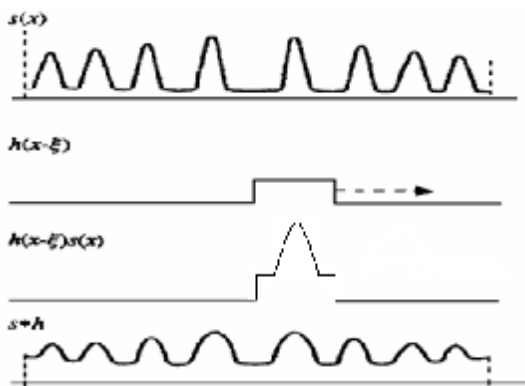


Рис. 5. Операція згортки

Згідно (17) і (25), кореляційна функція реалізації сигналу $\xi(x)$ при взаємно незалежних корисному сигналі і перешкоді дорівнює сумі кореляційних функцій, а саме $R_{\xi}(\chi) = R_s(\chi) + R_n(\chi)$. При некорельованій перешкоді другий доданок відмінний від нуля лише при нульовому зсуві χ , тому $R_{\xi}(\chi) = R_s(\chi) + R_n(0)$. Кореляційна функція включає повну інформацію про зареєстрований сигнал, який міститься у функції спектральної щільності. Враховуючи конкретний вигляд цих функцій для інтерферометричного процесу, можна синтезувати оптимальні спектральні або кореляційні фільтри.

Представлення властивостей сигналів на основі понять спектральної щільності і кореляційних функцій є непараметричним, оскільки при цьому враховуються значення передусім самого сигналу, і значення параметрів не входять в співвідношення (18) – (25) в явній формі.

У нашому випадку дистанційного інтерферометричного контролю потрібно визначати параметри інтерференційного сигналу, який змінюються. При цьому необхідно використовувати методи оптимальної фільтрації параметрів сигналу.

У загальному випадку завдання фільтрації параметрів формулюється таким чином. Спостерігається реалізація $\xi(x)$ інтерферометричного процесу $\{\xi(x)\}$, яка є відомою функцією від корисного сигналу $s(x, \theta)$ і перешкоди $n(x)$. Корисний сигнал $s(x, \theta)$ є відома функція незалежної змінної і вектора параметрів θ , який представляє векторний випадковий процес. Імовірнісні характеристики цього процесу і перешкоди передбачаються також відомими. Завдання полягає в тому, аби по спостережуваній реалізації $\xi(x)$ для кожного "поточного" значення x знайти апостеріорну щільність ймовірності $\theta(x)$.

В якості критерію оптимальності отриманої оцінки θ вектора параметрів приймаємо критерій мінімуму середнього ризику

$$\langle Q \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} d\theta \int_{-\infty}^{\infty} Q(\theta, \theta) p(\theta, \theta) d\theta \rightarrow \min, \quad (26)$$

де $Q(\theta, \theta)$ – функція втрат, яка визначає значимість (ризик) отримання оцінки θ для дійсного значення θ , $p(\theta, \theta)$ – сумісна щільність ймовірності випадкових векторів θ і θ . При квадратичній функції втрат критерій (16) зводиться до мінімізації дисперсії помилки фільтрації вектора параметрів θ .

В завданнях фільтрації реалізація сигналу визначається аддитивною моделлю

$$\xi(x) = s[x, \theta(x)] + n(x), \quad (27)$$

де $n(x)$ – шум спостережень, який вважається некорельованим шумом Гауса.

Окремий скалярний компонент випадкового вектора параметрів $\theta(x)$ в (27) характеризується випадковою функцією незалежної змінної. Випадковою ця функція вважається тому, що апріорно невідомо, яка саме з можливих функцій, що належать випадковому процесу $\{\theta(x)\}$, визначатиме сигнал при даному спостереженні.

Розгляд випадкового процесу $\{\theta(x)\}$ в точках спостереження x_k , $k = 1, \dots, K$, утворюють K – мірний випадковий вектор $\theta = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K)^T$, який статистично повністю визначається щільністю ймовірності $p(q)$. Добуток $p(\theta)d\theta_1 d\theta_2 \dots d\theta_K$, в свою чергу, визначає ймовірність того, що значення параметра $\theta(x_k)$ в точках x_k будуть знаходитись в нескінченно вузьких інтервалах $\theta_1 + d\theta_1, \theta_2 + d\theta_2, \dots, \theta_K + d\theta_K$. Отже, при великому числі перетинів K багатовимірна щільність ймовірності $p(\theta)$ дозволяє знайти ймовірність отримання окремої випадкової функції – реалізації випадкового процесу (рис. 6). Після проведення спостережень функція $\theta(x)$, вочевидь, є детермінованою.

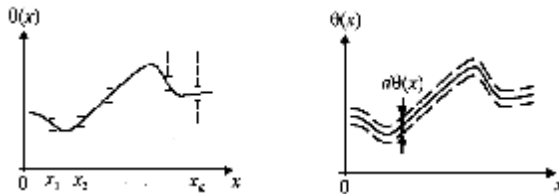


Рис. 6. Зміна випадкового параметра як реалізації випадкового процесу
Еволюцію окремого компонента випадкового вектора параметрів $\theta(x)$ зручно визначити скалярним диференціальним рівнянням вигляду

$$\frac{d\theta(x)}{dx} = A(x, \theta) + B(x, \theta)w(x), \quad (28)$$

де $A(x, \theta)$, $B(x, \theta)$ – відомі функції, $w(x)$ – реалізація формуючого некорельованого гаусівського випадкового процесу, $\theta(0) = \theta_0$. Перший доданок в (28) визначає детерміновані зміни параметра, другий враховує стохастичні відхилення параметра. У простому випадку вважаємо $A(x, \theta) = -\alpha$, $B(x, \theta) = \alpha$, де α – постійна, тоді розв'язком рівняння

$$\frac{d\theta(x)}{dx} = -\alpha\theta(x) + \alpha w(x) \quad (29)$$

будуть випадкові функції, які є реалізаціями випадкового процесу з низько-частотним енергетичним спектром, граничною частотою $1/\alpha$ і дисперсією, яка визначається значенням (рівномірної) спектральної щільності формуючого випадкового процесу $\{w(x)\}$.

Модель (28) дозволяє визначити достатньо складну еволюцію параметрів більшості реальних інтерференційних сигналів в задачах дистанційного контролю об'єктів.

З моделей (6), (14) видно, що спостережувані значення сигналу s пов'язані з вектором параметрів нелінійно, тому стосовно інтерферометричних систем потрібно вирішувати задачу нелінійної фільтрації параметрів.

Шум спостережень $n(x)$ в (27) і формуючий шум $w(x)$ в (28) потрібно визначити випадковим K – мірним вектором з гаусівською щільністю ймовірності. Зокрема

$$p(w) = \left[(2\pi)^K \det R \right]^{-\frac{1}{2}} \exp(-w^T R^{-1} \frac{w}{2}), \quad (30)$$

де $R = \langle ww^T \rangle$ – кореляційна матриця з елементами $R_{ij} = \langle w_i w_j \rangle$, яка в разі послідовності відліків некорельованого шуму є діагональною матрицею спектральної щільності. Модель виду (29) визначає випадковий процес із обмеженим спектром, який називають процесом типу "кольорового" шуму.

На практиці характеристики параметрів сигналу і перешкод не завжди є наперед відомими. При цьому для зняття невизначеності потрібно використувати адаптивні фільтри. Часто невизначеність характеристик сигналу і перешкод зводиться до невизначеності значень спектральної щільності в області нульової частоти, ширини спектру, дисперсії і так далі. Адаптивні фільтри можуть бути побудовані або на основі отримання оцінок невідомих параметрів з подальшим підстроюванням параметрів фільтру, або із здійсненням безпосереднього підстроювання за реєстрованими даними. У першому випадку невідомі параметри включають в розширений вектор параметрів, і адаптивна система подібна неадаптивній, але має вищу розмірність простору параметрів. В другому випадку функції $s(x, \theta)$, $A(x, \theta)$, $B(x, \theta)$ розглядаються як складові вектора параметрів адаптації $\beta = (s, A, B)^T$, який вважається

незмінним на деякому малому інтервалі адаптації, всередині якого виконується умова

$$\frac{d\beta}{dx} = 0 \quad (31)$$

Спільне розв'язання рівнянь (28) і (31) дозволяє знайти структуру оптимального адаптивного фільтра. Синтез оптимальних адаптивних фільтрів з безпосереднім підстроюванням є досить складним завданням, тому в інтерферометричній системі ми використовуємо підхід на основі попередньої обробки з наступною оптимальною фільтрацією параметрів сигналу.

При використанні лазера з довжиною хвилі 0,633 мкм та відфільтрувавши корисний сигнал, розроблений прилад дозволяє контролювати швидкість розчинення матеріалу в нм/хв, з похибкою що не перевищує 7%.

Висновки. Розроблений прилад забезпечує контроль швидкості розчинення матеріалу в процесі електрохімічного травлення та розроблена математична модель інтерференційних сигналів. Прилад призначений для використання в системах автоматизації процесів електрохімічного травлення, а також може бути корисним при вирішенні аналогічних задач.

Список літератури: 1. *Ефимкина В.Ф.* Светильники с газоразрядными лампами высокого давления / *В.Ф. Ефимкина, Н.Н. Софранов.* – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 104с. 2. *Пугач М.В.* Аналіз технологічного процесу виготовлення струмоводів пальників ламп ДРЛ як об'єкта керування / *М.В. Пугач* // Автоматизація технологічних об'єктів та процесів: пошук молодих: зб. наук. пр. 3-ї Міжнар. наук. техн. конф. асп. і студ. в м. Донецьку 14–15 трав. 2003 р. – Донецьк: ДонНТУ, 2003. – С. 282–283. 3. *Пугач М.В.* Дослідження розподілу електричного поля у ванні травлення як об'єкта керування / *М.В. Пугач* // Нові технології. – 2009. – №4 (26) – С. 120 – 126. 4. *Иванов В.Т.* Оптимизация электрических полей, контроль и автоматизация гальванообработки / *В.Т. Иванов, В.Г. Гусев, А.Н. Фокин.* – М.: Машиностроение, 1986. – 216 с. 5. *Чудов В.А.* Измерения в машиностроении / *В.А. Чудов* // Измерительная техника. – 1990. – №3 – С.61 – 62. 6. *Taguchi G.* Introduction to quality engineering: designing quality in products and processes / *G. Taguchi.* – NY: Kraus Int. Publ., 1986. – 390 p. 7. *Джоунс Р.* Голографическая и спекл-интерферометрия / *Р. Джоунс, К. Уайкс* – М.: Мир, 1986. – 328 с. 8. *Dyrseth A.A.* Measuring mixing dynamics of transparent fluids with electronic speckle pattern interferometry / *A.A. Dyrseth, R. Spooen* // *Appl. Opt.* – 1997. – V.36. N25. – P.6171 – 6177. 9. Пат. 26976 Україна, МПК Н 01 L 21/302. Спосіб визначення моменту закінчення процесу плазмохімічного травлення / *Кравченко С.Ю., Кравченко Ю.С, Осадчук В.С, Осадчук О.В.*; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – № u200706553; заявл. 11.06.2007; опубл. 10.10.2007. 10. *Васильев В.Н.* Компьютерная обработка сигналов в приложении к интерферометрическим системам / *В.Н. Васильев, И.П. Гуров.* – СПб.: БХВ, 1998. – 240с.

Поступила в редакцію 30.03.2010

В.М. ГАЛАЙ, канд. техн. наук, доц. ПолтНТУ

А.М. СІЛЬВЕСТРОВ, д-р техн. наук, проф. НТУУ “КПІ”

МОДИФІКОВАНИЙ КОРЕЛЯЦІЙНИЙ МЕТОД КОНТРОЛЮ ВІБРАЦІЙ

Предложен нониусный алгоритм использования корреляционных методов для выявления и контроля, скрытых случайными шумами вибраций. Эффективность подхода подтверждена числовым моделированием.

The nonius algorithm of using correlation methods is proposed for detecting and monitoring of hidden by random noise vibrations of rotating bodies. Effectiveness of this approach is proved by multiple numerical simulations.

Постановка проблеми. Багато матеріальних об'єктів в процесі функціонування потребує своєчасного виявлення та контролю рівня і частоти вібрацій. Наприклад, вібрації часто виникають внаслідок поступового руйнування підшипників, в яких обертаються вали масивної конструкції, пробуксовки підшипникових механізмів, юзі коліс тощо [1]. Це можуть бути багатокостовні і небезпечні у випадку руйнування механічні чи енергетичні апарати, флотажні та будівельні машини, транспортні засоби [2]. Своєчасне виявлення вібрацій дозволяє запобігати виникненню аварій і зменшувати витрати на ремонт контрольованого об'єкта.

Аналіз літератури. Для контролю вібраційних коливань зазвичай використовують первинні перетворювачі, що безпосередньо вимірюють вібрації у відповідних елементах об'єкту [4-5]. Але це далеко не завжди зручно і дешево.

Мета статті. Розроблення нониусного інверсно-кореляційного методу, що при технічній реалізації дозволяє непрямим способом виявити та ідентифікувати параметри вібрацій за шумовими сигналами.

Нониусний інверсно-кореляційний метод контролю прихованих періодичностей. Інверсно-кореляційною є функція взаємокореляції процесу $y(t)$ з його дзеркальним відображенням $\bar{y}(t) = y(-t)$ [5]. Якщо для суміші

$$y(t) = x(t) + z(t), \quad (1)$$

де $x(t)$ – періодичний, а $z(t)$ – випадковий сигнали, знайти інверсно-кореляційну функцію $R_{yy}(\tau)$, то, на відміну від автокореляційної функції $R_{yy}(\tau)$, за умови, що випадкова складова $z(t)$ має затухаючу зі збільшенням

зсуву τ кореляційну функцію $R_{zz}(\tau)$, при довжині T виборок, інверсно-кореляційна функція буде мати математичне сподівання $M\{R_{y\bar{y}}(\tau)\}$ таке ж, як і чистий сигнал $x(t)$:

$$M\{R_{y\bar{y}}(\tau)\} = M\{R_{x\bar{x}}(\tau)\} + M\{R_{z\bar{z}}(\tau)\} = M\{R_{x\bar{x}}(\tau)\}, \quad (2)$$

тому що $M\{R_{z\bar{z}}(\tau)\} = 0$.

Наприклад, якщо $R_{zz}(\tau) = \sigma_z^2 \cdot \exp(-\gamma|\tau|)$, $T \gg \tau$, $\gamma T \gg 1$, то

$$M\{R_{zz}(\tau, T)\} = \frac{\sigma_z^2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \exp(-\gamma|\tau|) dt = \frac{\sigma_z^2}{2T\gamma} [2 - \exp(-\gamma(T-\tau)) - \exp(-\gamma T)].$$

Якщо

$$x(t) = x_m \cos(\omega_c t + \phi), \quad (3)$$

де x_m – амплітуда вібрацій, $\omega_c = 2\pi f_c$, f_c – частота вібрацій, ϕ – початкова фаза, то $x(-t)$ має початкову фазу $\pi - \phi$, а

$$R_{y\bar{y}}(\tau) = R_{x\bar{x}}(\tau) = 0,5x_m^2 \cos(\omega_c \tau - 2\phi). \quad (4)$$

Тобто за $R_{y\bar{y}}(\tau)$ не важко визначити амплітуду x_m , частоту ω_c і початкову фазу ϕ_c сигналу вібрацій. Можна показати, що дисперсія $R_{y\bar{y}}(\tau)$ за умови, що $T \geq 10\tau$, співпадає з дисперсією $R_{x\bar{x}}(\tau)$.

Ноніусний метод використання інверсно-кореляційних функцій – це рекурентний процес:

$$R^{(n+1)}(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{T+\tau} \int_0^{T+\tau} \bar{R}^{(n)}(t) \cdot \bar{R}^{(n)}(-t-\tau) dt, & -\frac{T}{2} \leq \tau \leq 0, \\ \frac{1}{T-\tau} \int_{\tau}^T \bar{R}^{(n)}(t) \cdot \bar{R}^{(n)}(-t-\tau) dt, & 0 < \tau < \frac{T}{2}, \end{cases} \quad (5)$$

де $\bar{R}^{(n)}(\tau)$ – центрована інверсно-кореляційна функція:

$$\bar{R}^{(n)}(\tau) = \frac{1}{2T_1+1} \int_{\tau-T_1}^{\tau+T_1} R^{(n)}(\tau) d\tau - \frac{1}{2T_2} \int_{\tau-T_2}^{\tau+T_2} R^{(n)}(\tau) d\tau. \quad (6)$$

Тут n – номер ітерації, T – інтервал часу t функції $y(t)$, τ – зсув часу t ; $2T_1$ – час усереднення $R^{(n)}(\tau)$ суттєво менший, а $2T_2$ – суттєво більший від можливого періоду шуканого сигналу $x(t)$; $R^{(n+1)}(\tau)$ – інверсно-кореляційна функція від центрованих $\bar{R}^{(n)}$ інверсно-кореляційних функцій, $R^{(1)}(t) = y(t)$.

Ноніусність рекурентного процесу (5) полягає в тому, що зі зростанням числа n ітерацій зростає співвідношення “корисний періодичний сигнал/кореляція від випадкового сигналу”. Як в ноніусних вимірювальних системах є канали грубого і точного виміру, так і в рекурентному процесі розрахунку кореляцій від кореляцій є результати першого, другого і подальшого наближення. Зі збільшенням номеру n ітерації перетворення (5), (6) суміші $y(t)$, а потім її кореляцій приводить до виникнення квазіперіодичних $\bar{R}^{(n)}(\tau)$, навіть якщо в $y(t)$ періодичність відсутня. Тому існує оптимальне число n перетворень (5), (6).

Критерій (6) середньоквадратичного наближення $\bar{R}^{(n)}(\tau)$ до синусоїди $x(t)$ менш ефективний внаслідок амплітудної модуляції, що виникає в рекурентному процесі (5), (6). Для кращого виявлення присутності періодичної складової $x(t)$ в суміші $y(k)$ використовуємо частотний критерій:

$$I(x) = \left[\frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \left(\frac{T_j}{T_c} - 1 \right)^2 \right]^{1/2}, \quad T_c = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m T_j, \quad (7)$$

де m – кількість інтервалів T_j знаконезмінності функції (6), T_c – середнє значення інтервалів T_j .

Структурну схему системи для дослідження наведено на рис 1.

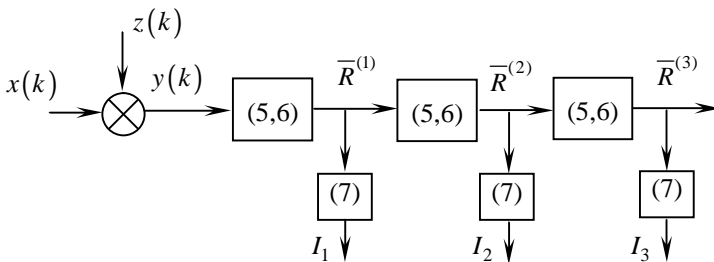


Рис.1. Схема трикрокового інверсно-кореляційного алгоритму

Тут $x(k) = X_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} \cdot \Delta t \cdot k + \phi_c\right)$, $z(k)$ – проінтегрований “білий шум”, $k = \overline{1, N}$, $N = 1450$, $\Delta t = 0,006$ с, $\phi_c = 0$, $f_c = 3$ Гц; в формулі (6) $T_1 = 0,03$ с, $T_2 = 0,45$ с. Моделювання і розрахунки зроблено для різних співвідношень X_m/σ_z . Правило, що вирішує є $x(t)$ в суміші $y(t)$ чи немає, полягає в наступному:

- система визначає порогові значення критеріїв I_k , $k = 1, 2, 3$ з експерименту, де $x(t) = 0$;

- при обробці суміші $y(t)$ було прийнято рішення, що $x(t)$ існує, якщо хоч один з критеріїв I_1, I_2, I_3 має значення менше мінімального для експерименту без $x(t)$.

В табл. 1, як приклад, наведено значення I_k , $k = 1, 2, 3$ та середнє значення частоти $f_c = T_c^{-1}$ для десяти реалізацій проінтегрованого “білого шуму”:

Таблиця 1

№	$I_1(z)$	$I_2(z)$	$I_3(z)$	f_c
1	49	24	9,9	2,86
2	33	22	19	2,17
3	44	11	2,1	3,07
4	45	21	8,8	2,38
5	51	26	23	2,85
6	46	25	5,6	2,64
7	24	6	1,1	2,37
8	58	18	5,0	2,19
9	50	24	10	2,26
10	35	14	5,8	2,67

Мінімальні значення $I_1 = 24$; $I_2 = 6$; $I_3 = 1,1$.

В табл. 2, як приклад, подано ті ж дані, але вже для суміші $y(k)$ різних значень “шум/сигнал” (ш/с):

Таблиця 2

№	ш/с	$Y_1(z)$	$Y_2(z)$	$Y_3(z)$	f_c
1	2	3	4	5	6
1	10	35	12	0,4	3,00
2	11	21	21	20	2,57
3	18	13	1,3	0,1	2,99

1	2	3	4	5	6
4	8	10	0,9	0,1	300
5	12	19	1,1	0,2	3,00
6	13	31	3,3	0,5	3,00
7	21	20	2,1	0,4	2,99
8	15	24	1,7	0,1	2,99
9	23	35	3,0	0,5	3,00
10	17	33	2,5	0,3	3,00

Згідно з алгоритмом прийняття рішення про існування періодичних коливань в дев'яти з десяти реалізацій (окрім другої) було виявлено сигнал $x(t)$. Відсоток розпізнавання по I_1 складає лише 70%, по I_2 – 80%, тоді як по I_3 – 90%. На рис. 2, *a* наведено частотний спектр шуму $z(t)$, на рис. 2, *б* – суміші $y(t)$ для співвідношення “шум/сигнал” 2; На рис. 3 – фрагмент реалізації суміші $y(t)$, на рис. 4, 5, 6, *a*, *б* інверсні кореляційні функції від шуму (*a*) та $y(t)$ – (*б*), першої, другої та третьої кореляції відповідно.

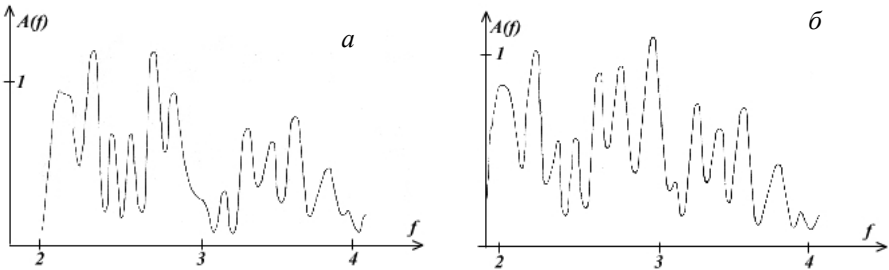


Рис. 2. Спектри шуму (*a*) і суміші (*б*)

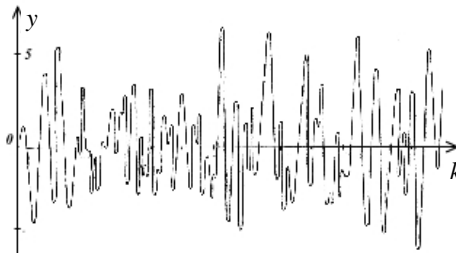


Рис. 3. Фрагмент реалізації суміші $y(t)$

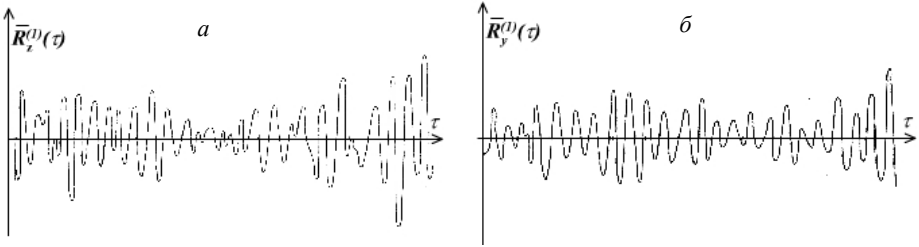


Рис. 4. Перша інверсна кореляція від шуму (а) і суміші (б)

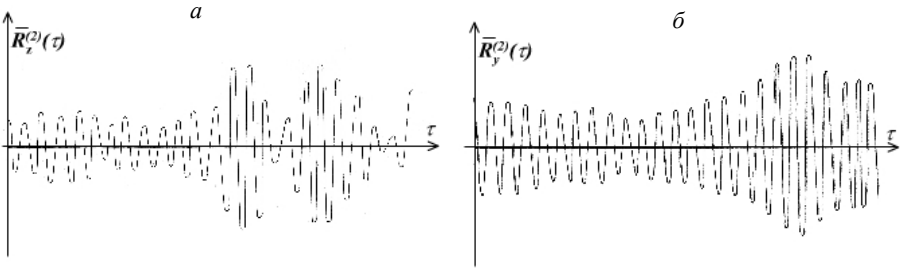


Рис. 5. Друга інверсна кореляція від шуму (а) і суміші (б)

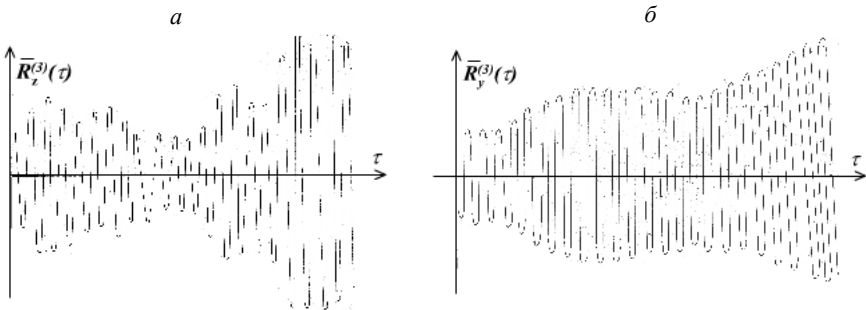


Рис. 6. Третя інверсна кореляція від шуму (а) і суміші (б)

Модифікований кореляційний алгоритм виявлення періодичності, прихованої випадковими перешкодами, співставлено з частотним пороговим методом. Ефективність методів визначена імовірністю P_c виявлення синусоїдного сигналу амплітуди A_c за умови заданої імовірності помилкового рішення. Як показує співставлення результатів (рис. 7),

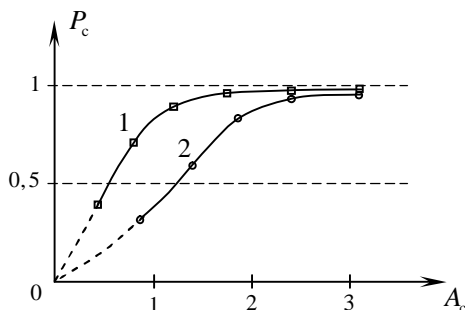


Рис. 7. Залежність від амплітуди A_c ймовірності виявлення періодичного сигналу модифікованим кореляційним (1) і частотним (2) методами

модифікований кореляційний алгоритм забезпечує більшу ймовірність виявлення прихованої періодичності порівняно з частотним, що є його суттєвою перевагою.

Висновки. Аналізуючи результати числового експерименту (табл. 1, 2) та відповідні їм графіки (рис. 2-7) можна зробити такі висновки:

- ноніусний інверсно-кореляційний метод може бути з успіхом використано, як альтернативу відомому частотно-пороговому чи звичайному кореляційному [6] у випадку, коли треба виявити присутність і визначити параметри прихованої випадковими шумами періодичності невідомої частоти;

- найбільш інформативним критерієм виявлення періодичного сигналу є розкид (7) півперіодів центрованих інверсних кореляцій (6) другого, третього рівня ноніусного алгоритму.

Список літератури: 1. Клепиков В.Б. К устранению "срывных" фракционных автоколебаний в электромеханических системах типовыми обратными связями / В.Б. Клепиков, Л.В. Асмолова // Тематичний випуск "Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика" науково-технічного журналу "ЕЛЕКТРОІНФОРМ" – Львів: ЕКОінформ, 2009. – С. 25-28. 2. Буряковский С.Г. Моделирование механической системы рудничного электровоза в режиме буксования / С.Г. Буряковский, А.А. Рафальский // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2008 – №30. 3. Винник А.В. Упругие колебания координат тягового электропривода троллейбуса / А.В. Винник, Н.А. Задорожний, В.В. Головченко // Тематичний випуск "Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика" науково-технічного журналу "ЕЛЕКТРОІНФОРМ" – Львів: ЕКОінформ, 2009. – С. 196-198. 4. Исаченко В.Х. Система контроля проводки наклонных скважин с автономным скважинным прибором / В.Х. Исаченко // Приборы и системы управления. – 1991. – №1. – С.29-30. 5. Виленкин С.Я. Статистическая обработка результатов исследования случайных функций / С.Я. Виленкин. – М.: Энергия, 1979. – 320с. 6. Волгин В.В. Оценка корреляционных функций в промышленных системах управления. / В.В. Волгин, Р.Н. Каримов. – М.: Энергия, 1978. – 79с.

Поступила в редакцію 01.04.2010

А.И. ГАПОН, канд. техн. наук, проф. НТУ “ХПИ”
Н.А. РУДАКОВА, студент НТУ “ХПИ”
С.М. САВИЦКИЙ, магистр НТУ “ХПИ”
А.М. КОРКИН, студент НТУ “ХПИ”

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРЕДСКАЗЫВАЮЩЕГО ФИЛЬТРА ДЛЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕПЛОВЫМИ ОБЪЕКТАМИ

Побудована математична модель екстраполятора системи програмного управління для теплових об'єктів, які мають властивості лінійного об'єкту із самовирівнюванням. Модель має представлення у вигляді рекурентної формули, де враховується перехідний процес у тепловому об'єкті за допомогою масиву коефіцієнтів відповідності. Модель будується для об'єктів з одним давачем та одним джерелом тепла. Лл.3.Бібліогр.:6 назв.

The mathematical model of the ekstrapolyator system of programmatic management is built for thermal objects which are characteristics of linear object with smoothing. A model knows as a recurrent formula, where transient is taken into account in a thermal object by the array of coefficients of accordance. A model is built for objects with one sensor and one source of heat. Picture 3.Bibliography.:6 of the names.

Постановка проблемы. Для инерционных объектов часто используют структуру, включающую идеальное звено экстраполяции. Теория управления с предсказанием рассматривает методы экстраполяции (предсказания) состояния объекта и выработки управляющего воздействия с упреждением.

Структурная схема системы управления с предсказанием представлена на рис.1. В цепь обратной связи включён экстраполятор – предсказывающий фильтр ПФ и система обработки информации СОИ. На основании данных о состоянии объекта в прошлом и настоящем, ПФ вырабатывает сигнал, соответствующий возможному состоянию системы в будущем, а СОИ на его основе - сигнал коррекции. Точность регулирования такой системы определяется объёмом информации о состоянии системы в прошлом, времени упреждения и метода экстраполяции.

Анализ свойств объекта регулирования (термокамеры), требований к системе регулирования и характера входного сигнала системы $X(t)$ позволяет выделить следующие их особенности, существенно упрощающие синтез системы регулирования:

- объект регулирования обладает большой инерционностью, и поэтому переход от непрерывной системы к дискретной не вызовет существенного ухудшения характеристик системы;

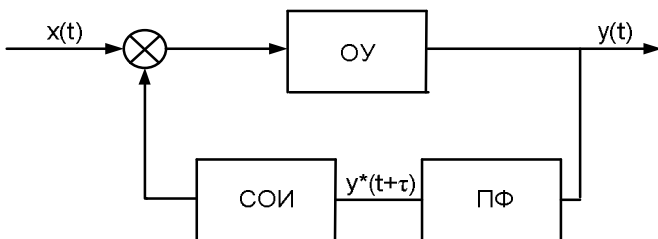


Рис. 1

- объект управления относится к классу объектов с самовыравниванием;
- теплофизические параметры объекта управления в заданном диапазоне температур являются неизменными;
- входной сигнал $X(t)$ – детерминированная наперёд заданная функция времени;
- уровень помех на входе системы, к которым, очевидно, нужно отнести ошибку задания входной величины $X(t)$ и возмущающие воздействия (колебания температуры окружающей среды) на систему небрежно малы;
- функция $X(t)$ не имеет производных по времени, равных бесконечности.

Это позволяет сделать следующие упрощения. Непрерывная величина $X(t)$, которая отражает закон изменения температуры в термокамере, заменяется последовательностью дискретных значений X_1, X_2, \dots, X_m . Переходная функция термокамеры $h(t)$ заменяется набором дискретных значений K_1, K_2, \dots, K_n . Период дискретизации функций $X(t)$ и $h(t)$ одинаков и равен $\tau = \text{const}$. Эти упрощения позволили синтезировать структурную схему системы терморегулирования, которая представлена рис.1.2.

Поскольку для выполнения программы терморегулирования начало отсчёта значения не имеет и входная величина $X(t)$ – есть программа изменения температуры, заданная заранее, предлагается ввести в систему идеальное звено экстраполяции. Для наперёд заданной функции $X(t)$ идеальный экстраполятор можно реализовать путём задержки $X(t)$ относительно $X^*(t)$ (см.рис.1.2) на интервал времени τ , в течение которого чувствительность термокамеры критически мала.

Система содержит идеальный экстраполятор Э, три элемента сравнения, усилитель-корректор с запоминанием уровня, объект управления ОУ и математическую модель объекта управления ММОУ. Значительной особенностью данной схемы от схем систем с предсказанием является то, что экстраполирующий элемент (предсказывающий фильтр) содержится не в цепи прохождения управляющего сигнала $X(t)$.

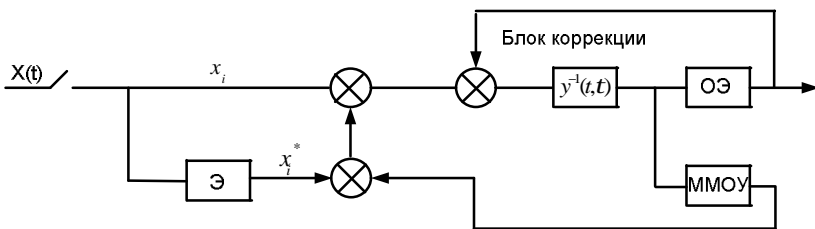


Рис. 2

Следовательно, возникает задача разработки математической модели предсказывающего фильтра.

Анализ литературы. Истоки идеи индуктивного моделирования кроются в проблеме синтеза оптимального нелинейного предсказывающего фильтра, которую впервые сформулировал А. Н. Колмогоров в 1941г. [1]. Дальнейшее развитие идея получила в теории линейной фильтрации Колмогорова-Винера [1,2]. В начале 60-х годов прошлого века Д. Габор предложил универсальный предсказывающий фильтр с самонастройкой в процессе обучения [3], который реализует алгоритм предсказания будущего значения стационарной функции времени по ее предистории путем нахождения оптимальных весовых коэффициентов расширенного оператора предсказания. Однако, перечисленные работы не содержат моделей фильтров, предназначенных для решения задач управления тепловыми объектами. Некоторые вопросы теории предсказания детерминированных и случайных процессов рассмотрены в работе [5], где особое внимание уделяется реализации различных алгоритмов-операторов предсказания на электронных цифровых вычислительных машинах. Результаты этой работы также не доведены до формы, удобной для управления процессом нагрева/охлаждения инерционных объектов. В работе [6] предложено несколько методов управления температурными полями, однако в них не используется предсказывающий фильтр.

Цель статьи разработать математическую модель предсказывающего фильтра для линейного объекта управления, которому свойственны свойства самовыравнивания и справедлив принцип суперпозиции.

Математическая модель объекта управления

Рассмотрим теоретические предпосылки построения модели линейного объекта управления с самовыравниванием. По определению, переходная функция объекта регулирования есть реакция объекта на управляющее воздействие в виде единичной функции. Для линейных объектов справедливо

утверждение, что характер переходной функции не зависит от величины (амплитуды) управляющего воздействия, т.е. отношение выходного параметра объекта $Y(t)$ (приращения температуры в термостате) к управляющему воздействию X вида единичной функции есть величина постоянная для одного и того же момента времени, для всех X :

$$K = \frac{Y(t)}{X} \Big|_{t=const} = const \quad (0 < X < X_{max}), \quad (1)$$

где X_{max} - максимальное значение управляющего воздействия, при котором сохраняются линейные свойства объекта управления. Очевидно, что с течением времени значение коэффициента K будет изменяться вплоть до окончания переходного процесса в объекте. Если переходную функцию объекта по оси времени разбить на n равных интервалов τ (рис. 3),

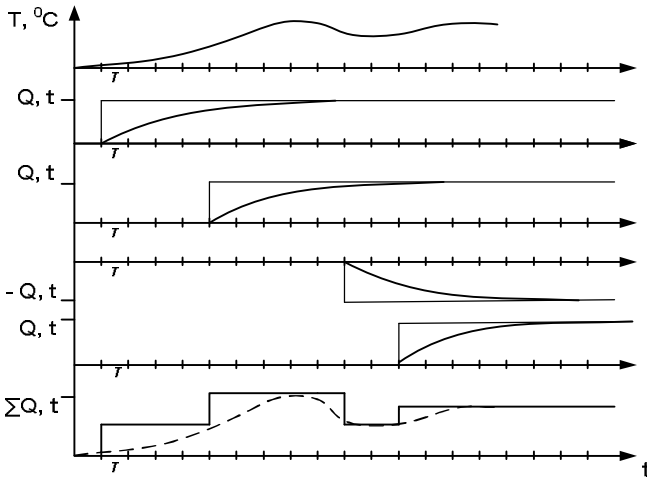


Рис. 3

то в моменты времени t , кратные τ , можно рассчитать коэффициенты K_j , по формуле:

$$K_j = \frac{Y(t)}{X} \Big|_{t=\tau \cdot j} \quad (1 < j < n), \quad (2)$$

которыми однозначно определяется переходная функция объекта в этих точках для любых значений управляющего воздействия:

$$Y(t) = X \cdot K_j \Big|_{t=\tau \cdot j} \quad (0 < X < X_{max}; 1 < j < n), \quad (3)$$

С другой стороны, с помощью коэффициентов K_j можно рассчитать значение управляющего воздействия X , которое за заданное время $t=j \cdot \tau$ вызовет изменение выходного параметра до $Y(\eta)$

$$X = \frac{Y(\eta)}{K_j} \Big|_{\eta=\tau \cdot j} \quad (1 < j < n), \quad (4)$$

Таким образом, задание переходной характеристики в виде матрицы коэффициентов $[K]$ позволяет однозначно связать величину управляющего воздействия, заданного в виде единичной функции, с состоянием объекта управления.

В соответствии с принципом суперпозиции выходную величину можно рассматривать как алгебраическую сумму реакций объекта на элементарные управляющие воздействия, алгебраической суммой которых можно представить любое управляющее воздействие. На основании вышесказанного любую ступенчатую функцию, в виде которой сформировано управляющее воздействие, можно представить в виде суммы единичных функций:

$$X_i = x_0 + x_1 + x_2 + \dots + x_i \quad (0 < i < \infty), \quad (5)$$

а реакцию объекта вычислять как сумму реакций на соответствующие единичные функции:

$$Y_i = y_0 + y_1 + y_2 + \dots + y_i \quad (0 < i < \infty), \quad (6)$$

Допустим, теперь ступенчатая функция изменяет своё значение только в моменты времени t , кратные τ . Тогда с помощью матрицы коэффициентов $[K]$ можно рассчитать реакцию объекта управления. Например, если в момент времени $t=0$ на объект было подано воздействие x_0 , то в момент времени $t=1 \cdot \tau$ выходная величина y_0 , будет равна:

$$Y(t) = y_0 = x_0 \cdot k_1, \quad (7)$$

в момент времени $t = 2 \cdot \tau$:

$$Y(t) = y_0 + y_1 = x_0 \cdot k_2 + x_1 \cdot k_1, \quad (8)$$

в момент времени $t = 3 \cdot \tau$:

$$Y(t) = y_0 + y_1 + y_2 = x_0 \cdot k_3 + x_1 \cdot k_2 + x_2 \cdot k_1, \quad (9)$$

или в общем виде:

$$Y(t)|_{t=\tau \cdot i} = \sum_{j=0}^{i-1} x_j \cdot k_{i-j+1}, \quad i = 1, 2, \dots, \infty \quad (10)$$

То обстоятельство, что переходная характеристика объекта с самовыравниванием при $t \rightarrow \infty$ стремится к какому-то установившемуся значению, позволяет вычислять значение $Y(t)$ по формуле, ограничившись числом n коэффициентов K . Поскольку по окончании переходного процесса отношение

$$\frac{Y(t)}{X} = K_n \quad \text{для} \quad t_{n,n} < t < \infty \quad (11)$$

где $t_{n,n}$ – длительность переходного процесса, выражение (10) удобнее представить в виде:

$$Y(t)|_{t=\tau \cdot i} = K_n \sum_{j=0}^{i-n} x_j + \sum_{m=i-n+1} x_m \cdot k_{i-m+1} \quad (12)$$

Под первый знак суммы выражения (12) сведены все управляющие воздействия, имеющие вид единичной функции, для которых переходные процессы в объекте окончились и которым соответствует один коэффициент K_n . Под вторым знаком суммы сведены произведения величин управляющих воздействий x_m на соответствующие коэффициенты k_{i-m+1} , причём x_m определяют переходные процессы в объекте, поскольку с момента их подачи на объект прошло время $t = (i - m) \cdot \tau$, меньшее длительности переходного процесса. Выражение (12) позволяет по известным значениям приращений управляющего воздействия предсказать состояние объекта в любой момент времени t , кратный τ . Таким образом, если на линейный объект воздействовать сигналом в виде ступенчатой функции, и значение этого сигнала будет изменяться только в моменты времени, кратные некоторой наперёд заданной величине τ , то по переходной функции объекта, заданной в виде таблицы коэффициентов, равных отношению выходного сигнала к управляющему воздействию, можно однозначно рассчитать значение выходного сигнала в любой момент времени t , кратный τ , обусловленного ступенчатым управляющим воздействием.

Следует отметить, что решение обратной задачи, т.е. отыскание вида управляющего воздействия для заданного значения выходного сигнала требует наложения дополнительных ограничений (условий). В противном случае задача имеет множество решений.

Выражение (12) описывает алгоритм функционирования математической модели объекта управления, а выражение (4) описывает работу блока усилителя-корректора структурной схемы рис. 2.

Предложенная структурная схема системы автоматического регулирования и математическая модель объекта управления легли в основу метода программного регулирования объекта большой инерционности, который был использован при построении программного регулятора для термокамеры.

Исследование реакции объекта на управляющие воздействия ступенчатой формы, расчет коэффициентов K , экспериментальное подтверждение справедливости полученных выражений произведены с применением тепловой модели в среде *Ansys*.

Выводы. Получено выражение для предсказания изменения температуры инерционного теплового объекта при подаче на него управляющего воздействия ступенчатой формы, на основе которого разработана структурная схема системы управления с предсказывающим фильтром.

Список літератури: 1. Колмогоров А.Н. Проблема синтеза оптимального предсказывающего фильтра. – Изв. АН СССР. Сер. матем. и естеств. наук, №5, 1941. С 112-129. 2. Weiner N. The Extrapolation Interpolation and Smoothing of Stationary Time-Series. I. Willey, N.Y., 1949. – 290 p. 3. Gabor D., Wilby W.R., Woodcock R.A. A universal nonlinear filter, predictor and simulator which optimizes itself by a learning process. Proc. Inst. Electr. Engrs., vol. 108., part B, №40, 1961. Pp .85-98. 4. Ивахненко А.Г., Лана В.Г. Предсказание случайных процессов. – Киев, Наукова думка, - 1971 – 415 с. 5. Сироджа И.Б. Квантовые модели и методы искусственного интеллекта для принятия решений и управления. – Киев, Наукова думка, 2002, - 490 с. 6. Бутковский А.Г. Методы управления систематми с распределенными параметрами. М. Наука. Главн. ред. физ-мат. лит-ры. 1975.- 568 с.

Статья представлена д.т.н. проф. НТУ «ХПИ» Пуляевым В.А.

Поступила в редакцию 02.04.2010

Э.Б. ГЕЗАЛОВ, канд. техн. наук, доцент Азербайджанского
Технического Университета, (г. Баку)

МОДЕЛЬ ГИБРИДНОЙ СЕТИ СВЯЗИ С НЕОДНОРОДНОЙ НАЗЕМНОЙ ПОДСЕТЬЮ

В статті розробляється модель гібридної мережі зв'язку з неоднорідної наземної підмережі та визначаються імовірно-часові характеристики

The model of a hybrid communication network with non-uniform ground subnetwork is carried out and its probability-time characteristics are determined

Поиск путей наиболее эффективного решения актуальных проблем электросвязи привел к постановке вопроса об обновлении всей инфраструктуры связи на базе идеи создания Глобальной информационной инфраструктуры (ГИИ). Создание ГИИ преследует реализацию во всемирном масштабе ряда стратегических целей, одной из которых является внедрение и расширение возможности диалогового режима, позволяющего пользователю передавать информацию по сетям из одного конца в другой легко и эффективно, для чего эта инфраструктура будет строиться как "Сеть сетей" [1,2].

Техническую основу ГИИ будут составлять разветвленные трансконтинентальные сети оптико-волоконных и проводных линий связи, глобальные спутниковые системы связи, а также широкая и постоянно развивающаяся номенклатура универсальных абонентских средств и высокоскоростные сети абонентского доступа.

В связи с этим большое внимание уделяется проблеме объединения посредством спутника связи географически разбросанных и относительно удаленных друг от друга наземных сетей связи. Поскольку на территории каждой страны, в том числе и Азербайджана, функционируют наземные сети, не имеющие между собой связи, решение этой проблемы и ряда других позволит в будущем сделать телекоммуникационную инфраструктуру республики одним из звеньев ГИИ.

Данной проблеме посвящено много работ. В них приводится анализ характера передаваемого трафика, рассматриваются дисциплины и модели обслуживания межсетевого трафика в гибридной сети связи с однородной по интенсивности входящего потока сообщений и протоколу доступа наземной подсетью, вопросы технической реализации и т.д.

В работе рассматривается гибридная пакетная сеть связи, состоящая из спутниковой и наземной подсетей связи. Наземная подсеть состоит из локальных сетей связи (ЛСС), каждая из которых содержит спутниковую интерфейсную станцию (СИС). СИС различных ЛСС связаны друг с другом звездообразно через спутниковый ретранслятор широкоэвещательным радио-

каналом с коллективным доступом. Для выхода на спутник СИС используют протокол синхронного временного доступа (СВД). Коммуникационные станции (КС) каждой локальной сети разделены на подсети, то есть группы станций, различающиеся по интенсивности входящего потока сообщений. Станции в пределах своей подсети однородны по своей активности. Локальные сети связи разделены на две группы. В ЛСС одной группы подуровень управления доступом реализуют протокол маркерного доступа (МД), а в ЛСС другой группы он реализует протокол СВД.

В рассматриваемой сети следует различать два вида процесса передачи информации: передача местной (внутри локальной сети) информации и передача межсетевой информации. Процесс передачи местной информации исследован в работах многих авторов. Процесс передачи межсетевой информации в гибридной сети связи с однородной по протоколу доступа наземной подсетью исследован в [3]. В [3] рассмотрена гибридная сеть связи, наземная подсеть которых состоит из ЛСС с маркерным доступом. Передача же межсетевой информации между локальными сетями, неоднородными по интенсивности входящего потока сообщений и протоколу доступа исследована мало.

Для организации процесса передачи межсетевой информации в гибридной пакетной сети необходимо решить проблему сопряжения объединяемых сетей [4]. При решении этой проблемы необходимо учитывать различия систем адресации, форматов и длин пакетов, тайм-аутов и управляющей информации.

При объединении ЛС каждая КС должна иметь единый общесетевой адрес, включающий номер данной ЛС в составе гибридной пакетной сети и номер самой КС в ней. Адреса должны быть представлены в одинаковом для всех локальных сетей формате.

Несоответствие форматов обычно является следствием независимой разработки ЛС и может быть сравнительно легко ликвидировано на основе единого полного формата. Различия в длине пакетов бывают из-за того, что эта величина выбирается для каждой ЛС по критерию минимума задержки. Кроме того, на выбор длины пакетов влияет специфика прикладных уровней станций сети (организация памяти компьютеров, форматы команд или форматы в устройствах ввода-вывода информации). Поэтому при объединении ЛС стремятся не к созданию единого формата, а к обеспечению прозрачности гибридной сети для пакетов из любой ЛС.

Тайм-ауты, установленные в сетях, как правило, различны. Они зависят от скорости передачи в моноканалах и размаха сетей. При объединении ЛС время на двусторонний обмен информацией возрастает, что должно учитываться при выборе времени тайм-аутов в гибридной пакетной сети.

При объединении ЛС управляющим уровням каждой из сетей должна быть доступна информация о состоянии всех объединяемых сетей. Из-за больших размеров и емкости гибридной пакетной сети необходимо ввести

такие алгоритмы управления, которые бы базировались на обобщенную информацию о состоянии ЛС.

Процесс передачи межсетевой информации в гибридной пакетной сети через спутник связи является сложным и многоэтапным. Процесс передачи межсетевой информации в такой сети состоит из следующих фаз [3,4]: 1 – станция-отправитель передает кадр СИС своей ЛСС; 2 – взаимодействие передающей СИС со спутником связи; 3 – взаимодействие спутника связи с приемной СИС через широкоэвещательный радиоканал; 4 – приемная СИС передает кадр станции- адресату.

Пусть задана интенсивность входящего потока сообщений на i -ую ЛСС – Λ_i , $i = \overline{1, M}$. Неоднородность i -ой ЛСС задана вектором неоднородности

$A_i = \left[A_{i1j} \right]$, $i = \overline{1, M}$, $j = \overline{2, m}$, компонентами которого являются коэффициенты неоднородности [5,6], определяемые так:

$$\begin{aligned} A_{i1j} &= \Lambda_{ij} / \Lambda_{i1}, \\ \Lambda_{i1} &= N_{i1} I_{i1} k_{i1}, \quad I_{i1} = q_{i1} / T_0, \quad i = \overline{1, M}, \\ \Lambda_{ij} &= N_{ij} I_{ij} k_{ij}, \quad I_{ij} = q_{ij} / T_0, \quad j = \overline{2, m}, \end{aligned} \quad (1)$$

где Λ_{i1} и Λ_{ij} – интенсивности входящих потоков сообщений соответственно на первую и j -ую подсети i -й ЛСС, N_{i1} и N_{ij} – количество станций соответственно в первой и j -ой подсетях i -й ЛСС, I_{i1} и I_{ij} – интенсивности входящих потоков сообщений, поступающих соответственно в буферы станций соответственно первой и j -ой подсетей i -й ЛСС, k_{i1} и k_{ij} – длины информационных полей кадра для станций соответственно первой и j -ой подсетей i -й ЛСС, q_{i1} и q_{ij} – вероятности поступления сообщения на интервале T_0 работы сети в буферы станций соответственно первой и j -ой подсетей i -й ЛСС.

Для распределения потоков в гибридной сети связи задана матрица связей:

$$P_C = \left\{ p_{ik, lh} \right\} p_{ik, lh} = q_{ik, lh} a_{ik, lh} d_{ik, lh}, \quad (2)$$

где $q_{ik, lh}$ – вероятность поступления сообщения в буфер передачи k -й КС i -й ЛСС, $a_{ik, lh}$ – компоненты матрицы тяготений k -го абонента i -й ЛСС и

h -го абонента l -й ЛСС, $\delta_{ik,lh}$ – символ Кронекера ($i = \overline{1, M}, l = \overline{1, M}, k = \overline{1, N_k}, h = \overline{1, N_h}$), который определяется так:

$$\delta_{ik,lh} = \begin{cases} 0, & i = l, \\ 1, & i \neq l, \end{cases} \quad (3)$$

Требуется определить вероятностно-временные характеристики (ВВХ) рассматриваемой гибридной сети связи.

Выберем в качестве ВВХ исследуемой гибридной сети связи следующие: среднее время задержки сообщения $\bar{t}_{q\gamma}$ в гибридной сети для абонентов γ -й подсети i -й ЛСС, $i = \overline{1, M}, \gamma = \overline{1, m}$, производительность R_p гибридной сети связи, вероятность своевременной доставки \bar{P}_{sig} сообщения в гибридной сети для абонентов γ -й подсети i -й ЛСС, $i = \overline{1, M}, \gamma = \overline{1, m}$, информационная скорость R_C^{RV} в гибридной сети реального времени.

ВВХ исследуемой сети можно определить при помощи модели массового обслуживания, составленной при следующих допущениях: абоненты γ -й подсети i -й ЛСС вводят пакеты постоянной длины $k_{i\gamma}$ в буферы передачи станций синхронно на тактах с интервалом T_0 (T_0 – длительность такта канала связи сети); буферы передачи станций имеют бесконечную емкость; дисциплина обслуживания пакетов в сети – *FIFO*.

Для защиты от ошибок КС локальных сетей используют алгоритм решающей обратной связи и ожиданием (РОС – ОЖ), когда квитанция передается в синхронном режиме связи после окончания приема кадра станцией-получателем [7].

При биномиальных входящих потоках коммуникационные станции, спутниковые интерфейсные станции ЛСС и ретранслятор на спутнике связи моделируются стохастической системой $M^D/G^D/1$. Тогда моделью гибридной сети связи является система уравнений в Z -преобразованиях для рядов распределений дискретного времени задержки сообщений для КС γ -й подсети i -й ЛСС, спутниковой интерфейсной станции i -й ЛСС, $i = \overline{1, M}, \gamma = \overline{1, m}$, и спутникового ретранслятора [3]:

$$\left\{ \begin{aligned} f_{i\gamma}(Z) &= \frac{(1-\theta_{i\gamma})g_{i\gamma}(Z)(1-Z)}{1-p_{i\gamma}Z-q_{i\gamma}Zg_{i\gamma}(Z)}, \\ f_{uci}(Z) &= \frac{(1-\theta_{uci})g_{uci}(Z)(1-Z)}{1-p_{uci}Z-q_{uci}Zg_{uci}(Z)}, \\ f_R(Z) &= \frac{(1-\theta_R)g_R(Z)(1-Z)}{1-p_RZ-q_RZg_R(Z)} \end{aligned} \right. \quad (4)$$

где $f_{i\gamma}(Z)$, $f_{uci}(Z)$ и $f_R(Z)$ – Z -пр.р. дискретного времени задержки соответственно для станций g -й подсети i -й ЛСС, СИС i -й ЛСС, $i = \overline{1, M}$, $\gamma = \overline{1, m}$, и спутникового ретранслятора, $\theta_{i\gamma}$, θ_{uci} и θ_R – вероятности занятого состояния буферов соответственно станций g -й подсети i -й ЛСС, СИС i -й ЛСС, $i = \overline{1, M}$, $\gamma = \overline{1, m}$, и спутникового ретранслятора, $g_{i\gamma}(Z)$, $g_{ИСi}(Z)$ и $g_R(Z)$ – Z -пр.р. интервала обслуживания для станций γ -й подсети i -й ЛСС, СИС i -й ЛСС, $i = \overline{1, M}$, $g = \overline{1, m}$, и спутникового ретранслятора, q_{uci} – вероятность поступления сообщения на такте T в буфер СИС i -й ЛСС, p_{uci} – вероятность отсутствия сообщения на такте T для СИС, $p_{uci} = 1 - q_{uci}$, q_R – вероятность поступления сообщения на такте T в буфер спутникового ретранслятора, p_R – вероятность отсутствия сообщения на такте T для спутникового ретранслятора, $p_R = 1 - q_R$.

Определим компоненты, входящие в (4).

Вероятности q_{ig} , q_{uci} и q_R определяются из уравнений интерференции:

$$\left\{ \begin{aligned} q_{ig} &= q_{ig}\bar{n}_{sig}, \bar{n}_{sig} = (d/dZ)g_{ig}(Z)|_{Z=1}, \\ q_{uci} &= q_{uci}\bar{n}_{uci}, \bar{n}_{uci} = (d/dZ)g_{uci}(Z)|_{Z=1}, \\ q_R &= q_R\bar{n}_R, \bar{n}_R = (d/dZ)g_R(Z)|_{Z=1}, \end{aligned} \right. \quad (5)$$

где \bar{n}_{sig} , \bar{n}_{uci} и \bar{n}_R – среднее дискретное время обслуживания соответственно для станций γ -й подсети i -й ЛСС, СИС i -й ЛСС, $i = \overline{1, M}$, $\gamma = \overline{1, m}$, и спутникового ретранслятора.

Определим длительности временных окон, занимаемых КС локальных сетей с маркерным доступом.

Если буфер передающей КС локальной сети с маркерным доступом пуст, то она занимает окно длительностью:

$$T_{mo} = T_m + T_{p1} + T_{dk}, \quad (6)$$

где T_m – интервал времени для передачи маркера, T_{p1} – время распространения маркера к соседней станции, T_{dm} – время декодирования маркера.

Если же буфер передающей КС локальной сети с маркерным доступом не пуст, то она занимает канал на время, определяемое так:

$$\begin{aligned} T_{om} &= T_{ok} + T_{mo}, \\ T_{ok} &= T_k + T_{pm} + T_{kv} + T_{dk} + T_{dkv}, \end{aligned} \quad (7)$$

где T_{ok} – длительность временного окна передачи кадра, T_k – интервал времени для передачи кадра, T_{pm} – максимальное время распространения сигнала в канале, T_{kv} – интервал времени для передачи квитанции (подтверждения), T_{dk} – время декодирования кадра, T_{dkv} – время декодирования квитанции. Длина временного окна T_{ok} в битах имеет вид:

$$n_{ok} = n_k + n_{pm} + n_{kv} + n_{dk} + n_{dkv}, \quad (8)$$

где n_{kp} – длина кадра, n_{pm} – число бит, которое можно передать за максимальное время распространения сигнала в канале, n_{kv} – длина квитанции, n_{dk} и n_{dkv} – число бит, которое можно передать соответственно за время декодирования кадра и квитанции.

Параметр n_{pm} определяется выражением:

$$n_{pm} = \begin{cases} ((D_k C) / (2,5 * 10^5)) + (N(n_z + t)), & \text{для кольца} \\ (D_B C) / (2,5 * 10^5), & \text{для шины,} \end{cases} \quad (9)$$

где D_k и D_B – длина соответственно кольцевого и шинного каналов связи в Км, C – скорость модуляции в канале связи, N – число станций в локальной сети, n_z – длина в битах заголовка служебной части кадра, t – задержка, вносимая КС при регенерации сигнала, равная в среднем 1 бит.

Длины временных окон T_{mo} и T_{om} в битах имеют вид:

$$\begin{aligned}
 n_{mo} &= n_m + n_{p1} + n_{dm} , \\
 n_{om} &= n_k + n_{pm} + n_{kv} + n_{dk} + n_{dkv} + n_{mo} ,
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

где n_m – длина маркера, n_{p1} – число бит, которое можно передать за время распространения сигнала от передающей станции к соседней, $n_{p1} = 2n_{pm}/N$, n_{dm} – число бит, которое можно передать за время декодирования маркера.

Параметр n_{p1} определяется так:

$$n_{p1} = \begin{cases} n_{pm} / N, & \text{для кольца,} \\ 2n_{pm} / N, & \text{для шины,} \end{cases}
 \tag{11}$$

Длительность временного окна, выделяемое каждой КС локальных сетей с синхронным временным доступом определена в (4).

Для определения $g_{i\gamma}(Z)$, $g_{uci}(Z)$ и $g_R(Z)$ воспользуемся подходом из [5, 6].

Представим по отношению к станциям передающей станции остальные станции ЛС с маркерным доступом двоичными генераторами следующих интервалов занятости: интервала T_{mo} (буфер пуст) с вероятностью $\theta_{i\gamma}$ и интервала T_{om} с вероятностью $1 - \theta_{i\gamma}$. Будем считать эти генераторы биномиальными. А подстанции данных остальных станций будем считать генераторами интервалов занятости интервалов T_{ok} .

Если представить интервал обслуживания сообщения для станций γ -й подсети i -й ЛСС случайной величиной, состоящей из случайных величин интервала доступа (интервал между двумя последовательными передачами рассматриваемой станции) и интервала передачи, и учесть, что для защиты от ошибок используется алгоритм РОС-ОЖ с передачей квитанции в синхронном режиме сразу после окончания приема кадра станцией-получателем, тогда при независимом поведении станций в неоднородной локальной сети с маркерным доступом выражения для определения Z -пр.р. интервала обслуживания сообщения запишутся соответственно так:

$$g_{i\gamma}(Z) = Q_k \cdot g_{si\gamma}(Z) \cdot (1 - P_k \cdot g_{si\gamma}(Z))^{-1},
 \tag{12}$$

$$\begin{aligned}
g_{si\gamma}(Z) &= Z^{-nom} \cdot (\theta_{i\gamma} \cdot Z^{-nom} + (1-\theta_{i\gamma}) \cdot Z^{-nmo})^{N\gamma-1} \cdot \\
&\cdot \prod_{p=1}^{M-1} (\theta_{ip} \cdot Z^{-nom} + (1-\theta_{ip}) \cdot Z^{-nmo})^{Np} \cdot \\
& \quad p \neq \gamma \\
&\cdot (\theta_{uci} \cdot (\bar{\psi} \cdot Z^{-nom} + \psi_i \cdot Z^{-noc}) + (1-\theta_{uci}) \cdot Z^{-nmo}), \\
Q_k + P_k &= 1, \quad Q_k = (1-P)^{n_k}, \quad \psi_i + \bar{\psi}_i = 1,
\end{aligned}$$

где $g_{si\gamma}(Z)$ – Z -пр.р. интервала обслуживания сообщения для станций g -й подсети i -й ЛСС для режима однократной передачи, Q_k – вероятность безошибочной передачи кадра длиной n_k бит, P_k – вероятность обнаружения ошибки при передаче кадра длиной n_k бит, p – вероятность ошибки в биномиальном дискретном канале, ψ_i – вероятность того, что СИС i -й ЛСС с маркерным доступом в цикле доступа взаимодействует со спутником связи.

Поскольку в гибридной сети связи при взаимодействии СИС со спутником связи подтверждения на принятый кадр не передается, а обнаружение ошибок происходит сравнением переданного кадра спутнику и принятого того же кадра в широковещательном режиме, то для СИС ЛСС с маркерным доступом Z -пр.р. интервала обслуживания сообщения запишется в виде:

$$\begin{aligned}
g_{uci}(Z) &= \bar{\psi}_i \cdot g_{лсм}(Z) \cdot Q_k \cdot (1-P_k \cdot g_{лсм}(Z))^{-1} + \\
& \quad + \psi_i \cdot Z^{-M \cdot noc} \cdot Q_c \cdot (1-P_c \cdot Z^{-M \cdot noc})^{-1}, \\
g_{лсм}(Z) &= Z^{-nom} \cdot \prod_{\gamma=1}^m (\theta_{i\gamma} \cdot Z^{-nom} + (1-\theta_{i\gamma}) \cdot Z^{-nmo})^{N\gamma}, \\
Q_k + P_k &= 1, \quad Q_c + P_c = 1, \quad Q_c = (1-p_s)^{n_k}, \quad \bar{\psi}_i + \psi_i = 1, \quad i = \overline{1, M},
\end{aligned} \tag{13}$$

где $g_{лсм}(Z)$ – Z -пр.р. интервала обслуживания сообщения СИС ЛСС с маркерным доступом при взаимодействии с одной из станций данной сети, n_{oc} – длина в битах временного окна СИС для передачи кадра длиной n_k бит спутнику связи, $n_{oc} = 2(n_k + n_{pc}) + \tau_c$, n_{pc} – число бит, которое можно передать за время распространения сигнала от СИС к спутнику связи или от спутника связи к СИС, 2 – коэффициент, учитывающий фазы передачи сигнала от СИС к спутнику связи и от спутника связи к СИС в широковещательном режиме, Q_c – вероятность безошибочной передачи кадра длиной n_k бит

в спутниковом канале, P_c – вероятность обнаружения ошибки при передаче кадра длиной n_k бит в спутниковом канале, p_s – вероятность ошибки в спутниковом канале, t_c – задержка, вносимая спутниковым ретранслятором при регенерации сигнала.

Z-пр.р.п. интервала обслуживания сообщения для станций ЛСС с синхронным временным доступом запишется в виде:

$$g_{i\gamma}(Z) = Q_k \cdot g_{si\gamma}(Z) \cdot (1 - P_k \cdot g_{si\gamma}(Z))^{-1}, \quad (14)$$

$$g_{si\gamma}(Z) = Z^{-N n_{ok}} (\theta_{uc} (\bar{\psi}_i Z^{-n_{ok}} + \psi_i Z^{-n_{oc}}) + (1 - \theta_{uc})),$$

Для СИС ЛСС с синхронным временным доступом Z-пр.р.п. интервала обслуживания сообщения запишется в виде:

$$g_{ucsi}(Z) = \bar{\psi}_{si} \cdot g_{lcs}(Z) \cdot Q_k \cdot (1 - P_k \cdot g_{lcs}(Z))^{-1} + \psi_{si} \cdot Z^{-M \cdot n_{oc}} \cdot Q_c \cdot (1 - P_c \cdot Z^{-M \cdot n_{oc}})^{-1}, \quad (15)$$

$$g_{lcs}(Z) = Z^{-N \cdot n_{ok}}$$

где $g_{lcs}(Z)$ – Z-пр.р.п. интервала обслуживания сообщения СИС ЛСС с синхронным временным доступом при взаимодействии с одной из станций данной сети.

Z-пр.р.п. интервала обслуживания сообщения на спутнике связи имеет вид:

$$g_R(Z) = Z^{-M \cdot n_{oc}}, \quad (16)$$

где M - число СИС в гибридной сети связи.

Соотношения (4) - (15) представляют собой модель гибридной сети связи с неоднородной по интенсивности входящего потока сообщений и протоколу доступа наземной подсети.

Перейдем к определению ВВХ рассматриваемой гибридной сети связи.

Среднее время задержки сообщения $\bar{t}_{q\gamma}$ для абонентов γ -ой подсети i - й ЛСС определяется так:

$$\bar{t}_{q\gamma} = \bar{t}_{i\gamma} + \bar{t}_{uc_i} + \bar{t}_R + \bar{t}_{uc_k},$$

где $\bar{t}_{i\gamma}$ и $\bar{t}_{uc k}$ – среднее время задержки сообщения соответственно для абонентов γ -ой подсети i -й ЛСС (первая фаза процесса передачи) и приемной СИС k -й ЛСС (четвертая фаза процесса передачи), $\gamma = \overline{1, m}$, $i = \overline{1, M}$, $k = \overline{1, M}$, $i \neq k$, \bar{t}_{iC} и \bar{t}_R – среднее время задержки сообщения для соответственно СИС i -й ЛСС (вторая фаза) и спутникового ретранслятора (третья фаза).

Компоненты, входящие в (16), определяются так:

$$\begin{aligned} \bar{t}_{i\gamma} &= \bar{n}_{i\gamma} T_{0i}, \quad \bar{n}_{i\gamma} = (d / dZ^{-1}) f_{i\gamma}(Z) / Z=1, \\ \bar{t}_{uc i} &= \bar{n}_{uc i} T_{0i}, \quad \bar{n}_{uc i} = (d / dZ^{-1}) f_{uc i}(Z) / Z=1, \\ \bar{t}_R &= \bar{n}_R T_c, \quad \bar{n}_R = (d / dZ^{-1}) f_R(Z) / Z=1, \\ \bar{t}_{uc k} &= \bar{n}_{uc k} T_{0k}, \quad \bar{n}_{uc k} = (d / dZ^{-1}) f_{uc k}(Z) / Z=1, \end{aligned} \quad (18)$$

где $\bar{n}_{i\gamma}, \bar{n}_{uc i}, \bar{n}_R$ и $\bar{n}_{uc k}$ – среднее дискретное время задержки сообщения для соответственно абонентов γ -ой подсети i -й ЛСС, СИС i -й ЛСС, спутникового ретранслятора и СИС k -й ЛСС, T_{0i}, T_{0k} , и T_{0c} – такты работы соответственно i -й ЛСС, k -й ЛСС и спутникового ретранслятора. В качестве такта работы гибридной сети связи выбирается минимальный такт, остальные же такты берутся кратными этому интервалу.

Вероятность своевременной доставки сообщения $\bar{P}_{ci\gamma}$ для абонентов γ -ой подсети i -й ЛСС при стохастическом старении информации биномиального вида определяется выражением:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{ci\gamma} &= \left. \prod_{n=1}^4 f_{qn}(Z) \right|_{Z=Q_{\partial n}^{-1}}, \\ \bar{T}_{\partial n} &= T_{0i} / (1 - Q_{\partial n}) \end{aligned} \quad (19)$$

где $\bar{T}_{\partial n}$ – среднее допустимое время старения информации в n -й фазе, $Q_{\partial n}$ – параметр биномиального старения информации в n -й фазе.

Производительность гибридной сети связи определим как интенсивность своевременно обслуженного сетью потока сообщений, содержащих межрегиональную информацию:

$$R_p = \sum_{i=1}^M \sum_{\gamma=1}^m \left(q_{i\gamma} N_{i\gamma} \bar{\Pi}_{ci\gamma} / T_{0i} \right) \quad (20)$$

Для гибридной сети связи общего применения информационная скорость передачи определяется следующим образом:

$$R_c^{OP} = \sum_{i=1}^M \sum_{\gamma=1}^m \left(q_{i\gamma} N_{i\gamma} k_{i\gamma} / T_{0i} \right) \quad (21)$$

где k_{ig} – длина информационной части кадра.

Информационная скорость передачи в гибридной сети связи реального времени определяется так:

$$R_c^{PB} = \sum_{i=1}^M \sum_{\gamma=1}^m \left(q_{i\gamma} N_{i\gamma} \bar{\Pi}_{ci\gamma} k_{i\gamma} / T_{0i} \right) \quad (22)$$

Таким образом, разработана модель гибридной сети связи с неоднородной по интенсивности входящего потока сообщений и протоколу доступа наземной подсетью и определены ее вероятностно-временные характеристики, позволяющие оценить затраты на информационный обмен в сети и решать различные системные задачи и проектные процедуры.

Список литературы: 1. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации.-М.:Техносфера,2005.-592 с. 2. Столлингс В. Передача данных.-СПб.: Питер,2004.-750 с. 3. Э.Б. Гезалов, Э.Н. Мамедов. Моделирование гибридной пакетной сети. //Доклады 2-ой Международной конференции "Спутниковая связь", Москва,1996; Т. I. С.213-219. 4. Гезалов Э.Б. К вопросу о проектировании гибридных сетей связи.//Труды Международной конференции «Научно-технический прогресс и современная авиация». Том II.-Баку, 2009, С. 70-73. 5. Гезалов Э.Б. Модель неоднородной локальной сети с учетом характеристик надежности канала связи.//Сборник научных трудов Днепропетровского Государственного Университета Украины «Актуальные проблемы информатизации и информационных технологий».Том II. - Днепропетровск, ДНУ, 2007,С.43-48. 6. Гезалов Э.Б. Модель неоднородной локальной сети с протоколом комбинированного доступа. // Петербургский журнал электроники. №1. – Санкт-петербург, 2008, С.1-7. 7. Суздальев А.В., Чугреев О.С. Передача данных в локальных сетях связи -М.: Радио и связь, 1987.

Поступила в редколлегию 17.03.09

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

ГИБКИЙ АЛГОРИТМ ВИТЕРБИ ДЛЯ ДЕКОДИРОВАНИЯ СВЁРТОЧНЫХ КОДОВ С ПРИМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

У статті проведений аналіз методів декодування згортальних кодів. Розглянут декодер максимальної правдоподібності для побудови універсальних кодеків. Дана методика побудови гнучкого алгоритма Вітербі для декодування згортальних кодів з параметрами, що змінюються.

The analysis of methods of decoding of convolutional kodas is conducted in the article. The decoder of maximal verisimilitude is considered for the construction of universal codecs. The method of construction is Given flexible algorytm Viterby for decoding of convolutional kodas with peremenumi parameters.

Постановка проблеми. Одним из условий успешного функционирования сетей связи с интеграцией служб является обеспечение заданных значений характеристик достоверности при передаче сигналов по каналам связи. Известно, что существующие каналы требуют применения специальных программных и аппаратных средств, реализующих различные методы повышения достоверности передачи информации. На основании значений вероятности ошибки на бит P_{σ} определяется энергетический выигрыш от использования методов повышения достоверности, что и определяет эффективность применяемого метода. Известные трудности создания универсальных методов повышения достоверности вытекают из того факта, что требования к вероятности ошибки на бит P_{σ} для различных служб (видов) связи варьируются в достаточно широком диапазоне значений: $P_{\sigma} \leq 10^{-4}$ для передачи речи, $P_{\sigma} \leq 10^{-6}$ – для передачи данных, $P_{\sigma} \leq 10^{-9}$ – для передачи видеоинформации.

Приведенные в статье [1] данные позволяют оценить возможности построения универсальных кодеков на основе гнездовых сверточных кодов со скоростью $R=1/n$. Т.е используя в адаптивных системах связи гнездовой сверточный код можно получить широкий набор вероятностных характеристик достоверности, при этом сохраняя, структуру кодера, а меняя только параметры сверточного кода: длину кодового ограничения m и кодовые генераторы.

Цель статьи. На основании анализа существующих методов декодирования свёрточных кодов произвести оценку возможности построения гибкого алгоритма Витерби для адаптивных систем связи, использующих гнездовые свёрточные коды с переменными параметрами.

Основная часть. В настоящее время известны три метода декодирования свёрточных кодов: метод порогового декодирования, метод последова-

тельного декодирования и метод декодирования по максимуму правдоподобия (алгоритм Витерби).

Метод порогового декодирования основан на алгебраической структуре кода и применения мажоритарного принципа вынесения решения о каждом информационном символе. При пороговом декодировании вычисляются синдромы, затем эти синдромы или последовательности, полученные посредством линейного преобразования синдромов, подаются на входы порогового элемента, где путем «голосования» (мажоритарный метод) и сравнения его результатов с порогом выносится решение о значении декодируемого символа. Основное достоинство этого метода – простота реализации. Однако он не полностью реализует корректирующие способности свёрточного кода, который должен обладать свойством ортогональности.

Метод последовательного декодирования основаны на поиске наиболее вероятного пути на кодовом дереве путем последовательных проб с возможностью возвращения назад. При данном методе декодирования число операций, которое должен выполнить декодер, для того чтобы декодировать один символ, изменяется в зависимости от уровня шумов в канале. Т.е. число операций при последовательном декодировании является функцией скорости передачи и шумов в канале. Основная идея последовательного декодирования состоит в том, что продолжаться должен лишь тот путь, который имеет вид наиболее вероятного. Такой поиск осуществляется последовательно, так что в каждый момент происходит обработка лишь одного пути. Однако декодер имеет возможность идти назад и менять предыдущие решения. Основное достоинство метода последовательного декодирования состоит в том, что каждое правильное решение уменьшает объем последующих вычислений. Однако в том случае, когда объем производимых вычислений, оказывается очень большим, возможно переполнение буфера, что приводит к отказу в декодировании. Это является недостатком метода последовательного декодирования.

Метод максимального правдоподобия является оптимальным и позволяет полностью реализовать корректирующую способность кода. Свёрточное кодирование, применяемое вместе с декодером Витерби, в настоящее время является одним из наиболее широко используемых методов исправления ошибок. Причина этого состоит как в простоте реализации, так и в относительно большом достигаемом при этом выигрыше от кодирования. Это сравнительно большой выигрыш объясняется в основном той легкостью, с которой алгоритм можно строить в расчете на использование демодулятора с мягким решением, увеличивающим выигрыш примерно на 2 дБ по сравнению с демодулятором с жестким решением. Этот алгоритм практически реализуется для двоичных кодов с малой длиной кодового ограничения – в настоящее время пределом являются длины кодового ограничения от 7 до 10.

Алгоритм Витерби представляет собой декодирования по максимуму правдоподобия. Идея состоит в том, что в декодере воспроизводят все воз-

возможные пути последовательных изменений состояний сигнала, сопоставляя получаемые при этом кодовые символы с принятыми аналогами по каналу связи, и на основе анализа ошибок между принятыми и требуемыми символами определяют оптимальный путь. Оптимальной считается та последовательность, расстояние Хемминга которой, от принятой последовательности минимально. Важным достоинством декодера Витерби является то, что при ошибочном выборе пути на решетчатой диаграмме кода, декодер за несколько тактов, в течении которых могут происходить ошибки при декодировании, вновь выходит на правильный путь. Это позволяет начать процесс декодирования с любого момента, не заботясь о взаимной синхронизации кодера и декодера по началу работы. Начав декодирование в произвольный момент, через несколько тактов декодер выйдет на правильный путь, автоматически установив указанную синхронизацию. Для декодера Витерби необходима надежная синхронизация по узлам кодового дерева, т. е. синхронизация по группам символов, соответствующих одному циклу опроса коммутатора кода. Также важное преимущество в использовании алгоритма Витерби состоит в том, что с ростом числа входных символов число вершин в решетке не растет, а остается равным 2^m , где m – число ячеек в регистре сдвига, необходимым для кодирования. Это обусловлено тем, что избыточные части кодового дерева отождествляются. Следствием такого отождествления является то, что если в некоторой точке (вершине) был выбран неверный путь, то позднее с большей степенью вероятности он может совпасть с верным путем, соответствующим переданному кодовому слову.

Свёрточные коды со скоростью $R=1/n$ являются базовыми в построении гнездовых свёрточных кодов с переменными параметрами. Так как структура кодера остается неизменной, а два сумматора по модулю 2 заменяются на n сумматоров по модулю 2, образующих n символов канала для каждого информационного символа, поступающего в кодер. Единственное изменение решетчатой структуры состоит в том, что каждому ребру соответствует n символов канала, а не 2 символа, как ранее. Таким образом, учитывая эти свойства решетчатой диаграммы свёрточного кода со скоростью $R=1/n$, возможно построение гибкого алгоритма Витерби для декодирования свёрточных кодов с переменными параметрами. Соответствующие абсолютно ясные изменения алгоритма Витерби состоят в том, что метрики на ребрах вычисляются из расчета n символов на ребре, а остальные операции при декодировании не меняются. Для двоичных свёрточных кодов $R=1/n$ базовым элементом треллиса является бабочка, показанная на рис.1, где N – количество состояний свёрточного кода равно 2^m , а Δr – метрика ребра, которая определяется кодовыми символами на каждом ребре решетки и принятыми из канала символами. Операция сложить-сравнить-выбрать (ССВ) реализуется с помощью этой структуры на 2^{m-1} парах состояний. Таким образом, операции ССВ могут быть выполнены либо последовательно (в программном цикле), либо параллельно с помощью 2^{m-1} блоков (по одному на бабочку). Если в данном

коде для каждого кодового слова имеется противоположное (*antipodal* код), то генераторы кода имеют единицу в первой и последней позиции (гнездовые свёрточные коды). В этом случае метки ребер, инцидентных состоянию S^{2j} , совпадают с метками ребер, инцидентных состоянию S^{2j+1} , принадлежащему той же самой бабочке. Более того, метрики ребер, инцидентных состоянию S^{2j} , равны дополнению меток другого ребра (mod 2). В результате для кодов со скоростью $R=1/n$ получается декодер Витерби, имеющий архитектуру ССВ и меньшую сложность реализации, чем коды со скоростью $R=m/n$.

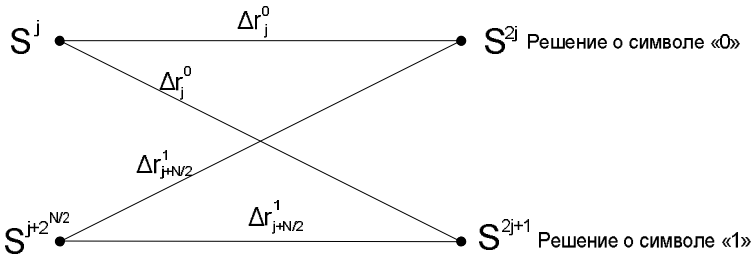


Рис. 1. Базисный модуль в решетчатой диаграмме свёрточного кода со скоростью $R=1/2$

Декодер Витерби использует свойство слияние путей решетчатой схемы для определения наиболее вероятного передаваемого кодового слова. Основные функции декодера на каждом шаге декодирования и для каждого состояния решетки, включая так называемые операции ССВ, которые включают в себя сложение метрик ветви с метрической функцией состояния (от которого эта ветвь ответвляется), сравнение метрик конкурирующих маршрутов, заканчивающихся на каждом состоянии и, наконец, выбор маршрута с лучшим значением метрики.

Рассмотрим код с числом разрядов памяти $m=3$ и с генераторными последовательностями $G^1(x)=1+x^2+x^3$ и $G^2(x)=1+x+x^3$. Решетчатая схема этого кода, представленная на рисунке 2, состоит из 8 состояний.

Программируемый процессор Витерби, рассчитанный для декодирования указанного кода с помощью, например, двух блоков ССВ, может также декодировать стандартный свёрточный код со скоростью $R=1/2$ с четырьмя состояниями и с генераторными полиномами $G^1(x)=1+x+x^2$ и $G^2(x)=1+x^2$. При этом первый блок ССВ обрабатывает последовательно состояния 0 и 4, тогда как второй блок ССВ обрабатывает последовательно состояния 2 и 6, значения старых состояний метрики восстанавливаются из таблицы состояний в ячейках от 0 до 3 обоими процессорами. В то время как первый процессор записывает обновленные значения состояний метрик в ячейки 0 и 1, а второй – в ячейки 2 и 3. В этом случае декодер не учитывает часть решетчатой схемы, показанную на рисунке 2 пунктирными линиями. Подмножество состоя-

ний, обрабатываемых указанным декодером, и соответствующие этому подмножеству ветви показаны на рисунке 3. Этот рисунок в точности соответствует решетчатой схеме кода со скоростью $R=1/2$ и с генераторными полиномами $G^1(x)=1+x+x^2$ и $G^2(x)=1+x^2$.

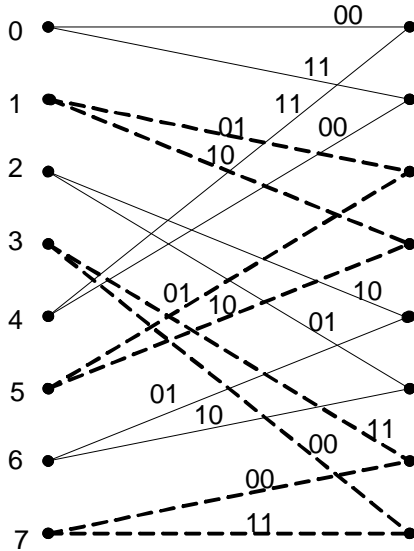


Рис. 2. Решетчатая диаграмма кода со скоростью $R=1/2$ и $m=3$

Одна из возможных архитектур декодера, которая имеет только два работающих параллельно блока ССВ, предусматривает последовательную обработку состояний от 0 до $2^{m-1} - 1$ первым процессором, тогда как второй процессор производит последовательную обработку состояний от 2^{m-1} до $2^m - 1$.

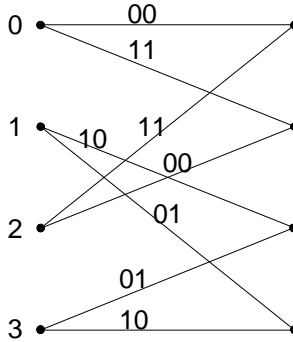


Рис. 3. Решетчатая диаграмма свёрточного кода со скоростью $R=1/2$ и $m=2$

Таким образом, процессор Витерби, рассчитанный для декодирования 2^m состояний свёрточного кода, может быть запрограммирован так, чтобы он мог обрабатывать коды с 2^{m-l} состояниями при $0 \leq l \leq m-2$. В этом случае первый блок ССВ мог бы обрабатывать состояния: $0+j$ и $2^{m-l-1}+j$, где $j=1, \dots, 2^{m-l-2}-1$, тогда как второй блок ССВ мог бы обрабатывать состояния: $2^{m-l-2}+j$ и $2^{m-l-1}+2^{m-l-2}+j$, где $j=1, \dots, 2^{m-l-2}-1$. Оба процессора восстанавливают старые значения состояний метрик из метрических таблиц от ячейки 0 до $2^{m-l}-1$, тогда как обновленные значения метрик записываются в ячейки от 0 до $2^{m-l-1}-1$ первым процессором и в ячейки 2^{m-l-1} до $2^{m-l}-1$, вторым процессором.

Время обработки, используемое декодером, для декодирования одного бита информации, кода с числом разрядов памяти m , равно 2^l раз на время обработки, требуемое для декодирования, одного бита кода с числом разрядов памяти $m-l$. Т.е скорость декодирования может изменяться как экспоненциальная функция переменной l . При этом тактовая частота кодера равна битовой частоте источника информации и величине общего времени, требуемого для декодирования одного бита информации, так что отсутствует необходимость буферизации на передающем и приемном концах.

Список литературы: 1. Вестник Национального технического университета №57 2008 г., стр 44. 2. Кларк Дж. Мл, Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987.г. с. 392 3. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. 1984. 4. Housley T. Data communications and teleprocessing systems. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 07632.

Статья представлена д.т.н. проф. НТУ «ХПИ» Качановым П.А.

Поступила в редколлегию 26.03.2010

В.К. ГУСЕЛЬНИКОВ, канд. техн. наук, проф. НТУ “ХПИ”
С.І. КОНДРАШОВ, д-р техн. наук, проф. НТУ “ХПИ”
О.В.ГУСЕЛЬНИКОВ, магістр НТУ “ХПИ”

УНІВЕРСАЛЬНИЙ ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

У статті наведені опис та принцип роботи розробленого авторами універсального перетворювача фізичних величин.

The article describes the principle and developed by the authors of the universal converter of physical quantities.

На основі автогенераторних АЦП [1] розроблено універсальний вимірювальний перетворювач фізичних величин в схему якого (див. рис.1) входять такі елементи:

1. Первинні перетворювачі (ПП) фізичних величин (ФВ) з частотним виходом [2]. Кількість датчиків визначається числом $N = (1-8)$.
2. Програмувальна логічна інтегральна схема (ПЛІС), що представляє собою високочастотний програмувальний лічильник - преселектор . Реалізована [3] на мікросхемі *MAX7000S* фірми *Altera* – з робочою частотою до 100 МГц.
3. Термостатований високостабільний генератор опорної частоти (ГОЧ)10МГц.
4. Мікроконтролер (МК) *ATmega8515* фірми *Atmel*. На нього покладаються функції керування, корекції результату по градуйованій таблиці датчика. При необхідності - керування каналом зв'язку з персональним комп'ютером (ПК).
5. Індикатор, що відображає результати вимірів необхідної розрядності.
6. Інтерфейсна схема каналу зв'язку.

Мікроконтролер формує наступні керуючі сигнали:

1. Код вибору каналу, 3 біти, вихід. Дозволяє використовувати від одного до восьми первинних перетворювачів у режимі мультиплексування.
2. Код множника, 8 біт, вихід. Це дозволяє змінювати частоту вхідного датчика в 250 разів, тобто вихідні частоти датчиків можуть лежати в діапазоні від 32 кГц до 5 МГц.
3. Скидання, 1 біт, вихід. Переведення ПЛІС у початковий стан. Обнуління лічильників і регістра.
4. Лінія “Вхід даних”, 1 біт, вхід. МК зчитує дані з виходу ПЛІС.4.Строб даних, 1 біт, вихід. Від МК подається запит на видачу даних у ПЛІС. По фронту сигналу дані встановлюються на лінію “Вхід даних”. По зрізу - регістр зсуву ПЛІС підготує наступний біт для передачі.

5. Лінія “Старт вимірювання”, 1 біт, вихід. По сигналу від МК починається цикл вимірювання в заданому каналі.
6. Лінія “Готовність даних”, 1 біт, вхід. Підрахунок частоти закінчений, мікроконтролер повинен зчитати результат з вихідного регістра ПЛІС. Крім уже зазначених ліній, що зв'язують ПЛІС із МК, до неї також підключаються виходи ПП і генератор опорної частоти.

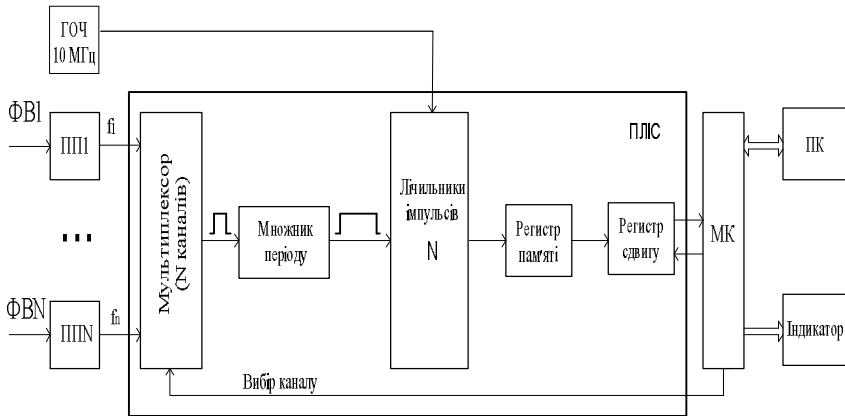


Рис. 1. Структурна схема вимірювального перетворювача

МК видає код каналу на мультиплексор, і частотний сигнал з обраного первинного перетворювача підключається через дільник частоти (множник періоду) до лічильника-формувача тимчасового інтервалу виміру (ЛЧ1). Залежно від вихідної частоти ПП МК видає код множника, що масштабує величину інтервалу виміру так, щоб час виміру залишався заданим. Одночасно від опорного генератора починається інкрементування лічильника заповнюючи імпульсів (ЛЧ2). При переповненні лічильника 1 формується сигнал кінця виміру. При цьому закінчується підрахунок імпульсів опорної частоти й отриманий у ЛЧ2 код переноситься в регістр зсуву. На лінії “Готовність даних” встановлюється активний сигнал для МК. Мікроконтролер видаючи імпульси по лінії “Строб” зчитує вихідні дані з регістра зсуву й обробляє отримані результати. Обчислене значення вимірюваної ФВ відображається на індикаторі або передається по каналі зв'язку в ПК. В обчисленнях виробляється урахування заводських градуированих характеристик датчикі

У якості первинних вимірювальних перетворювачів універсального перетворювача оберемо, наприклад, температурні датчики на основі кварцових резонаторів. Перевага таких перетворювачів, насамперед, полягає в їхній високій чутливості й простоті використання. Кварцові резонатори також мають високу добротність 10^7 і більше, короткочасну й довгострокову стабільність

від 10^{-4} до 10^{-7} , практично відсутній гістерезис при механічних, температурних й електричних впливах. Сигнал від резонаторів можна відразу обробляти в цифровій формі, що здешевлює процес обробки вимірюваних параметрів. Вимір температури за допомогою термочутливих кварцових резонаторів засновано на використанні анізотропії кристала кварцу. Вибираючи відповідну орієнтацію зрізу п'єзоелементу щодо кристалографічних осей, можна змінювати його термочастотну характеристику (ТЧХ), що у загальному випадку є нелінійною функцією й описується рядом наступного виду:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \sum_{n=1}^m \delta_f^{(n)} (T - T_0)^n = \sum_{n=1}^m \frac{1}{n!} \frac{1}{f_0} \left(\frac{\partial^n f}{\partial T^n} \right) (T - T_0)^n,$$

де $\delta_f^{(n)}$ – температурний коефіцієнт частоти (ТКЧ), T и T_0 – каліброване та поточне значення температури.

У широкому діапазоні температур ТЧХ кварцового резонатора з достатньою точністю апроксимується трьома членами ряду. Для виміру температури потрібні кварцові резонатори із крутою монотонною зміною ТЧХ на робочій ділянці. У кварцових датчиках температури використовуються різні кварцові термочутливі резонатори (наприклад, РКТ-206) з типовою чутливістю порядку (2-20) Гц/°С. Вимір температури з малою похибкою може бути виконано, якщо градуйована характеристика термодатчика визначена з високою точністю. Мікропроцесор перераховує значення частоти, що надходить із кварцового датчика, у значення температури по індивідуальній градуйованій характеристиці (ГХ).

Датчиком температури розробленого вимірювального перетворювача вибрано промисловий кварцовий перетворювач температури ПТК-01, що забезпечують прецизійний вимір температури в діапазоні $-30 \rightarrow 100^\circ\text{C}$. Вихідна частота обраного датчика ПТК-1 становить 32кГц, а його похибка – 0,05 %. Цифрове перетворення повинне забезпечувати, як мінімум, на один порядок меншу похибку, щоб не вносити додаткових викривлень до результату вимірювань. Таким чином, точність роботи вимірювального перетворювача повинна бути 10^{-5} (0,001%). Тривалість вимірювання для заданої точності складе 3 сек. З вищевикладеного випливає, що ємність лічильника тимчасового інтервалу - 10^5 , отже, у схемі використовуємо 17-бітний лічильник. Для можливості використання в схемі датчиків із частотним виходом від 32кГц до 5 МГц, у схемі застосовується мультиплексор. Кратність діапазону вихідних частот ПП (f_{\max}/f_{\min}) відповідає 8-бітному множнику періоду. Опорну частоту вибираємо вдвічі вище максимальної вихідної частоти ПП, вона складе 10 МГц. Виходячи з опорної частоти й максимального часу виміру - визначаємо розрядність лічильника імпульсів, що заповнюють, і регістра зсуву. Обсяг кожного складе 26-біт.

Зроблені розрахунки підтверджують доцільність використання в схемі ВП ПЛІС, що заміняє по функціях кілька десятків мікросхем середнього ступеня інтеграції. У програмувальній логічній схемі кожен макроосередок міс-

тять тригер (по числу рахункових тригерів вибираємо підтип ПЛІС із 128 макроосередками *Max7128S*).

В якості мікроконтролера у схемі використовується *ATmega8515* - економічний 8-розрядний мікроконтролер, заснований на посиленій *AVR RISC* архітектурі. *ATmega8515* забезпечує продуктивність 1 мільйон операцій у секунду на 1 МГц синхронізації за рахунок виконання більшості інструкцій за один машинний цикл і дозволяє оптимізувати споживання енергії за рахунок зміни частоти синхронізації.

В якості відлікового пристрою універсального перетворювача використовується цифровий семи-розрядний індикатор *ИЖЦ71-5/7* з децимальною крапкою в кожному розряді й убудованим мікросхемним блоком керування.

Точність виміру розробленого приладу визначається обраним первинним перетворювачем, похибкою джерела опорної частоти й дискретністю відліку. Мікропроцесор вносить обчислювальну похибка, що визначається похибкою округлення й похибкою неточності подання констант; ці похибки малі щодо інших і тому ними можна зневажити. Похибку, яку вносить ПЛІС теж не приймаємо до уваги, на той же підставі. Для того щоб виключити похибку від ГОЧ, як джерело опорної частоти використовуємо високостабільний термостатований генератор на 10 МГц.

На основі розробленого приладу з кварцовими датчиками ПТК-01, РКМА-21, ПВК-1 та ін. побудований універсальний вимірювач кількох неелектричних величин таких як: температура, маса, вага, сила, тиск, вологість. Експериментальні дослідження описаного приладу з датчиком температури ПТК-01 довели що його результуюча похибка в робочому діапазоні -30°C – $+100^{\circ}\text{C}$. не перевищує 0,08 % і є істотно меншою результуючої похибки сучасних аналогів.

Список літератури: 1. *Полулях К.С., Гусельников В.К.* К теории бигенераторных цифровых преобразователей физических величин // Метрология. Москва, 1983 – Вып. 7. 2. *Малов В.В.* Пьезо-резонансные датчики – М.: Энергоматиздат, 1989. – 272 с. 3. *Баранов В.Н.* Применение микроконтроллеров AVR: схемы, алгоритмы, программы. - М.: Издательский дом «ДодэкаXXI», 2004.-288с. 4. www.alldatasheet.co.kr/ALTERA/MAX7000S.htm.

Поступила в редакцию 05.04.2010

А.П. ДАВИДЕНКО, канд. техн. наук, профессор НТУ "ХПИ"

В.В. ЛЫСЕНКО, зав. лаб. НТУ "ХПИ"

М.Б. МАРАХОВСКИЙ, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПИ"

А.О. ОСТРОЖИНСКИЙ, студент НТУ "ХПИ"

М.В. ТРОХИН, научн. сотрудник НТУ "ХПИ"

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИЛИКАТНОГО СТЕКЛА И ПОЛИКАРБОНАТА В ТЕПЛОИЗОЛЯЦИОННОМ КОЖУХЕ ГЕЛИОКОЛЛЕКТОРА

Найпоширенішим технічним рішенням, яке виконує перетворення сонячної енергії в теплову, є геліоколектор. В конструкції його основних видів, що представлені на ринку, використовуються такі матеріали, як силікатне скло та полікарбонат. На підставі інформації, яку надають виробники, проведено математичне моделювання процесу проходження сонячного випромінювання крізь ці матеріали та порівнювальний аналіз, що враховує характеристики спектру сонячного випромінювання в усьому діапазоні довжин хвиль. Результати моделювання наведені в статті.

One of the most widespread technical decisions, executing transformation of sun energy to heat, there is solar thermal collector. In the construction of his basic kinds, presented at the market, such materials, as silicate glass and polycarbonate, are utilized. On the basis of information, given by producers, the mathematical design of process of passing of sun radiation through these materials and a comparative analysis, taking into account descriptions of spectrum of sun radiation in all of range of lengths of waves, was constructed. Design results are presented in this article.

Постановка проблеми. Одним из самых эффективных способов использования солнечной энергии является преобразование её в тепловую, а самое распространённое техническое решение, реализующее это преобразование – гелиоколектор. Основными видами, представленными на рынке гелиоколекторов являются: вакуумный с тепловой трубой, плоскокондуктивный и каналный. Конструкция последних двух предусматривает наличие теплоизоляционного кожуха, который должен пропускать солнечную энергию с освещаемой солнцем стороны и препятствовать передаче тепла от гелиоколектора окружающей среде. Чаще всего в качестве прозрачного для солнца покрытия используется силікатне скло, но некоторые производители используют сотовый полікарбонат [1].

Поликарбонат (далее ПК) – бесцветная прозрачная масса с температурой размягчения (180 – 300)°С (в зависимости от метода получения); имеет высокую теплостойкость – до 153°С, термостойкие марки (РС – НТ), представляющие собой сополимеры, выдерживают температуру до (160 – 205)°С; обладает высокой жесткостью в сочетании с очень высокой стойкостью к ударным воздействиям, в том числе при повышенной и пониженной температуре, выдерживает циклические перепады температур от –253°С до +100°С. Базовые марки ПК имеют высокий коэффициент трения, высокую размерную стабильность, незначительное водопоглощение, нетоксичны, подвергаются

стерилизации и имеют отличные диэлектрические свойства. ПК допускает пайку, обладает хорошими оптическими свойствами, чувствителен к остаточным напряжениям: детали с высокими остаточными напряжениями легко растрескиваются при действии бензина, масел. Выпускается как монолитный лист или как сотовая многослойная структура [2].

Целью данной статьи является освещение результатов сравнительного анализа силикатного стекла (далее СС) и сотового ПК в конструкции теплоизоляционного кожуха гелиоколлектора, проведенного коллективом авторов. Анализ проводился путём математического моделирования процесса прохождения солнечного излучения сквозь слой СС и ПК на основании информации, предоставляемой производителями данной продукции.

Анализ литературы. В рассмотренной литературе [1], [3], [8] приводится общая методика проведения анализа оптических свойств материалов, но, к сожалению, не приводится сравнительный анализ силикатного стекла и поликарбоната.

Для анализа способности материала пропускать солнечное излучение необходимо, прежде всего, оценить потенциальные энергетические возможности солнечного излучения. Здесь наибольшее значение имеет его общая удельная мощность у поверхности Земли и распределение этой мощности по разным диапазонам излучения [3].

Солнце. Мощность излучения Солнца, находящегося в зените, у поверхности Земли оценивается примерно в $1,35 \text{ кВт/м}^2$. Конечно, даже небольшая облачность резко уменьшает количество энергии, достигающее поверхности, особенно в инфракрасном (тепловом) диапазоне. Тем не менее, часть энергии всё равно проникает сквозь облака. В средней полосе при сильной облачности в полдень мощность солнечного излучения, дошедшего до поверхности Земли, оценивается примерно в 100 Вт/м^2 , и лишь в крайне редких случаях при особо плотной облачности может опускаться ниже этой величины. Общепринято при измерениях принимать стандартное значение на уровне 1 кВт/м^2 .

Другим важным параметром является распределение интенсивности солнечного излучения по длинам волн, т.е. спектральный состав солнечного света. Этот спектр является практически непрерывным в крайне широком диапазоне частот – от низкочастотного радиоволнового до сверхвысокочастотного рентгеновского и гамма-излучения. Одинаково эффективно улавливать столь разные виды излучения невозможно (пожалуй, это можно осуществить лишь теоретически с помощью абсолютно чёрного тела). Но в этом нет необходимости: во-первых, интенсивность солнечного излучения в разных частотных диапазонах различна, а во-вторых, не всё, что излучило Солнце, достигает поверхности Земли – отдельные участки спектра в значительной степени поглощаются разными компонентами атмосферы – преимущест-

венно озоном, парами воды и углекислым газом. Для характеристики этого процесса введено понятие «воздушной массы» ($AM - Air Mass$). Так спектральный состав излучения с воздушной массой $AM0$ соответствует спектру солнечного света за пределами атмосферы Земли; $AM1$ соответствует излучению на поверхности Земли при условии, что Солнце находится строго над точкой наблюдения, т.е. лучи света прошли сквозь 1 атмосферу. При измерениях стандартом является $AM1,5$, соответствующий солнечному излучению, которое прошло 1,5 атмосферы (угол падения солнечного света 48°) [4].

Зависимость распределения энергии от длины волны для солнечного излучения по данным справочника по геофизике и космическому пространству под редакцией С.Л. Валлея и МакГроу-Хилла [5] приведена на рис. 1.

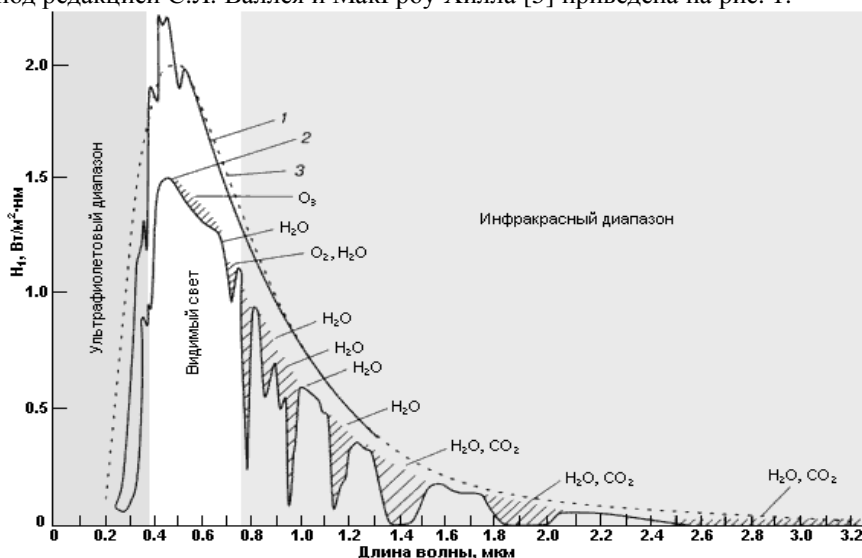


Рис. 1. Удельная мощность падающего на Землю солнечного излучения (H_1) в зависимости от длины волны. Заштрихованные области соответствуют участкам спектра, ненаблюдаемым на уровне моря из-за их поглощения указанными компонентами атмосферы: 1 – удельная мощность солнечного излучения за границей атмосферы, 2 – удельная мощность солнечного излучения на уровне моря ($AM1,5$), 3 – удельная мощность излучения абсолютно черного тела при 5900 К

Диапазоном видимого света считается участок длин волн от 380 нм (глубокий фиолетовый) до 760 нм (глубокий красный). Всё, что имеет меньшую длину волны, обладает более высокой энергией фотонов и подразделяется на ультрафиолетовый, рентгеновский и гамма-диапазоны излучения. Невзирая на высокую энергию фотонов, самих фотонов в этих диапазонах не так уж много, поэтому общий энергетический вклад этого участка спектра весьма мал. Всё, что имеет большую длину волны, обладает меньшей по сравнению с видимым светом энергией фотонов и подразделяется на инфра-

красный диапазон (тепловое излучение) и различные участки радиодиапазона.

Для того чтобы получить возможность количественной оценки энергии Солнца, приходящейся на различные участки длин волн, график, изображенный на рис. 1, необходимо преобразовать в функциональную зависимость, которую в дальнейшем можно обрабатывать, используя математический аппарат. Для этой цели в среде Mathcad разработан алгоритм, позволяющий получить функциональную зависимость на основании графического изображения. График функции, полученной в результате, приведен на рис. 2.

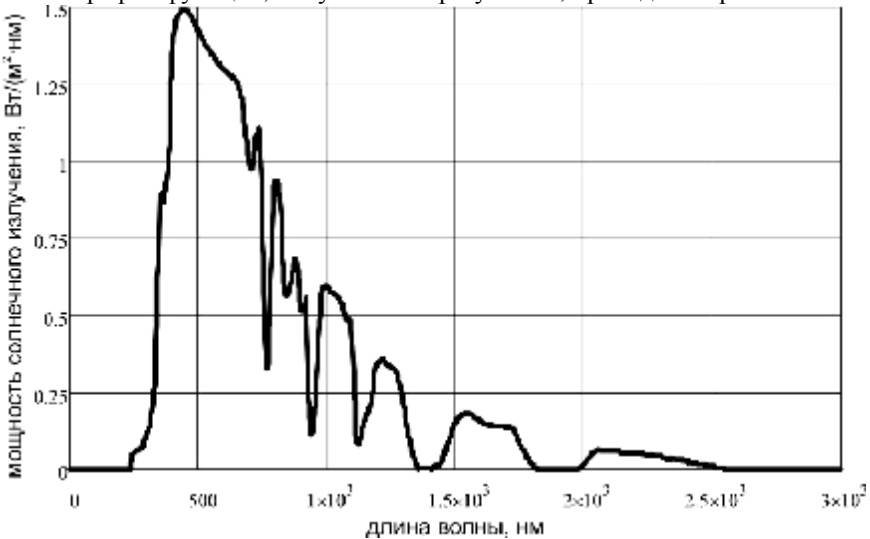


Рис. 2. Удельная мощность солнечного излучения в зависимости от длины волны, построенная в пакете *Mathcad*

Интегрируя полученную функцию удельной мощности солнечного излучения по длине волны ($H(\lambda)$), получим мощность солнечного излучения, приходящуюся на 1 м^2 поверхности в диапазоне длин волн, соответствующих пределам интегрирования. Поскольку многие производители указывают степень проницаемости прозрачных материалов только для видимого диапазона света, то целесообразно определить, какая часть солнечной энергии приходится на него. Для этого интегрируем функцию $H(\lambda)$ во всём диапазоне длин волн, чтобы определить суммарную мощность солнечного излучения, приходящуюся на 1 м^2 Земли, а затем соотносим её с мощностью солнечного излучения, приходящуюся на диапазон волн от 380 до 760 нм.

$$P_{\Sigma} = \int_0^{\infty} H(\lambda) d\lambda = 839,78,$$

$$\frac{\int_{360}^{780} H(\lambda) d\lambda}{P_{\Sigma}} = 0,576,$$

где P_{Σ} – мощность солнечного излучения, Вт/м², $H(\lambda)$ – зависимость мощности солнечного излучения от длины волны Вт/(м²·нм).

Таким образом получаем, что, согласно использованного в расчётах графика, мощность солнечного излучения на уровне моря составляет около 840 Вт/м² из которых на видимый диапазон приходится только 57,5 %. Это говорит о том, что сравнение СС и ПК в качестве прозрачного покрытия теплоизоляционного кожуха гелиоколлектора по показателю проницаемости для видимого света некорректно, поскольку даёт большую погрешность. Сравнивать нужно проницаемость во всём диапазоне длин волн, причём нельзя использовать интегральные показатели, поскольку спектр солнечной энергии, приходящей на поверхность Земли, неоднороден.

Поликарбонат. Многие коммерческие организации, в качестве наглядной иллюстрации высокой степени прозрачности ПК, приводят график зависимости его пропускающей способности от длины волны. Эти графики несколько отличаются у разных производителей, но, в целом, достаточно схожи друг с другом и имеют следующий вид [6] (рис. 3).

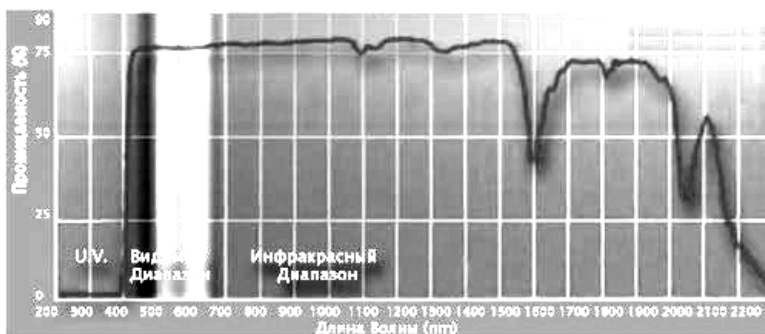


Рис. 3. Коммерческий график зависимости пропускающей способности ПК от длины волны

График функции, полученной в результате обработки пакетом *Mathcad* рис. 3, приведен на рис. 4.

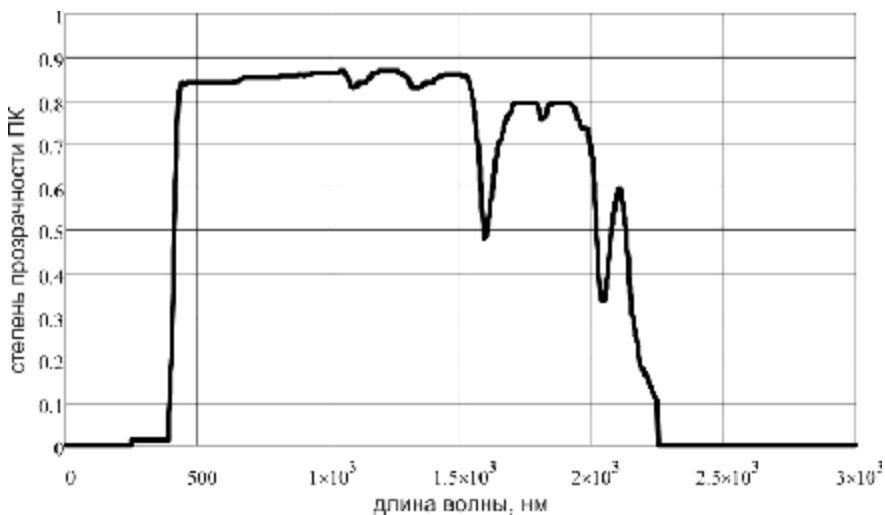


Рис. 4. Зависимость пропускающей способности ПК от длины волны, построенная в пакете *Mathcad*

Следует отметить, что данные, приведенные на графике (рис. 3) не соответствуют результатам испытания ПК по *ASTMD-1003*, согласно которым проницаемость монолитного ПК толщиной 3 мм для света достигает 88 %. Поэтому функция была масштабирована по вертикали так, что бы в середине видимого участка длин волн её амплитуда была равна 85 % (средний показатель для ПК).

Силикатное стекло – очень распространённый материал, известный уже много сотен лет, но основные данные, относительно зависимости его пропускающей способности от длины волны, встречающиеся в литературе, касаются ультрафиолетовой части спектра, поскольку этот параметр важен в медицинской оптике. Более-менее подробно описана пропускающая способность СС и в видимой части спектра, что же касается инфракрасной области, то все данные носят приблизительный характер. Скорее всего, это обусловлено тем, что данный параметр не нормируется в процессе производства. За основу, но с некоторыми коррективами, для построения модели в рамках настоящего сравнения были взяты следующие графики зависимостей [7] (рис. 5).

Внесенные коррективы, касаются инфракрасной области спектра. Дело в том, что во многих источниках говорится о том, что в диапазоне (2000 – 3000) нм у СС резко снижается пропускная способность, а простейший опыт с источником инфракрасного излучения и тепловизором показывает, что уже при длине волны 2300 нм стекло фактически не пропускает электромагнит-

ное излучение [8]. График функции, полученный склеиванием графиков рис. 5а и рис. 5б с последующей коррекцией в инфракрасной области, показан на рис. 6.

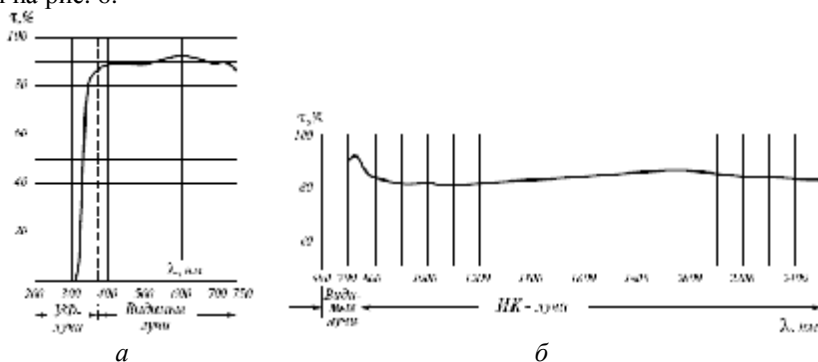


Рис. 5. Зависимость пропускающей способности СС от длины волны; а – в ультрафиолетовой и видимой областях спектра, б – в инфракрасной области спектра

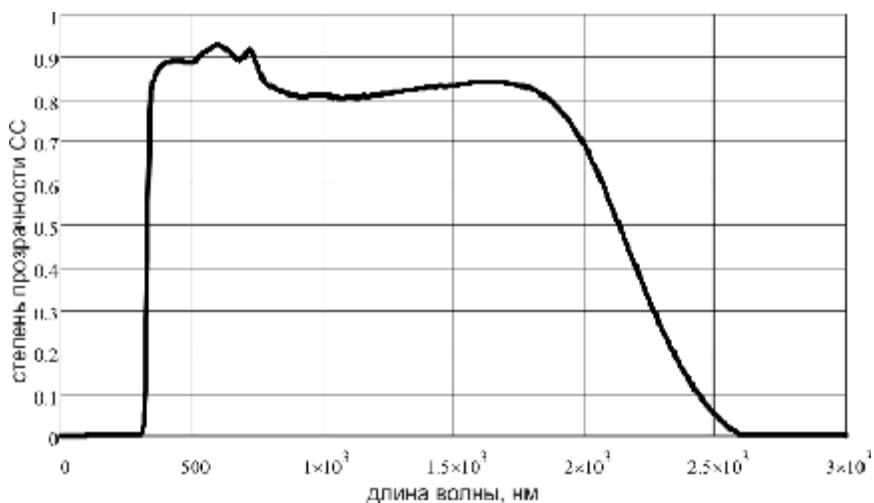


Рис. 6. зависимость пропускающей способности СС от длины волны, использованная для построения модели в пакете *Mathcad*

Сравнительный анализ СС и ПК в конструкции теплоизоляционного кожуха гелиоколлектора. Предварительный сравнительный анализ можно провести, совместив полученные графики (рис. 2, рис. 4, рис. 6) в одних осях координат. Такой комплексный график представлен на рис. 7.

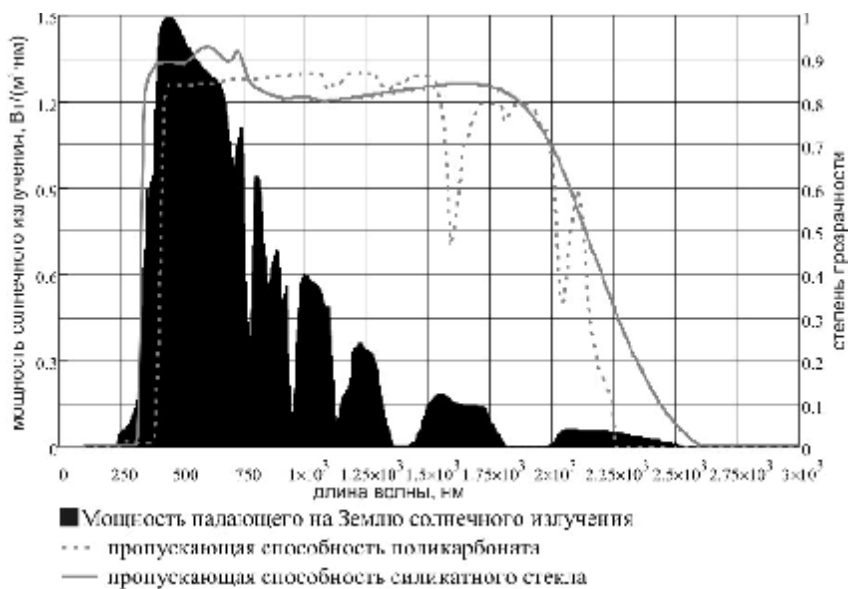


Рис. 7. Пропускающая способность ПК и СС на фоне удельной мощности солнечного излучения в зависимости от длины волны

Для того, что бы получить удельную мощность прошедшего сквозь ПК или СС солнечного излучения в зависимости от длины волны нужно умножить функцию зависимости удельной мощности солнечного излучения ($H(\lambda)$) на зависимость пропускающей способности ПК и СС соответственно. В результате получим график, изображенный на рис. 8.

Для того, что бы узнать, какую часть энергии солнца пропускает ПК и СС, нужно интегрировать удельную мощность солнечного излучения прошедшего сквозь ПК $P_{ПК}(\lambda)$ и СС $P_{СС}(\lambda)$ во всём диапазоне длин волн, а потом разделить на мощность солнечного излучения P_{Σ} . Таким образом, для ПК получим:

$$\frac{\int_0^{\infty} P_{ПК}(\lambda) d\lambda}{P_{\Sigma}} = 0,742, \text{ т.е. ПК пропускает около 75 \% солнечного излучения.}$$

Для СС:

$$\frac{\int_0^{\infty} P_{СС}(\lambda) d\lambda}{P_{\Sigma}} = 0,846, \text{ т.е. СС пропускает около 85 \% солнечного излучения.}$$

Проведенные расчёты говорят о том, что ПК пропускает на 10 % меньше солнечного излучения, чем СС. 3,2 % этой разницы приходится на ультрафиолетовую часть спектра:

$$\frac{\int_0^{380} [P_{CC}(\lambda) - P_{ПК}(\lambda)] d\lambda}{P_{\Sigma}} = 0,032,$$

а 7,1 % на видимую часть спектра:

$$\frac{\int_{380}^{760} [P_{CC}(\lambda) - P_{ПК}(\lambda)] d\lambda}{P_{\Sigma}} = 0,071,$$

В инфракрасном диапазоне различия между ПК и СС незначительны.

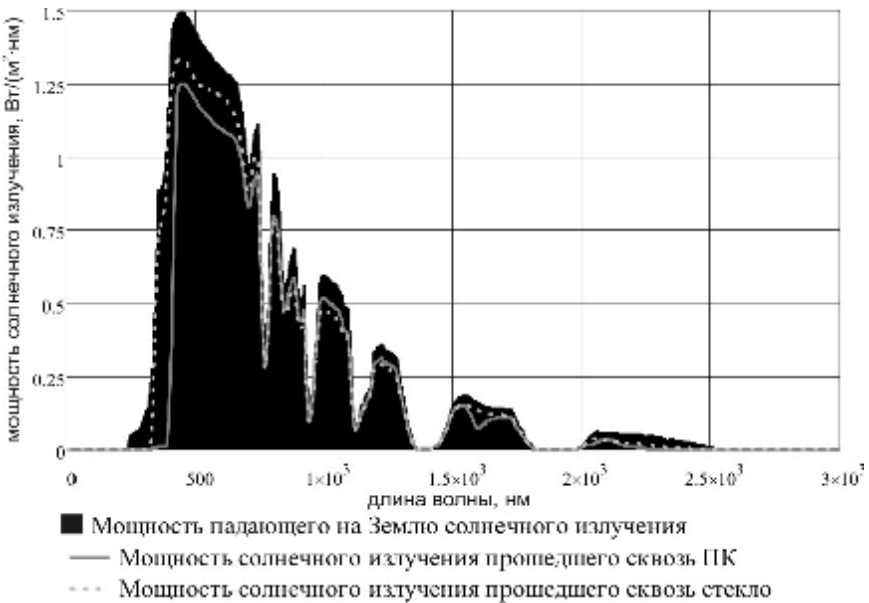


Рис. 8. Удельная мощность солнечного излучения прошедшего сквозь ПК и СС в зависимости от длины волны

Выводы. Часть не прошедшего солнечного излучения будет отражаться от поверхности материала, а часть поглощаться в объёме и приводить к нагреву покрытия. Таким образом, считать всю энергию солнца не прошедшую сквозь покрытие утраченной некорректно. Нагреваясь, материал будет излучать энергию в объём теплоизоляционного кожуха, тем самым, передавая её

гелиоколлектору. Построение математической модели этого процесса и рассмотрение свойств материалов с точки зрения тепловой изоляции внутреннего объёма кожуха является темой дальнейших исследований. Так же нужно обратить внимание на то, что полученные результаты расчётов носят приближенный характер. Это обусловлено рядом причин: неточность и низкая разрешающая способность исходных графиков, использованных в расчёте; несоответствие графиков интегральным показателям, полученным для этих же материалов, и различие характеристик материалов у разных производителей. Поэтому данное исследование требует экспериментального подтверждения, которое планирует провести коллектив авторов.

Список литературы: 1. Бараночников М.Л. Приёмники инфракрасного излучения. Состояние разработок и промышленного выпуска, перспективы развития прогнозы / М.Л. Бараночников. – М., 1985. – 94 с. 2. Plastinfo. Поликарбонаты (ПК) : характеристика, способы получения, технология переработки, области применения [Электронный ресурс] / Режим доступа к ресурсу.: <http://www.plastinfo.ru/information/articles/44/> 3. Бухитаб М.А. Измерение малых оптических потерь / М.А. Бухитаб. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 156 с. 4. «Солнечная энергетика». Основы технологии солнечных элементов. Тестирование [Электронный ресурс] / Режим доступа к статье.: http://solareview.blogspot.com/2009/07/blog-post_28.html. 5. Справочник по геофизике и космическому пространству. / С.Л. Валей, МакГроу-Хилл – Нью-Йорк, 1965. 6. "ВМТ-Н" ООО. Каталог товаров (Сотовый поликарбонат) [Электронный ресурс] / Режим доступа к ресурсу.: http://www.alucomposite-nsk.ru/item_94/. 7. Склоресурс. Скло і сонячна радіація [Електронний ресурс] / Режим доступу до статті.: <http://skloresurs.com.ua/readinfo/ua/6/>. 8. Энштейн М.И. Измерения оптического излучения в электронике / М.И. Энштейн. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 253 с.

Статья представлена д.т.н. проф. НТУ «ХПИ» Кондрашовым С.И.

Поступила в редакцию 12.03.2010

А.П. ДАВИДЕНКО, канд. техн. наук, проф. кафедры НТУ "ХПИ"
В.Н. СЛАВКОВ, аспирант НТУ "ХПИ"

АНАЛИЗ ФАКТОРОВ ВЛИЯНИЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ВЫСОКИХ ТЕМПЕРАТУР ЦИФРОВЫМ ФОТОАППАРАТОМ

Розглянуті питання застосування цифрового фотоапарата для дослідження температурних полів об'єктів. Виділені та описані основні фактори, що впливають на представлений спосіб дослідження за допомогою цифрового фотоапарата. Запропоновано способи зменшення впливу описаних факторів і показані перспективи подальших досліджень у даному напрямку.

Consider the use of a digital camera to investigate the temperature fields of objects. Highlighted and described the main factors that affect the way the study presented with a digital camera. Ways of reducing the impact of the factors described and shown for further research in this direction.

Постановка проблеми. В энергетике, машиностроении, чёрной и цветной металлургии, химической, пищевой, текстильной промышленности в ряде производственных технологических процессов при исследовании теплофизических свойств объектов и неразрушающем контроле требуется дистанционный контроль температурных полей [1].

В настоящее время, в качестве современных специализированных бесконтактных средств измерений температурных полей объектов выступают пирометры и тепловизоры, в состав которых входят ПЗС матрицы, используемые в качестве светочувствительного элемента. Данные матрицы имеют очень широкий круг применения в самых различных оптоэлектронных устройствах для регистрации изображения, таких как цифровые фотоаппараты, видеокамеры, сканеры [2].

Пирометры дают интегральную оценку температуры объекта в пределах пятна визирования, а исследование температурных полей объектов с помощью тепловизоров, приводит к затратам в размере от 3 до 100 тысяч долларов. Однако существует метод исследования, основанный на фотографировании высокотемпературных полей с помощью цифрового фотоапарата, который позволяет произвести обработку цифровых температурных картин и получить характеристики распределения температур на поверхности объекта, выявить дефекты, присутствующие на поверхности, нарушения однородности, определить теплофизические свойства материала.

Анализ литературы. Способ исследования, основанный на использовании цифрового фотоапарата, практически не рассматривается в научных и периодических изданиях в области теплотехники и средств измерений температуры. Существуют работы показывающие возможность применения этого метода и направленные на оценку его метрологических характеристик [3].

Цель статьи – заключается в выделении и описании основных факторов, которые оказывают влияние на определение метрологических характе-

ристик метода исследования, основанного на фотографировании высокотемпературных полей с помощью цифрового фотоаппарата.

Анализ факторов влияния. В результате проведения исследований и постановки ряда экспериментов по получению и обработки цифровых температурных картин, можно выделить следующие основные факторы, которые оказывают влияние на данный способ исследования:

- спектральные характеристики ПЗС, применяемых в фотоаппарате;
- спектральные характеристики оптических элементов фотоаппарата;
- алгоритм обработки изображения, заложенный в фотоаппарате, а также функциональные возможности настройки фотоаппарата;
- свойства среды находящейся между фотоаппаратом и нагретым объектом исследования;
- свойства поверхности, а также внутренние свойства объекта, который подвергается нагреванию.

Для определения яркостной температуры необходимо провести измерение яркости на одной длине волны [4]. Выбор длины волны обусловлен возможностями детектора и спецификой измеряемого объекта. Современные цифровые аппараты имеют высокую чувствительность в видимой области спектра 400-700 нм. В исследованиях использовался цифровой фотоаппарат марки Samsung PL-60, детектор оптического излучения которого представляет собой ПЗС матрицу, спектральная характеристика (без учёта спектральной характеристики объектива и спектральной характеристики оптического излучения) представлена на рис. 1.

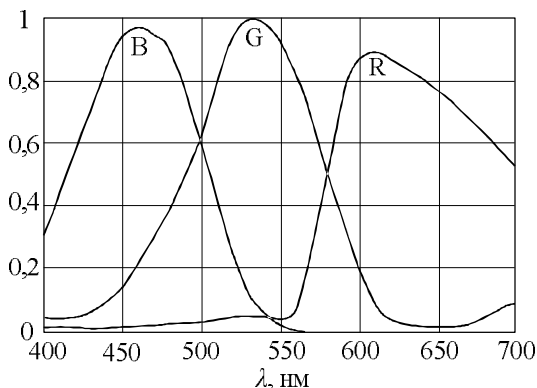


Рис. 1. Спектральные характеристики чувствительности ПЗС Samsung PL60
B – чувствительность синего канала; G – чувствительность зеленого канала;
R – чувствительность красного канала

При измерениях температур в диапазоне 600-1200 °С следует выбирать длину в красном или ближнем ИК диапазоне (550-780 нм), поскольку спектральная яркость АЧТ в этой области выше [5].

Важнейшей частью любого фотоаппарата является фотографический объектив. Современный фотографический объектив представляет собой весьма сложную оптическую конструкцию, рассчитанную с учетом всех знаний о свете как о физическом явлении [6]. Применяемый в исследовании фотоаппарат относится к классу бюджетных, поэтому не имеет сменного объектива. В конструкцию данного фотоаппарата входит стандартный набор линз *Samsung Lens*, которые обладают следующей спектральной характеристикой пропускания T (рис. 2, кривая 1). Следует отметить, что для получения изображений температурных полей объектов лучше использовать набор просветлённых линз, которые обладают более высоким коэффициентом пропускания (рис. 2, кривая 2). Такие линзы входят в состав более совершенных моделей фотоаппаратов (*Samsung NX100*).

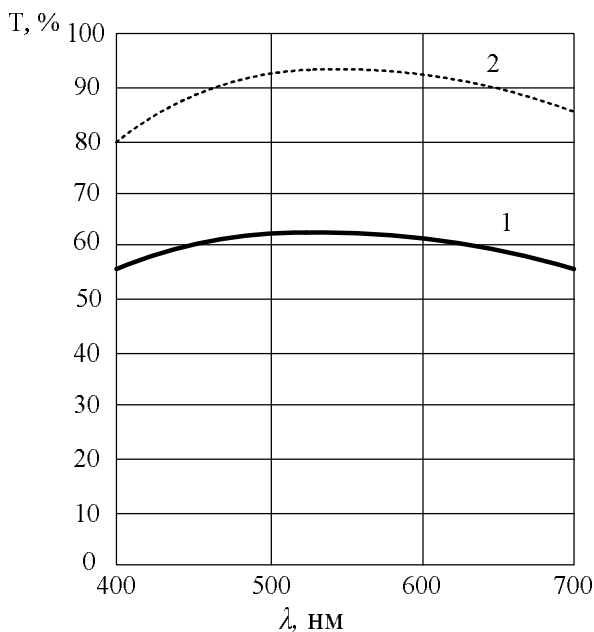


Рис. 2. Спектральная характеристика пропускания линз: 1 – кривая пропускания линз *Samsung PL60*; 2 – кривая пропускания линз *Samsung NX100*

Для проведения исследований температурных полей фотоаппарат необходимо использовать в режиме ручного управления выдержкой и диафрагмой, чувствительностью и наводкой на резкость. Необходимо иметь возможность установки фотоаппарата на штатив, для исключения вибраций во время

фотографирования. Кроме того, фотоаппарат должен обеспечивать возможность записи исходных файлов изображений температурных полей (так называемый «raw» формат) без предварительной обработки в самом фотоаппарате. Однако фотоаппарат марки *Samsung PL60* не обладает данной функцией, так как уже говорилось выше, является бюджетной моделью и запись исходных файлов происходит в формате «jpeg». Формат «jpeg» является форматом сжатия с потерями, но этот факт не оказывает влияния на дальнейшую обработку цифровых изображений температурных полей, потому как, съёмка ведётся при высоком разрешении (10М 3648×2736пк) и уровне дискретизации полученных температур по поверхности объекта вполне достаточно.

Основными факторами, которые определяют свойства среды находящейся между цифровым фотоаппаратом и исследуемым объектом является наличие запылённости в месте исследования, а также наличие различного рода паров в среде. Эти факторы приводят к ослаблению излучения от объекта. На рис. 3 представлена спектральная характеристика коэффициента поглощения K пылегазовой среды наиболее распространённых производственных технологических процессов.

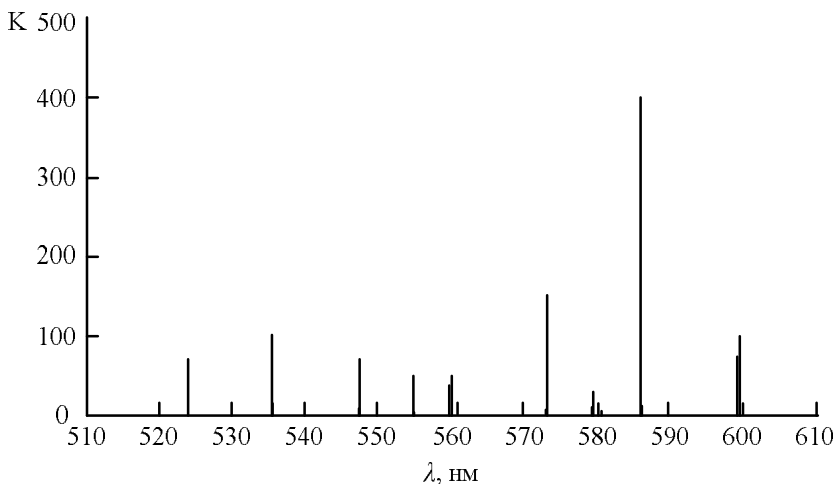


Рис. 3. Спектральная характеристика пылегазовой среды

Как уже говорилось выше, для определения яркостной температуры необходимо провести измерение яркости на одной длине волны, поэтому, что бы избежать влияния пылегазовой среды необходимо выделить участок спектра, где поглощение практически отсутствует, так называемые «окна прозрачности». Для выделения нужного участка длин волн, возможно, использовать узкополосный интерференционный светофильтр. При использовании

фильтров воздействие пылегазовой среды сводится к минимуму при условии попадания в «окно прозрачности».

Объект, полностью поглощающий падающее на него излучение, обладает наибольшей излучательной способностью ($\epsilon=1$) и называется «абсолютно чёрным телом». Реальные объекты, подвергающиеся нагреву, имеют излучательную способность меньше 1 и, следовательно, излучают меньше энергии. Ниже представлены зависимости спектрального коэффициента излучения различных металлов от длины волны (рис.4), а также интегрального коэффициента излучения металлов от температуры (при $\lambda=1,5\mu\text{м}$) (рис. 5).

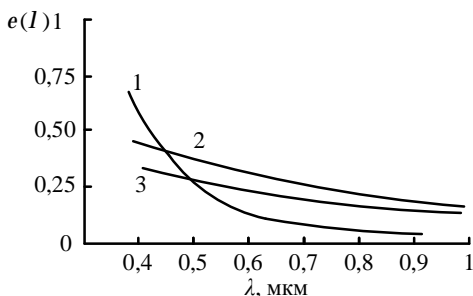


Рис. 4. Спектральный коэффициент излучения металлов: 1 – медь; 2 – железо; 3 – алюминий

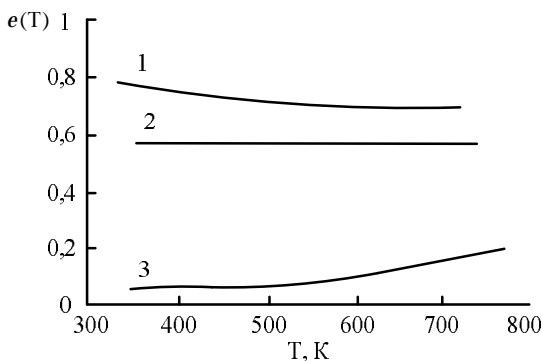


Рис. 5. Интегральный коэффициент излучения металлов: 1 – сильно окисленная медь; 2 – слегка окисленная медь; 3 – полированная медь

Кроме того, для большинства реальных исследуемых объектов излучательная способность зависит от температуры и длины волны, т.е. $\epsilon = f(\lambda, T)$, а также от многих других факторов – материала и формы объекта, состояния поверхности, наличия оксидной плёнки, конденсата, влаги, внутренних нарушений однородности и т.п.

В случае, когда значение излучательной способности реальных объектов неизвестно, следует произвести калибровку (подстройку) фотоаппарата при помощи стандартизованных средств измерения температуры.

Выводы. Таким образом, при оценке метрологических характеристик метода исследования, основанного на фотографировании температурных полей с помощью цифрового фотоаппарата существует ряд факторов, которые необходимо учитывать. В статье рассмотрены основные влияющие факторы, однако их ряд может быть расширен. Для оценки яркостной температуры необходимо учёт всех этих факторов, что представляет собой весьма сложную задачу и требует дальнейших исследований, по выбору длины волны, подбору оптимальных параметров настройки фотоаппарата для конкретных устойчивых технологических процессов. Повысить информативность данного метода возможно за счёт оценки цветовой температуры, то есть за счёт измерения отношения яркостей на двух длинах волн. На основании известной совокупности спектральных характеристик ПЗС, применяемых в фотоаппарате, оптических элементов фотоаппарата, среды находящейся между фотоаппаратом и нагретым объектом исследования, а также спектральных и интегральных коэффициентов излучения объектов можно выполнить расчёт обобщённой спектральной характеристики всей системы и с помощью соответствующей программной обработки в *MathCAD* выполнить оценку температуры объекта. Дальнейшая работа в этом направлении, заключается в разработке программного, аппаратного и метрологического обеспечения и построение на основе фотоаппарата системы дистанционного контроля температурных полей, а также дальнейшее ее внедрение в технологические процессы. Кроме этого данный метод может найти применение в научных исследованиях в области материаловедения и в неразрушающем контроле тепловыми способами.

Список литературы: 1. *Поскачей А.А., Чубаров Е.П.* Оптико-электронные системы измерения температуры. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 248с. 2. *Иванова Г.М., Кузнецов Н.Д., и др.* Теплотехнические измерения и приборы. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 232 с. 3. *Ракчеева Л.П.* Измерение температуры нагретых тел с высоким пространственным разрешением с помощью цифрового фотоаппарата. Методическое пособие., <http://www.oceanoptics.com>. 4. *Госсорг Ж.* Инфракрасная термография. Основы, техника, применение. – М.: Мир, 1988. – 416с. 5. *Преображенский В.П.* Теплотехнические измерения и приборы. – М.: «Энергия», 1978. – 704с. 6. *Волосов Д.С.* Фотографическая оптика. – М.: «Искусство», 1971. – 657с.

Статья представлена д.т.н., проф. НТУ «ХПИ» Кондрашовым С.И.

Поступила в редакцию 25.03.2010

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»,
М.А. БЕРЕЖНАЯ, канд. техн. наук, доц. ХНУРЭ,
Я.Ю. КОРОЛЕВА, асс. ХНУРЭ

ОДНОРОДНЫЕ СЕТИ С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМОЙ РЕКОНФИГУРАЦИЙ

Запропоновано метод та алгоритм реконфігурації розрядномодульних однорідних мереж (РМОМ) з розподіленою реконфігурацією резервних та функціонуючих модулів. Запропонований підхід може застосовуватися до РМОМ різної розмірності та призначення, в яких несправний модуль виявляється вбудованими засобами діагностування, а реконфігурація здійснюється під управлінням HOST процесора.

This paper presents an effective reconfiguration method and algorithm of reconfiguring one and two-dimensional degradable arrays with four – port switches, when processing elements of arrays become faulty.

Постановка проблемы. Развитие электронных технологий и возможность использования СБИС, у которых на одном кристалле размещается определенное число процессорных модулей (ПМ) позволяет создавать высокопроизводительные одномерные и двумерные сети конвейерной и параллельной обработки информации. С возрастанием числа ПМ в таких РМОС проблема повышения надежности и отказоустойчивости функционирования сетей становится особенно важной и актуальной.

Анализ литературы. В [1,2] проведен анализ существующих подходов, методов и алгоритмов реконфигурации РМОС. В одном из них используются резервные ПМ, позволяющие реконфигурировать РМОС при обнаружении неисправных ПМ и замены их исправными модулями, что обеспечивает работоспособность сети без снижения ее производительности [2, 3, 4]. В другом подходе неисправный ПМ исключается из сети путем перекоммутации маршрутов и связей между модулями и распределение функций неисправного ПМ между исправными. Это обеспечивает экономичность сети, но снижает ее производительность [5, 6, 7, 8].

Цель статьи. Основным недостатком существующих методов и алгоритмов реконфигурации РМОС является возможность нарушения работоспособности сети при наличии в ней неисправных коммутирующих модулей. Для исключения этого недостатка предлагается использовать самопроверяемые четырехпортовые коммутаторы входных и выходных шин процессорных модулей сети [9,10,11,12].

Одномерные РМОС с резервными модулями. Распределенная процедура реконфигурации РМОС реализуется путем использования четырехпортовых коммутаторов. На рис.1 представлена обобщенная структура процессорного модуля, входы и выходы которого коммутируются под управлением HOST процессора.

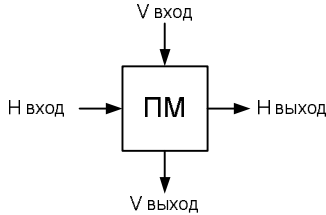
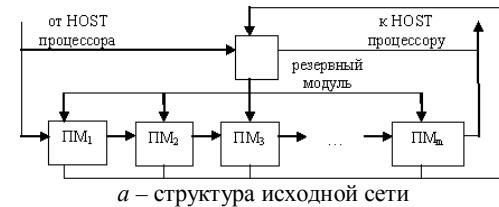


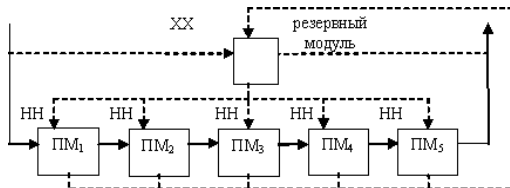
Рис. 1. Процессорный модуль реконфигурируемой РМОС

Модуль имеет множество горизонтальных (H) и вертикальных (V) входов и выходов. В каждом модуле сети передача данных может осуществляться по четырем маршрутам HH , HV , VH и VV , где HH обозначает передачу с H входа на H выход и т.д.

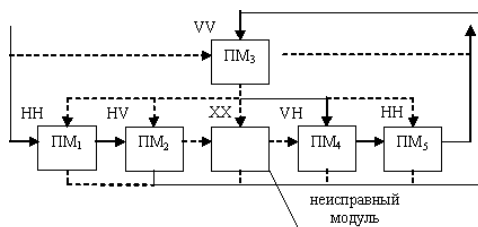
На рис. 2, *a* представлена структура одномерной однонаправленной реконфигурируемой сети из « m » процессорных модулей и одного резервного ПМ. На примере сети из пяти ПМ ($m = 5$) и одного резервного модуля ($s = 1$) представлены структуры исправной сети (рис. 2, *б*) и реконфигурированной сети при неисправном ПМ₃. Сплошными линиями показаны маршруты передачи данных в сети, в которые активизируются $HOST$ процессором в соответствии с алгоритмом управления распределенной системой реконфигурации.



a – структура исходной сети



б – структура сети при нормальном функционировании с $m = 5$



в – структура сети с заменой неисправного модуля ПМ₃

Рис. 2. Система распределенной реконфигурации с одним резервным модулем

Основным недостатком такой структуры является возможность искажения данных на общей шине в случае ненадежного отключения неисправного модуля.

Двумерные РМОС с резервными модулями. Процессорные модули с четырехпортовыми коммутаторами входов и выходов могут быть соединены в двумерный массив, как показано на рис. 3, а, на рис. 3, б, в показан процесс реконфигурации.

Как видно из рис. 3, все 9 модулей могут быть соединены в одну цепочку. При отказе любого модуля оставшиеся могут выполнять операции. Для $m = 8$ и $s = 1$ такая РМОС является отказоустойчивой для класса неисправностей одного произвольного ПМ_{*i*}. Для $m = 6$ и $s = 3$ она является отказоустойчивой по отношению к произвольным двум и к некоторым трем неисправным модулям.

Синтез алгоритма реконфигурации РМОС определяется необходимостью решения двух следующих задач:

1. Структурная организация РМОС, т.е. каким образом следует соединить модули для обеспечения отказоустойчивости РМОС для класса неисправностей ПМ возможно большей кратности, если задано число m - функционирующих и число s - резервных модулей;

2. Какое число s - резервных модулей и какая исходная конфигурация необходима для обеспечения заданной отказоустойчивости РМОС, состоящей из m функционирующих модулей.

В настоящее время общего решения рассматриваемых задач не существует. Однако для РМОС с прямоугольной конфигурацией и размерностью $h \times c$ (рис. 4) в которой число столбцов « c » является четным числом и соединения внутри строк всегда выполняются слева направо, а соединения внутри столбцов в виде замкнутого кольца, можно найти детерминированную процедуру реконфигурации сети.

Утверждение 1. В сети с прямоугольной структурой размерностью $h \times c$ (рис. 4) число модулей n_{HV} в состоянии HV равно числу модулей n_{VH} в состоянии VH и имеет следующие границы:

$$\frac{(m-s)}{(h-1)} \leq n_{HV} = n_{VH} \leq c,$$

где $m(s)$ – число функционирующих (резервных) модулей.

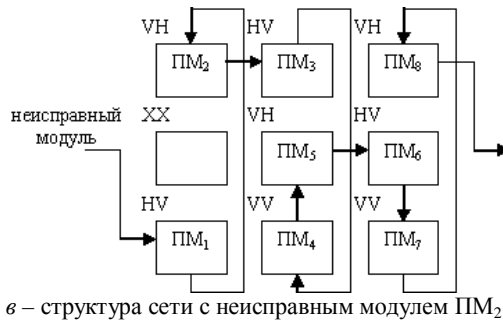
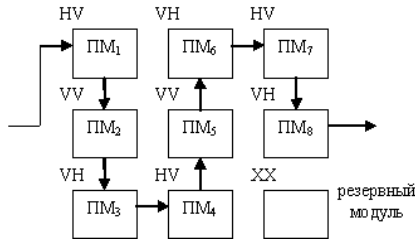
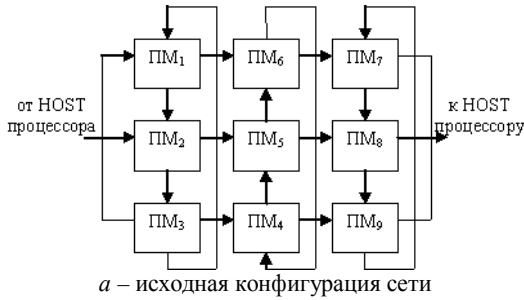


Рис. 3. Структура двумерной РМОС

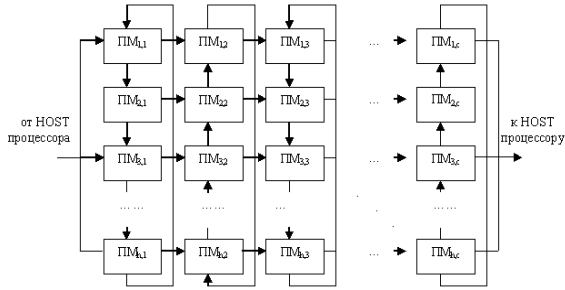


Рис. 4. Прямоугольная структура РМОС размерностью $h \times c$ (h – число строк, c – число столбцов)

Доказательство. Рабочей конфигурации соответствует цепочка, состоящая из m модулей, начинающаяся со входного и заканчивающаяся выходным модулем. Рассмотрим i -ый столбец. Маршрут данных проходит через некоторое число модулей этого столбца, и затем переходит к следующему столбцу. Если в столбце используется только один модуль, то последний находится в состоянии HH и такой столбец не оказывает влияния на величину чисел n_{HV} и n_{VH} . Если в столбце i используется несколько модулей, первый из них будет находиться в состоянии HV , последний в состоянии VH , а оставшиеся – в состоянии VV . Таким образом, i -ый столбец увеличивает на единицу как число n_{HV} , так и n_{VH} и верхняя граница определяется неравенством $n_{HV} = n_{VH} \leq c$. Для определения нижней границы очевидно, что маршрут данных длиной m модулей должен включать по два или более модулей, по меньшей мере из $(m - c) / (h - 1)$ столбцов \square .

Пример. Рассмотрим РМОС, изображенную на рис. 3, для которой $c = h = 3$ и $m = 8$. Следовательно, $n_{HV} = n_{VH} \leq 3$. Используя доказанное утверждение, можно определить также значения n_{HH} и n_{VV} :

$$n_{HH} \leq \frac{h \cdot c - m}{h - 1};$$

$$n_{VV} = m - n_{HH} - n_{HV} - n_{VH} = m - c - n_{HV}.$$

Таким образом,

$$m - 2 \cdot c \leq n_{VV} \leq \frac{(m - c) \cdot (h - 2)}{h - 1}.$$

Для сети, представленной на рис. 3, $n_{HH} = 0$ и $n_{VV} = 2n$. Полученные предельные значения состояний четырехпортовых коммутаторов использу-

ются при проверке корректности конфигурации системы в процессе реализации процедуры восстановления работоспособности сети.

Основным достоинством двумерной РМОС с распределенной реконфигурацией является то, что процедура реконфигурации не является частью ядра системы. Такая структура имеет следующие достоинства:

- 1) неисправность механизма коммутации равноценна неисправности модуля;
- 2) рабочая конфигурация поддерживается исключительно исправными модулями и, таким образом, не зависит от поведения неисправных модулей.

Следует отметить, что неисправный ПМ может воздействовать на выходы РМОС. Это можно устранить путем использования специального модуля выходного селектора, как показано на рис. 5. Основными недостатками такой структуры являются сложность алгоритма реконфигурации и тот факт, что схема с s резервными модулями будет устойчива к неисправностям, имеющим кратность, меньшую s .

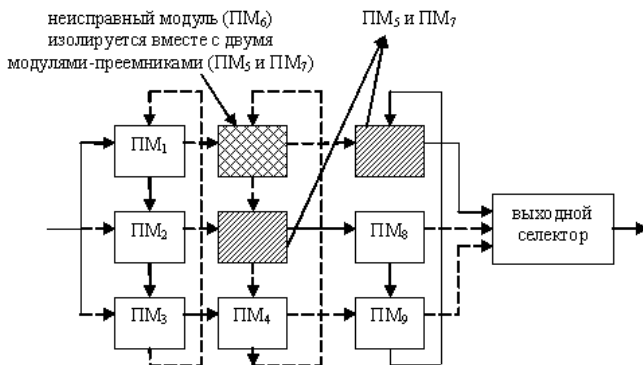


Рис. 5. Структура сети со схемой выходного селектора

Ниже приведен обобщенный алгоритм реконфигурации двумерной РМОС при отсутствии резервных модулей. В алгоритме используются следующие исходные данные: 1) $vx_вект$, $вых_вект$ – двоичные векторы входов и выходов РМОС и каждого исправного модуля; 2) $путь$ – вектор текущей конфигурации РМОС. Этот вектор определяет последовательность номеров ПМ функционирующих в сети; 3) $матрица$ -преемник – матрица размерностью $2 \times n$, где n – общее число модулей, в которой $вых_вект$ каждого исправного модуля отмечается «1», а наличие неисправного модуля приемника, либо отсутствие приемника отмечается «0».

Входными данными алгоритма реконфигурации РМОС является размерность сети и номер неисправного ПМ, значения векторов $vx_вект$,

вых_вект, *путь*, *матрицы* преемников, а также инициализация процесса пересылки данных.

Алгоритм реконфигурации РМОС можно представить в виде последовательности следующих шагов:

Шаг 1. Исключить неисправный модуль из векторов *вх_вект* и *вых_вект*.

Шаг 2. Модифицировать *матрицу* преемников путем изменения всех значений *вх_вект*, *вых_вект* каждого ПМ с учетом номера неисправного ПМ.

Шаг 3. Если хотя бы один из векторов *вх_вект* и *вых_вект* РМОС не принадлежит ни одному ПМ, выполнить функцию *отказ_РМОС* и завершить выполнение алгоритма, в противном случае перейти к шагу 4 алгоритма.

Шаг 4. Выполнить функцию *поиск_путей* для нахождения всех путей в РМОС при известном номере неисправного ПМ. Результат представить в виде матрицы, *все_пути*, в каждой строке которой описан отдельный путь.

Шаг 5. Удалить из матрицы *все_пути* те пути, в которых последний модуль не связан с выходом РМОС.

Шаг 6. Если матрица *все_пути* не содержит ни одного модуля, связанного со входами и выходом РМОС, выполнить функцию *отказ_системы* и завершить выполнение алгоритма, в противном случае перейти к шагу 7.

Шаг 7. Выбрать в матрице *все_пути* путь, которому соответствует наименьшее число пересылок данных и максимальное число функционирующих модулей.

Шаг 8. Выполнить функцию пересылки данных между модулями. В случае разрушения данных выполнить процедуру их восстановления путем повторного выполнения загрузочной программы

Шаг 9. Конец алгоритма.

Предложенный алгоритм рассмотрим на примере РМОС, состоящей из девяти ПМ (рис. 5). Пусть исходная конфигурация сети представлена маршрутом обработки данных в виде последовательности: (ПМ₁, ПМ₂, ПМ₃, ПМ₄, ПМ₆, ПМ₅, ПМ₈, ПМ₉, ПМ₇), которая определена установленной структурой соединений между ПМ сети. Предположим, что в процессе диагностирования исправности сети модуль ПМ₆ – неисправен. Тогда на шаге 2 алгоритма модифицируется матрица приемников РМОС, в которой модули преемников ПМ₅ и ПМ₇ неисправного модуля ПМ₆ исключаются из матрицы преемников, что в свою очередь исключает все пути обработки данных, содержащие пересылки (ПМ₆ → ПМ₅, ПМ₆ → ПМ₇). На шаге 7 алгоритма определяются две возможных конфигурации РМОС 1) ПМ₁, ПМ₂, ПМ₃, ПМ₄, ПМ₉, ПМ₇, ПМ₈; 2) ПМ₁, ПМ₂, ПМ₅, ПМ₄, ПМ₉, ПМ₇, ПМ₈. Анализ вариантов реконфигурации РМОС 2) ПМ₁, ПМ₂, ПМ₅, ПМ₄, ПМ₉, ПМ₇, ПМ₈.

Путем сравнения вариантов реконфигурации РМОС с ее исходной конфигурацией определяется число «к» необходимых перезагрузок данных между ПМ сети, которые в каждом варианте отмечены сплошной линией. Анализ вариантов реконфигурации РМОС показывает, что при одинаковом числе

функционирующих модулей ($n = 7$), число перезагрузок данных между модулями реконфигурируемой РМОС в 1-ом варианте $\kappa = 2$, во 2-ом $\kappa = 3$. Следовательно, 1-ый вариант реконфигурации является более предпочтительным второму.

Выводы. Рассмотрены процедуры реконфигурации одномерных и двумерных РМОС с использованием четырехпортовых коммутаторов и распределенной реконфигурации структуры РМОС, содержащей резервные и функциональные модули. Определены границы предельных значений состояний коммутирующих модулей, обеспечивающих оптимальную структуру РМОС. Предложен алгоритм реконфигурации двумерной РМОС с выходным селектором данных без использования резервных модулей.

Список литературы: 1. *Аладьев В.З.* Однородные структуры / Аладьев В.З. – К.: Техника, 1990. – 272 с. 2. *Евреинов Э.В.* Однородные вычислительные системы, структуры и среды / Евреинов Э.В. – М.: Радио и связь, 1981. – 208 с. 3. *Прангшвили И.В.* Параллельные вычислительные системы с общим управлением / Прангшвили И.В., Виленкин С.Я., Медведев И.Л. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 312 с. 4. *Палагин А.В.* Реконфигурируемые вычислительные системы / А.В. Палагин, В.Н. Опанасенко. – К.: Просвіта, 2006. – 295 с. 5. *Kaklamanis C.* Asymptotically Tight Bounds for Computing with Faulty Arrays of Processors (extended abstract) / C. Kaklamanis, A.R. Karlin // Proc. IEEE Symp. Foundations of Computer Science. – 1990. – P. 285-296. 6. *Leighton F.T.* Introduction to Parallel Algorithms and Architectures: Arrays, Trees, Hypercubes. San Mateo, Calif.: Morgan-Kaufmann. – 1992. 7. *Leighton T.* 'On the Fault Tolerance of Some Popular Bounded-Degree Networks' / T. Leighton, B. Maggs, R. Sitaraman // Proc. IEEE Symp. Foundations of Computer Science. – 1992. – P. 542 – 552. 8. *Ajtai M., Fault N.* Tolerant Graphs, Perfect Hash Functions and Disjoint Paths / M. Ajtai, N. Alon // Proc. IEEE Symp. Foundations of Computer Science. – 1992. – P. 693 – 702. 9. *Alon N.* Explicit Construction of Linear Sized Tolerant Networks / N. Alon, F. Chung // Discrete Math. – 1988. – Vol. 72. – P. 15 – 19. 10. *Bruck J.* 'Wildcard Dimensions, Coding Theory and Fault-Tolerant Meshes and Hypercubes' / J. Bruck, R. Cypher, C. Ho // IEEE Trans. Computers – 1995. – Vol. 44. – P. 150 – 155. 11. *Rosenberg A.L.* 'The Diogenes Approach to Testable Fault-Tolerant Arrays of Processors' / A.L. Rosenberg // IEEE Trans. Computers. – 1983. – Vol. 32. – P. 480 – 489. 12. *Rosenberg A.L.* 'Fault-Tolerant Interconnection Networks: A Graph-Theoretic Approach' / A.L. Rosenberg // Proc. Ninth Workshop Graph-Theoretic Concepts in Computer Science. – 1983. – P. 286 – 297.

Поступила в редколлегию 02.04.10

И.Ф. ДОМНИН, д-р техн. наук, проф. Институт ионосферы НАН Украины и МОН Украины
Е.А. КАЙДА, аспирант, каф. "Радиоэлектроника", НТУ "ХПИ"
Л.Ф. СИМОНОВА, мл. научн. сотр. каф. "Промышленная и биомедицинская электроника", НТУ "ХПИ"

МИНИМИЗАЦИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГАРМОНИК, ГЕНЕРИРУЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ ДВУХКАНАЛЬНОГО КОМПЕНСАТОРА НЕАКТИВНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПОЛНОЙ МОЩНОСТИ

У статті розглядається спосіб мінімізації високочастотних гармонік, що генеруються випрямлячем двоканального компенсатора неактивних складових повної потужності. Аналізується залежність амплітуд вищих гармонік мережного струму від відносної напруги на конденсаторі нагромаджувача. Зроблено висновки за отриманими результатами.

This paper presents the method of high-frequency harmonic minimization, produced by two-channel rectifier appear in compensator of inactive components of the complete power. The dependence of high current harmonics amplitude and relative voltage on the reservoir capacitor is analyzed. Conclusions of obtained results are presented.

Постановка проблемы. Работа компенсированного управляемого выпрямителя (КУВ) в режиме компенсатора неактивных составляющих полной мощности требует выполнения комплекса исследований влияния параметров силовой схемы КУВ на регулируемые параметры питающей сети.

Анализ литературы. В работе [1] рассмотрены электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. Характеристики полупроводникового фильтрокомпенсирующего устройства в установившемся режиме проанализированы в работе [2]. В работе [3] рассмотрено поведение гармоник в электрических сетях.

Цель статьи – минимизация высокочастотных гармоник, генерируемых выпрямителем двухканального компенсатора неактивных составляющих полной мощности.

Решение поставленной задачи. Схема компенсированного управляемого выпрямителя представлена на рис. 1. Коммутация тока в $ВГ_G$ осуществляется под действием напряжения на конденсаторе C накопителя U_C , больше чем амплитуда линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора T_1 . Коммутация тока в вентильном мосте на тиристорах $ВГ_T$ происходит под действием напряжения сети.

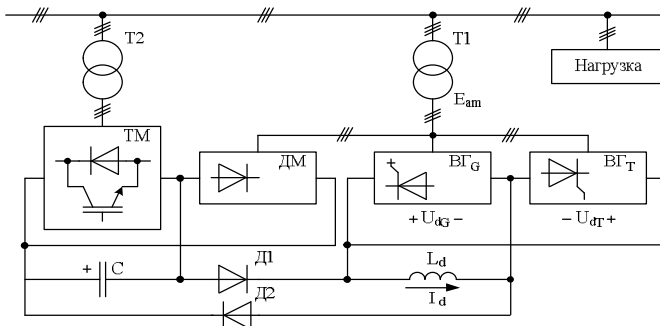


Рис. 1

При выключении ключей тиристорного моста на *GTO* тиристорах возникают коммутационные перенапряжения, которые связаны с накоплением энергии в индуктивностях рассеяния силового трансформатора. Амплитуда импульса коммутационного перенапряжения зависит от уровня напряжения на конденсаторе C и тока реактора L_d .

В исследуемом фильтрокомпенсирующем устройстве (ФКУ) для ограничения коммутационного перенапряжения используется вывод энергии, накапливаемой в индуктивностях рассеяния, через диодный мост ДМ и вспомогательные диоды Д1, Д2 в конденсатор C .

Импульсы коммутационных перенапряжений приводят к расширению спектра гармоник, присутствующих в токе питающей сети. Каждой высшей гармонике выпрямленного напряжения порядка n в переменном токе соответствуют две высшие гармоники тока с номерами $n-1$ и $n+1$. Для минимизации высокочастотных гармоник, генерируемых выпрямителем ФКУ в питающую сеть следует выяснить характер влияния угла коммутации ключей мостов на однооперационных и *GTO* тиристорах и напряжения на конденсаторе накопителя на гармонический состав тока сети.

Максимальная амплитуда импульса коммутационного перенапряжения определяется следующим образом:

$$U_{кн} = U_C - E_{ам1}, \quad (1)$$

где $E_{ам1}$ – амплитуда линейного напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора ФКУ.

Энергия, накопленная в индуктивности выключаемой фазы равна:

$$\Delta W_L = LI_d^2 / 2. \quad (2)$$

Приращение энергии конденсатора C на интервале коммутации при условии равенства нулю энергии ($DW_N=0$), отдаваемой на этом интервале в питающую сеть, определяется выражением:

$$\Delta W_C = \frac{U_c I_d}{2w} g_G . \quad (3)$$

При условии полной передачи энергии, накопленной в индуктивности выключаемой фазы в конденсатор, получим:

$$\frac{U_c I_d}{2w} g_G = LI_d^2 / 2 , \quad (4)$$

откуда справедливо выражение (5) , устанавливающее связь между напряжением на конденсаторе C и углом коммутации моста на GTO тиристорах:

$$\gamma_G = \frac{LI_d \omega}{U_c} . \quad (5)$$

Решение поставленной задачи минимизации высокочастотных гармоник возможно путем получения общих аналитических выражений для разложения в ряд Фурье сетевого тока шестипульсного компенсационного управляемого выпрямителя при произвольных значениях углов управления α_G и α_T и углов коммутации γ_G и γ_T .

В схеме КУВ, выполняющего функцию компенсатора реактивной мощности, мгновенное значение фазного тока сети i_N определяется либо мгновенным значением тока моста на однооперационных тиристорах, либо мгновенным значением тока моста на GTO тиристорах:

$$\begin{aligned} i_N &= i_T , \text{ при } \alpha = \alpha_T ; \\ i_N &= i_G , \text{ при } \alpha = \alpha_G , \end{aligned} \quad (6)$$

где i_T , i_G – соответственно мгновенные значения сетевых фазных токов мостов на однооперационных и GTO тиристорах (см. рис. 1). Сетевой ток моста на GTO тиристорах содержит две составляющие: соответствующую току нагрузки, пропорционального компенсируемой реактивной мощности, и соответствующую току рекуперации. Анализ гармонического состава выполним без учета влияния силового активного фильтра на сетевой ток, потребляемый КУВ.

Косинусный и синусный ряды Фурье для высших гармоник сетевого тока КУВ могут быть определены как соответствующие косинусные и синусные ряды составляющих сетевого тока, обусловленных работой одного из мостов. Исходя из этого справедливы следующие равенства:

$$A_n = A_{Gn}; B_n = B_{Gn} ; \quad (7)$$

$$A_n = A_{Tn}; B_n = B_{Tn} , \quad (8)$$

где A_n , B_n , A_{Gn} , B_{Gn} , A_{Tn} и B_{Tn} – соответственно коэффициенты при n -й гармонике косинусного и синусного рядов Фурье суммарного сетевого тока и его составляющих.

В соответствии с [1] и с учетом (5) коэффициенты A_{Gn} , B_{Gn} , A_{Tn} и B_{Tn} вычисляются следующим образом:

$$\begin{aligned}
A_{Gn} &= \frac{U_a}{\sqrt{3}wL} \frac{\sin \frac{pn}{3}}{\frac{pn}{3}} F_{GA}(n); \\
B_{Gn} &= -\frac{U_a}{\sqrt{3}wL} \frac{\sin \frac{pn}{3}}{\frac{pn}{3}} F_{GB}(n); \\
A_{Tn} &= \frac{U_a}{\sqrt{3}wL} \frac{\sin \frac{pn}{3}}{\frac{pn}{3}} F_{TA}(n); \\
B_{Tn} &= -\frac{U_a}{\sqrt{3}wL} \frac{\sin \frac{pn}{3}}{\frac{pn}{3}} F_{TB}(n).
\end{aligned} \tag{9}$$

Входящие в выражения (5) коэффициенты $F_{GA}(n)$, $F_{GB}(n)$, $F_{TA}(n)$, $F_{TB}(n)$, вычисляются по следующим выражениям:

$$\begin{aligned}
F_{GA}(n) &= \frac{\sin(n+1) \frac{gG}{2}}{n+1} * \sin(n+1) \left(-a + \frac{gG}{2}\right) - \frac{\sin(n-1) \frac{gG}{2}}{n-1} \cdot \sin(n-1) \left(-a + \frac{gG}{2}\right); \\
F_{GB}(n) &= \frac{\sin(n+1) \frac{gG}{2}}{n+1} * \cos(n+1) \left(-a + \frac{gG}{2}\right) - \frac{\sin(n-1) \frac{gG}{2}}{n-1} \cdot \cos(n-1) \left(-a + \frac{gG}{2}\right);
\end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned}
F_{TA}(n) &= \frac{\sin(n+1) \frac{gT}{2}}{n+1} * \sin(n+1) \left(a + \frac{gT}{2}\right) - \frac{\sin(n-1) \frac{gT}{2}}{n-1} \cdot \sin(n-1) \left(a + \frac{gT}{2}\right); \\
F_{TB}(n) &= \frac{\sin(n+1) \frac{gT}{2}}{n+1} * \cos(n+1) \left(a + \frac{gT}{2}\right) - \frac{\sin(n-1) \frac{gT}{2}}{n-1} \cdot \cos(n-1) \left(a + \frac{gT}{2}\right).
\end{aligned}$$

Полученные аналитические выражения позволяют проанализировать зависимость амплитуд высших гармоник сетевого тока, определяемого как:

$$\begin{aligned}
I_{Gn} &= \sqrt{A_{Gn}^2 + B_{Gn}^2}; \\
I_{Tn} &= \sqrt{A_{Tn}^2 + B_{Tn}^2},
\end{aligned} \tag{11}$$

от относительного напряжения на конденсаторе накопителя U_c^* , которое определяется как отношение величины напряжения на конденсаторе к амплитуде линейного напряжения на вторичной обмотке трансформатора питания

выпрямительного блока.

Графические зависимости, соответствующие полученным аналитическим выражениям для двух значений углов управления α_G , приведены на рис. 2-5. Рис. 2 показывает зависимость амплитуды пятой гармоники тока питающей сети, потребляемого выпрямителем фильтрокомпенсирующего устройства от относительного напряжения на конденсаторе накопителя; рис. 3 – амплитуды седьмой гармоники тока; рис. 4 – амплитуды одиннадцатой гармоники тока; рис. 5 – амплитуды тринадцатой гармоники тока.

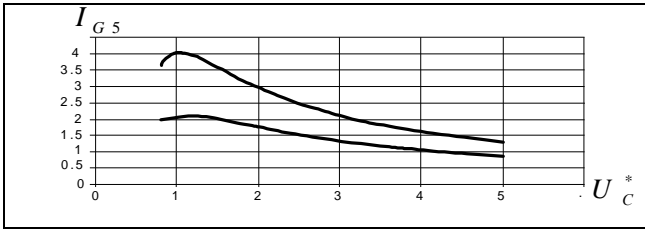


Рис. 2. Зависимость амплитуды пятой гармоники сетевого тока от напряжения на конденсаторе накопителя

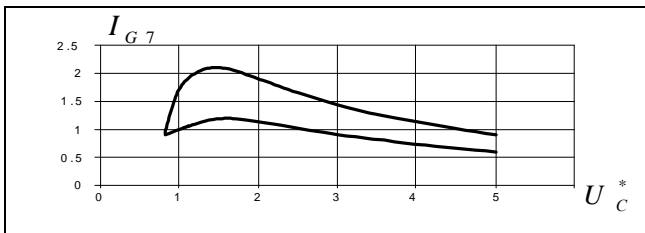


Рис. 3. Зависимость амплитуды седьмой гармоники сетевого тока от напряжения на конденсаторе накопителя

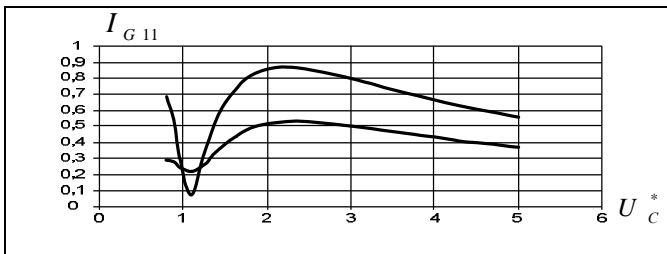


Рис. 4. Зависимость амплитуды одиннадцатой гармоники сетевого тока от напряжения на конденсаторе накопителя

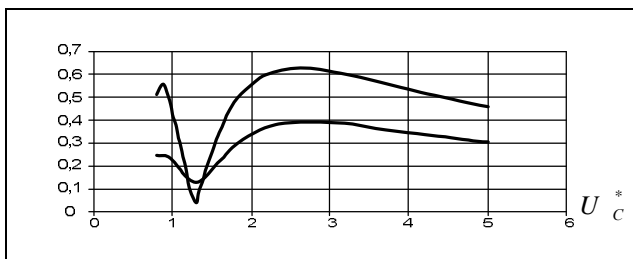


Рис.5. Зависимость амплитуды тринадцатой гармоники сетевого тока от напряжения на конденсаторе накопителя

Выводы. Анализ графических зависимостей позволяет сделать вывод о наличии диапазона значений напряжения на конденсаторе накопителя C , при котором происходит увеличение величин отдельных гармоник a , следовательно, и коэффициента пульсаций сетевого тока КУВ [2], что необходимо учитывать при выборе величины напряжения на конденсаторе накопителя. Напряжение на конденсаторе накопителя ограничено снизу условием коммутации GTO тиристоров и равно 1,05 от амплитудного значения линейного напряжения на вторичной обмотке трансформатора выпрямителя. Выбор величины напряжения на конденсаторе накопителя следует выполнять с учетом наличия диапазона, в котором происходит увеличение амплитуды отдельно взятых гармоник и коэффициента гармоник тока сети в целом. Величина напряжения на конденсаторе накопителя, выбираемая из условия обеспечения допустимого значения коэффициента гармоник тока питающей сети, равна удвоенному амплитудному значению линейного напряжения на вторичной обмотке трансформатора выпрямителя.

Список литературы: 1. Глинтерник С.Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей -Л.: Наука, 1968.- 308 с. 2. Домнин И.Ф., Жемеров Г.Г., Копачовец О.И. Характеристики полупроводникового фильтрокомпенсирующего устройства в установленном режиме // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність».-2003.-Ч.4.- С.15-20. 3. Арцлага Д., Брэдли Д. Гармоники в электрических сетях. – М.: Энергия, 1990. – 390 с.

Поступила в редакцию 25.01.2010

А.В. ИВАШКО, канд. техн. наук, проф. НТУ "ХПИ", г. Харьков
Д.А. ЛУНИН, ассистент, НТУ "ХПИ", г. Харьков

СТРУКТУРЫ ГЕНЕРАТОРОВ АДРЕСОВ ДЛЯ ПРОЦЕССОРОВ ТЕОРЕТИКО-ЧИСЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

У статті розглянута структурна схема генератора адрес, що дозволяє істотно простіше обчислювати коефіцієнти теоретико-чисельних перетворень. При виборі структур бралось до уваги можливість їх реалізації на основі ПЛІС технологій. Приведені кількісні оцінки залежності швидкодії кристала від розмірності перетворення.

The flow diagram of address generators, allowing substantially simplify to compute the coefficients of number theoretic transform is considered in the article. At the choice of structures possibility of their realization on FPGA basis was taken into account. The quantitative estimations of dependence of computation speed of crystal are resulted from the dimension of transformation.

В последние годы проводятся интенсивные исследования в области разработки и применения дискретных ортогональных преобразований. Ортогональные преобразования нашли применение для фильтрации изображений, речевых сигналов, отбора признаков при распознавании образов, анализа и проектирования систем связи и спектроскопии. Исторически наибольшее распространение получило дискретное преобразование Фурье, ограничивающим фактором для которого является необходимость комплекснозначных вычислений и неизбежное наличие вычислительных погрешностей.

Применение же целочисленных дискретных преобразований Уолша и Хаара для задач фильтрации ограничивается тем фактом, что для них аналог теоремы свёртки либо отсутствует, либо имеет специфический вид. В то же время были предложены преобразования, которые не требуют комплексных вычислений как ДПФ, однако позволяют вычислять циклическую свёртку. Это так называемые *теоретико-числовые преобразования* (ТЧП) [1]. При их вычислениях все расчёты производятся над конечным полем $GF(p)$, то есть по модулю простого числа p . ТЧП последовательности x_i , $i = 0 \dots N - 1$ определяется следующим образом

$$X_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot g^{ik} \pmod{p},$$

где модуль p и длина последовательности N не имеют общих множителей, а g выбирается так, чтобы выполнялось условие:

$$g^N = 1 \pmod{p},$$

Обратное ТЧП определяется как

$$x_i = N^{-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot g^{-ik} \pmod{p}$$

Такие преобразования обладают свойством свёртки. Это значит, что если для двух дискретных последовательностей x_i и h_i поэлементно перемножить коэффициенты ТЧП X_k и H_k , а затем вычислить обратное ТЧП от результата перемножения, то полученная последовательность y_i будет соответствовать результату круговой свёртки исходных последовательностей, приведенному по модулю p .

Применение на практике рассмотренных выше преобразований во многих случаях, к сожалению, ограничено в связи с большим требуемым объемом вычислений. В то же время существует ряд так называемых *быстрых* алгоритмов [2], позволяющих вычислять коэффициенты преобразования существенно проще. Базовой операцией алгоритмов быстрого теоретико-числового преобразования является так называемая “бабочка” (рис. 1).

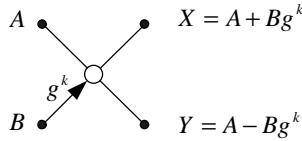


Рис. 1. Базовая операция алгоритма быстрого ТЧП “бабочка”

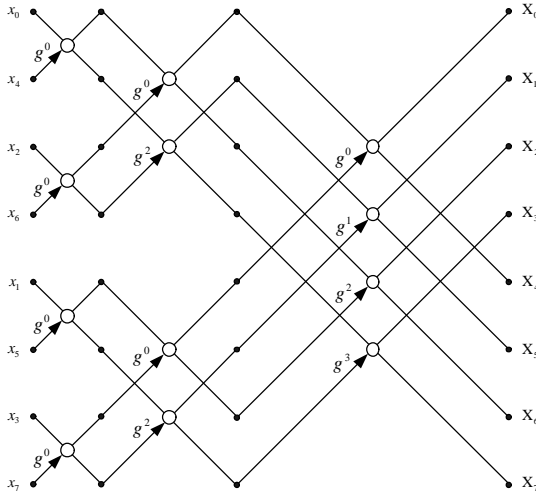


Рис. 2. Граф быстрого теоретико-числового преобразования с прореживанием по времени для $N=8$

Граф так называемого быстрого ТЧП с прореживанием по времени для случая $N=8$ изображен на рис. 2. Это алгоритм характерен тем, что коэффициенты с выхода снимаются в естественном порядке, а отсчеты подаются на вход в двоично-инверсном. Аналогично для любого N , являющегося степенью двойки номера отсчетов, поступающих на вход устройства БПФ, получаются как зеркальная инверсия двоичных кодов последовательности натуральных чисел.

Такая методика вычислений позволяет существенно сократить число арифметических операций при расчете ТЧП. При этом выигрыш в объеме вычислений при применении быстрых алгоритмов составит $2N/\log_2 N$.

Структурная схема, обеспечивающая вычисления ТЧП по выше изложенной методике изображена на рис. 3. Устройство управления генерирует адреса, подаваемые на ОЗУ и ПЗУ из которых считываются входные данные и элементы матрицы преобразования соответственно. Далее эти значения отправляются на арифметико-логическое устройство (ALU), после чего данные хранятся в ОЗУ до очередного этапа вычисления «бабочки».

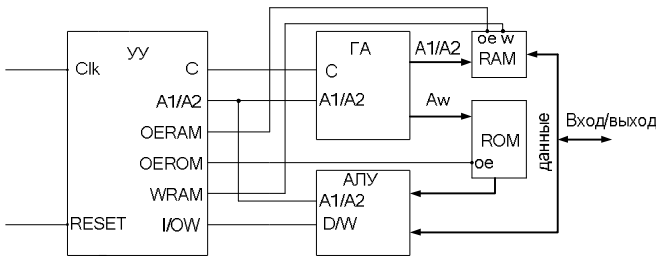


Рис. 3. Структурная схема устройства для вычисления ТЧП

Генератор адресов, обеспечивающий выдачу адресов в ОЗУ и ПЗУ, для случая $N=16$ представлен на рис. 4. Принцип действия схемы основан на том факте, что при вычислении быстрого ТЧП с прореживанием по частоте на каждом этапе последовательность адресов операндов формируется путем перестановки разрядов счетчика. Такая перестановка обеспечивается при помощи четырех мультиплексоров, на адресные входы которых подаются сигналы с выхода счетчика номера ступени преобразования. Входной тактовый сигнал CLK, обеспечивает синхронную работу схемы. Сигнал RESET, служит для сброса счетчиков в начале преобразования, а также для начальной установки триггеров T1-T4 в состояние 0111 соответственно. Выходные сигналы a0-a3, соответствуют адресам, подаваемым на ОЗУ, а сигналы aw0-aw2 – на ПЗУ.

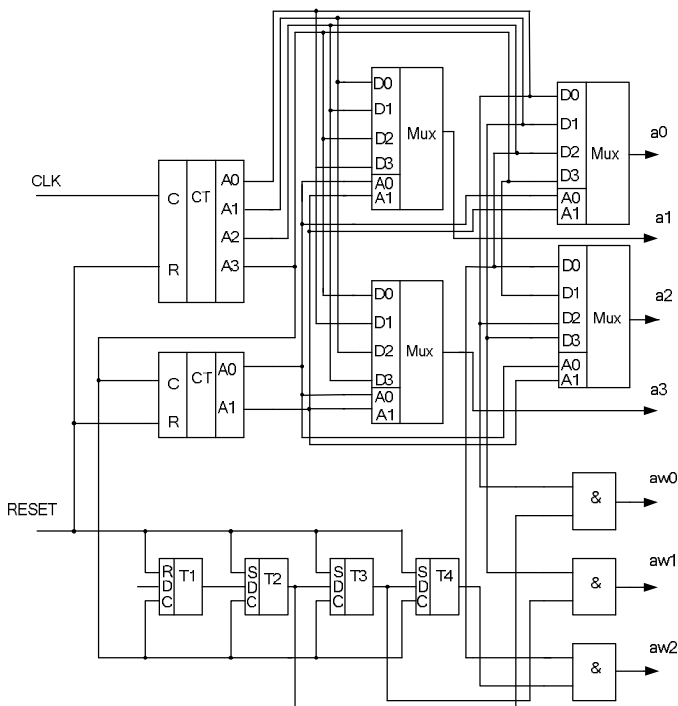


Рис. 4. Функциональная схема генератора адреса на 16 отсчётов

Цель статьи заключается в исследовании особенностей ПЛИС-структур генератора адресов ТЧП и оценке быстродействия и степени использования ПЛИС.

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

Моделирование функциональной схемы генератора адреса на 16 отсчётов велось с применением программного пакета *Active-HDL 6.1*. Синтез *HDL*-кода выполнялся при помощи пакета *FPGA Express*, который транслирует и оптимизирует описание на *HDL*-коде на вентиляльном уровне. Реализация синтезированного кода на ПЛИС велась в пакете системы проектирования *Altera Maxplus II 10.1 BASELIN* на чипе *EPF10K70RC240-2* семейства *FLEX 10K*, в результате чего была получена зависимость быстродействия кристалла от размерности преобразования (рис. 5):

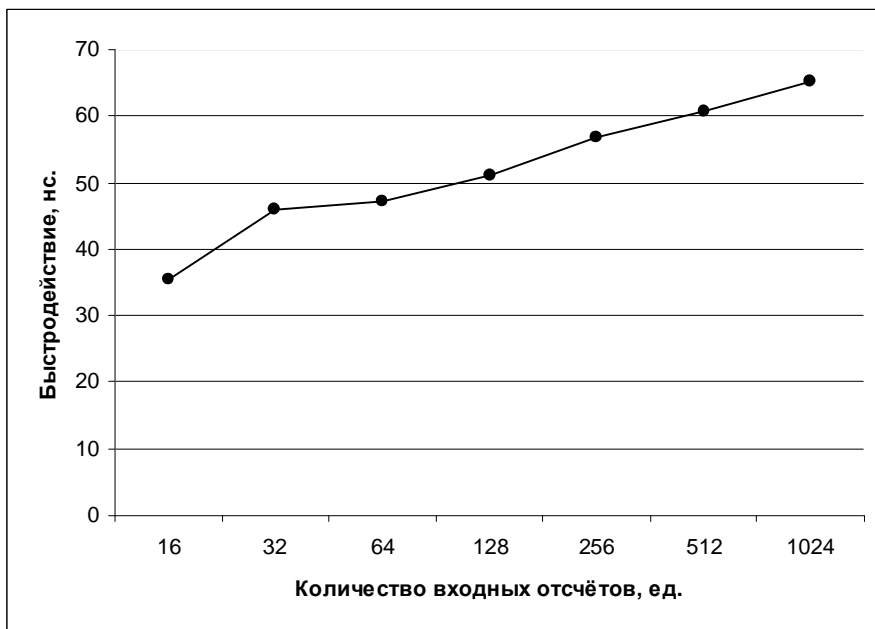


Рис. 5. Зависимость быстродействие кристалла от размерности преобразования

Таким образом, можно сделать вывод, что полученная схема, генератора адресов имеет следующие особенности:

Благодаря использованию конвейерной схемы быстродействие кристалла логарифмически зависит от размерности обрабатываемой последовательности, что позволяет обрабатывать значительные массивы информации без существенного ущерба для скорости вычислений.

В дальнейшем целесообразно провести исследования особенностей реализации на ПЛИС структур АЛУ в зависимости от различных значений модуля.

Список литературы: 1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов.- М.: Мир, 1990.- 850 с. 2. Ахмед Н., Рао К.Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов.- М.: Связь, 1980.- 248 с. 3. Ивашко А.В., Лунин Д.А. К вопросу об оценке структур быстрых теоретико-числовых преобразований. – Вестник НТУ «ХПИ».- 2008.- № 56, с. 102-105

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

Поступила в редколлегию 10.07.09

С.И.КОНДРАШОВ, д-р техн. наук, проф. НТУ “ХПИ”
А.В.ГУСЕЛЬНИКОВ, магистр НТУ “ХПИ”

МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ УНИВЕРСАЛЬНЫХ БИГЕНЕРАТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Стаття присвячена розробці метода побудови бігенераторних перетворювачів фізичних величин. Розглянута методика їх роботи, наведено блок-схема та приклади реалізації.

The article is devoted development of bilgenerator transformer of physical sizes. The considered methodology of his work, flow-chart, is resulted examples of realization.

В области измерительной техники распространение получили частотные бигенераторные измерительные преобразователи (БИП) физических величин [1] с характеристиками преобразования вида:

$$\begin{aligned} f_1 &= f_0(1 + KX)^n \\ f_2 &= f_0, \end{aligned} \quad (1)$$

где f_1 и f_2 – частоты измерительного генератора Г1 и опорного Г2 генераторов; f_0 – частота генератора Г1 при условии равенства нулю преобразуемой величины X ; K – коэффициент преобразования чувствительного (частото-задающего) элемента (ЧЭ) генератора Г1; n – показатель степени, зависящий от типа ЧЭ ($n = \pm 1; \pm 1/2, \dots, \pm 1/p$).

К таким ЧЭ относятся емкостные, индуктивные, кварцевые, резистивные и др. преобразователи.

Разработан метод построения бигенераторных преобразователей физических величин на основе микроконтроллера [2]. Суть метода поясняется блок-схемой, приведенной на рис. 1, и состоит в следующем. Пусть выходные частоты f_1 и f_2 первичного преобразователя (ПП) подаются на микроконтроллер, который условно состоит из блоков Ф1, Ф2, А1, А2, ..., АР. В формирователях Ф1 и Ф2 реализуются последовательности импульсов с периодами T_1 и T_2 , которые равны:

$$T_1 = 1/f_1 \quad \text{и} \quad T_2 = 1/f_2 \quad (2)$$

Формируя в блоке А1 из последовательности импульсов с периодом T_1 , например, с помощью счетчика импульсов, имеющего объем N_0 , временной интервал:

$$t_1 = N_0 T_1 \quad (3)$$

И заполняя его импульсами с периодом T_2 , получим число импульсов:

$$N_1 = \frac{T_1}{T_2} \quad (4)$$

Вычитая из N_1 значение N_0 , на выходе блока А1 получим число импульсов

$$N_{x1} = N_0 \left(\frac{T_1}{T_2} - 1 \right) \quad (5)$$

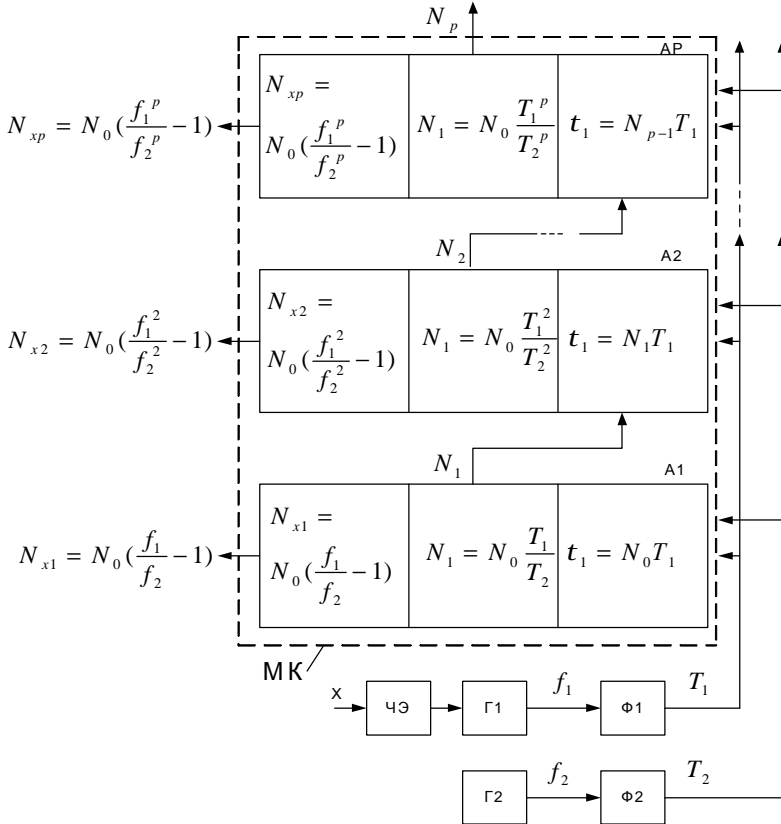


Рис. 1. Блок-схема метода построения бигенераторных преобразователей физических величин

Формируя таким же образом в блоке А2 временной интервал $N_2 = N_0 T_1$, заполняя его импульсами с периодом T_2 и вычитая значение N_0 , на выходе этого блока получим число импульсов

$$N_{x2} = N_0 \left(\frac{T_1^2}{T_2^2} - 1 \right) \quad (6)$$

В общем случае, используя p блоков, выполняющих вышеуказанные операции, на выходе блока A_p можно получить число импульсов

$$N_{xp} = N_0 \left(\frac{T_1^p}{T_2^p} - 1 \right) \quad (7)$$

Из выражений (5)-(7) с учетом формул (1), (2), следует, что выходные сигналы $N_{x1}, N_{x2}, \dots, N_{xp}$ линейно связаны с входной величиной X . Обобщенная характеристика преобразования

$$N_x = N_0 \left(\frac{f_1^n}{f_2^n} - 1 \right) \quad (8)$$

Рассмотрим процесс формирования выходного сигнала (рис. 2) на примере режима работы блока $A2$.

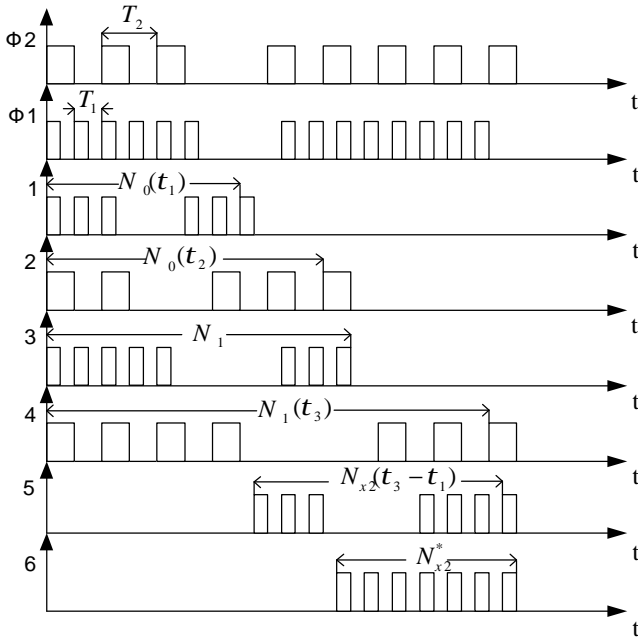


Рис. 2. Процесс формирования выходного сигнала

В формирователях Ф1, Ф2 формируются импульсная последовательность с периодом $T_1 = 1/f_1$ и $T_2 = 1/f_2$.

Далее формирование выходного сигнала осуществляются по следующему алгоритму:

1-Формирование числа N_0 и временного интервала τ_1 , который заполняется импульсами от Ф1;

2-Формирование числа N_0 и временного интервала τ_2 , который заполняется импульсами от Ф2;

3-Формирование временного интервала τ_2 , который заполняется импульсами с частотой f_1 ;

4-Формирование временного интервала τ_3 , который заполняется импульсами с частотой f_2 ;

5-Формирование выходного сигнала N_{x2} временного интервала $\tau_3 - \tau_1$, который заполняется импульсами с частотой f_2 ;

6-Формирование выходного сигнала N_{x2}^* , с учетом поправки на начальную расстройку генераторов Г1 и Г2.

На основе разработанного метода построены такие устройства [3]:

-измерительный преобразователь давлений газообразных сред с индуктивными чувствительными элементами (диапазон измерения 0-200 кПа, погрешность 0.1%);

-измерительный преобразователь влажности сыпучих сред с емкостными чувствительными элементами (диапазон измерений 0-20%, погрешность 0.1%);

-измерительный преобразователь температуры, с пьезоэлектрическими чувствительными элементами (диапазон измерений $-20 - +100$ °С, погрешность 0.2%);

-измерительный преобразователь массы с индуктивными чувствительными элементами (диапазон измерения: 0-100 г; погрешность: 0.01%).

Список литературы: 1. *Полулях К.С., Гусельников В.К.* К теории бигенераторных АЦП физических величин // Метрология. -1983.-№7.-с.10-14. 2. *Баранов В.Н.* Применение микроконтроллеров AVR: схемы, алгоритмы, программы. -М.: Издательский дом «Додэка ХХ1», 2004.- 288с. 3. 5.*Гусельников В.К., Мигущенко Р.П.* Цифровой измеритель влажности // Вестник НТУ «ХПИ». – 2004. – Вып. 5. – с. 77-80.

Поступила в редакцию 22.02.2010

С.І. КОНДРАШОВ, д-р техн. наук, проф., зав. кафедрою НТУ «ХП»
М.Ф. РОГОВ, інженер ДП «Харківстандартметрологія»,
Т.В. ШМАТЬКО, студентка НТУ «ХП» (м. Харків)

ВИКОРИСТАННЯ ТЕОРІЇ НЕЧІТКИХ МНОЖИН В УПРАВЛІННІ ЯКІСТЮ ОСВІТНІХ ПОСЛУГ

В статті запропоновано метод проведення експертного оцінювання якості освітніх послуг, що спирається на їх нечітку інтерпретацію. Визначено часткові та одиничні показники якості освітніх послуг у вищому навчальному закладі. Надано обробку результатів експертного оцінювання з використанням апарату нечітких множин, що забезпечує коректність результатів оцінки.

The method of expert evaluation of quality of educational services, based on their fuzzy interpretation is offered. The partial and single indicators of quality of university educational services are determined. The processing of the expert evaluation results based on the theory of fuzzy sets, which ensures the correctness of the evaluation is provided.

Постановка проблеми. Участь України у Болонському процесі, однією з основних вимог якого є підвищення якості освіти країн-учасниць, послужило потужним поштовхом до розробки питань управління якістю в освітній сфері.

Вербальні оцінки, що використовуються в освітніх системах та формулюються експертом, породжують наявність невизначеності при описі параметрів системи. Облік цих невизначеностей, розробка методів їх вимірювання є одними з найважливіших задач у розвитку методів менеджменту якості освітніх послуг.

Істотною особливістю вищої освіти є складність кількісного оцінювання процесів навчання та управління. Переліку показників якості підготовки, що розуміється однозначно, не існує, тому що відсутнє чітке уявлення про те, які кількісно вимірні фактори на нього впливають, якими вірогідно оцінюваними показниками воно виражається, яка вірогідність цих показників тощо. Нечіткість такого уявлення не дозволяє одержувати адекватні кількісні описи досліджуваних параметрів методами математичного моделювання і змушує шукати рішення класичних задач освітнього процесу неklasичними методами. Найбільш перспективним є використання теорії нечітких множин.

Аналіз літератури. В області управління у сфері вищої освіти, оцінки і контролю якості освіти можна виділити роботи видних російських і закордонних вчених: Ю.П. Адлера [1], А.І. Субетто [2], Ф. Кросбі та ін. Дослідниками запропоновані різні підходи до визначення поняття якості освіти і способів його оцінки. Однак, як показує аналіз, вимагають подальшого розвитку питання обліку і зменшення невизначеності при прийнятті оптимальних управлінських рішень у вузі, підкріплені відповідним математичним апаратом.

Відомо, що для рішення задач, у яких вихідні дані є ненадійними і тими, що слабо формалізуються, успішно застосовується математичний апарат нечітких множин [3]. Цей математичний апарат за своїм значенням і точністю оцінок більш придатний для виконання завдання з оцінки якості, завдяки чому пропонується застосовувати нечітко-множинну методика для оцінки якості освітніх послуг (ОП).

Мета статті. Розробка підходу до оцінки якості освітніх послуг на основі теорії нечітких множин для забезпечення ефективності управлінських рішень у вищому навчальному закладі (ВНЗ).

Використання апарату нечітких множин для оцінки якості ОП. Якість освітніх послуг як сукупність багатьох характеристик найзручніше надавати у вигляді лінгвістичної змінної (ЛЗ), в тому розумінні, як ця змінна визначена в теорії нечітких множин [4].

$$\langle E, E_i, i = \overline{1, n}, X, \mu_{E_i}(x) \in [0, 1], \quad i = \overline{1, n} \rangle,$$

де E – найменування ЛЗ (тут – «Якість ОП»); $E_i, i = \overline{1, n}$ – множина термів ЛЗ, які є найменуванням нечітких змінних, областю визначення кожної з яких є множина X ; $\mu_{E_i}(x)$ – функція належності значень x значенням терму E_i .

Термами ЛЗ «Якість ОП» можуть бути: E_1 – дуже низька якість; E_2 – низька якість; E_3 – середня якість; E_4 – висока якість; E_5 – дуже висока якість. Кожний терм може описуватися трапецеїдальною функцією належності (рис. 1), яка повністю задається чотирма числами – абсцисами вершин трапеції. Ці числа можуть бути визначені експертом з урахуванням вербально-числової шкали Харрінгтона [5]. На основі наданих на рис. 1 отриманих залежностей n -терм розраховуються точні значення $\mu_{E_i}(x)$ для будь-яких значень x .

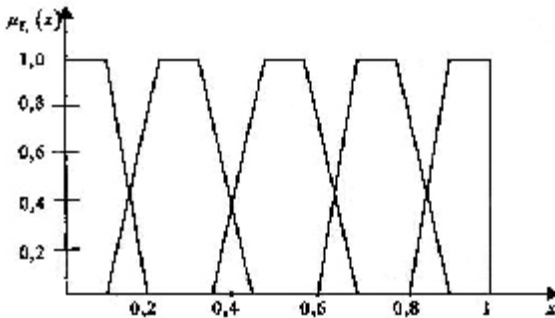


Рис. 1. Функції належності лінгвістичної змінної «Якість ОП»

Параметр X є комплексним показником якості ОП, тобто функцією часткових показників $x_j, j = \overline{1, l}$:

$$X = \psi(x_1, x_2, \dots, x_l).$$

Кожен частковий показник характеризується, у свою чергу, комплексом одиничних показників і також визначається ЛЗ $P_i, i = 1, m$ з тією ж кількістю n термів, що і ЛЗ «Якість ОП». Терми часткових показників описуються функціями належності, параметри яких визначаються експертним шляхом.

Визначення часткових та одиничних показників якості ОП у ВНЗ. В основі комплексного показника якості діяльності вузу лежить сукупність різних показників, що дозволяють розглянути поняття якості ОП як багаторівневу деревоподібну структуру. Їх аналіз проводиться за допомогою причинно-наслідкової діаграми Іскави (рис. 2).



Рис. 2. Показники якості освітніх послуг

Згідно з процесною моделлю системи управління якістю ВНЗ було обрано три найбільш важливих критерії якості ОП: «Процес вступу», «Процес навчання» та «Процес отримання результатів освіти», які є частковими показниками зазначеної системи управління.

Значення одиничних показників якості розраховуються або вибираються на основі звітних даних ВНЗ. Вихідні дані по кожному одиничному показнику можуть бути представлені в різних системах вимірювання, тому для порівняння доцільно трансформувати них у безрозмірні оцінки в інтервалі від 0 до 1.

Для визначення значимості даних показників були опитані студенти п'ятого курсу спеціальності "Метрологія і вимірювальна техніка". Респондентам було запропоновано:

- ранжувати показники по кожному з зазначених вище критеріїв за допомогою кваліметричного методу парних порівнянь;
- дати оцінку кожному з показників за 10-бальною шкалою.

За результатами проведеного опитування становлять окремий інтерес отримані кількісні оцінки. Так, за критерієм "Процес навчання" найбільшу оцінку одержали показники: "Професорсько-викладацький склад" (8,85 балів), "Наявність підручників, методичних матеріалів" (8,77 балів) і "Методика викладання та організація навчального процесу" (8,46 балів). Слід зазначити, що всі одиничні показники даного критерію мають досить високі бали, що говорить про ефективну роботу вузу на етапі навчання студентів.

За критерієм "Процес вступу" найбільша оцінка дана показникові "Затребуваність спеціальності" (8,46 балів), найменші – показникам "Умови харчування" (4,15 бали) та "Умови проживання" (4,46 бали). У "Процесі одержання результатів освіти" найбільшою оцінкою був відзначений такий показник, як "Рівень отриманих знань" (8,46 балів), а найменшою – "Аспірантура" (6,46 балів).

Крім того, по кожному з критеріїв студентами були внесені пропозиції: поліпшити умови проживання студентів у гуртожитках; забезпечити працездатність санітарних вузлів і освітлюваність коридорів; знизити ціни в буфетах і студентських їдальнях; допомагати з працевлаштуванням випускників.

Обробка результатів експертного оцінювання. Для статистичної обробки приймаються лише такі експертні оцінки, відносні відхилення яких від середнього значення не перевищує раніше встановленого критерію.

У результаті визначення порівняльної важливості показників для кожного процесу отримується матриця попарних порівнянь A , елементи якої a_{ij} можуть набувати значення, що відображають суб'єктивний висновок експерта стосовно важливості i -того показника порівняно з важливістю j -того показника.

У процедурі попарного порівняння можуть використовуватись два альтернативних підходи, а саме, метод Уея [6] та метод аналізу ієрархій, запропонований Т. Сааті [7]. В роботі був використаний метод Уея, що полягає у заповненні експертами матриці попарних порівнянь

$$A = \|a_{ij}\|, \quad a_{ij} \in \{-1, 0, 1\},$$

де $a_{ij} = -1$ віддає перевагу показнику x_j над x_i ; $a_{ij} = 0$ означатиме рівноцінність x_j та x_i ; $a_{ij} = 1$ визначає перевагу показника x_i над x_j .

Коефіцієнти пріоритетності k_i одиничних показників обчислюються за формулою

$$k_i = \frac{\sum_{j=1}^m A_{ij}}{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m A_{ij}}, \quad \text{де } \sum k_i = 1, \quad i = \overline{1, m}.$$

Аналогічно на основі експертних оцінок визначаються коефіцієнти пріоритетності часткових показників $k_j, j = \overline{1, l}$.

Шляхом аналізу і розрахунків визначаються значення часткових показників якості ОП $x_j, j = \overline{1, l}$ та знаходяться відповідні ним значення всіх функцій належності $\mu_{ij}(x), i = \overline{1, n}, j = \overline{1, l}$.

За формулою середнього арифметичного зваженого або середнього геометричного зваженого розраховується комплексний показник ЛЗ «Якість ОП» X . За знайденим X і функціями належності ЛЗ «Якість ОП» робиться оцінка якості ОП.

Висновки. Розглянута методика формалізації експертних оцінок та їх представлення у виді нечітких множин забезпечує коректність результатів оцінки і підвищує ефективність керування вузом.

Використання нечітко-множинної методики для оцінки якості ОП дозволить керівництву вузу проводити аналіз і оптимізацію рішень в умовах невизначеності і недоліку інформації. Ця методика може бути легко інтегрована в існуючу інформаційну систему навчального закладу.

Список літератури: 1. Системы качества в образовании / Под общ. ред. Ю. П. Адлера. М., 2000. 2. Управление качеством высшего образования: теория, методология, организация и практика. Коллект. научн. моногр./ Под научн. ред А.И. Субетто. В 3-х томах. – СПб.: Смольный университет РАО; Кострома: Изд-во КГУ, 2005 – 406с.; 340с.; 318с. 3. Кондрашов С.И., Константинова Л. В., Будьонный М.М., Москаленко Г.Л., Рогов М. Ф. Концепция развития интеллектуальных систем управления качеством // Стандартизация, сертификация, качество. – 2008. – № 1. – С. 37-40. 4. Векслер Е. М., Рифа В. М., Василевич Л. Ф. Менеджмент качества: Навч. посіб. / За заг. ред.. Е. М. Векслера. – К.: «ВД «Професіонал», 2008. – 320 с. 5. Заде Л. Понятие лингвистической переносной и его применение к принятию приближенных решений. М.: Мир, 1976. 6. Wei T.H. The algebraic foundations of ranking theory. – Theses, Cambridge, 1952. – 247 p. 7. Саати Т., Кернс К. Аналитическое планирование. Организация систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 294 с.

Поступила в редакцію 02.04.2010

О.І. КОТУЗА, заст. нач. ХТЦ НВЦ «Техдіагаз» ДК «Укртрансгаз»
(м. Харків)

Н.А. ТЕРТИШНА, студентка НТУ "ХПІ" (м. Харків)

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ АЛГОРИТМІВ РОЗРАХУНКУ ВИТРАТИ ГАЗУ В СИСТЕМІ ГАЗОВИМІРЮВАНЬ УКРАЇНИ ТА РОСІЇ

Проведен сравнительный анализ алгоритмов расчетов затраты природного газа: РД 50-213-80 и ГОСТ 8.586.1-5.2005 с помощью реальной информации, полученной в течение 2009г. от автоматических вычислителей. Приведены отличия настоящих нормативных документов.

The comparative analysis of algorithms for calculations of expense of natural gas is conducted in: РД 50-213-80 and ГОСТ 8.586.1-5.2005 using real data obtained during 2009 from the automatic calculators. The differences between these normative documents are given.

В галузі вимірювання витрати природного газу стандартними звужуючими пристроями до сих пір діяв нормативний документ колишнього СРСР – РД-50-213-80 від 1980 року. На сьогоднішній день він з багатьох причин не відповідає сучасним вимогам практики.

Покращити ситуацію може впровадження розробленого Національним університетом «Львівська політехніка» разом з Укрметртестстандартом України, з українського боку, та УМЦ «Газметрологія», з російського боку, міждержавного нормативного документу – комплексу стандартів ГОСТ 8.586.(1-5)-2005. Розроблений документ базується на новому міжнародному стандарті ISO 5167-2003, який набув чинності з 1 січня 2008 року.

Постановка задачі. У зв'язку з тим, що виникають суперечності з приводу використанні на прикордонних газовимірювальних станціях прийнятого алгоритму розрахунку об'ємної витрати газу, а також через те, що надходять пропозиції про зміну нормативних документів, що регламентують вимір витрати і кількості природного газу, має сенс, використовуючи ретроспективні дані, підвести підсумки прийняття єдиного алгоритму розрахунку газу, тобто провести аналіз різних алгоритмів визначення об'ємної витрати газу і визначити можливі наслідки використання тих чи інших алгоритмів розрахунку для системи газовимірювань України.

Таким чином, метою даної роботи є порівняльний аналіз алгоритмів розрахунку витрати природного газу за: РД 50-213-80 [1] та ГОСТ 8.586.(1-5)-2005 [2].

Відмінності нормативних документів. Основні особливості комплексу міждержавних стандартів ГОСТ 8.586.(1-5)-2005 та його відмінності від нормативного документу РД 50-213-80 [3]:

1) Змінена номенклатура звужуючих обладнань: замість діафрагми з радіальним відбором тиску введена діафрагма із трьохрадіусним відбором тиску, уведене еліпсне сопло.

2) Зміщені в меншу сторону діапазони значень, що допускаються, відносного діаметра отвору або горловини звужуючого пристрою.

3) Уведені нові формули для розрахунків коефіцієнтів витікання для діафрагм – замість рівнянь Штольца введені рівняння *Reader-Harris/Gallager*. Наведено аналіз значень коефіцієнтів витікання, обчислених по цих рівняннях.

4) Уведені нові формули для розрахунків коефіцієнтів розширення газоподібного середовища на звужуючим пристрої для діафрагм.

5) Установлені нові значення невизначеностей коефіцієнтів витікання та розширення.

6) Уведені нові вимоги до області застосування діафрагм по числу Рейнольдса і шорсткості внутрішньої поверхні вимірювальних трубопроводів.

7) Установлені нові вимоги до довжин прямолінійних ділянок вимірювальних трубопроводів для звужуючих пристроїв.

8) Установлені нові вимоги до конструкції струєвипрямочив, до їх випробувань та монтажу.

9) Наведені нові вимоги до ексцентриситету установки діафрагм, до прямокутності вхідної крайки діафрагми, прямолінійності вимірювальної ділянки та уступам.

Методика проведення порівняльного аналізу. Для аналізу необхідно порівняти вищезгадані алгоритми визначення витрати природного газу. Проведення порівняльного аналізу методом зрівняння вихідних формул цих алгоритмів важке через громіздкість аналізу і слабку наочність отриманих результатів. Так, об'ємну витрату середовища при робочих умовах, як для РД та ГОСТ розраховують за формулою [2]:

$$q_v = 0,25\pi d_{20}^2 K_{cy}^2 CEK_{ш} K_n \varepsilon \left(2\Delta \frac{\rho_c TK}{\rho_c p T_c} \right)^{0,5}, \quad (1)$$

де d_{20} – діаметр отвору звужуючого пристрою при температурі 20 °С, K_{cy} – коефіцієнт, що враховує зміну діаметра отвору звужуючого пристрою, викликане відхиленням температури середовища від 20 °С, C – коефіцієнт витікання, E – коефіцієнт швидкості входу, K – коефіцієнт стискальності газу, $K_{ш}$ – поправочний коефіцієнт, що враховує шорсткість внутрішньої поверхні вимірювального трубопроводу, K_n – поправочний коефіцієнт, що враховує притуплення вхідної кромки діафрагми, ε – коефіцієнт розширення, ρ_c – густина середовища, наведена до стандартних умов, p – тиск середовища, ρ_c – тиск середовища, наведений до стандартних умов, Δp – перепад тиску на звужуючому пристрої, T – абсолютна (термодинамічна) температура середовища, T_c – абсолютна (термодинамічна) температура середовища, наведена до стандартних умов.

Але змінні в формулах розрахунку витрати за алгоритмами, наведеними в РД та ГОСТ, розраховуються по різному. Тому краще буде застосувати ем-

піричний метод, що полягає у визначенні відхилення витрати, розрахованої за новим алгоритмом (ГОСТ 8.586.(1-5)-2005), від витрати, розрахованої за базовим алгоритмом (РД 50-213-80), у зв'язку з тим, що первісно облік газу проводився саме по цьому алгоритмі у Росії та в Україні.

З метою отримання достовірних результатів аналізу використовувалася реальна інформація протягом 2009 року від автоматичних обчислювачів витрати газу, які встановлені на прикордонних ГВС України та Російської Федерації. Для аналізу було використано ГВС, які приймають газ на вході в Україну та ГВС, що передають газ у Західну Європу.

Було зібрано та оброблено дані з кожного прикордонного пункту вимірювання витрати газу (ПВВГ) за 2009 рік: про витрату природного газу, про значення робочого перепаду тиску ΔP , тиску P та температури T газу, про його густину та концентрацію азоту N_2 і вуглекислого газу CO_2 в ньому. Для кожного конкретного ПВВГ при розрахунках використовувалися осереднені значення діаметрів вимірювальних трубопроводів та осереднені значення діаметрів встановлених в них діафрагм, а також враховувався спосіб відбору тиску – кутовий або фланцевий. Осереднення проводилося у зв'язку з тим, що кількість вимірювальних трубопроводів на різних ПВВГ знаходиться у межах від 2 до 5, при цьому максимальне відхилення осереднених значень діаметрів від дійсних не перевищує 0,5%.

Для проведення розрахунків використовувалися середньомісячні дані, що обумовлено вимогою одержати більш достовірний результат розрахунку, який не міг бути отриманий при розрахунку за середньорічними даними, у зв'язку з тим, що температура T (°C) на деяких ПВВГ протягом року змінюється більш, ніж у 3 рази, а тиск P (кгс/см²) у 1,5 рази.

Використання для проведення розрахунку витрати газу середньодобових значень параметрів не доцільне у зв'язку з тим, що зміна параметрів має, як правило, сезонний характер та їх коливання протягом місяця можна не урахувати.

На підставі отриманих середньомісячних даних проводився розрахунок вимірюваної об'ємної витрати газу для витратомірного пристрою при нормальних умовах (для кожного) окремо по всім ПВВГ (по обом алгоритмам) для кожного з двох різних алгоритмів розрахунку об'ємної витрати газу. Для розрахунків за алгоритмом РД-50-213-80 застосовувався комплекс програм під назвою *RQ_ISO*, який має позитивний висновок Укрметртестстандарта. Розрахунок витрати за алгоритмом ГОСТ 8.586.(1-5)-2005 проводився за допомогою атестованої програми *GAZ_RR 2007*.

Розраховувалося відносне відхилення об'ємної витрати за формулою:

$$\delta = \frac{Q_{\text{ГОСТ}} - Q_{\text{РД}}}{Q_{\text{РД}}} \cdot 100\%, \quad (2)$$

де $Q_{\text{ГОСТ}}$ – об'ємна витрата природного газу, розрахована за алгоритмом ГОСТ 8.586.(1-5)-2005, $Q_{\text{РД}}$ – об'ємна витрата природного газу, розрахована за РД 50-213-80.

Абсолютне значення об'ємної витрати природного газу:

$$\Delta Q = Q_{\text{ГОСТ}} - Q_{\text{РД}}, \quad (3)$$

Проведений збір інформації з прикордонних ГВС України та Росії та подальша обробка даних дозволили розрахувати абсолютні та відносні відхилення від об'ємної витрати природного газу та здійснити оцінку ефективності впровадження алгоритму розрахунку витрати газу для України.

У таблиці наведені фактичні дані про добове надходження та передавання газу при використанні різних алгоритмів розрахунку витрати газу.

Q , м ³ /добове	ΔQ , м ³ /добове	Відносне відхилення Q , %
Надходження газу в Україну		
334 210 987	-146 784	-0,0439
Передавання газу в країні Європи		
309 090 047	-88 714	-0,0287
Всього		
25 120 940	58 070	0,23

Висновок. З урахуванням реальних умов передачі-прийому газу між Росією та Україною в 2009 році та параметрів наявних звужуючих пристроїв вимірювальних трубопроводів прикордонних ПВВГ, зроблено висновок, що впровадження алгоритму розрахунку кількості газу за ГОСТ 8.586.(1-5)-2005 замість правил [1] призвело до зменшення розрахункових значень об'ємної витрати газу на вході по відношенню до виходу України на 0,23 %, що рівнозначно тому, що наша держава отримала у своє користування таку кількість додаткового обсягу газу.

Список літератури: 1. РД 50-213-80. Правила вимірювання витрати та кількості природного газу за методом змінного перепаду тиску зі стандартними пристроями звуження потоку. Держстандарт України: К.-Л.-262 с. 2. ГОСТ 8.586.(1-5)-2005. Вимірювання витрати і кількості рідин і газів за допомогою стандартних звужуючих пристроїв. Міждержавний стандарт. 3. *Пистун Е. і др.* В. Особенности нового комплекса межгосударственных стандартов, нормирующих измерение расхода веществ по методу переменного перепада давления. Материали 23-й Международ. науч.-практ. конф.- 23-25 мая 2006г. Изд-во «Борей-Арт», СПб. С. 175-180. 4. *Пистун Е.П., Лесовой Л.В.* Нормирование расходомеров переменного перепада давления. – Львов: Изд-во ЗАО «Институт энергоаудита и учета энергоносителей», 2006.- 576 с.

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

Поступила в редколлегию 10.03.2010

М.П. ЛИСИЦЯ, канд. техн. наук, доцент ПолтНТУ ім. Ю. Кондратюка
П.М. ЛИСИЦЯ, асистент ПолтНТУ ім. Ю. Кондратюка

ПІДСИСТЕМНА РЕАЛІЗАЦІЯ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ НЕСТАЦІОНАРНИМ ПРОЦЕСОМ ВИГОТОВЛЕННЯ ТРУБОК ІЗ КВАРЦОВОГО СКЛА

Приведена структурная схема автоматизированной системы управления нестационарным процессом изготовления трубок из кварцевого стекла. Раскрыты ее функции на уровне подсистем. Изложена основная идея построения модели формирования геометрии кварцевой трубки, базирующаяся на процессе вязко-упругого удлинения кварцевой нити, которая позволяет реализовать прямое адаптивное управление подсистемами.

The block scheme of the automated system of unstationary process control of making the tubes from quartz glass is adduced. Its functions are expounded at the level of subsystems. The basic idea of construction of model of geometry forming of quartz tube expounded, being based on the process of the viscid-resilient lengthening of quartz filament, on the basis of the built model the adaptive control by subsystems is executed.

Постановка проблеми. Технологічний процес виготовлення трубок із кварцевого скла шляхом витягування їх із розм'якшеного кварцевого блока, попередньо наплавленого із збагаченого природного кварцу, є однією із основних складових цього процесу і найскладнішим етапом їх виготовлення. Існуючі технологічні рішення щодо виготовлення кварцових трубок і засобів автоматизованого їх виробництва не задовольняють сучасних вимог до геометричних параметрів трубок. Специфіка виготовлення указаних виробів полягає у тому, що кварцовий блок, з якого формується трубка, характеризується неоднорідністю своєї структури, процес високотемпературного формування трубки із блока у зоні розм'якшення є нестационарним, а отримані неякісні вироби не допускають повторного переплавлення через втрату більшості своїх корисних властивостей. У результаті цього брак труб, що не задовольняють вимог щодо геометричних параметрів (товщина стінки, еліптичність, відповідність значень діаметрів заданим), при існуючій технології виробництва та рівні його автоматизації, складає близько 11%.

Аналіз літератури. У ряді робіт [1, 2] велика увага приділяється дослідженню алгоритмів керування процесом скловитяжки при побудові системи ідентифікаційного типу, де використовується ноніусна ідентифікація передавальних функцій об'єкта при наявності в системі регулятора з діагностиком та компенсатором. При цьому контури самоналагодження працюють за розімкнутим циклом [3], і в результаті похибок ідентифікації зміна параметрів об'єкта і регулятора суттєво впливає на точність керування і її ідентифікаційний режим працює неефективно. При прямому адаптивному

керуванні контури адаптації працюють за замкнутим циклом, що ефективно дозволяє компенсувати зміну параметрів об'єкта одночасно коригованими параметрами регулятора. Проте такий спосіб керування потребує наявності моделі процесу та відповідної структури побудови системи. Крім того, модель процесу формування трубки із блока дозволяє дослідити в об'єкті коефіцієнти комплексного зв'язку між основними каналами та дає можливість отримати інформацію про доцільність використання діагоналізаторів між вибраними каналами або інформацію про необхідність заміни місцями основних гілок каналів.

Мета статті – висвітлення запропонованої ідеї побудови моделі формування геометрії кварцової трубки для реалізації автоматизованої системи керування нестационарним процесом виготовлення трубок із кварцового скла на основі прямого адаптивного керування.

Виклад основного матеріалу. Для дотримання необхідних параметрів технологічного процесу на основі технологічної установки витягування кварцових трубок запропоновано структуру автоматизованої системи виготовлення трубок із кварцового скла (рис. 1). Указана структура містить декілька підсистем, які вирішують локальні задачі підтримання значень окремих параметрів процесу на заданому рівні, робота яких, у свою чергу, координується підсистемою центрального керування технологічним процесом (ПЦКТП).

Підсистема подачі блока (ППБ) містить два електропривода. Перший привод використовується виключно для швидкого піднімання й опускання блока, які мають місце на початку та у кінці технологічного циклу виготовлення кварцової трубки. Другий привод керує швидкістю опускання блока безпосередньо під час технологічного процесу формування трубки.

Підсистема керування температурою витягування (ПКТВ) задає температурний режим розм'якшення кварцу в печі. Вона містить у своєму складі піч із графітовим нагрівачем, водяну систему охолодження печі, датчик температури, перетворювач напруги і блок керування температурними режимами (БКТР) та деякі інші допоміжні елементи. БКТР, аналізуючи сигнали від ПЦКТП і датчика температури, виробляє керуючий сигнал, який через перетворювач напруги поступає на графітовий нагрівач. Таким чином відбувається керування температурою в зоні розм'якшення кварцу.

Підсистема контролю геометричних параметрів трубки (ПКГПТ) утворює головний зворотний зв'язок автоматизованої системи. Контролюється величина як зовнішнього, так і внутрішнього діаметра кварцової трубки. Датчик геометричних параметрів кварцової трубки складається з лазерного джерела світла і фото-приймального пристрою, а також електромеханічного коригуючого пристрою.

Блок вимірювання діаметра (БВД) проводить статистичну обробку результатів вимірювань і забезпечує передачу інформації на ПЦКТП.

Підсистема витягування трубки (ПВТ) містить електропривод витягування трубки (ЕПВТ) і пневмо-привод прижимних роликів (ППР). ЕПВТ задає необхідну швидкість витягування трубки. Величина цього параметра істотно впливає на геометричні параметри виробу. Силу затиснення трубки між роликами витяжного пристрою задає пневмо-привод прижимних роликів. Сила тиску газу перетворюється в механічне зусилля за допомогою двох пневмо-циліндрів.

Підсистемі подачі азоту (ППА) належить ключова роль у процесі формування геометричних параметрів кварцової трубки, адже такі параметри як тиск і витрата азоту в першу чергу впливають на зміну (формування) зовнішнього та внутрішнього діаметрів трубки. До складу підсистеми входять датчики витрати і тиску газу, сигнали від яких поступають на вхід блока керування витратою і тиском азоту (БКВТА). БКВТА оброблює інформацію від датчиків і виробляє керуючі сигнали для електропривода голкового крана, що змінює подачу газу на вході системи. ПЦКТП також проводить обробку результатів вимірювань витрати та тиску азоту, у результаті формуючи сигнали керування для різних підсистем, у тому числі і для підсистеми подачі азоту.

Підсистема автоматичного відрізання трубки (ПАВТ) складається з трьох головних складових частин: фото-датчика, оберտального відрізного пристрою і блока керування відрізанням трубки (БКВТ). Фото-датчик представлений світло-діодом і фото-діодом. Він спрацьовує при досягненні трубкою максимального значення довжини. У цьому випадку БКВТ видає сигнал керування оберտальному відрізному пристрою, який відрізає трубку необхідної довжини.

Однією з головних функцій ПЦКТП при керуванні іншими підсистемами є пряме адаптивне керування технологічним процесом з використанням моделі формування геометрії трубки з урахуванням пружних та в'язких складових.

Базовою ідеєю побудови моделі є розбиття процесу подовження трубки (на основі дослідження кварцової нитки або тонкого стрижня) на три складові: миттєво-пружне подовження, сповільнено-пружне подовження та рівномірне подовження в'язкого витікання [4].

З метою встановлення параметрів такого процесу проведено його ідентифікацію. Для пружної складової за законом Гука відносна пружна деформація ε пов'язана із напруженням σ_l формулою

$$\varepsilon = \frac{1}{E} \sigma_l,$$

де E – модуль Юнга.

В'язке осьове подовження, враховуюче коефіцієнт динамічної в'язкості [5], можна знайти за формулою

$$\sigma_l = 2\eta \frac{\partial \vartheta}{\partial l}.$$

В результаті чого, інтегруючи рівняння з нульовими початковими умовами швидкості при початковій довжині кварцової нитки, отримано

$$\vartheta = \frac{1}{2\eta} \sigma_l \cdot l.$$

Для врахування вкладу пружного та в'язкого подовження за деякий проміжок часу Dt запропоновано ідею їх урахування через коефіцієнти K_α і K_η відповідно.

Виражаючи пружне подовження через коефіцієнт пружності α та враховуючи інерційність процесів (рис. 2) запропоновано ідею розбиття коефіцієнта α на дві складові. Для цього введено ще два додаткові коефіцієнти $K_{\alpha_{in}}$, $K_{\alpha_{zu}}$, які враховують вклад миттєвої та інерційної складової коефіцієнта пружності відповідно.

Переходячи до зображення та використовуючи оптимізаційний метод найкорішого спуску [6] для знаходження параметрів моделі, в якості функції мети вибрано мінімум квадратичних відхилень для всіх точок перехідного процесу моделі та експериментальних даних. Вхідними параметрами при цьому виступають: коефіцієнт в'язкості η , коефіцієнт пружності α , сила витягування F , початковий радіус стрижня r та початкова довжина стрижня L .

У результаті ідентифікації параметрів отримано нижче приведену динамічну модель витягування кварцового тонкого стрижня:

$$\Delta L(p) = L \left[K_\alpha \cdot \alpha(T) \cdot \left(K_{\alpha_{in}} + \frac{K_{\alpha_{zu}}}{T_\alpha p + 1} \right) A + \frac{K_\eta}{\eta(T)} \cdot B \frac{1}{p} \right],$$

де $\alpha(T)$, $\eta(T)$ – коефіцієнт пружності та коефіцієнт динамічної в'язкості, що залежать від температури; K_α , K_η , $K_{\alpha_{in}}$, $K_{\alpha_{zu}}$, T_α – ідентифіковані коефіцієнти; A , B – деякі коефіцієнти, що залежать від сили F та радіуса r ; $A = \frac{F}{\pi \cdot r^2}$;

$B = \frac{F}{2 \cdot \pi \cdot r^2}$; p – оператор Лапласа.

Аналогічним чином подовження кварцової трубки як і тонкого стрижня складається із пружного подовження (ділянка OA на кривій рис. 2), сповільнено-пружного (ділянка AB) і рівномірного подовження в'язкого витікання (ділянка BC), як бачимо ці зони складуючись утворюють результуючий графік.

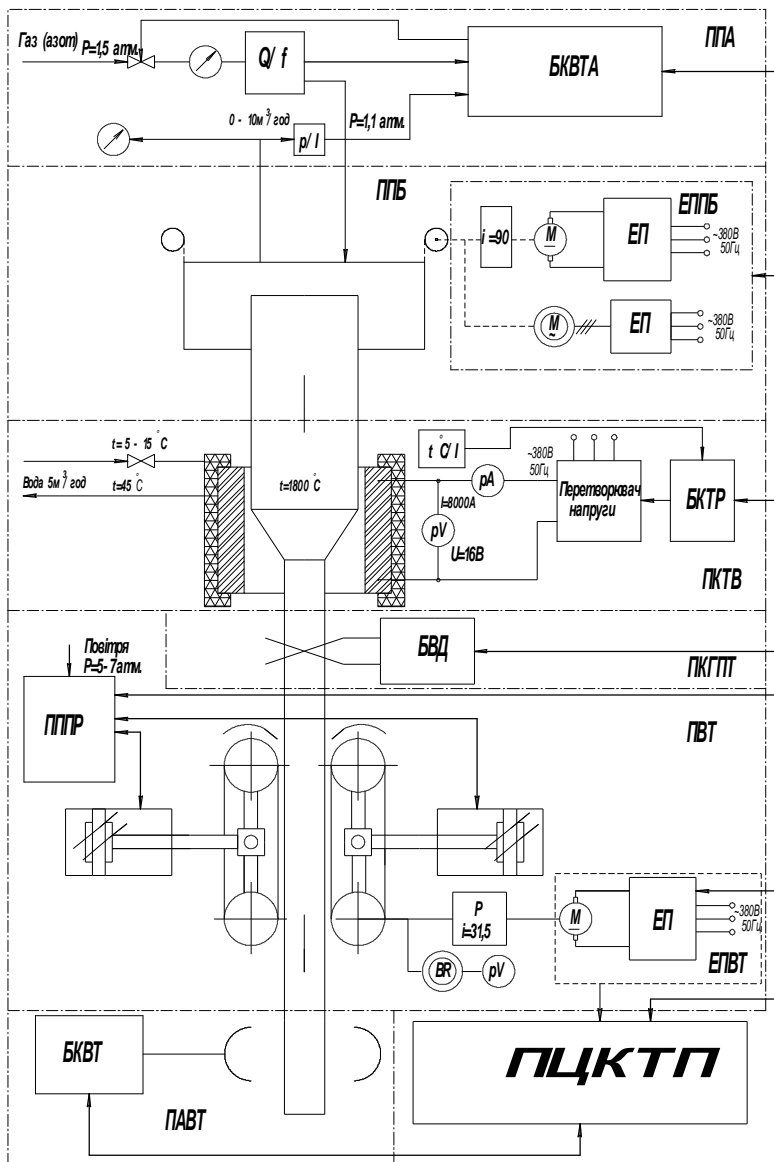


Рис. 1. Загальна структурна схема автоматизованої системи

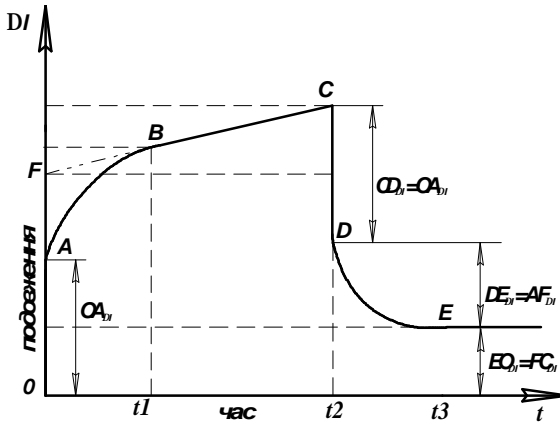


Рис. 2. Діаграма подовження тонкого кварцового стрижня при температурі розм'якшення

Пружне подовження кварцової трубки відбувається дуже швидко (майже миттєво із швидкістю поширення звуку в скломасі) за рахунок прикладення зовнішньої сили (сили витягування трубки) та власної ваги кварцової маси, що знаходиться нижче початкового рівня зони розм'якшення.

Тривалість сповільнено-пружного подовження залежить від в'язкості кварцового скла. Чим вище в'язкість, тим більша ділянка сповільнено-пружної деформації.

Рівномірне подовження в'язкого витікання (ділянка *FC* на рис. 2) виступає головним чинником, за рахунок якого відбувається витягування кварцової трубки.

Сповільнено-пружна деформація частково обернена – при знятті навантаження відбувається спочатку миттєве (ділянка *CD* на рис. 2), а потім сповільнено-пружне скорочення трубки (ділянка *DE*), яке приводить її до нової сталої довжини.

Таким чином, на процес формування кварцової трубки із кварцового блока і її витягування впливають як сила в'язкості, так і сила пружності.

Базуючись на вище викладеному, виведено рівняння для подовження кварцової трубки:

$$\Delta L(p) = L \left[K_{\alpha} \cdot \alpha(T) \cdot \left(K_{\alpha u} + \frac{K_{\alpha u}}{T_{\alpha} p + 1} \right) A_L + \frac{K_{\eta}}{\eta(T)} \cdot B_L \frac{1}{p} \right],$$

де A_L – деяка функція, залежна від сили витягування, внутрішнього і зовнішнього радіусів трубки, коефіцієнта Пуассона, тиску в середині зони формування блок-трубка та ваги скломаси в цій зоні; B_L – деяка функція, залежна

від сили витягування, внутрішнього і зовнішнього радіусів трубки та ваги скломаси в зоні формування блок-трубка.

Аналогічно отримано рівняння для зміни радіуса трубки:

$$\Delta R(p) = R_B \left[K_\alpha \alpha(T) \left(K_{\alpha u} + \frac{K_{\alpha zu}}{T_\alpha p + 1} \right) \cdot A_r + \frac{K_\eta}{\eta(T)} \cdot B_r \cdot \frac{1}{p} \right],$$

де A_r – деяка функція, залежна від сили витягування, внутрішнього і зовнішнього радіусів трубки, коефіцієнта Пуассона, тиску в середині зони формування блок-трубка та ваги скломаси в цій зоні; B_r – деяка функція, залежна від сили витягування, внутрішнього і зовнішнього радіусів трубки, коефіцієнта поверхневого натягу розм'якшеної скломаси, тиску в середині зони формування блок-трубка та ваги скломаси в цій зоні.

Висновки. Для підсистемної реалізації автоматизованої системи керування нестаціонарним процесом виготовлення трубок із кварцового скла запропоновано ідею побудови моделі формування геометрії кварцової трубки на основі аналізу подовження кварцової нитки в режимі розм'якшення кварцової сировини та виявлено три складові такого подовження: миттєво-пружне, сповільнено-пружне та рівномірне подовження в'язкого витікання. Приведена побудова моделі забезпечує пряме адаптивне керування процесом формування геометрії кварцової трубки.

Список літератури: 1. *Галай В.М.* Високоточне ноніусне управління процесом скловитяжки в невизначених стаціонарних умовах / *В.М. Галай, А.М. Сільвестров, О.В. Шеффер* // Матеріали 10-ї міжнародної конференції по автоматичному управлінню "Автоматика – 2003", м. Севастополь. В 3-х т. – Севастополь: Вид-во СевНТУ, 2003. – Т. 1. – С. 124 – 125. 2. *Галай В.М.* Автоматизація технологічних процесів кварцового заводу: монографія / *В.М. Галай*. – Полтава: ПолтНТУ, 2009. – 310 с. 3. *Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник.* В 3-х т. – Т. 3. *Методы современной теории автоматического управления;* под ред. *Н. Д. Егунова*. – М.: Изд-во МГТУ, 2000. – 748 с. 4. *Китайгородский И.И.* Технология стекла / под общ. ред. *И.И. Китайгородского*. – М.: изд. лит. по стр-ву, 1967. – 564 с. 5. *Ландау Л.Д.* Теоретическая физика: учеб. пособие. В 10 т. – Т. VI. Гидродинамика / *Л.Д. Ландау, Е.М. Лифшиц*. – 3-е изд., перераб. – М.: Наука, 1986. – 736 с. 6. *Мэтьюз Джон Г.* Численные методы. Использование MATLAB / *Г. Мэтьюз Джон, Д. Финк Куртин*. – 3-е изд. – М.: Вильямс, 2001. – 720 с.

Стаття представлена д.т.н., проф. НТУ України „КПІ” Сільвестровим А.М.

Надійшла до редакції 31.03.2010

Т.Г. МАЩЕНКО, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»
М.О. БОРИСЕНКО, студентка НТУ «ХПИ»

ПРЕИМУЩЕСТВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ МИОКАРДА ПРИ АНАЛИЗЕ НИЗКОАМПЛИТУДНЫХ ФЛУКТУАЦИЙ

У статті розглянуто переваги використання електродинамічної моделі міокарду при аналізі низькоамплітудних коливань. По відхилення від норми при аналізі низькоамплітудних коливань ЕКГ - сигналу можна провести діагностику роботи серця і поставити відповідний діагноз.

The advantages of the use of electrodynamic model of myocardium are considered at the analysis of low-amplitude oscillations in the article. For deviation from a norm at the analysis of low-amplitude oscillations EKG – the signal it is possible to conduct of diagnostics of work of heart and put the proper diagnosis.

Постановка проблемы. Вследствие тенденции возрастания числа больных ишемической болезнью сердца во всем мире возникает необходимость догоспитального своевременного и достоверного выявления наличия этого заболевания. Особенно актуальна эта проблема у детей. Для детализации диагноза и улучшения прогностических оценок в последнее время широко используется метод дисперсионного картирования, основанный на контроле низкоамплитудных изменений электрокардиосигнала. Кроме того, интерпретация результатов контроля должна быть доступной врачу-терапевту, а сама процедура контроля – оперативной.

Цель статьи – оценка перспектив использования электродинамической модели биогенератора сердца (БГС) для повышения чувствительности и специфичности метода дисперсионного картирования. Использование этой модели при исследовании работы сердца позволяет выявлять какие-либо патологии еще на ранних стадиях развития. По отклонения от нормы при анализе низкоамплитудных колебаний ЭКГ-сигнала можно провести диагностику работы сердца и поставить соответствующий диагноз. Средняя амплитуда этих колебаний столь незначительна, что они традиционно интерпретируются как малозначимые шумовые помехи. Однако именно малые флуктуации часто несут важную диагностическую информацию, предшествующую развитию патологии и не проявляющуюся в традиционных отклонениях ЭКГ-сигнала.

В работах [1,2] показано, что анализ случайных малых колебаний проводится по модели биогенератора сердца. Модель основана на расчете электрического поля двойного слоя кардиомиоцитов [2]. При анализе низкоамплитудных флуктуаций около 60% используемых врачами диагностических при-

знаков можно получить на основе косвенных параметров, рассчитываемых по модели электрических процессов, происходящих в миокарде.

Эта модель не требует какой-либо дополнительной феноменологии при интерпретации ЭКГ-сигналов. Все ее предсказания основаны лишь на точном учете электродинамических эффектов, возникающих на мембранах огромного числа сократительных кардиомиоцитов. И, что наиболее важно, эта модель предоставляет формулы для расчета поверхностных потенциалов, необходимые для определения косвенных, т.е. непосредственно не измеряемых параметров с необходимой точностью [1].

Для описания модели воспользуемся методами классической электродинамики, дающей описание электро- магнитного излучения (ЭМИ) на языке амплитудных и фазовых изменений векторов напряженности электрического и магнитного полей [3]. Уравнение Максвелла достаточно хорошо интегрируется в случае анализа осциллирующих зарядов, связанных с простыми про-

странственными структурами излучателей. Напряженность \vec{E} электрического поля заряда, движущегося произвольным образом в вакууме, в любой момент времени t может быть определена выражением

$$\vec{E} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{\vec{e}_r}{r^2} + \frac{r}{c} \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{\vec{e}_r}{r^2} \right) + \frac{1}{c^2} \cdot \frac{d^2}{dt^2} \vec{e}_r \right], \quad (1)$$

где ϵ_0 – диэлектрическая постоянная; q – величина электрического заряда; r – расстояние до заряда в момент времени $t - \frac{r}{c}$; c – скорость света; \vec{e}_r – единичный вектор, направленный от точки измерения величины к точке, в которой заряд находился в момент $t - \frac{r}{c}$.

Магнитное поле \vec{B} движущегося заряда определяется выражением

$$\vec{B} = \frac{\vec{e} \times \vec{E}}{c} \quad (2)$$

Если в некоторый момент времени t_0 возникает изменение скорости движения заряда, т.е. появляется ускорение, то возникают соответствующие изменения электрического и магнитного полей, которые распространяются в виде сферической волны со скоростью света и в так называемой дальней зоне излучения определяются преимущественно третьим членом формулы (1). Воспользовавшись формулой (1) для расчета электрического поля миоцита в дальней зоне излучения, которая для отдельного миоцита соответствует расстоянием более 5...10мм, получим следующее выражение:

$$\bar{E}_3(\bar{r}) \approx \frac{A}{r^2} \cdot \frac{dp}{dt} \cdot \bar{e}_m \cdot \sin 2\alpha, \quad (3)$$

где A – постоянная, определяемая свойствами мембраны клетки; \bar{r} – радиус-вектор точки измерения напряженности; dp/dt – средняя производная по времени; α – угол между осью клетки и радиусом-вектором \bar{r} ; \bar{e}_m – единичный вектор, касательный сферической поверхности радиусом r .

Карта поверхностных потенциалов в любой момент времени определяется суммированием сигналов по всем кардиомиоцитам, излучающим в этот момент электромагнитные волны. Модель электромагнитного индуцирования поверхностных потенциалов не только позволяет эффективно анализировать флуктуации ЭКГ, но и разрешает без каких-либо феноменологических добавок практически все современные проблемные задачи клинической интерпретации ЭКГ-сигналов

Электродинамическая модель позволяет разделять регистрируемую ЭКГ на сигналы от отдельных камер сердца. Поэтому дисперсионные отклонения рассчитываются по группам, включающих как вид камеры сердца, так и вид процесса (деполяризация—реполяризация). Типовая схема такого разбиения включает следующие группы: $G1$ — деполяризация правого предсердия (ПП), $G2$ — деполяризация левого предсердия (ЛП), $G3$ — деполяризация правого желудочка (ПЖ), $G4$ — деполяризация левого желудочка (ЛЖ), $G5$ — реполяризация правого желудочка (ПЖ), $G6$ — реполяризация левого желудочка (ЛЖ).

Дисперсионные характеристики, соответствующие отдельной группе отклонений, имеют вид функций времени, характеризующих усредненные амплитудные вариации на определенных участках выбранного кардиоинтервала. В результате по каждой из групп анализа можно сформировать границы нормы для дисперсионных линий. Пример дисперсионных линий в группах $G3$ и $G4$ изображен на рис. 1

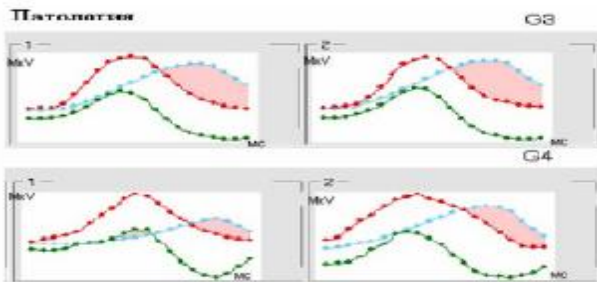


Рис. 1. Дисперсионные функции (1, 2) в группах показателей $G3, G4$ при патологии (горизонтальная ось соответствует 20-ти моментам времени QRS -комплекса. Области выхода за границы нормальных диапазонов выделены заливкой).

Дисперсионные линии имеют высокую чувствительность к изменениям состояния миокарда, поэтому практически не бывает двух пациентов с абсолютно одинаковыми дисперсионными характеристиками. Если имеются значимые патологические изменения, то соответствующие дисперсионные линии выходят за верхние или нижние границы нормы (см. рис. 1). Чем больше площадь этих областей, тем больше отклонение от нормы. Анализируя различные параметры этих отклонений, можно построить высокочувствительную классификацию дисперсионных отклонений. В первом приближении выраженность отклонений можно оценивать только величиной этой площади, т. е. грубым относительным интегральным индикатором. Такой индикатор будет изменяться в относительном диапазоне от 0 % до 100 %. Значение 0 % соответствует полному отсутствию каких-либо значимых отклонений, т. е. положению всех дисперсионных линий внутри границ нормы. Показатель «Миокард» равный 100%, соответствует патологическим отклонениям во всех группах дисперсионных характеристик.

Итогом анализа является карта отклонений дисперсионных низкоамплитудных характеристик от нормы, содержащая амплитуды этих отклонений и параметры их предположительной локализации. Для создания у врача целостной и легковоспринимаемой картины изменений миокарда полученная дисперсионная карта проецируется на квазиэпикард трехмерной компьютерной модели сердца, отображающей переднюю и заднюю поверхности сердца. Выраженность и предположительная локализация изменений определяются по изменению цвета квазиэпикарда, который в норме имеет ровный зеленый цвет. При различных отклонениях от нормы цвет в области изменений меняется до желтого или красного. В итоге врач получает возможность непосредственно наблюдать «портрет сердца» на поверхности трехмерной компьютерной модели сердца, которая реконструирована по низкоамплитудным колебаниям ЭКГ покоя [1]. Пример изменения портретов в последовательных обследованиях представлен на рис. 2.

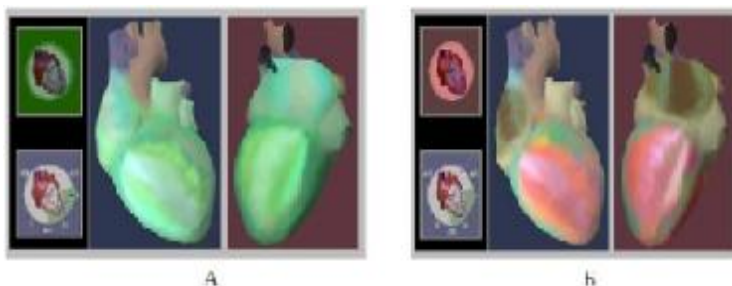


Рис. 2. Дисперсионная карта здорового (*А*) и больного ишемической болезнью (*Б*)

Непосредственное изменение топологии дисперсионных изменений на поверхности квазиэпикарда позволяет быстро и надежно наблюдать самые ранние изменения в состоянии сердца, которые в стандартных ЭКГ – признаках не проявляются. Описанная последовательность алгоритмических операций получила название «метод дисперсионного картирования». Метод дисперсионного картирования позволяет резко повысить чувствительность и специфичность ЭКГ-метода в отношении ряда клинически важных патологий, в частности в отношении ишемии миокарда.

Выводы. Электродинамическая модель была использована в данной технологии для точного вычисления ряда косвенных параметров, необходимых для реализации полноразмерного анализа низкоамплитудных флуктуаций ЭКГ [4].

Сегодня можно с уверенностью сказать, что клинические перспективы у электродинамической модели есть. Задача надлежащего и оперативного прогноза состояния сердца, а также тесно связанная с ней задача выявления патологии на ранних стадиях, все более становятся массовой повседневной клинической необходимостью. Известные к настоящему времени приборы ЭКГ-диагностики на задачи прогноза не ориентированы. Для прогнозируемых технологий ЭКГ-метода электродинамическая модель является идеальным инструментом, так как она позволяет анализировать флуктуационные сигналы, являющиеся высокочувствительными предикторами ранних стадий патологии.

Список литературы: 1. Титомир Л.И., Рутткэй-Недецкий И., Бахарова Л. Комплексный анализ электрокардиограммы в ортогональных отведениях, М.: Наука, 2001. 2. Чазова Е.И. Методы исследования сердечно-сосудистой системы. М.: Медицина, 1982. 3. Нельсона К.В., Гезеловица Д.В. Теоретические основы электрокардиологии. Пер. с англ. М.: Медицина, 1979. 4. Рябыкина Г.В., Сула Ф.С. Использование прибора КардиоВизор-Обс для скрининговых обследований.// Пособие для врачей. Москва. 2004.

Статья представлена д.т.н. проф. НТУ «ХПИ» Рогачевым А.И.

Поступила в редакцию 29.03.10

Т.Г. МАЩЕНКО, канд. техн. наук, проф. НТУ “ХПИ”
Н.В. ТРУБЧАНОВА, студент НТУ “ХПИ”

ОЦЕНКА МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ КАРДИОСИГНАЛОВ

У статті розглянуті основні методи обробки кардіосигналів, засновані на розробці автоматизованих систем реєстрації і попереднього аналізу серцево-судинної системи.

The basic methods of cardio-signal treatment based on development of automatize registration system and preliminary analysis of the cardiovascular system are considered in the article.

Ключевые слова: медицинская диагностика, электрокардиосигнал, артефакты, экстрасистолические компоненты, отведения, миокард.

Постановка проблемы. Многие из достижений техники являются следствием изучения закономерностей жизнедеятельности и поведения живых организмов и, в частности, человека. В последние годы качественные изменения произошли в технической диагностике машин и энергетического оборудования, основой которых стали новые методы анализа колебательных процессов и прежде всего, компьютерного анализа модулированных вибрации и шума. Естественным следствием таких изменений стала попытка использовать эти методы для медицинской диагностики, технология которых основана на разработке автоматизированных систем регистрации и предварительного анализа клинико-физиологической информации. В настоящее время получают развитие новые технологии выявления состояний, предшествующих развитию болезни. В основе этих технологий лежит анализ биологических ритмов организма человека, выделяемых из электрокардиосигналов.

Анализ литературы: В работе [1] рассмотрены основы электрокардиографии, показано, что электрокардиосигнал является одним из самых упорядоченных сигналов физической природы. Приведены основные параметры ЭКГ. В работе [2] проанализированы системы отведений, приведены результаты идентификации параметров ЭКГ при различных заболеваниях сердца. В [3] определены основные симптомы заболеваний сердца, особое внимание уделено отклонениям ЭКГ при ишемии миокарда и стенокардии. В работах [4, 5] показано возможность исследования сократительной функции миокарда в фазовом пространстве. При этом определено, что при различных поражениях миокарда изменяются не только направления, но и скорость распространения волны деполяризации и реполяризации по миокарду.

В работе [6] представлены результаты клинического исследования скоростных показателей зубца T ЭКГ. Клиническое значение этого зубца существенно увеличивается при определении электролитических нарушений, что особенно важно при диагностике ишемии миокарда. В [7] рассмотрен ком-

пьютерный анализ и дана интерпритация электрокардиограмм в фазовом пространстве. Приведены аппаратно-программные средства для исследования variability сердечного ритма в клинической практике. В [8] с целью расширения функциональных возможностей метода ЭКГ приведены результаты вейвлет анализа биомедицинских сигналов. В работе [9] приведен методический подход в построении системы для неинвазивного контроля состояния электрической активности сердца.

Цель статьи – оценить эффективность методов обработки кардиосигналов для диагностики заболеваний сердца.

Вариабельность сердечного ритма может быть оценена с помощью различных методов, к которым можно отнести временные, частотные, спектральные методы обработки кардиосигналов и др. Среди аппаратно-программных комплексов (АПК), рекомендованных Минздравом Украины в качестве стандартных средств для исследования variability сердечного ритма в клинической практике и прикладной физиологии, следует назвать «Варикард-1.41» и «Динамика-100».

С помощью АПК проводилась параллельная (в реальном масштабе времени) регистрация ритма сердца с последующим сопоставлением информационных возможностей в части математического анализа variability сердечного ритма. Этот аппаратно-программный комплекс обеспечивает: вывод на экран монитора в режиме реального времени одновременно двух графиков; электрокардиограммы (ЭКГ) и кардиоинтервалограммы (КИГ); автоматическое распознавание *R* зубцов, артефактов, экстрасистол и аритмий; автоматизированную корректировку ошибок и аппроксимацию артефактов и экстрасистолических элементов ЭКГ; автоматическое формирование динамических (временных) рядов *RR* кардиоинтервалов по распознанным элементам и автоматический анализ временных рядов *RR* кардиоинтервалов статистическими, автокорреляционными и спектральными методами.

Расчет показателей спектрального анализа проводился в четырех частотных диапазонах: высокочастотные колебания (*HF*) в диапазоне $0,5+0,15$ Гц ($2\div 7$ с); низкочастотные колебания (*LF*) в диапазоне $0,15+0,05$ Гц ($7\div 20$ с); сверхнизкочастотные колебания (*VLF*) в диапазоне $0,05+0,015$ Гц ($20\div 70$ с); ультранизкочастотные колебания (*ULF*) в диапазоне $0,015+0,001$ Гц ($70\div 1000$ с). Кроме того обеспечивается сохранение результатов анализа variability сердечного ритма, а также исходных данных (сигналов ЭКГ и динамических рядов кардиоинтервалов) в банке данных с возможностью обращения к ним для более подробного анализа или сравнительной оценки и использование для обработки и анализа данных различных видов программных средств и возможность их развития и дополнения.

Для диагностики, например, ишемии миокарда в кардиологической практике используются различные методы нахождения необходимых отклонений. ЭКГ представляет собой запись сигнала, несущего информацию об изменениях во времени суммарного электрического потенциала, возникающего в сердечной мышце за счет движения ионов через мышечную мембрану [1]. Из анализа работы [2] основными электрокардиографическими признаками ишемии миокарда являются изменение полярности, амплитуды и формы зубца T , а также смещение (депрессия и элевация) сегмента $S-T$ относительно изоэлектрической линии. Однако известно, что ЭКГ в покое бывает нормальной примерно у половины больных со стабильной стенокардией, причем, согласно данным Фремингемского исследования, у 8,5% мужчин и 7,7% женщин наблюдаются неспецифические изменения указанных признаков ЭКГ, что является причинами ложноположительных результатов диагностики [3].

С другой стороны, даже незначительные изменения амплитудно-временных параметров сегмента ST и зубца T могут свидетельствовать о серьезном заболевании [2] (рис.1).

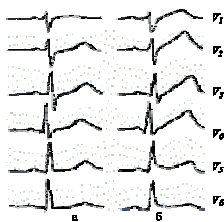


Рис. 1. ЭКГ в шести грудных отведениях при остром мелкоочаговом инфаркте: до инфаркта (а); в 1-й день инфаркта (б)

Следует заметить, что в реальных условиях записи ЭКГ подвержены влиянию внутренних и внешних возмущений, которые искажают форму указанных информативных фрагментов и тем самым вызывает дополнительные проблемы при построении компьютерных систем анализа и интерпретации ЭКГ. Даже для решения, казалось бы, совсем простой задачи разделения ЭКГ на отдельные сердечные циклы (RR интервалы) приходится использовать достаточно сложные алгоритмы обнаружения QRS -комплексов.

В работе [4] показана возможность исследования сократительной функции миокарда в фазовом пространстве, координатами которого является амплитуда $y(t)$ и производная по времени dy/dt наблюдаемого процесса. Диагностическая ценность таких исследований обусловлена тем, что при различных поражениях миокарда изменяются не только направление, но и скорость распространения волны деполяризации и реполяризации по миокарду [5, 6].

Для того, чтобы обосновать предлагаемый подход к построению компьютерных алгоритмов обработки ЭКГ в фазовых координатах рассмотрим одну из возможных моделей реальной ЭКГ.

Это дает ключ к построению эффективного метода оценки эталонного цикла на основе усреднения наблюдаемых фазовых траекторий с последующим переходом во временную область (рис. 2). Алгоритмы, реализующие этот метод, подробно рассмотрены в работе [7].

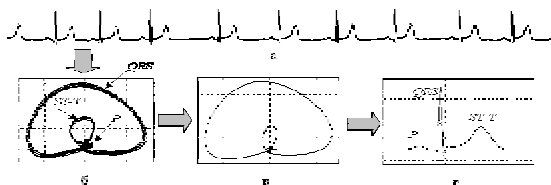


Рис. 2. Последовательность этапов обработки ЭКГ:
a – исходная ЭКГ; *б* – ее фазовая траектория; *в* – усредненная фазовая траектория;
 эталонный цикл ЭКГ во временной области

ЭКГ отображается на экране компьютера в реальном времени – синхронно все отведения или выбранные. Отображаемые на экране участки ЭКГ можно распечатывать без остановки сигнала на экране, но удобнее клавишами клавиатуры отмечать интересующие моменты как события ("вдох", "выдох", "исходное" или заданное Вами) – для возможности впоследствии (после остановки сигнала на экране или при просмотре записи) листать события, выбирать для распечатки интересующие комплексы *QRS*.

Разрабатываемый подход для выявления новой информации, скрытой в динамике поведения сложных систем, позволит расширить возможности диагностических компьютерных комплексов в области медицины.

Предложенный метод позволяет более чем на порядок уменьшить требуемое количество компьютерных ресурсов и тем самым обеспечить практическую реализуемость вычислительного процесса, причем этот метод может быть использован при диагностике состояния сердечно-сосудистой системы на конечных временных интервалах по измеренному сигналу (рис. 3, 4).

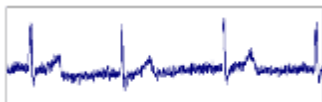


Рис. 3. Исходный электрокардиосигнал, $N = 1500$

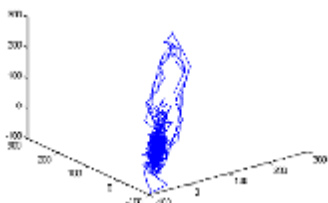


Рис. 4. Аттрактор электрокардиосигнала, восстановленный по методу Такенса

Также для обработки и распознавания биомедицинских сигналов широко используются новые подходы на основе анализа спектров высших порядков. Предлагаемые подходы являются существенным дополнением к указанным выше традиционным методам спектрально-корреляционного анализа. Действительно, для выявления новой информации, скрытой в динамике поведения сложных систем, согласно предлагаемому подходу наряду со спектрами первого порядка, на которых основаны традиционные спектрально-корреляционные методы, используются также и спектры высших порядков (полиспектры - биспектры, триспектры и т.д.) (рис. 5). Это позволяет расширить возможности медицинских диагностических компьютерных комплексов, одним из методов является идентификация состояния биомедицинского объекта посредством оценивания ядер Винера[8].

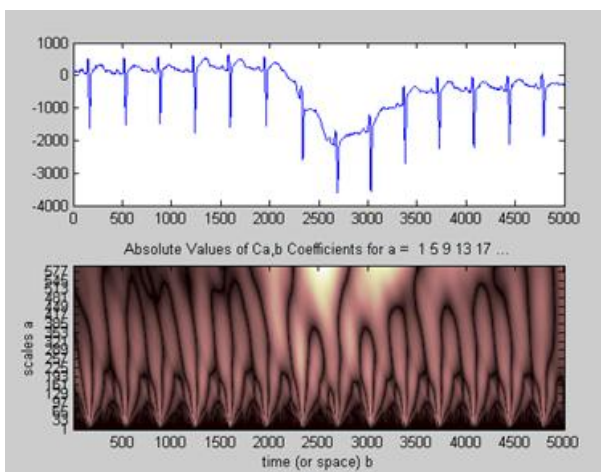


Рис. 5. График кардиосигнала и его спектрограмма

Обработка кардиографической информации заключается в возможности синтеза модельного ЭКС и визуализации состояния сердца пациента для проверки результатов обработки кардиографической информации.

Ключевым моментом методологического подхода в построении системы для неинвазивного контроля состояния сердца пациента является определение электрической активности сердца. Определение электрической активности сердца по ЭКС, зарегистрированному на торсе пациента, относится к обратной задаче электрокардиографии, для решения которой используется метод регуляризации Тихонова А.Н. [9].

В основе предлагаемого способа решения обратной задачи электрокардиографии лежат следующие утверждения:

1. Состояние сердца определяет его электрическую активность (ЭАС).
2. Количество, расположение и выбор точек модели сердца пациента задают максимальное разрешение для исследования электрических процессов, происходящих в сердце.
3. Точки модели сердца пациента являются элементарными сердечными диполями, для каждого из которых в системе координат сердца заданы местоположение, ориентация и изменение во времени его величины, и определяют ЭАС пациента.
4. Согласно электрокардиографическому представлению значение потенциала, генерируемого сердцем и регистрируемое на торсе пациента (прямая задача электрокардиографии), определяется по формуле

$$j_j = \frac{r}{4\rho} \sum_{m=k_j-1}^{k_j} n_{jm} P_m, \quad (1)$$

где ϕ_j – значение электрического потенциала в j -й точке стандартного отведения ($j = 1, \dots, 12$); ρ – среднее удельное электрическое сопротивление торса; n_{jm} – коэффициент пропорциональности, вычисляемый по формуле

$n_{jm} = \frac{\cos \gamma}{r_{jm}^2}$, здесь γ – угол между вектором направления от m -й области на

поверхности модели сердца пациента к j -й точке отведения и нормалью к m -й области на поверхности сердца пациента; r_{jm} – расстояние от точки j -го отведения до области S_m ; P_m – характеристика электрической активности S_m -й области на поверхности модели сердца пациента ($m = 1, \dots, M$), вычисляемая по формуле

$$P_m = \sum_{i=1}^I q_{mi} \cdot D_i,$$

где q_{mi} – коэффициент, указывающий на принадлежность i точки к данной области ($q_{mi} = 1$, если точка входит в область S_m , и $q_{mi} = 0$, если точка не входит в область S_m); D_i – дипольный момент i -й точки на поверхности сердца пациента.

В разработанной системе для неинвазивного контроля состояния сердца пациента определение электрической активности сердца осуществляется путем построения системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), число

неизвестных которой равно количеству точек модели сердца пациента. Для этого поверхность модели сердца пациента «разбивается» на смежные непересекающиеся области S_m . Количество возможных различных областей m равно количеству электрически активных точек сердца i . Для полученных областей составляются i/j СЛАУ вида (2) размерностью $i \times j$ (рис. 6).

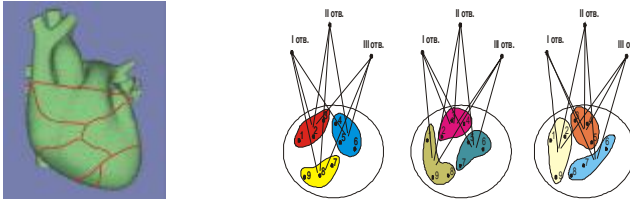


Рис. 6. Модель сердца с выделенными на поверхности смежными непересекающимися областями и пример составления СЛАУ для определения электрической активности точек модели сердца (I–III точки отведений)

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{1(I)} = n_{11}U_{S_1} + n_{12}U_{S_2} + n_{13}U_{S_3}; \\ v_{2(II)} = n_{21}U_{S_1} + n_{22}U_{S_2} + n_{23}U_{S_3}; \\ v_{3(III)} = n_{31}U_{S_1} + n_{32}U_{S_2} + n_{33}U_{S_3}; \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} v_{1(I)} = n_{11}U_{S'_1} + n_{12}U_{S'_2} + n_{13}U_{S'_3}; \\ v_{2(II)} = n_{21}U_{S'_1} + n_{22}U_{S'_2} + n_{23}U_{S'_3}; \\ v_{3(III)} = n_{31}U_{S'_1} + n_{32}U_{S'_2} + n_{33}U_{S'_3}; \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{1(I)} = n_{11}U_{S''_1} + n_{12}U_{S''_2} + n_{13}U_{S''_3}; \\ v_{2(II)} = n_{21}U_{S''_1} + n_{22}U_{S''_2} + n_{23}U_{S''_3}; \\ v_{3(III)} = n_{31}U_{S''_1} + n_{32}U_{S''_2} + n_{33}U_{S''_3}. \end{array} \right. \quad (2)$$

СЛАУ (2) представляется в матричном виде:

$$p = Qj, \quad (3)$$

где Q – матрица размером $I \times I$ (I – число электрически активных точек модели сердца пациента), определяющаяся принадлежностью i -й точки в m -й области; p – вектор-столбец электрической активности m -й области сердца; j – вектор-столбец электрической активности I -й точки сердца.

Матрица Q является плохо обусловленной. Применение метода регуляризации Тихонова А.Н. позволяет корректно сформулировать обратную задачу и обеспечивает существование, единственность и устойчивость получаемого решения, называемого псевдорешением с минимальной нормой $\|j\|$. Для получения псевдорешения СЛАУ (3) вводится условие минимизации сглаживающего функционала

$$\|Qj - p\|^2 + \alpha \|j\|^2 = \min, \quad (4)$$

где $\alpha > 0$ – параметр регуляризации, который определяется по невязке

$$\|Qj_\alpha - p\| = d,$$

где d – погрешность правой части p , обусловленная погрешностью вычисления электрических активностей областей сердца.

Из условия (4) получается новая СЛАУ:

$$(aE + Q^T Q) j_a = Q^T p, \quad (5)$$

где E – единичный оператор ($Ej = j$); Q^T – транспонированная матрица Q .

Регуляризованное решение СЛАУ (5) имеет вид

$$j_a = (aE + Q^T Q)^{-1} Q^T p. \quad (6)$$

Графическое представление решения (6) приведено на рис. 8.

На рис. 7 на оси X отмечены номера (от 1 до 100) дискретных отсчетов в течение кардиоцикла; на оси Y – номера (от 1 до 900) точек на поверхности модели сердца пациента; на оси Z – значения электрической активности точек. Анализ рис. 7 показывает, что полученное в результате решения значение электрической активности i -й точки модели сердца пациента представляет собой интегральную характеристику окружающих эту точку клеток миокарда.

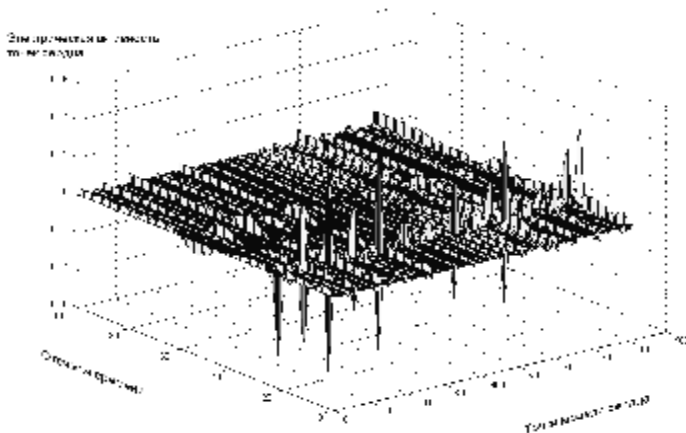


Рис. 7. Электрическая активность точек модели сердца пациента в течение кардиоцикла

Данное решение обратной задачи электрокардиографии позволяет многократно повысить точность определения места повреждения миокарда. Если при стандартном электрокардиографическом обследовании можно определить электрическую активность только 8 областей поверхности сердца, то в предлагаемом подходе определяющим фактором является число электрически активных точек в модели сердца пациента. Такие методы обработки сигналов, основанных на усреднениях искажений циклов ЭКГ в фазовом пространстве координат, позволяющий повысить эффективность оценки эталонного сердечного цикла.

Информативность, а, следовательно, диагностическая ценность вышеперечисленных методов различна, а значимость каждого из них относительна. Тем не менее, рассмотренные подходы к построению информационных технологий обработки ЭКГ для решения задачи выявления опасных заболеваний сердца позволяет осуществить своевременную диагностику и обеспечить соответствующее лечение.

Список литературы: 1. Доцицын В.Л. Клинический анализ электрокардиограммы - М. Медицина, 1982.- 203 с. 2. Мурашко В.В., Струтынский А.В. Электрокардиография. – М.: Медицина. – 1991. – 288 с. 3. *Руководство по внутренним болезням.* Издание 2-е, переработанное / Под ред. Н. А. Жукова.- Омск., 1998.- 512 с. 4. Амосов Н.М., Агапов Б.Т., Паничкин Ю.В. Исследование сократительной функции миокарда методом фазовых координат // Доклады АН СССР. – 1972. – Т. 202. – № 1. – С. 245-247. 5. Амосов Н.М., Агапов Б.Т., Паничкин Ю.В. Исследование сократительной функции миокарда методом фазовых координат // Доклады АН СССР. – 1972. – Т. 202. – № 1. – С. 245-247. 6. Халфен Э.Ш., Сулковская Л.С. Клиническое значение исследования скоростных показателей зубца Т ЭКГ // Кардиология. – 1986. 7. Файнзильберг Л.С. Компьютерный анализ и интерпретация электрокардиограмм в фазовом пространстве // Системные исследования и информационные технологии. – 2004. –№ 1. 8. Латфуллин И.А. Вейвлет анализ частотных характеристик ППЖ по грудным отведениям ЭКГ / И.А.Латфуллин, Г.М.Тептин, Л.Э.Мамедова // Тезисы Всероссийского конгресса «Неинвазивная электрокардиология в клинической медицине», Москва, 19–20 апреля 2007 г. 9. Тихонов А.Н., Гончарский А.В., Степанов В.В. Численные методы решения некорректных задач. - 1990.

Статья представлена д.т.н. проф. НТУ “ХПИ” Рогачевым А.И.

Поступила в редакцию 01.04.2010

В.М. СКИДАНОВ, д-р техн. наук, проф. КНУ СА (г. Киев)

А.Н. БОРИСЕНКО, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»

В.Ф. ЧЕРНАЙ, канд. техн. наук, с.н.с. НТУ «ХПИ»

С.А. ЛИТВИНЕНКО, ст. преп. НТУ «ХПИ»

О.В. ЛАВРИНЕНКО, стажер-препод. НТУ «ХПИ»

А.В. ГУСЕЛЬНИКОВ, магистр НТУ «ХПИ»

ПОЛУЧЕНИЕ СИСТЕМЫ УРАВНЕНИЙ И АЛГОРИТМА ЕЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ПО ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИМ И ЭКОЛОГИЧЕСКИМ ПОКАЗАТЕЛЯМ УПРАВЛЕНИЙ ДИЗЕЛЬ-ГЕНЕРАТОРОМ

Побудована лінеарізована математична модель дизель-генератора з наддувом як об'єкту регулювання швидкості з управлінням по цикловій подачі і фазі уприскування палива і додатковому повітряпостачанню. Запропонований аддитивний квадратичний критерій-функціонал, що враховує квадрат відхилення кутової швидкості валу від номінального значення, квадрат координати паливорухаючого органу і квадрат токсичності випускних газів дизель-генератора. Оптимізація базується на принципі максимуму.

The linearized mathematical model of diesel-generator with pressure charging as an object of adjusting of speed with the management on the cyclic serve and phase of injection of fuel and additional providing with air is built. An additive quadratically criterion-functional, taking into account the square of rejection of angular speed of billow from the basic value, square of co-ordinate of driving fuel organ and square of toxic of final gases of diesel -generator, is offered. Optimization is based on principle of maximum.

Постановка проблеми. Повышение технико-экономических (удельный эффективный расход топлива, качество переходных процессов при изменении установки или возмущений) и экологических (выбросы сажи, углеводородов, окислов и оксидов углерода и азота и др.) показателей дизель-генератора (ДГ) требует, прежде всего, синтеза соответствующего многомерного вектора управлений ДГ с учетом требуемого критерия качества. При этом необходимо выбрать компоненты указанного вектора и критерия-функционала, а также алгоритм решения задачи оптимизации.

Анализ литературы. В работе [1] рассмотрена линейная математическая модель двигателя внутреннего сгорания как объекта регулирования скорости с управляющим воздействием по цикловой подаче топлива. При этом предлагается весьма незначительное отклонение режимных параметров двигателя при резком изменении нагрузки от значений в установившемся режиме. В работе [2] рассматривается линейная стационарная модель дизеля как объекта регулирования скорости с учетом особенностей его работы по винтовой характеристике при нескольких фиксированных скоростных режимах и резких изменениях момента нагрузки на валу. В работе [3] рассмотрена математическая модель бензинового автомобильного двигателя внутреннего

сгорания как объекта регулирования скорости с цифровым управлением топливоподачей, учитывающим содержание окиси углерода и азота в отработавших газах. В [4] приведена модель ДВС с усовершенствованной системой воздухообеспечения, предназначенной, в основном, для увеличения воздушного заряда при плавном нарастании момента нагрузки на режимах скоростной характеристики. Отметим, что рассмотренные в работах [1 – 4] математические модели предназначены для решения конкретных задач управления ограниченного класса двигателей внутреннего сгорания, не учитывают случайного характера управляющих и возмущающих воздействий и неприменимы для решения задач диагностики.

В работе [5] предлагается улучшить технико-экологические показатели ДГ за счет коррекции топливоподачи в переходных режимах без использования дополнительного воздухообеспечения, что ограничивает возможности системы при набросах нагрузки. Полученные автором работы [6] результаты малоприменимы для стационарных ДГ, работающих при резких изменениях нагрузки, а применимы, в основном, для тепловозных ДГ, работающих в более благоприятных режимах нагружения.

В известных литературных источниках отсутствует постановка и решение задачи оптимального управления ДГ по трем координатам с целью повышения его технико-экономических и экологических показателей.

Цель статьи – составление системы уравнений движения ДГ и критерия-функционала и получение алгоритма оптимизации управлений объектом на базе принципа максимума.

Известно [7], что систему уравнений движения дизеля с газотурбинным наддувом можно представить следующим образом

$$\begin{aligned} J_k \frac{d\omega_k}{dt} &= M_T - M_k, \\ J \frac{d(\omega + \xi(t))}{dt} &= M_i - M_{\Pi} - M_H, \end{aligned} \quad (1)$$

где J_k – момент инерции вращающихся частей турбокомпрессора; ω_k – угловая скорость ротора турбокомпрессора; ω – угловая скорость вала; $M_T = M_T(\omega, \omega_k, B_{\text{ч}})$ – крутящий момент турбины; $B_{\text{ч}}$ – часовой расход топлива двигателя; $M_k = M_k(Q, \omega_k)$ – момент сопротивления компрессора; J – момент инерции вращающихся частей дизеля; M_i, M_{Π} – соответственно индикаторный момент и момент потерь двигателя; M_H – момент нагрузки на валу дизеля; Q – расход воздуха через компрессор; ξ – девиация угловой скорости коленчатого вала.

Авторами впервые учитывается зависимость M_i и M_{Π} не только от традиционно фигурирующих аргументов $[\omega, \omega_k, B_{\text{ч}}]$, но и от других факторов. В частности при определении M_i учитывается время t и первый коэф-

коэффициент технического состояния K_{ITC} , а при определении M_{II} – второй коэффициент $K_{2\text{TC}}$ технического состояния дизельной установки. Следовательно,

$$M_i = M_i(B_{\text{ч}}, \eta_i, \omega, t, K_{\text{ITC}}), \quad (2)$$

$$M_{\text{II}} = M_{\text{II}}(\omega, K_{2\text{TC}}). \quad (3)$$

При этом K_{ITC} зависит от качества работы топливной системы и газозводушного тракта, компрессии в цилиндрах. Второй же коэффициент $K_{2\text{TC}}$ определяется потерями на насосные хода, вентиляционными потерями, потерями на трение в подшипниках и ЦППГ. Указанные факторы влияют на цилиндрические мощности и равномерность их распределения, что, в конечном счете, отражается на девиации угловой скорости вала. Следовательно,

$$\xi = \xi(t, K_{\text{ITC}}, K_{2\text{TC}}).$$

Поскольку индикаторный момент M_i , зависит от индикаторного к.п.д., а η_i зависит от фазы θ топливоподачи, то систему уравнений (1) можно представить следующим образом

$$\frac{d(\omega + \xi)}{dt} = f_1(\omega, \omega_k, h_p, \theta, Q_{\text{Д}}, M_i), \quad (4)$$

$$\frac{d\omega_k}{dt} = f_2(\omega, \omega_k, h_p, Q_{\text{Д}}),$$

где h_p – выход рейки топливного насоса (топливодозирующего органа) дизеля; $Q_{\text{Д}}$ – расход дополнительного воздуха через компрессор (этот воздух подается из баллонов).

В рамках решаемой задачи величины $h_p, \theta, Q_{\text{Д}}$ являются управляющими воздействиями (управлениями) дизеля, а ω и ω_k – выходными координатами объекта. Отметим, что при оснащении дизеля электронной системой топливоподачи взамен гидромеханической вместо величины h_p может фигурировать другой параметр, связанный с цикловой подачей топлива.

Систему уравнений (4) необходимо преобразовать таким образом, чтобы в одной части уравнения были управления, а в другой – выходные координаты.

$$M_i = K_1 \frac{B_{\text{ч}}}{\omega} \eta_i, \quad (5)$$

где K_1 – коэффициент пропорциональности.

С учетом выводов работы [8]

$$\eta_i = \eta_i(\alpha_y, \omega, \theta), \quad (6)$$

где α_y – коэффициент избытка воздуха.

Согласно работе [7] коэффициент избытка воздуха можно выразить в виде

$$\alpha_y = K_2 \frac{Q}{B_q},$$

где K_2 – коэффициент пропорциональности, а часовой расход топлива

$$B_q = B_q(h_p, \omega) \quad (7)$$

или

$$\frac{B_q}{\omega} = B'(h_p), \quad (8)$$

где B' – расход топлива на единицу частоты вращения.

Величины K_1 и K_2 являются коэффициентами пропорциональности.

Далее для плотности γ воздуха и его расхода в соответствии с [7] запишем

$$\begin{aligned} \gamma &= \gamma(\omega_k), \\ Q &= Q(\omega, \gamma), \end{aligned}$$

в связи с чем $Q = Q(\omega, \omega_k)$.

Зависимость индикаторного к.п.д. (6), взяв (7), (8) и, учитывая наличие Q_D , а также

$$\alpha_y = \alpha_y(\omega, \omega_k, h_p, Q_D), \quad (9)$$

запишем следующим образом

$$\eta_i = \eta_i(\omega, \omega_k, h_p, \theta, Q_D). \quad (10)$$

Тогда из (5), (8), (10) получим

$$M_i = M_i(\omega, \omega_k, h_p, \theta, Q_D). \quad (11)$$

Момент потерь можно считать зависящим только от угловой скорости вала [7, 9], то есть

$$M_{\Pi} = M_{\Pi}(\omega). \quad (12)$$

Тогда из (1), (11) и (12) получим

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} = f_1(\omega, \omega_k, h_p, \theta, Q_D, M_H) &= b_1 + b_2 h_p + b_3 Q_D + b_4 h_p Q_D + b_5 h_p^2 + \\ &+ b_6 Q_D h_p^2 + \beta_1 \theta + \beta_2 h_p \theta + \beta_3 Q_D \theta + \beta_4 \theta^2 + \beta_5 Q_D \theta^2 + \beta_6 h_p \theta^2 \end{aligned} \quad (13)$$

где $b_i = b_i(\omega, \omega_k, M_H, h_p, \theta, Q_D)$; $\beta_i = \beta_i(\omega, \omega_k, M_H, h_p, \theta, Q_D)$; $i = \overline{1,6}$; $M_H = const$; $h_p = h_p(t)$; $Q_D = Q_D(t)$.

Перейдем ко второму уравнению системы (2). Воспользуемся зависимостью температуры газов перед турбиной T_T от α . Согласно [7] и с учетом (9) имеем

$$T_T = T_T(\omega, \omega_k, h_p, Q_D). \quad (14)$$

Кроме того, из [7]

$$M_T = M_T(A), \quad (15)$$

где

$$A = A(Q_D). \quad (16)$$

Из (14), (15), (16) получим следующее равенство:

$$M_T = M_T(\omega, \omega_k, h_p, Q_D). \quad (17)$$

Момент на валу компрессора [7, 9]

$$M_k = M_k(\omega, \omega_k). \quad (18)$$

В конечном счете, из (17) и (18) находим:

$$\frac{d\omega_k}{dt} = f_2(\omega, \omega_k, h_p, Q_D) = b_7 + b_8 Q_D + b_9 Q_D h_p + b_{10} Q_D^2 + b_{11} Q_D^2 h_p + b_{12} h_p. \quad (19)$$

Таким образом, получена математическая модель стационарного ДГ

$$\begin{aligned} \frac{dw}{dt} = & b_1 + b_2 h_p + b_3 Q_D + b_4 h_p Q_D + b_5 h_p^2 + b_6 Q_D h_p^2 + b_1 q + b_2 h_p q + \\ & + \beta_3 Q_D \theta + \beta_4 \theta^2 + \beta_5 Q_D \theta^2 + \beta_6 h_p \theta^2; \end{aligned}$$

$$\frac{d\omega_k}{dt} = b_7 + b_8 Q_D + b_9 Q_D h_p + b_{10} Q_D^2 + b_{11} Q_D^2 h_p + b_{12} h_p.$$

При начальных условиях

$$\omega_{(0)} = \omega_i; \quad (20)$$

$$\omega_{k(0)} = \omega_{ki}. \quad (21)$$

Область допустимых управлений и ограничения

$$t_0 \leq t \leq t_k;$$

$$0 < h_p \leq h_{p_{\max}}; \quad (22)$$

$$0 < Q \leq Q_{D_{\max}}; \quad (23)$$

$$0 < \theta \leq \theta_{\max}. \quad (24)$$

Для математического описания объекта надо задать закон его движения и область управлений U . Допустимым управлением является кусочно-непрерывная функция $U(t)$, $t_0 \leq t \leq t_k$ со значениями в области управлений U , без скачков на концах отрезка $t_0 \leq t \leq t_k$, где она задана. Область управлений в случае стационарного дизеля представляет собой параллелепипед со сторонами a_1 (на оси Q_D), a_2 (на оси h_p) и a_3 (на оси θ).

Требования малых провалов частоты вращения и длительности переходного процесса, с одной стороны, низкого расхода топлива, с другой стороны, и ограниченные дымность и содержание вредных токсичных компо-

нентов в отработавших газах двигателя, - с третьей являются противоречивыми. В связи с этим критерий качества управления может быть различным. Применительно к рассматриваемому случаю можно отметить, что необходимо минимизировать по модулю как положительные, так и отрицательные отклонения угловой скорости вала от заданного значения, особенно большие по абсолютной величине. Кроме того, необходимо снизить в особенности большие расходы топлива и близкие к допустимым нормам значения токсичности отработавших газов. Поэтому представляется целесообразным и оправданным введение в критерий качества квадратов указанных показателей. Сам же этот критерий можно представить в виде аддитивного функционала.

$$I = \int_{t_0}^{t_k} \left\{ [(\omega_n - \omega(t))]^2 + \lambda_1 h_p^2(t) + \lambda_2 v^2 \right\} dt,$$

где t_0 – момент начала переходного процесса; t_k – момент окончания переходного процесса; ω_n – номинальная угловая скорость вала; $\omega(t)$ – текущая угловая скорость в переходном режиме дизеля; $h_p(t)$ – текущее значение выхода рейки топливного насоса; v – количество токсичных выбросов в отработавших газах дизеля; λ_1 и λ_2 – весовые коэффициенты.

Задачей оптимального управления является отыскание управлений $h_p(t)$, $Q_g(t)$ и $\theta(t)$ из области допустимых управлений U , переводящих объект регулирования из начального состояния X_0 в конечное состояние X_1 в течение времени $[t_0, t_k]$ и минимизирующее критерий-функционал.

Для оптимальности (в смысле минимума критерия-функционала) процесса $h_p(t)$, $Q_g(t)$, $\theta(t)$, $t_0 \leq t \leq t_1$, необходимо существование такой константы $\psi \leq 0$ и такого нетривиального решения $\psi(t)$, $t_0 \leq t \leq t_1$ системы

$$\frac{d\psi}{dt} = - \frac{dH[\psi, X(t), h_p(t), Q_g(t), \theta(t)]}{dX_i}, \quad i = 1, n,$$

для любого момента t , являющегося точкой непрерывности уравнения $h_p(t)$, $Q_g(t)$, $\theta(t)$, выполнено условие максимума.

$$\max H[\psi(t), x(t), h_p(t), \theta(t), Q_d(t)] \equiv 0, \quad t_0 \leq t \leq t_1, \quad h_p, \theta, Q_d \in U \quad (25)$$

$$\max H(\psi, X, h_p, Q, \theta) = \sum_{i=0}^n \psi_i f_i(X, h_p, Q_d, \theta) \quad (26)$$

ψ_i – сопряженная переменная; f_i – уравнение движения объекта регулирования; H – гамильтониан (оператор набла); n – количество уравнений объекта регулирования.

Условие равенства нулю максимума гамильтониана (26) справедливо для рассматриваемого объекта регулирования, так как система уравнений инва-

риантна во времени, время окончания переходного процесса не задано и подынтегральная функция критерия – функционала инвариантна во времени. Тогда выражение для гамильтониана имеет такую форму

$$\begin{aligned}
 H\{\psi(t), x(t), h_p(t), Q_D(t), \theta(t)\} = & \psi_0 f_0(x, u) + \psi_1 [b_1 + b_2 h(p) + b_3 Q_D(t) + \\
 & + b_4 Q_D(t) h_p(t) + b_5 h_p^2 + b_6 Q_D(t) h_p^2(t)] + \psi_2 [b_7 + b_8 Q_D(t) + \\
 & + b_9 Q_D(t) h_p(t) + b_{10} Q_D(t) + b_{11} Q_D^2(t) h_p(t) + b_{12} h_p] + \\
 & + \psi_3 [\beta_1 \theta(t) + \beta_2 h_p(t) \theta(t) + \beta_3 Q_D(t) \beta_4 \theta^2(t) + \beta_5 Q_D(t) \theta^2(t) + \\
 & + \beta_5 Q_D(t) \theta^2(t) + \beta_6 Q_D(t) \theta^2(t)]
 \end{aligned} \tag{27}$$

где f_0 – подынтегральная функция критерия-функционала; u – управление.

В уравнении (27) кроме управлений $h_p(t), Q_g(t)$ и $\theta(t)$, неизвестными являются также $\psi_1(t)$ и $\psi_2(t)$, так как сопряженное уравнение

$$\frac{d\psi_i}{dt} = - \sum \frac{\partial f_k}{\partial x_i} \psi_k, \quad (i = \overline{0, n}; t_0 < t < t_1)$$

однородно относительно и можно произвольным образом выбрать константу в выражении:

$$\psi_0(t) = const \leq 0, \quad (t_0 \leq t \leq t_1).$$

Принимаем $\psi(t) = -1$ [7,9].

Для решения уравнения (27) относительно неизвестных $\psi_1(t), \psi_2(t)$ и $\psi_3(t)$ и получения уравнений, из которых можно найти квазиоптимальные величины $h_p(t), Q_g(t)$ и $\theta(t)$, воспользуемся следующим положением принципа максимума: если точка $u(t)$ является внутренней точкой области управления u , то для выполнения условия максимума гамильтониана (26) необходимо равенство нулю следующих частных производных:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial H[\psi(t), x(t), h_p(t), Q_D(t), \theta(t)]}{\partial h_p} &= 0; \\
 \frac{\partial H[\psi(t), x(t), h_p(t), Q_D(t), \theta(t)]}{\partial Q_D} &= 0; \\
 \frac{\partial H[\psi(t), x(t), h_p(t), Q_D(t), \theta(t)]}{\partial \theta} &= 0.
 \end{aligned} \tag{28}$$

Систему уравнений (28) с учетом (27) представим в виде:

$$\frac{\partial H [y(t), x(t), h_p(t), Q_D(t), q(t)]}{\partial h_p} =$$

$$\begin{aligned}
&= y_0 \frac{\partial f_0(x, u)}{\partial h_p} + y_1(t) [b_2 + b_4 Q_D(t) + 2b_5 h_p(t) + b_6 Q_D(t) h_p(t)] + \\
&+ y_2(t) [b_9 Q_D(t) + b_{11} Q_D^2(t) + b_{12}] + y_3(t) [b_2 q(t) + b_6 q^2(t)] = 0; \\
\frac{\partial H[y(t), x(t), h_p(t), Q_D(t), q(t)]}{\partial Q_D} &= \\
&= y_0 \frac{\partial f_0(x, u)}{\partial Q_D} + y_1(t) [b_3 + b_4 h_p(t) + b_6 h_p^2(t)] + \\
&+ y_2(t) [b_8 + b_9 h_p(t) + 2b_{10} Q_D(t) + 2b_{11} h_p Q_D] + y_3(t) [b_3 q(t) + b_5 q^2(t)] = 0; \\
\frac{\partial H[y(t), x(t), h_p(t), Q_D(t), q(t)]}{\partial q} &= \\
&= y_0 \frac{\partial f_0(x, u)}{\partial t} + y_3(t) [b_1 + b_2 h_p(t) + b_3 Q_D(t) + 2b_4 q(t) + \\
&+ 2b_5 Q_D q(t) + 2b_6 h_p(t) q(t)] = 0. \tag{29}
\end{aligned}$$

Уравнение (27) и система (29) образуют систему 4 уравнений, которые надо решать относительно трех неизвестных $\psi_1(t)$, $\psi_2(t)$, $\psi_3(t)$. В результате получим некоторую функцию вида

$$F[x(t), h_p(t), Q_D(t), \theta(t)] = 0. \tag{30}$$

Это равенство определяет необходимое условие оптимальности управления.

Поскольку приращения момента M_H нагрузки, вызывающие переходный процесс, различны по величине, а основные показатели рабочего процесса дизеля (мощность, частота вращения и др.) во время переходного процесса зависят от времени, то и оптимальные управляющие воздействия должны быть функциями момента нагрузки и времени, т.е. $h_p = h_p(t, M_H)$; $Q_D = Q_D(t, M_H)$; $\theta = \theta(t, M_H)$. Координаты точки состояний объекта регулирования $x(t)$ определяются значениями $\omega(t)$ и $\omega_k(t)$. С учетом этого выражение (30) можно записать следующим образом

$$F[\omega(t), \omega_k(t), h_p(t, M_H), Q_D(t, M_H), \theta(t, M_H), M_H] = 0 \tag{31}$$

Решение этого уравнения является решением задачи оптимального управления.

Выводы. В статье синтезирована математическая модель ДГ как объекта регулирования скорости, базирующаяся на линеаризованных уравнениях движения объекта, получен аддитивный критерий-функционал, учитываю-

ший основные показатели ДГ, и предложен алгоритм оптимизации вектора управлений по принципу максимума Понтрягина.

Список литературы: 1. *Марченко А.П.* Двигуни внутрішнього згоряння / *А.П. Марченко*. – Харків: Прапор, 2004. – 364 с. т. 1. 2. *До Дык Лью.* Построение моделей для управления оптимальным режимом работы судового комплекса / *До Дык Лью, Май Ван Чинь* / *Двигателестроение*. – 2007. – № 1. – С. 39 – 40. 3. *Котиков Ю.Г.* Цифровые системы автоматического управления силовыми установками автомобилей с дизельными двигателями (обзор) / *Ю.Г. Котиков, А.Э. Горев, Н.М. Блякинштейн* / *Двигателестроение*. – 1985. – № 4. – С. 29–31. 4. *Агафонов А.Н.* Экспериментальные исследования работы ДВС с усовершенствованной системой воздухообеспечения / *А.Н. Агафонов, И.В. Слесаренко, В.Н. Груздь* [и др] / *Двигателестроение*. – 2007. – № 2. – С. 11–16. 5. *Мельдзин Н.Х.* Повышение качества управления дизель-генератором применением двухконтурной системы управления: автореф., дис. на соискание уч. степени канд. техн. наук: спец. 05.04.02 «Тепловые двигатели» / *Н.Х. Мельдзин*. – М.: 1998. – 19с. 6. *Долгих И.Д.* Разработка систем автоматического непрерывно-дискретного регулирования транспортных дизелей: автореф., дис. на соискание уч. степени д-ра техн. наук: спец. 05.04.02 «Тепловые двигатели» / *И.Д. Долгих*. – Харьков, 1993.- 47с. 7. *Дмитриенко В.Д.* Синтез оптимальных регуляторов для повышения технико-экономических показателей турбопоршневых двигателей: автореф. дис. на соискание уч. степени канд. техн. наук: спец. 05.13.05 «Элементы и технические средства управления и регулирования» / *В. Д. Дмитриенко*. – Харьков, 1975. –24 с. 8. Модели процессов в информационно-измерительных системах для управления и диагностики дизелей / *А.Н. Борисенко* / *Вестник Национального технического университета «ХПИ»*. – 2004. – № 17. – С. 7–12. 9. *Погребняк В.В.* Разработка и исследование устройств для дополнительного разгона агрегатов наддува в переходном процессе тепловозных дизелей и автоматизированных дизель-генераторов: дис. канд. техн. наук: 05.04.02 / *В.В. Погребняк*. – Харьков, 1971. – 241 с.

Статья представлена д.т.н. проф. НТУ «ХПИ» Рогачевым А.И.

Поступила в редакцию 11.03.2010

К.К. ЧЕРНЫШЕВА, аспирант НТУ "ХПИ"

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА В ЦЕЛЯХ КОНТРОЛЯ КОРРОЗИОННЫХ ПРОЦЕССОВ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПОДЗЕМНЫХ СООРУЖЕНИЙ

В статті розглянуто досвід застосування методу вимірювання електричного потенціалу з метою визначення корозійного стану магістральних трубопроводів нафти та газу. Наведено результати дослідження на основі даного методу вимірювання.

Application experience of the electrical potential measurement method in purpose of the control of oil and gas pipelines corrosion condition is described. Research results of measurement method are presented.

Постановка проблеми. В настоящее время существует ряд методов определения коррозионного состояния металлических подземных сооружений. Однако им присущи такие недостатки, как малая точность и низкая достоверность. Данная статья описывает практическую реализацию метода измерения электрического потенциала, которому эти недостатки присущи в меньшей степени.

Анализ литературы. Общие вопросы, посвященные методам определения коррозионного состояния металлических подземных сооружений, рассмотрены в [1-10]. На основе метода измерения электрического потенциала, проанализированного ранее в работах [1-10], создана макетная установка, позволяющая судить об эффективности данного метода для контроля металлических подземных сооружений, а именно магистральных трубопроводов нефти и газа.

Цель статьи – исследование коррозионного состояния металлических подземных сооружений методом измерения электрического потенциала. Рассмотрение возможностей практического применения метода, анализ его эффективности.

Созданная макетная установка на основе метода измерения электрического потенциала представляет собой:

- образцы металлических конструкций, помещенных в определенную среду, свойства которой близки к свойствам сред, в которых пролегают магистральные трубопроводы;
- устройство, осуществляющее измерение электрического потенциала на основе вышеуказанного метода.

Исследуемые образцы металлических конструкций обладают разными степенями коррозионного износа. Образцы пронумерованы и помещены в замкнутый гидроизолированный объем, заполненный грунтом. Все образцы

имеют одинаковую геометрическую форму, расположены равноудаленно от заземлителя.

Первый исследуемый образец не изолирован, имеет значительные коррозионные повреждения, второй образец частично изолирован в соответствии с [11]. Третий образец наполовину изолирован вдоль продольной оси образца, неизолированная поверхность в значительной степени коррозионно повреждена. Четвертый исследуемый образец полностью изолирован в соответствии с [11]. Образцы, близко к торцам, закреплены параллельно с помощью изоляционного материала и образуют собой механически устойчивую единую конструкцию. К образцам прикреплены сваркой металлические выводы из того же материала. Влажность грунта поддерживается по результатам измерения сопротивления между двумя удаленными электродами, и по расчетам. Блок схема устройства приведена на рис. 1.

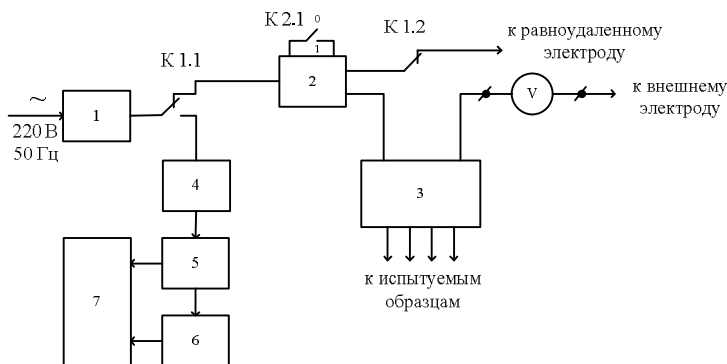


Рис. 1. Блок схема устройства

Узел питания 1 содержит понижающий двухобмоточный трансформатор напряжения, двухполупериодный выпрямитель и конденсатор фильтра. Выходное напряжение узла питания составляет 27 В постоянного тока. Выходное напряжение узла питания 1 поступает на подвижный контакт переключателя режима работы K1.1. В верхнем по схеме положении переключателя K1.1 27 В постоянного тока поступает на узел источника тока 2. Источник тока 2 имеет две фиксированные уставки тока 10 мА и 30 мА. В положении 0 переключателя K2.1 величина тока составляет 10 мА, в положении 1 - 30 мА. Выходная цепь А источника тока 2 через контакты переключателя K1.2 подсоединяется к равноудаленному электроду. Контакты переключателя K1.2 разрывают цепи протекания тока при измерении электрического остаточного потенциала. Выходная цепь В источника тока соединена с узлом герконовых реле 3. В зависимости от положения внешнего галетного переключателя контакты герконовых реле подсоединяют исследуемые образцы к источнику тока и внешнему цифровому вольтметру. Цепи катушек герконовых реле подключены к светодиодам разных цветов, соответствующим разным исследуе-

мым образцам. В нижнем по схеме положении контактов переключателя К1.1 выходное напряжение узла питания 1 подается на вход стабилизатора напряжения 4. Выходное напряжение 12 В стабилизатора 4 запитывает цепи интегрального таймера 5 с выдержкой времени 5 сек. По истечении 5 сек. таймер 5 подает питание на цепи таймера 6 с выдержкой времени 25 сек. Общая выдержка времени составляет 30 сек. Узел сигнализации 7 с двумя сверхяркими светодиодами разных цветов сигнализируют о срабатывании таймеров. При загорании светодиодов оператор снимает показания внешнего цифрового вольтметра V , включенного между исследуемым образцом (через контакт герконового реле) и внешнего электрода. Внешний электрод находится на поверхности грунта и равноудален от исследуемых образцов. Данные, полученные с внешнего электрода, представлены в табл. 1. По результатам измерений, приведенных в табл. 1, можно сделать вывод, что электрический остаточный потенциал отображает состояние изоляции исследуемых образцов.

Наименьшим электрическим остаточным потенциалом в 0,41 В обладает образец 1 (с максимальной степенью коррозионного износа). У образцов 2 и 3, с более качественной изоляцией, значение электрического остаточного потенциала выше и составляет от 0,50 В до 0,67 В. Полностью изолированный образец 4 имеет максимальное значение электрического остаточного потенциала, равное 0,93 В.

Осциллограммы переходных процессов поляризации образцов приведены на рис. 2. Расшифровка осциллограмм приведена на рис. 3.

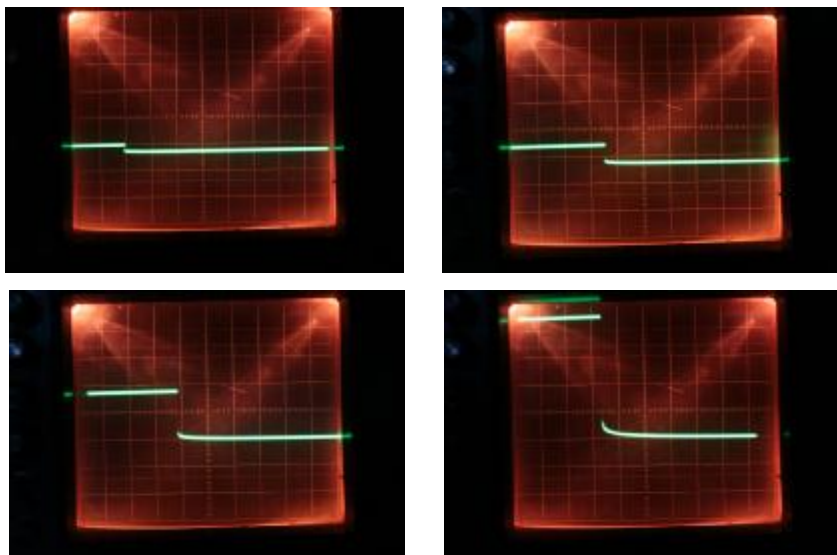


Рис. 2. Осциллограммы переходных процессов поляризации образцов 1, 2, 3, 4

Таблица 1

№	Состояние образца	Состояние грунта	Данные, полученные с внешнего электрода		
			V , В при $I=10\text{мА}$	$V_{\text{ост.}}$, В 5 сек	$V_{\text{ост.}}$, В 30 сек
1	Первый образец (не изолирован, имеет значительные коррозионные повреждения)	Сухой грунт (влажность грунта 5%)	5,75	0,60	0,57
		Влажность грунта 20%	0,76	0,41	0,38
		Влажность грунта 20%, (данные через 60 мин после смачивания грунта)	0,79	0,39	0,37
		Повтор	0,80	0,40	0,39
2	Второй образец (частично изолирован)	Сухой грунт (влажность грунта 5%)	2,51	0,54	0,51
		Влажность грунта 20%	1,15	0,50	0,47
		Влажность грунта 20%, (данные через 60 мин после смачивания грунта)	1,12	0,47	0,45
		Повтор	1,15	0,50	0,47
3	Третий образец (наполовину изолирован вдоль продольной оси, неизолированная поверхность коррозионно повреждена)	Сухой грунт (влажность грунта 5%)	4,48	0,56	0,53
		Влажность грунта 20%	1,92	0,67	0,61
		Влажность грунта 20%, (данные через 60 мин после смачивания грунта)	1,80	0,56	0,52
		Повтор	1,92	0,78	0,74
4	Четвертый образец (полностью изолирован)	Сухой грунт (влажность грунта 5%)	Невозможно создать требуемый ток		
		Влажность грунта 20%	2,93	0,83	0,76
		Влажность грунта 20%, (данные через 60 мин после смачивания грунта)	3,04	0,81	0,75
		Повтор	3,13	0,93	0,87

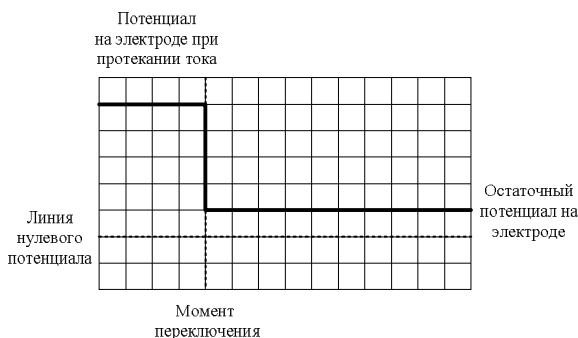


Рис. 3. Расшифровка осциллограмм

Осциллограф был подсоединен вместо цифрового вольтметра для визуализации процессов поляризации. Осциллограммы снимались в процессе размыкания токовой цепи при помощи переключателя К1.1. Для создания одинакового тока в цепи образца с лучшей изоляцией требуется большее напряжение. Осциллограммы однозначно позволяют сделать вывод о качестве изоляции испытуемого образца.

Выводы. Данные измерения обладают высокой повторяемостью и свидетельствуют об эффективности метода. Однако в дальнейшем необходимо провести оценку метода измерения электрического потенциала в условиях воздействия блуждающих токов.

Список літератури: 1. *Забара В.Ф., Блохин В.И.* / Анализ схем измерения поляризационного потенциала. // Практика противокоррозионной защиты. – 2003 - №1(27), с. 40-44. 2. *Забара В.Ф., Блохин В.И.* / Измерения величины поляризационного потенциала методом выключения и переключения. // Практика противокоррозионной защиты. – 2002. - №3(25), с. 55-60. 3. *Фрейман Л.И. и др.* / Дополнение к сравнительному анализу методов измерений поляризационного потенциала. // Практика противокоррозионной защиты. – 2002 - №1(23), с. 50-60. 4. *Рябов В.С.* / Еще раз об измерении поляризационного потенциала на защищенных с помощью ЭЗУ стальных подземных трубопроводах. // Практика противокоррозионной защиты. – 2001 - №2(20), с. 58-60. 5. *Киченко С.Б.* / Результаты выявления связи между параметрами электрических измерений и реальным состоянием изоляционного покрытия металла подземных трубопроводов. // Практика противокоррозионной защиты. – 2001 - №1(19) - 2001, с. 30-38. 6. *Киченко С.Б.* / Об одном из методов оценки степени опасности локальных дефектов на поверхности трубопровода. // Практика противокоррозионной защиты. – 2001 - №1(19), с. 47-51. 7. *Глазов Н.П. и др.* / Об измерениях поляризационного потенциала на подземных стальных трубопроводах. // Практика противокоррозионной защиты. – №2, 2000, с. 24-29. 8. *Забара В.Ф.* / Вимірювання поляризационного потенціалу. // Нафтогазова промисловість. – 1997: №2, с. 40-41. 9. *Забара В.Ф., Соколов А.С., Забара А.В.* / Расчет и измерение потенциалов трубопроводов. – Харьков, Изд. «Харків» 1992, - 131 с. 10. *Джола Р.М.* / Методи і засоби електромагнітних обстежень захисту від корозії підземних трубопроводів. // Дис. д-ра. техн. наук: 05.11.16 – Львів, 2002, 365с. 11. *ДСТУ 9.602-2005* Единая система защиты от коррозии и старения. Сооружения подземные. Общие требования к защите от коррозии. Введен 01.01.2007. - М.: Изд-во стандартов, 1989.–35с.

Статья представлена д.т.н. проф. НТУ «ХПИ» Кондрашовым С.И.

Поступила редакцию 29.03.2010

В.Н. ЧИНКОВ, д-р техн. наук, проф. НТУ "ХПИ"
Ю.А. ГАВРИКОВА, студентка НТУ "ХПИ"

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЕ-ЧАСТОТА

В статті розглянуто метод вимірювання середньоквадратичного значення амплітудно-модульованного сигналу з проміжним перетворенням напруга-частота. Проаналізовано заводо-захищеність даного методу. Проведено оцінку похибки вимірювання, обумовленої наявністю завод. Показана структурна схема.

In article method of measurement root-mean-square values of the peak-modulated signal with preliminary transformation a voltage-frequency is considered. The noise immunity of the given method is analysed. The estimation of an error of the measurements brought by hindrances is made. The block diagramme is shown.

Амплитудно-модулированные (АМ) сигналы как носители информации чрезвычайно широко используются в различных областях науки и техники, в частности, в радиотехнике, связи, системах управления и во многих специальных радиоэлектронных устройствах.

Одной из основных тенденций развития радиоэлектронных систем, использующих АМ сигналы, является непрерывное совершенствование их качественных показателей. В значительной мере оно достигается за счет повышения требований к параметрам АМ сигналов и снижения уровня искажений, вносимых трактами их формирования, передачи и обработки. Необходимость метрологического обеспечения разработки, производства и эксплуатации радиоэлектронных систем определяет круг задач по измерению параметров АМ сигналов [1]. Одним из важных параметров АМ сигналов является их среднеквадратическое значение (СКЗ). На сегодняшний день известны различные методы измерения данной характеристики, однако они не обеспечивают необходимый уровень помехозащищенности [2].

Целью данной статьи является исследование помехозащищенного метода измерения СКЗ АМ сигналов, основанного на предварительном преобразовании напряжение-частота. Рассмотрим данный метод.

Выражение для АМ сигнала запишем в следующем виде

$$u(t) = u_M(t) \sin \omega t,$$

где $u_M(t)$ – сигнал огибающей или модулирующий сигнал с периодом T_M ;
 T, f – период и частота несущей;

$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$ – круговая частота несущей, начальная фаза которой без потери общности принята равной нулю.

Модуль АМ сигнала

$$|u(t)| = u_M(t) |\sin \omega t|$$

преобразуем в пропорциональную частоту следования импульсов

$$f(t) = k_f u_M(t) |\sin \omega t|,$$

где k_f – коэффициент преобразования напряжения в частоту

Частоту $f(t)$ проинтегрируем за интервал усреднения, равный половине q -го периода несущей частоты, и получим количество импульсов

$$N_q = \int_{t_q}^{t_q + \frac{T}{2}} f(t) dt = k_f \int_{t_q}^{t_q + \frac{T}{2}} u_M(t) |\sin \omega t| dt.$$

Учитывая, что в q -м полупериоде несущей $u_M(t_q) \equiv U_q$, т.е. имеет строго определенное значение, равное амплитуде несущей, получим

$$N_q = k_f U_q \int_{t_q}^{t_q + \frac{T}{2}} |\sin \omega t| dt = k_f U_q \frac{2}{\omega} = \frac{k_f T}{\pi} U_q, \quad (1)$$

Из выражения (1) находим амплитуду несущей частоты в q -м полупериоде АМ сигнала

$$U_q = \frac{\pi}{k_f T} N_q = \frac{\pi f}{k_f} N_q,$$

Зная амплитуды несущей за период огибающей T_M , определим СКЗ амплитудно-модулированного сигнала

$$U_{AM} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{q=1}^n U_q^2} = \frac{\pi f}{k_f \sqrt{n}} \sqrt{\sum_{q=1}^n N_q^2} = K_{AM} \sqrt{\sum_{q=1}^n N_q^2},$$

где $K_{AM} = \frac{\pi f}{k_f \sqrt{n}}$ – коэффициент пропорциональности;

$n = \frac{2T_M}{T}$ – число отсчетов или кодов мгновенных значений АМ сигнала за период огибающей.

Рассмотренный метод может быть реализован различными структурными схемами, которые будут отличаться набором необходимых функциональных блоков и структурных связей между ними. Один из возможных вариантов упрощенной структурной схемы показан на рис 1.

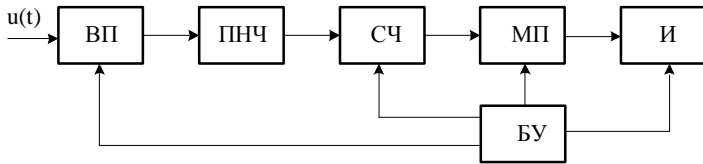


Рис.1 Структурная схема реализации метода измерения СКЗ АМ сигнала с промежуточным преобразованием напряжение-частота

АМ сигнал поступает на вход выпрямителя ВП, где образуется его модуль, который поступает на вход преобразователя напряжения в частоту (ПНЧ). В ПНЧ модуль сигнала $|u(t)|$ преобразуется в пропорциональную частоту следования импульсов, поступающие на вход счетчика СЧ. В данном случае реализуется n тактов интегрирования, в каждом из которых согласно выражению (1) определяется код N_q , пропорциональный амплитуде несущей U_q . В свою очередь, каждое значение кода N_q возводится в микропроцессоре МП в квадрат и суммируется с квадратами предыдущих значений кодов N_q . По окончании n тактов интегрирования из кода суммы $\sum_{q=1}^n N_q^2$ извлекается квадратный корень, а результат домножается на коэффициент K_{AM} , который определяется и запоминается в блоке МП. Результат измерения СКЗ АМ сигнала U_{AM} отображается в блоке индикации И.

Разработанный метод измерения среднеквадратического значения АМ сигнала имеет высокую помехозащищенность. Покажем это.

Представим исследуемый сигнал суммой АМ сигнала и стационарной аддитивной помехи:

$$u(t) = u_M(t) \sin \omega t + \xi(t),$$

где $\xi(t)$ – стационарная аддитивная помеха, присутствующая во входном сигнале $u(t)$.

Тогда в результат измерения величины N_q , определяемый соотношении

$$\text{ем (1), вносится погрешность } \Delta N_q = k_f \int_{t_q}^{t_q + \frac{\pi}{2}} \xi(t) dt.$$

Вычислим дисперсию этой погрешности:

$$\langle (N_q)^2 \rangle = k_f^2 \int_{t_q}^{t_q + \frac{\pi}{2}} \int_{t_q}^{t_q + \frac{\pi}{2}} \langle \xi(t) \xi(t') \rangle dt dt' = k_f^2 \int_{t_q}^{t_q + \frac{\pi}{2}} \int_{t_q}^{t_q + \frac{\pi}{2}} \sigma_\xi^2 r(t-t') dt dt' =$$

$$= k_f^2 \sigma_f^2 \int_{t_q}^{t_q + \frac{\pi}{2}} \int r(t-t') dt dt' = k_f^2 \sigma_\xi^2 \frac{T}{2} \int_0^{\frac{T}{2}} r(t) dt \approx k_f^2 \sigma_\xi^2 \frac{T}{2} \tau_\xi$$

Данное выражение представим в виде

$$\langle (N_q)^2 \rangle = k_f^2 \int_{t_q}^{t_q + \frac{\pi}{2}} \int \sigma_\xi^2 r(t-t') dt dt' = k_f^2 \sigma_\xi^2 \iint_{t_q}^{t_q + \frac{\pi}{2}} r(t-t') dt dt',$$

где $\langle \rangle$ – знак усреднения по ансамблю сигналов помехи $\xi(t)$; σ_ξ^2 – дисперсия помехи; $r(t-t')$ – нормированная корреляционная функция, $r(0) = 1$.

После вычислений получим

$$\langle (N_q)^2 \rangle = k_f^2 \sigma_\xi^2 \frac{T}{2} \int_0^{\frac{T}{2}} \int r(t) dt \approx k_f^2 \sigma_\xi^2 \frac{T}{2} \tau_\xi,$$

где τ_ξ – время корреляции помехи.

Находим относительное значение среднеквадратической погрешности, вносимой помехами при измерении q -го значения огибающей, по формуле

$$\delta N_q = \frac{\sqrt{\langle (\Delta N_q)^2 \rangle}}{N_q} = \frac{\sigma_\xi}{U_g} \frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\tau_\xi}{T}} \approx 2.22 \frac{\sigma_\xi}{U_q} \sqrt{\frac{\tau_\xi}{T}}, \quad (2)$$

Из соотношения (2) следует, что относительное значение СКЗ погрешности, вносимой помехами, при измерении q -го значения амплитуды огибающей, будет уменьшаться с увеличением широкополосности помехи, т. е. при выполнении условия $\tau_\xi \ll T$.

Таким образом, в статье предложен и исследован метод измерения СКЗ АМ сигнала в звуковом, низком и инфранизком диапазонах частот с предварительным преобразованием исходного сигнала в пропорциональную частоту следования импульсов и последующим интегрированием полученной частоты в интервале усреднения, равном полупериоду несущей АМ сигнала, что обеспечивает повышение помехозащищенности измерений.

Список литературы. 1. Кузнецов В.А., Долгов В.А., Коневских В.М. и др. Измерения в электронике: Справочник Энергоатомиздат, 1987.- 512 с. **2.** Попков В.С., Желбанов И.Н. Измерение среднеквадратичного значения напряжения. Энергоатомиздат, 1987.

Поступила в редколлегию 10.03.10

В.Н. ЧИНКОВ, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»
В.С. РАСТЯПИНА, студентка НТУ «ХПИ»

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ МЕТОД ТРЕХФАЗНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ МОЩНОСТИ В ПОСТОЯННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

У статті розглянутий та проаналізований цифроаналоговий метод трифазного перетворення активної потужності промислової частоти в постійну напругу, а також наведена структурна схема його апаратної реалізації.

In article is considered and analyzed digital-analog method of the three-phase transformation to active power in constant voltage, as well as is citing block diagram its device to realization.

Постановка задачи. Одной из основных физических величин является электрическая мощность, поэтому измерение мощности занимает важное место в электроэнергетике, энергомашиностроении, электрометаллургии, магнитометрии и в ряде других областей современной науки и техники. Известны различные методы измерения мощности [1,2].

Большинство этих методов предназначено для измерения мощности в цепях синусоидального тока. Однако в основном необходимо измерение активной мощности в цепях несинусоидального тока. Возрастают требования и к повышению точности измерения мощности.

Цель статьи заключается в разработке и исследовании цифроаналогового метода трехфазного преобразования активной мощности в постоянное напряжение в области промышленных частот, более совершенного по сравнению с известными методами.

Цифроаналоговый метод преобразования мощности. Функциональная схема трехфазного преобразователя активной мощности в постоянное напряжение приведена на рис.1. Трехфазный преобразователь содержит два однофазных преобразователя мощность-напряжение [3], включенных по известной схеме измерения активной мощности трехфазного приемника двумя ваттметрами [4]. Входы сумматоров Σ_1 и Σ_2 , зашунтированные прецизионными резисторами R_{01} и R_{02} , соединяются с зажимами вторичных обмоток трансформаторов тока $ТТ_A$ и $ТТ_C$. Выходные напряжения сумматоров, ЦАП₁ и ЦАП₂ подаются на входы компараторов Комп₁ и Комп₂. В зависимости от знака выходного напряжения компаратора запускается один из блокинг-генераторов БГ. Выходные импульсы БГ поступают на реверсивные счетчики РСИ₁ и РСИ₂, которые управляют разрядными ключами ЦАП₁, ЦАП₂ и цифровых делителей напряжения ЦДН₁, ЦДН₂. На входы ЦДН₁ и ЦДН₂ через понижающие трансформаторы T_1 и T_2 подаются соответствующие линейные напряжения (U_{AB} и U_{CB}) трансформатора напряжения ТН. Выходные напряжения ЦДН₁ и ЦДН₂ суммируются с помощью сумматора Σ_3 . Сумма этих

напряжений подается на вход фильтра низких частот ФНЧ, который выделяет постоянную составляющую напряжения, пропорциональную активной мощности трехфазного приемника.

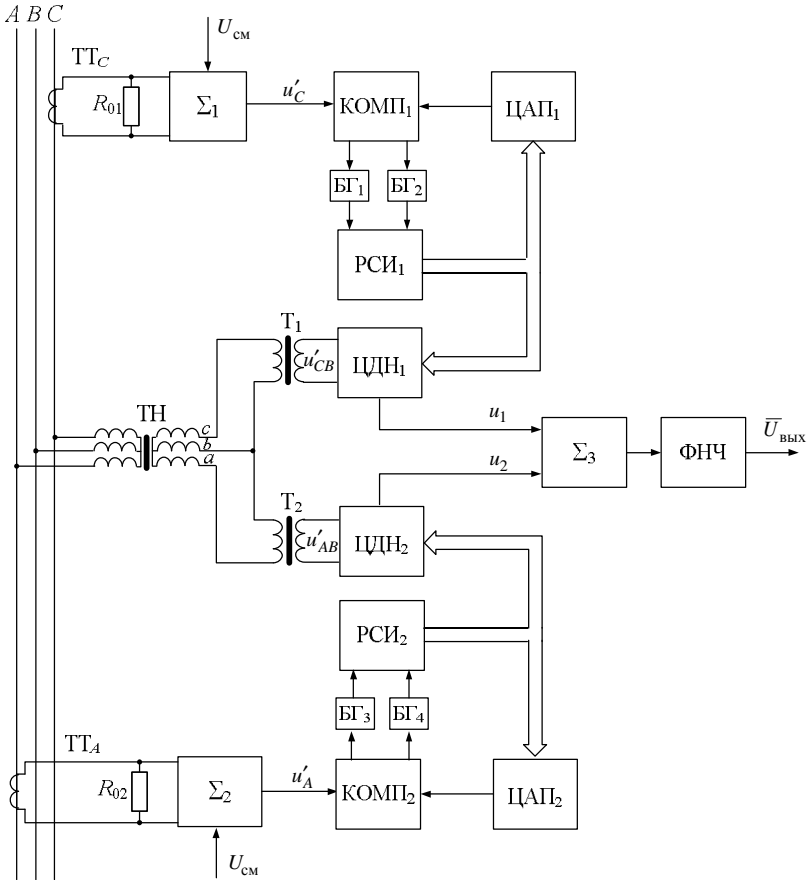


Рис. . Структурная схема цифроаналогового трехфазного преобразователя активной мощности в постоянное напряжение

Уравнения входных напряжений запишем для трехфазной симметричной системы. Входные напряжения comparаторов:

$$u'_A = K_{y2} \left[\frac{R_{02} I_{mA}}{n_{TA}} \sin(\omega t - \varphi) + U_{cm} \right]; \quad (1)$$

$$u'_C = K_{o1} \left[\frac{R_{01} I_{mC}}{n_{TC}} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + U_{ni} \right], \quad (2)$$

где I_{mA} , $I_{m\tilde{N}}$ – амплитудные значения линейных токов; U_{cm} – напряжение смещения; φ – фазовый сдвиг между фазным напряжением и фазным током; R_{01} , R_{02} – прецизионные сопротивления, причем $R_{01} = R_{02} = R_0$; n_{TA} , n_{TC} – коэффициенты трансформации трансформаторов тока, включенных в фазы A и C соответственно; K_{y1} , K_{y2} – коэффициенты усиления сумматоров Σ_1 и Σ_2 .

Входными напряжениями цифровых делителей напряжения ЦДН₁ и ЦДН₂ являются:

$$u'_{AB} = \frac{U_{mAB}}{n_{HAB}n_{T2}} \sin\left(\omega t + \frac{p}{6}\right); \quad (3)$$

$$u'_{CB} = \frac{U_{mCB}}{n_{HCB}n_{T1}} \sin\left(\omega t + \frac{p}{2}\right), \quad (4)$$

где U_{mAB} , U_{mCB} – амплитудные значения линейных напряжений сети; n_{HAB} , n_{HCB} – коэффициенты трансформации трансформаторов напряжения ТН; n_{T1} , n_{T2} – коэффициенты трансформации понижающих трансформатора T_1 и T_2 .

Выходные напряжения цифровых делителей напряжения ЦДН₁ и ЦДН₂, если пренебречь ступенчатым характером кривых, можно представить на основании выражений (1) – (4) в следующем виде:

$$\begin{aligned} u_1 &= \left[\frac{R_0 I_{mC}}{n_{TC}} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) + U_{cm} \right] K_{y1} K_{ц1} K_{п1} \frac{U_{mCB}}{n_{HCB}n_{T1}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = \\ &= a_1 I_C U_{CB} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right) - a_1 I_C U_{CB} \cos\left(2\omega t + \frac{7\pi}{6} - \varphi\right) + b_1 U_{mCB} U_{cm} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right); \quad (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_2 &= \left[\frac{R_0 I_{mA}}{n_{TA}} \sin(\omega t - \varphi) + U_{cm} \right] K_{y2} K_{ц2} K_{п2} \frac{U_{mAB}}{n_{HAB}n_{T2}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) = \\ &= a_2 I_A U_{AB} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi\right) - a_2 I_A U_{AB} \cos\left(2\omega t + \frac{\pi}{6} - \varphi\right) + b_2 U_{mAB} U_{cm} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (6) \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{R_0 K_{y1} K_{ц1} K_{п1}}{n_{TC} n_{HCB} n_{T1}}; & a_2 &= \frac{R_0 K_{y2} K_{ц2} K_{п2}}{n_{TA} n_{HAB} n_{T2}}; \\ b_1 &= \frac{K_{y1} K_{ц1} K_{п1}}{n_{HCB} n_{T1}}; & b_2 &= \frac{K_{y2} K_{ц2} K_{п2}}{n_{HAB} n_{T2}}; \end{aligned}$$

$K_{ц1}$, $K_{ц2}$ – коэффициенты передачи цифровых делителей напряжения ЦДН₁ и ЦДН₂ соответственно; $K_{п1}$, $K_{п2}$ – коэффициенты передачи ЦАП₁ и ЦАП₂.

С учетом (5) и (6) выходное напряжение ФНЧ

$$\begin{aligned}\bar{U}_{\text{вых}} &= \frac{1}{T} \int_0^T (u_1 + u_2) dt = \left[a_1 I_C U_{CB} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right) + a_2 I_A U_{AB} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi\right) \right] K_{y3} K_{\phi} = \\ &= A_1 I_C U_{CB} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right) + A_2 I_A U_{AB} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi\right)\end{aligned}$$

где K_{y3} – коэффициент усиления сумматора Σ_3 ; K_{ϕ} – коэффициент передачи ФНЧ;

$$A_1 = a_1 K_{y3} K_{\phi}; \quad A_2 = a_2 K_{y3} K_{\phi}.$$

При идентичном выполнении однофазных преобразователей можно принять, что $A_1 = A_2 = A$, тогда

$$\bar{U}_{\text{вых}} = A \left[I_C U_{CB} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right) + I_A U_{AB} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \varphi\right) \right]. \quad (7)$$

При несимметричной нагрузке фаз:

$$\bar{U}_{\text{вых}} = A \left[I_C U_{CB} \cos(U_{CB}, I_C) + I_A U_{AB} \cos(U_{AB}, I_A) \right]. \quad (8)$$

Выражения в квадратных скобках формул (7) и (8) представляет активную мощность трехфазного приемника $\bar{U}_{\text{вых}} = AP$.

При несинусоидальных сигналах:

$$\bar{U}_{\text{вых}} = A \sum_{i=1}^{\infty} P_i.$$

где – мощность i -й гармоники.

Выводы. Таким образом, в статье предложен и исследован цифроаналоговый метод трехфазного преобразования активной мощности в постоянное напряжение. Этот метод позволяет преобразовывать мощность не только при синусоидальной, но и несинусоидальной формах сигнала с достаточно высокой точностью, обусловленной высокой точностью цифроаналоговых преобразователей.

Список литературы: 1. Измерения в электронике: Справочник: / Кузнецов В.А, Долгов В.А, Ко-невских В.М и др. Под ред. В.А. Кузнецова – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 512 с. 2. Безикович А.Я., Шапиро Е.З. Измерение электрической мощности в звуковом диапазоне частот. – Л.: Энергия. Ленингр. отделение, 1980. – 168 с. 3. Чинков В.Н. Растяпина В.С. Цифроаналоговый метод однофазного преобразования мощности в постоянное напряжение // Вестник НТУ"ХПИ". Автоматика и приборостроение. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2008. – № 57 с. 155-158. 4. Методы и средства измерений: Учебник для вузов / Г.Г. Раннев, А. П. Тарасенко. – 2-е изд., стереотип. – М.: Изд. центр «Академия», 2004. – 336 с.

Поступила в редколлегию 05.04.2010

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Борисенко Е.А.</i> Использование тестовых методов при измерении уровня ультразвуковым методом	3
<i>Галай М.В., Пугач М.В.</i> Контроль швидкості розчинення матеріалу в процесі електрохімічного травлення..... Ошибка! Закладка не определена.	
<i>Галай В.М., Сільвестров А.М.</i> Модифікований кореляційний метод контролю вібрацій	20
<i>Гапон А.И., Рудакова Н.А., Савицкий С.М., Коркин А.М.</i> Математическая модель предсказывающего фильтра для системы управления тепловыми объектами.....	27
<i>Гезалов Э.Б.</i> Модель гибридной сети связи с неоднородной наземной подсетью	34
<i>Горбачёв В.В., Крылова В.А.</i> Гибкий алгоритм Витерби для декодирования свёрточных кодов с применными параметрами	45
<i>Гусельников В.К., Кондрашов С.И., Гусельников О.В.</i> Універсальний вимірювальний перетворювач фізичних величин	51
<i>Давиденко А.П., Лысенко В.В., Мараховский М.Б., Острожинский А.О., Трохин М.В.</i> Сравнительный анализ силикатного стекла и поликарбоната в теплоизоляционном кожухе гелиоколлектора.....	55
<i>Давиденко А.П., Славков В.Н.</i> Анализ факторов влияния при измерении высоких температур цифровым фотоаппаратом	65
<i>Дербунович Л.В., Бережная М.А., Королева Я.Ю.</i> Однородные сети с распределенной системой реконфигураций	71
<i>Домнин И.Ф., Кайда Е.А., Симонова Л.Ф.</i> Минимизация высокочастотных гармоник, генерируемых выпрямителем двухканального компенсатора неактивных составляющих полной мощности	79
<i>Ивашко А.В., Лунин Д.А.</i> Структуры генераторов адресов для процессоров теоретико-числовых преобразований	85
<i>Кондрашов С.И., Гусельников А.В.</i> Метод построения универсальных бигенераторных преобразователей физических величин	90
<i>Кондрашов С.И., Рогов М.Ф., Шматько Т.В.</i> Використання теорії нечітких множин в управлінні якістю освітніх послуг.....	94
<i>Котуза О.І., Тертишина Н.А.</i> Порівняльний аналіз алгоритмів розрахунку витрати газу в системі газовимірювань України та Росії.....	99
<i>Лисиця М.П., Лисиця П.М.</i> Підсистемна реалізація автоматизованої системи керування нестационарним процесом виготовлення трубок із кварцового скла	103
<i>Мащенко Т.Г., Борисенко М.О.</i> Преимущества использования электродинамической модели миокарда при анализе низкоамплитудных флуктуаций.....	110

<i>Мащенко Т.Г., Трубчанова Н.В.</i> Оценка методов обработки кардиосигналов	115
<i>Скиданов В.М., Борисенко А.Н., Чернай В.Ф., Литвиненко С.А., Лавриненко О.В., Гусельников А.В.</i> Получение системы уравнений и алгоритма ее решения для оптимизации по технико-экономическим и экологическим показателям управлений дизель-генератором	124
<i>Чернышева К.К.</i> Применение метода измерения электрического потенциала в целях контроля коррозионных процессов металлических подземных сооружений.....	133
<i>Чинков В.Н., Гаврикова Ю.А.</i> Метод измерения среднеквадратического значения амплитудно-модулированного сигнала с промежуточным преобразованием напряжение-частота.....	138
<i>Чинков В.Н., Растяпина В.С.</i> Цифроаналоговый метод трехфазного преобразования мощности в постоянное напряжение.....	142

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ “ХПІ”

Збірник наукових праць
Тематичний випуск
Автоматика та приладобудування
№20

Науковий редактор: проф. Качанов П.О.
Технічні редактори: Ярмола О.О., Лаврінченко О.В.
Відповідальний за випуск: Луцьова В.М.

Обл. вид. № 98-10
Підписано до друку 07.06.2010. Формат 60×84 1/16. Папір Сору Paper.
Друк-ризографія. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 8,3.
Облік. вид. арк. 7,9. Наклад 300 прим. 1 – й завод 1-65. Зам. №
Ціна договірна.

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

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