

**ВЕСТНИК
НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА "ХПИ"**

**Сборник научных трудов
Тематический выпуск
"Автоматика и приборостроение"**

31'2008

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

Государственное издание

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

КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель

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

**Секретарь координационного
совета**

К.А. ГОРБУНОВ, канд. техн. наук, доц.

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Ответственный редактор:

П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:

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

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

Планируются выпуски Вестника в ноябре и
марте каждого года

Адрес редколлегии:

61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21.
НТУ "ХПИ", Каф. АУТС
Тел. (057) 707-21-01

Харьков 2008

Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2008. – № 31 – 178 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 № 7 від 4 липня 2008 р.

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

ОПЫТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ LABVIEW ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СПЕЦИАЛИСТОВ В ОБЛАСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

В статті розглянуто перший досвід викладання навчального курсу "Комп'ютеризовані засоби вимірювання" з використанням середовища LabVIEW для підготовки спеціалістів на кафедрі інформаційно-вимірювальних технологій і систем.

This paper is devoted to first experience of indoctrinate course "Computerized measurement means" using environment LabVIEW for specialists in area of measurements technique.

Современные информационные технологии существенно изменили и упростили процесс решения различных задач, позволив во многих случаях не прибегать к помощи профессиональных программистов. Одним из программных продуктов, представляющих мощные средства графического программирования и удобный пользовательский интерфейс, является *Laboratory Virtual Instruments Engineering Workbench – LabVIEW*. *LabVIEW* представляет собой мощную и гибкую программную среду, применяемую для проведения измерений и анализа данных [1].

Начиная с 2007/2008 учебного года на кафедре информационно-измерительных технологий и систем НТУ "ХПИ" *LabVIEW* используется для подготовки специалистов и магистров по специальности "Метрология и измерительная техника". Три академические группы студентов пятого курса познакомились с *LabVIEW*, выполнив три ознакомительные лабораторные работы в рамках изучения курса "Компьютерное моделирование средств измерений". Одна из групп, имеющая специализацию "Информационно-измерительные системы", продолжила изучение *LabVIEW* в процессе освоения курса "Компьютеризованные измерительные средства".

Структура курса "Компьютеризованные измерительные средства" была организована таким образом, чтобы методика и ход изложения материала в курсе были связаны с получением или повышением профессиональных знаний в конкретной предметной области [2]. Основное внимание при изложении материала уделялось использованию для построения виртуальных приборов различного назначения с применением разнообразных технических средств сбора информации с последующей обработкой и представлением результатов в среде *LabVIEW*. В качестве базовых технических средств использовались программно-отладочный стенд "AVR – микролаб" разработанный в НТУ "ХПИ" в 2006 году и модуль ввода-вывода цифровой и аналоговой информации *USB-6008* производства фирмы *National Instruments*.

Предусмотренные программой дисциплины лекционные и практические

занятия проводились в компьютерном классе кафедры, где имеются 6 компьютеров с установленным лицензионным программным обеспечением *LabVIEW*. Небольшое количество студентов в группе, 16 человек, позволило организовать несколько подгрупп по 2-3 человека для разработки и изучения особенностей построения виртуальных измерительных приборов.

Каждый виртуальный прибор состоит из материальной и виртуальной части. Виртуальная часть реализуется прикладной программой, написанной в среде графического программирования *LabVIEW*. Материальная часть осуществляет сбор измеряемой информации, ее обработку и дальнейшую передачу. На лабораторных работах рассматриваются и сравниваются характеристики виртуальных приборов, материальная часть которых построена на базе фирменного устройства сбора данных *USB-6008* и стенда "AVR – микролаб", построенного на широко распространенных элементах.

Программно-отладочный стенд "AVR – микролаб" содержит линии аналогового и цифрового ввода информации и представляет собой коллекцию наиболее часто используемых типов модулей периферийных устройств системы, таких как:

- модуль микроконтроллера, который является основой лабораторного стенда и управляет работой стенда;

- модули статической и динамической светодиодной индикации, буквенно-цифрового дисплея ЖКИ и функциональной клавиатуры, служащие для большей наглядности материальной части виртуального прибора, что важно при проведении лабораторных работ. Статическая светодиодная индикация может быть использована для индикации состояния выводов портов микроконтроллера;

- модуль АЦП и ЦАП;

- модуль драйвера последовательного интерфейса *RS 232*, который обеспечивает обмен информацией между материальной и виртуальной частями прибора.

Устройство сбора данных *USB-6008* присоединяется к компьютеру посредством интерфейса *full-speed USB* и содержит восемь каналов ввода аналоговых сигналов (*AI*), два канала генерации аналоговых сигналов (*A0*), 12 каналов цифрового ввода\вывода (*DIO*) и 32-разрядный счетчик. *USB-6008* организован в закрытом компактном корпусе. Блок-схема устройства приведена на рис. 1.

Обмен информацией при использовании "AVR – микролаб" происходит по интерфейсу *RS 232*, т.е. скорость передачи не будет превышать 38400 кбит/с и требуется дополнительное питание от сети. Тогда как при использовании *USB-6008*, обмен информации обеспечивается по интерфейсу *USB*, при этом дополнительного блока питания не требуется и скорость обмена составляет 12 Мбит/с. Сравним другие важные технические характеристики "AVR – микролаб" и *USB-6008*:

- максимальная частота дискретизации: "AVR – микролаб" – 5 кГц, USB-6008 – 10 кГц;
- частота тактового генератора: "AVR – микролаб" – 8 МГц, USB-6008 – 24 МГц;
- диапазон входных напряжений: "AVR – микролаб" – 5 В, USB-6008 – 10 В в схеме с общим проводом и до 20 В в дифференциальной схеме.

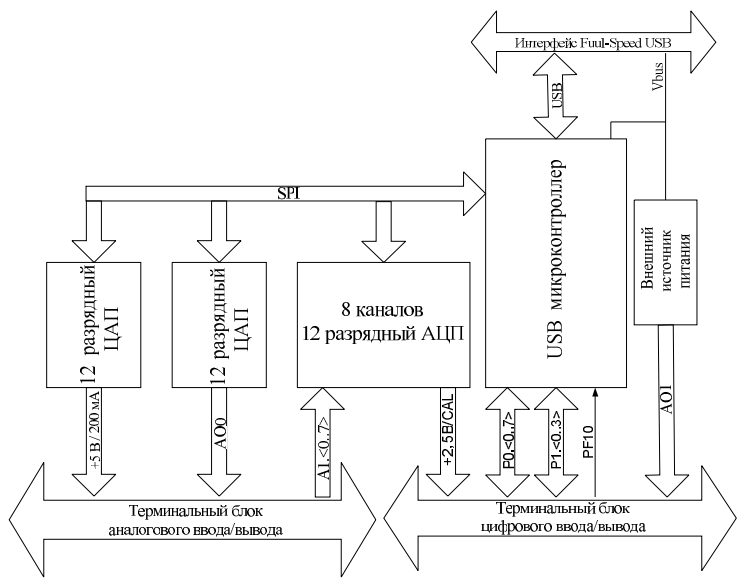


Рис. 1. Блок-схема USB-6008

Из выше сказанного видно, что "AVR – микролаб" по многим параметрам уступает USB-6008, тем более для построения виртуальных приборов при использовании "AVR – микролаб", необходимо написание и синхронизация двух программ – для материальной и виртуальной частей измерительного прибора, что требует дополнительных знаний и затрат времени на программирование микроконтроллера. Эти утверждения дают полагать, что использование USB-6008 намного целесообразней. Однако, это утверждение справедливо только, если говорить о построении виртуальных приборов применительно к научным исследованиям, производству и т.д. В то же время при проведении лабораторных работ применение USB-6008 не настолько наглядно, как при использовании "AVR – микролаб", за счет отсутствия индикации и закрытого корпуса, без доступа к любому элементу на плате. "AVR – микролаб" при проведении лабораторных работ не только более нагляден для студентов, но и дает им представление о возможности

построения виртуальных приборов, материальная часть которых построена на широкого распространенных элементах. Поэтому для проведения лабораторных работ используются оба устройства сбора информации.

Студенты смогли достаточно быстро овладеть технологией построения виртуальных приборов с использованием среды программирования *LabVIEW* и технических средств "AVR – микролаб" и *USB-6008*. Начав от простейшего – управления свечением светодиодов, управления коммутатором студенты быстро перешли к работе с аналого-цифровыми преобразователями и цифро-аналоговыми преобразователями. Это позволило достаточно быстро создавать простейшие многоканальные виртуальные измерительные приборы, такие как вольтметр и амперметр, осциллограф генераторы аналоговых сигналов различной формы (прямоугольные, треугольные, пилообразные). Несколько сложней сложилась ситуация с разработкой генераторов и анализаторов цифровых сигналов, основная сложность при этом наблюдалась в недостаточном опыте в разработке виртуальных приборов и относительно малых знаниях по элементам программирования в среде *LabVIEW*, невозможно быстро изучить достаточно большой объем знаний.

Освоив ввод аналоговой и цифровой информации в компьютер и отображение результатов измерений с помощью аналоговых, цифровых и графических индикаторов, студенты смогли перейти к использованию средств *LabVIEW* предназначенных для фильтрации, цифровой обработки сигналов и т.д. В качестве примера цифровой обработки сигнала были использованы два генератора синусоидальных сигналов с различными характеристиками частоты и амплитуды, выходные сигналы которых складывались, вводились в компьютер и анализировались с использованием быстрого преобразования Фурье.

Улучшение обучения на лабораторных работах в будущем возможно при покупке в лабораторию нового оборудования фирмы *National Instruments*, например, высокопроизводительного модуля ввода-вывода аналоговой информации *PCI – 6221* имеющего существенно более высокие частотные характеристики по сравнению с *USB-6008*. Создание новых подпрограмм облегчит работу со стендом "AVR – микролаб", а также упростит построение виртуальных измерительных приборов. Все это повысит наглядность лабораторных работ и интерес у студентов.

Список литературы: 1. *LabVIEW для всех / Джеффри Тревис:* Пер. с англ. Клушин Н. А. – М.: ДМК Пресс; ПриборКомплект, 2005. – 544 с. 2. *Балев В.Н., Суцек А.Н.* Использование для обучения специалистов в области измерительной техники // Вестник НТУ "ХПИ" Сборник научных трудов Тематический выпуск Автоматика и приборостроение. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2007. – №.37 с. 19-22.

Поступила в редколлегию 30.05.08

В.Е. БОНДАРЕНКО, докт. техн. наук; **О.В. ШУТЕНКО**;
Н.В. АУЛОВА; НТУ «ХПИ»

ФОРМИРОВАНИЕ ПОДМНОЖЕСТВ ОДНОРОДНЫХ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ТРАНСФОРМАТОРНОГО МАСЛА

Предложен метод для формирования однородных временных рядов показателей качества трансформаторного масла на основе однофакторного дисперсионного анализа. Показана высокая эффективность предложенного метода.

The method for formation of homogeneous time of sequence of parameters of quality of transformer oil is offered on the basis of the one-factor dispersive analysis. High efficiency of the offered method is shown.

Постановка задачи. Для оценки степени старения (износа) жидкой изоляции высоковольтных трансформаторов необходимо располагать априорной (предварительной) информацией о поведении показателей качества масла на длительных интервалах эксплуатации. Единственный способ получить такого рода информацию является использование результатов периодического контроля состояния масла, в качестве обучающей выборки. Однако в процессе эксплуатации трансформаторы находятся в различных условиях (как по режимам работы, так и по качеству заливаемого масла), что приводит к наличию как мультипликативного так и аддитивного смещения между рядами показателей масла. Другими словами временные ряды показателей неоднородны. Отсутствие информации о режимах работы трансформаторов значительно усложняет проблему формирования статистически однородных обучающих выборок.

Цель статьи. Данная статья посвящена описанию метода формирования однородных массивов временных рядов показателей качества трансформаторного масла на основе однофакторного дисперсионного анализа.

Анализ публикаций. В [1] для формирования массивов однородных данных был использован дисперсионный анализ ковариационных моделей. Недостатком данного метода является детерминированный характер модели, используемой для анализа, что в конечном итоге не позволяет адекватно учесть физические особенности процесса старения масла. Данного недостатка лишен предложенный в [2] критерий максимума корреляционного отношения, который позволяет обеспечить минимальное значение дисперсии результатов измерений в каждый момент времени. К недостаткам данного подхода можно отнести отсутствие граничных значений корреляционного

отношения и как следствие отсутствие реальной возможности количественно оценить степень неоднородности. Поэтому вопросы, связанные с формированием однородных подмножеств показателей качества масла требуют дальнейшего рассмотрения.

Метод решения. Для выделения однородных временных рядов используем математический аппарат однофакторного дисперсионного анализа. В качестве фактора влияющего на изменение средних значений показателя качества масла примем время эксплуатации. Пусть \bar{x}_i – среднее значение показателя X для i -го уровня варьирования фактора. Модель исследования имеет вид:

$$x_{ij} = \bar{x}_i + \xi_{ij} \quad (1)$$

В модели (1) имеется три переменных: x_{ij} – наблюдаемые значения показателя x ; \bar{x}_i – постоянный коэффициент, представляющий эффект соответствующего уровня фактора (дрейф значения показателя обусловленный старением масла); ξ_{ij} – случайный остаток, (обусловленный как погрешностями результатов измерений, так и неоднородностью временных рядов показателей).

Для остатка выполняются следующие допущения:

1) $M[\xi_{ij}] = 0$ для всех i и j .

2) $\text{cov}(\xi_{ij}, \xi_{st}) = 0, i \neq s, j \neq t$, т.е. все случайные величины ξ_{ij} взаимно независимы.

3) $D \xi_{ij} = M[\xi_{ij}^2] = \sigma_2$ для всех i и j .

4) Случайные величины ξ_{ij} распределены по нормальному закону, т.е. $\xi_{ij} \sim NN(0, \sigma^2)$.

Обозначим через \bar{x}_i среднее арифметическое из n измерений выполненных на i -том интервале времени:

$$\bar{x}_i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n x_{ij},$$

где n – объем выборочных значений на i -том интервале времени.

Обозначим через \bar{x} общую среднюю арифметическую всех результатов измерений:

$$\bar{x} = \frac{1}{m \cdot n} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n x_{ij},$$

где m – число анализируемых временных интервалов.

Известно [3], что сумма квадратов отклонений Q всех значений \bar{x}_{ij} от \bar{x}

имеет вид:

$$Q = n \cdot \sum_{i=1}^m (\bar{x}_i - \bar{x})^2 + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n (x_{ij} - \bar{x}_i)^2, \quad (2)$$

или $Q = Q_1 + Q_2$

где Q – общая или полная сумма квадратов отклонений отдельных наблюдений от общей средней \bar{x} ; Q_1 – сумма квадратов отклонений между сериями (рассеяние за счет исследуемого фактора) – рассеивание по факторам; Q_2 – сумма квадратов отклонений внутри серий (остаточное рассеивание)

$$Q_1 = n \cdot \sum_{i=1}^m (\bar{x}_i - \bar{x})^2;$$

$$Q_2 = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n (x_{ij} - \bar{x}_i)^2.$$

Очевидно, что однородность результатов измерений будет тем выше, чем меньше значение суммы квадратов отклонений внутри серий (Q_2). Количественную оценку степени однородности можно выполнить в рамках однофакторного дисперсионного анализа. Выдвигаем нулевую гипотезу H_0 : средние значения показателя на каждом интервале времени одинаковы $V_1 = V_2 = \dots = V_m$, что эквивалентно равенству всех x_i , $i = 1, m$. Это возможно в двух случаях: либо если рассматриваемые ряды стационарны по математическому ожиданию, либо если случайная составляющая значительно превышает систематическую. Поскольку предварительный этап обработки результатов периодического контроля [4] включает в себя отсев стационарных по математическому ожиданию временных последовательностей, то справедливость основной гипотезы H_0 будет эквивалентно превышению остаточного рассеяния над рассеянием за счет исследуемого фактора, т.е. о неоднородности результатов измерений.

Для проверки основной гипотезы H_0 оценим дисперсию результатов измерения показателя X , используя Q , Q_1 , и Q_2 , предполагая, что разброс средних \bar{x}_i относительно \bar{x} связан с однородностью выборки, т.е.

$$\sigma_{x_i}^2 = \frac{\sigma^2}{n} (H_0)$$

а) на основании уравнения $Q = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n (x_{ij} - \bar{x})^2$ имеем:

$$\sigma^2 = \frac{Q}{m \cdot n - 1} \quad (3)$$

б) с учетом уравнения для Q_1 :

$$\frac{1}{m-1} Q_1 = n \cdot \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m (\bar{x}_i - \bar{x})^2 = n \cdot \sigma_x^2 = n \cdot \frac{\sigma^2}{n} = \sigma^2$$

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{m-1} \cdot \sum_{i=1}^m (\bar{x}_i - \bar{x})^2 = \frac{Q_1}{n(m-1)}, \text{ но } \sigma_x^2 = \frac{\sigma^2}{n}, \text{ откуда}$$

$$\sigma^2 = n \cdot \sigma_x^2 = \frac{Q_1}{m-1} \quad (4)$$

в) для Q_2 имеем:

$$Q_2 = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n (\bar{x}_{ij} - \bar{x}_i)^2 = \sum_{i=1}^m \frac{(n-1)}{(n-1)} \sum_{j=1}^n (\bar{x}_{ij} - \bar{x}_i)^2 = \sum_{i=1}^m (n-1) \cdot \frac{1}{(n-1)} \sum_{j=1}^n (\bar{x}_{ij} - \bar{x}_i)^2 = m(n-1) \cdot \sigma^2,$$

тогда получим

$$\sigma^2 = \frac{Q_2}{m(n-1)} \quad (5)$$

Схема однофакторного дисперсионного анализа приведена в таблице 1.

Таблица 1 – Схема однофакторного дисперсионного анализа (параметрическая модель) (m -число строк, n -число столбцов)

Обозначение суммы квадратов	Источник изменчивости (дисперсии)	Число степеней свободы	Сумма квадратов	Средний квадрат
Q_1	Отклонения между сериями (за счет исследуемого фактора)	$m - 1$	$n \cdot \sum_{i=1}^m (\bar{x}_i - \bar{x})^2$	$\frac{Q_1}{m-1} = \sigma^2 + n \cdot \sigma_x^2$
Q_2	Отклонения внутри серии (остаточное рассеивание)	$m(n - 1)$	$\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n (\bar{x}_{ij} - \bar{x}_i)^2$	$\frac{Q_2}{m(n-1)} = \sigma^2$
Q	Общая сумма квадратов отношений	$mn - 1$	$\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n (\bar{x}_{ij} - \bar{x})^2$	$\frac{Q_2}{m(n-1)}$

Проверка основной гипотезы H_0 сводится к сравнению дисперсии σ^2 , получена за счет Q_1 , с той же дисперсией, но полученной за счет Q_2 , что легко проверить по отношению

$$F = \frac{\frac{Q_1}{m-1}}{\frac{Q_2}{m(n-1)}} \sim F_{(m-1); m(n-1)} \quad \text{или} \quad F = \frac{Q_1}{Q_2} \cdot \frac{m(n-1)}{(m-1)} \quad (6)$$

Статистика F является случайной величиной имеющей F -распределение с $(m - 1)$ и $m(n - 1)$ степенями свободы. Если при заданном α (обычно $\alpha = 0,05$) $F > F_{\alpha}$ (преобладает числитель), то фактор значим. Таким образом, временные ряды могут считаться статистически однородными, если они обеспечивают максимальное значение F -статистики в рамках однофакторного дисперсионного анализа.

Практические результаты. Проиллюстрируем процедуру формирования однородных подмножеств данных на примере такого показателя как цвет трансформаторного масла. На рис. 1, *а* приведен массив исходных данных, на рис 1, *б* три подмножества однородных данных полученных из данного массива на основе однофакторного дисперсионного анализа. Данные подмножества были получены на основе критерия максимума значения F -статистики. Число временных рядов показателя образующих данное подмножество, объем выборочных значений и результаты дисперсионного разложения приведены в табл. 2.

Таблица 2 – Результаты дисперсионного разложения для однородных временных рядов цвета трансформаторного масла

Результаты анализа	Массивы данных		
	M1	M2	M3
Объем выборочных значений			
N	80	40	54
nt	6	3	3
Суммы дисперсионного разложения			
Q_0	65,050	86,375	46,967592592
Q_1	55,34915475	75,501923077	44,385449735
Q_2	9,7008452504	10,873076923	2,5821428571
Число степеней свободы			
v_0	79	39	53
v_1	6	4	8
v_2	73	35	45
Значения F -статистики			
$F_{\text{расч.}}$	69,42	60,759	96,69
$F_{\text{крит.}}$	2,22	2,64	2,15
Значение коэффициента парной корреляции ρ_{t-x} и корреляционного отношения η_{t-x}			
ρ_{t-x}	0,916	0,923	0,929
η_{t-x}	0,921	0,945	0,963

Кроме результатов дисперсионного анализа в табл. 2 приведены также значения коэффициента парной корреляции показателя на время эксплуатации ρ_{r-x} и корреляционного отношения η_{r-x} . Как видно из табл. 2 для всех трех подмножеств данных значение систематической составляющей намного превосходит значение остаточного рассеивания, о чем свидетельствуют рассчитанные значения F -статистик по каждому из подмножеств. Это говорит о том, что полученные подмножества данных являются однородными.

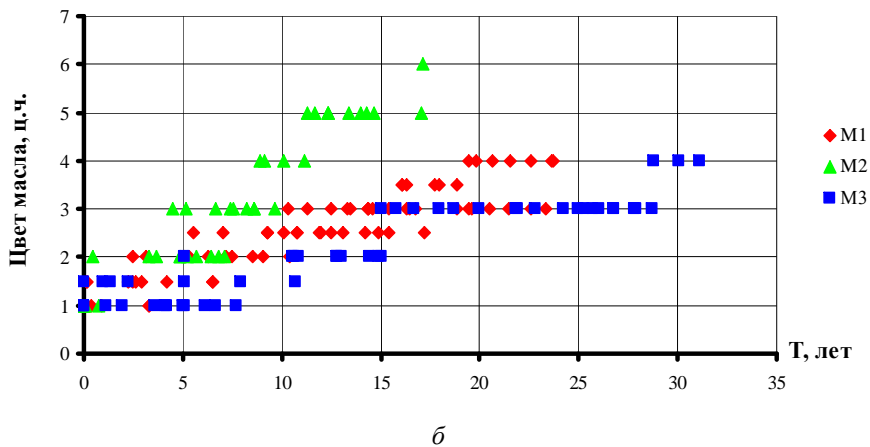
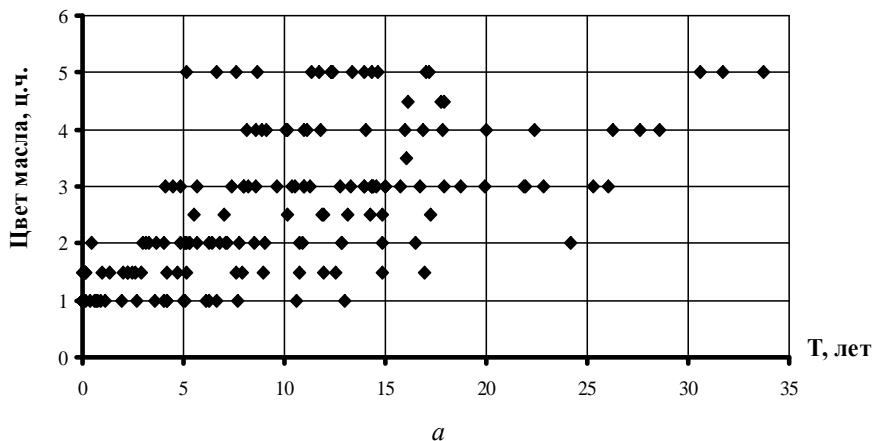


Рис.1. Однородные подмножества цвета трансформаторного масла:
a – массив исходных данных после отсева искаженных и стационарных временных последовательностей $N = 175, nt = 14$;

b – однородные подмножества полученные в результате однофакторного дисперсионного анализа

Важным, является то обстоятельство что значения корреляционного отношения и коэффициента парной корреляции указывают на наличие практически функциональной связи между временем эксплуатации и цветом масла, что подтверждает высокую эффективность процедуры формирования однородных подмножеств по критерию максимума корреляционного отношения. Другими словами результаты формирования однородных подмножеств методом дисперсионного анализа и по критерию максимума корреляционного отношения совпадают.

Выводы.

1. Предложено использовать однофакторный дисперсионный анализ для формирования однородных массивов показателей качества масла. Практическая реализация метода на примере цвета трансформаторного масла, показала его высокую эффективность.

2. Значимое влияние времени эксплуатации на дрейф значений цвета трансформаторного масла, свидетельствует об интенсивном развитии процессов старения.

3. Полученные значения коэффициента парной корреляции и корреляционного отношения свидетельствуют о наличии практически функциональной связи между цветом масла и временем эксплуатации.

4. Сравнительный анализ полученных значений *F*-статистик и значений и корреляционного отношения показал, что результаты формирования однородных подмножеств методом дисперсионного анализа и по критерию максимума корреляционного отношения совпадают.

Направления дальнейших исследований. Дальнейшим этапом работы является использование полученных однородных подмножеств показателей масла в качестве обучающих выборок для формирования решающего правила принятия решений при оценке степени старения масла.

Список литературы: 1. Бондаренко В. Е., Шутенко О. В. Метод выделения оптимального числа наиболее информативных показателей качества при синтезе регрессионных моделей для оценки степени старения жидкой изоляции трансформаторов // Технічна електродинаміка, Тематичний випуск Силова електроніка та енергоефективність, Частина 5, Київ, 2006., с. 88-93. 2. Шутенко О. В. Формирование однородных массивов показателей качества трансформаторного масла в условиях априорной неопределенности результатов испытаний // Інтегровані технології та енергозбереження. Щоквартальний науково-практичний журнал. – Харків: НТУ «ХПИ», 2006. – № 4. – С. 42–50. 3. Джонсон Н., Лион Ф. Статистика и планирование эксперимента в технике и науке. – М.: Мир, 1981. – 520 с. 4. Бондаренко В.Е., Щапов П.Ф., Шутенко О. В. Повышение эффективности эксплуатационного измерительного контроля трансформаторных масел. Монография. – Харьков.: НТУ «ХПИ», 2007. – 452 с.

Поступила в редколлегию 16.07.08

А.Н. БОРИСЕНКО, канд. техн. наук, ***П.С. ОБОД***, аспирант,
Е.В. ХАЛАНСКАЯ, Н.С. БОГОМОЛОВА

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЕВИАЦИИ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ ВАЛА ДИЗЕЛЬ-ГЕНЕРАТОРА И ПОЛУЧЕНИЕ ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДЛЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И ДИАГНОСТИКИ НА БАЗЕ ГИСТОГРАММНОГО АНАЛИЗА

У статті пропонується після обробки тахограми кутової швидкості валу агрегату скласти гістограми та криві, що згладжуються, за Пирсоном, а далі асиметрію та ексцес використовувати в якості діагностичних ознак.

We propose build histogram and smoothing curves by Pyrson after processing of shaft angular velocity, and use asymmetry and excess as diagnostic parameters in next.

Постановка проблеми: Развитие железнодорожного транспорта и увеличение выполняемого им грузооборота требует неуклонного повышения технико-экономических и эксплуатационных показателей тепловозных энергетических агрегатов.

Взаимосвязь технического состояния и девиации угловой скорости вращения коленчатого вала предоставляет возможность диагностики неработоспособных цилиндров по указанному параметру.

Анализ литературы: В рассмотренных источниках литературы диагностирование дизелей производится либо по сигналам множества датчиков режимных параметров агрегата либо по сигналу датчика неравномерности вращения вала. [1-6]

Цель статьи: Разработка имитационной модели девиации угловой скорости коленчатого вала дизель-генератора, а также получение информативного параметра из реального сигнала и его модели.

В процессе анализа диаграмм неравномерностей вращения коленчатого вала с целью установить зависимости и значения величин, по которым будет возможно определять неисправности в результате исследования были проведены следующие шаги:

- построение модели сигнала неравномерностей вращения коленчатого вала, с использованием разложения в ряд Фурье имеющихся реализаций;
- анализ гистограмм по коэффициентам эксцесса и асимметрии, обработка диаграмм методом наименьших квадратов.

Для моделирования был проведен анализ в математическом пакете Matlab. Была разработана программа, в которой вводился периодический сигнал и для него были рассчитаны несколько десятков коэффициентов

Фурье.

Тригонометрический ряд Фурье для функции, интегрируемой на отрезке $(1; n)$, имеет следующий вид:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^n (a_k \cos kx + b_k \sin kx)$$

Коэффициенты тригонометрического ряда Фурье называют коэффициентами Фурье и вычисляют по формулам Эйлера-Фурье:

$$a_k = \sum_{i=0}^{n-1} f(x) \cos k \frac{i \cdot \pi}{n/2}, \quad b_k = \sum_{i=0}^{n-1} f(x) \sin k \frac{i \cdot \pi}{n/2}$$

Далее приведен код реализации нахождения коэффициентов Фурье:

```
%poboQuality – дискретность шага
%y - матрица значений
%numAB - количество коэффициентов
function R=pobo_fourier(y,numAB,poboQuality)
sizeTemp = size(y,2);
n = poboQuality;
poboStep = sizeTemp / n;
for k = 0:numAB -1

    %init of A(k+1) for further change
    %we use k+1 for avoidance from 0-element in matrix
    R(k+1,1) = 0;
    R(k+1,2) = 0;

    for i = 0:n-1
    % A
    poboCos = cos (k * (i * pi / (n / 2)));
    index = round(poboStep * i + 1);
    d = y(index) * poboCos;
    R(k+1,1) = R(k+1,1) + d;

    % B
    poboSin = sin (k * (i * pi / (n / 2)));
    d = y(index) * poboSin;
    R(k+1,2) = R(k+1,2) + d;
    end;

    R(k+1,1) = R(k+1,1) * 2 / n;
    R(k+1,2) = R(k+1,2) * 2 / n;
    end;
```

На рис.1, 2 приведены осциллограммы реального сигнала девиации на дизель-генераторе 10Д100. При этом рис. 2 соответствует исправному агрегату, а рис. 1 – агрегату с отключенным вторым цилиндром.

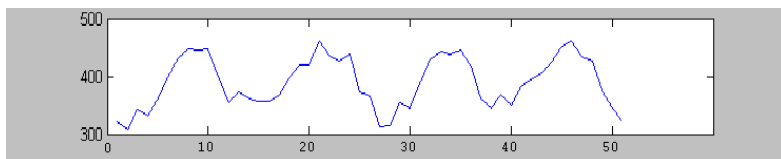


Рис. 1. Осциллограмма девиации угловой скорости при отключенном втором цилиндре

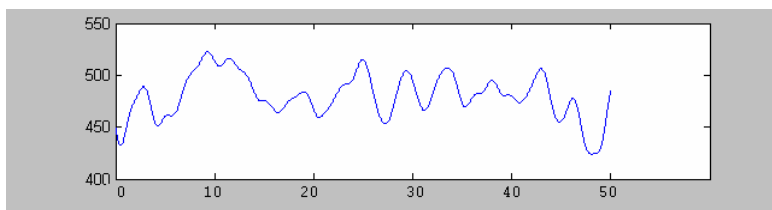


Рис. 2. Осциллограмма девиации угловой скорости на исправном агрегате

Первые двадцать коэффициентов Фурье приведены в табл. 1.

Таким образом. Реальный сигнал девиации угловой скорости вала аппроксимируется рядом Фурье с 20, 40 и 60 гармониками, что соответствует рис.3, 4 и 5.

Как показал расчет, оптимальное количество коэффициентов – 40, после этого количества коэффициенты существенно не влияют на результат функции моделирования, что видно из сравнения рис. 1-5.

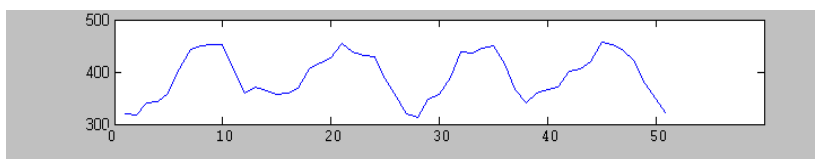


Рис. 3. Периодический сигнал с 20 коэффициентами

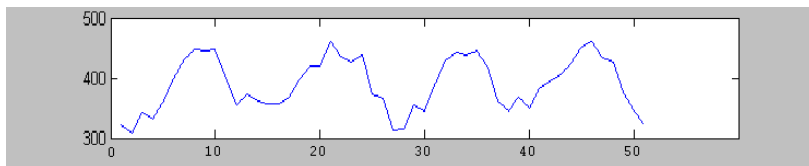


Рис. 4. Периодический сигнал с 40 коэффициентами

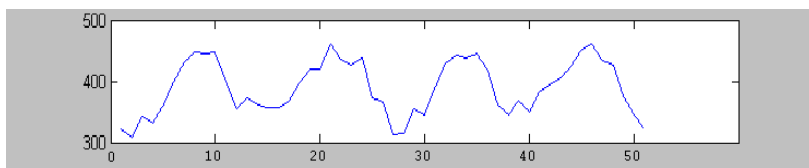


Рис. 5. Периодический сигнал с 60 коэффициентами

Таблица 1

	A		B	
	неработающий 2-й цилиндр	исправный	неработающий 2-й цилиндр	исправный
1	785,91	957,17	0,00	0,00
2	-1,67	-0,35	0,19	3,23
3	-9,90	-6,41	-7,09	2,24
4	-7,14	-2,75	3,39	1,60
5	-45,46	-9,89	-33,95	7,73
6	-3,23	-3,16	5,65	-1,22
7	2,38	-9,07	-8,37	2,77
8	-1,21	3,58	1,78	-3,27
9	-1,74	0,89	4,31	-2,66
10	0,23	4,05	6,20	-1,68
11	-0,54	-0,14	-3,35	4,60
12	-0,35	1,36	-0,61	0,19
13	-0,72	1,87	2,41	1,33
14	-1,40	-1,86	2,84	4,66
15	-5,15	2,56	-4,42	2,98
16	-1,50	-4,01	0,77	-4,66
17	2,83	-0,55	0,11	1,29
18	2,03	-0,65	-2,06	3,23
19	1,80	0,09	1,71	2,05
20	-2,73	-7,17	-4,73	0,40

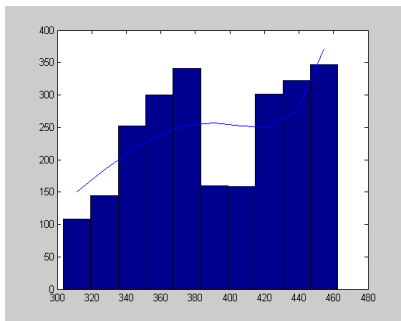
Следовательно. Математической моделью реального сигнала девиации

будем считать полигармонический периодический сигнал с 40 гармониками.

При таком количестве коэффициентов реализация цифровой модели на элементах схемотехники является нецелесообразным. Было принято решение на данном этапе ограничиться математическим моделированием на базе пакета *Matlab* (в т.ч. *Simulink*).

Следующим этапом исследования были анализ диаграмм, обработки гистограмм методом наименьших квадратов и расчет коэффициентов асимметрии и эксцесса.

Были проанализированы диаграммы неравномерностей вращения коленчатого вала дизеля для режима с одним отключенным цилиндром и полностью рабочими цилиндрами (Далее приведены гистограммы: слева для реального сигнала, а справа – для аппроксимирующего сигнала).



$$k = -0.1194 \quad j = -1.2270$$

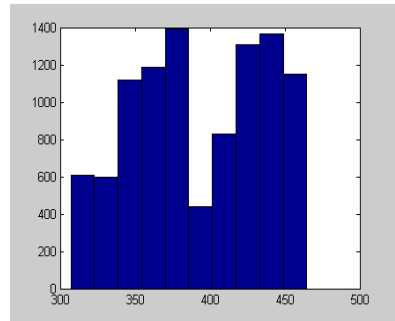
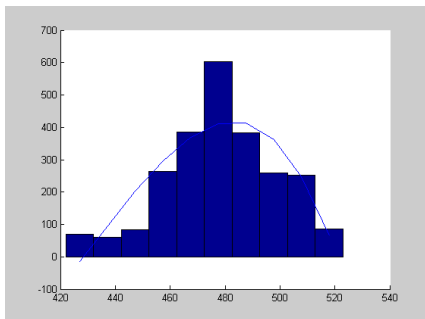


Рис. 6 (отключен второй цилиндр)



$$k = -0.2972 \quad j = -0.0216$$

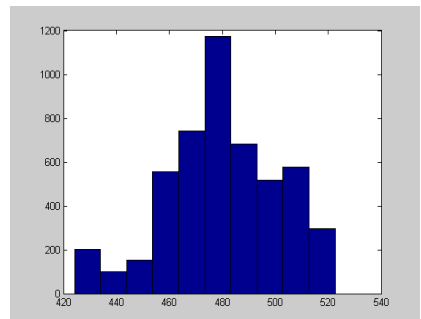


Рис. 7 (штатный режим)

На рис. 1-5 по оси абсцисс отложен номер точки отсчета, а не оси ординат – мгновенная угловая скорость коленчатого вала в об/мин. На рис. 6,

7 по оси абсцисс отложена угловая скорость вала в об/мин, а по оси ординат – количество точек. Соответствующих данной угловой скорости вала.

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

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

Где n -число измерений; x_i – i -я измеряемая величина; m_x - математическое ожидание измеренной величины; G_x – среднеквадратическое отклонение измеренной величины.

Полученные данные показали, что по коэффициентам асимметрии и эксцесса практически возможно установить неисправность. Кроме того, анализируя гистограммы, можно сделать вывод, что в случае исправного агрегата распределения унимодальные, а при наличии неисправного цилиндра – бимодальные.

Выводы. 1) разработана математическая модель реального сигнала девиации угловой скорости вала в виде периодического полигармонического сигнала; 2) установлено, что для решения задач диагностики число гармоник этого сигнала должно быть не менее 40. в этом случае гистограмма, а также коэффициенты асимметрии и эксцесса для реального и аппроксимирующего сигналов мало отличаются друг от друга.

Список литературы: 1. *Станиславский Л.В.* Техническое диагностирование дизелей.- Киев, Донецк // Вища школа. Главное издательство, 1983. – 135с. 2. *Ле Ван Дием.* Модели и алгоритмы технического диагностирования силовых дизельных установок в процессе эксплуатации.-Автореф. дисс. на соискание ученой степени кандидата технических наук.-Санкт-Петербург, 2006г.-24стр. 3. *Марченко Б.Г., Мыслович М.В.* Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Часть 1. Модели динамики цилиндрических мощностей на валу дизель-электрического генератора.//Техн. электродинамика. – 1998. - №5 – с.36-40. 4. *Марченко Б.Г., Мыслович М.В.* Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Часть 2. Построение оценок линейных ПКСП, описывающих динамику цилиндрических мощностей на валу дизель-электрического генератора.//Техн. электродинамика.-1998.- №6.-с.39-42. 5. *Марченко Б.Г., Мыслович М.В.* Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Часть 3. Физическая конкретизация параметров модели и имитационное моделирование динамики цилиндрических мощностей на валу дизель-электрического генератора.//Техн. электродинамика. – 1999. - №1. – с. 59-63. 6. *Марченко Б.Г., Мыслович М.В.* Теория диагностики энергоагрегатов по девиации вращающихся узлов и ее практическая реализация на дизель-электрических генераторах. Часть 4. Экспериментальная проверка методики диагностики цилиндро-поршневой группы дизель-электрического генератора.//Техн. электродинамика. – 1999. - №4. – с. 40-45.

Поступила в редколлегию 30.05.08

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

МЕТОДЫ АДАПТИВНОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ КАНАЛОВ С ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ ПАРАМЕТРАМИ

В статті розглянуті методи адаптивного кодування для каналів з параметрами, що змінюються, для підвищення надійності і достовірності передачі інформації. Одержані для кожного з запропонованих методів аналітичні вирази, що визначають імовірнісні оцінки ступеня адаптації. Зроблені висновки, а також намічені перспективи подальших досліджень

In the article the methods of the adaptive encoding are considered for ducting with changing parameters for the increase of reliability and authenticity of information transfer. Analytical expressions determining the probabilistic estimations of degree of adaptation are got for each of the offered methods. The conclusions are made, and also the prospect further researches are planned.

Постановка проблемы. Защита ошибок является одним из основных свойств любой информационной системы и представляет собой совокупность методов и средств обеспечения требуемых значений достоверности при передаче данных по каналам первичной сети связи. В реальных каналах с помощью помехоустойчивого кодирования не всегда удается выполнить предъявляемые к системе требования по вероятностям $P_{\text{ош.кк}}$ и $P_{\text{ст.кк}}$ при технических реализуемых длинах кодовой комбинации n . Это объясняется тем, что в реальных каналах ошибки имеют тенденцию к группированию в длинные пачки, а методы кодирования становятся эффективными лишь при значениях n значительно больших, чем длины вероятных пачек. Однако большие значения n требуют исправления ошибок большой кратности t . В этих условиях целесообразно использовать методы адаптивного кодирования. К классу адаптивных относятся системы передачи данных с обратной связью, которые, адаптивно подстраиваясь под качество канала, изменяют показатели энергетического выигрыша от кодирования.

В настоящее время для систем передачи при малых требуемых значениях энергетического выигрыша от кодирования (ЭВК 3...3,5 дБ) с помощью существующей микропроцессорной техники можно практически реализовать все основные методы кодирования и алгоритмы декодирования. В месте с тем существуют определенные трудности создания универсальных методов повышения достоверности, связанные с тем, что требования к вероятности ошибки для различных служб связи вирируются в широком диапазоне от $P_0 \leq 10^{-4}$ для передачи речи до $P_0 \leq 10^{-10}$ при передаче видеoinформации. Это требует, в свою очередь рассмотрения в данной статье

основных методов адаптивного кодирования в каналах с изменяющимися параметрами.

Целью статьи является рассмотрение методов адаптивного кодирования для каналов с изменяющимися параметрами на основе использования свёрточных кодов. Получение аналитических выражений, определяющих вероятностные оценки степени адаптации.

Основная часть. В качестве методов, исправляющих пакеты ошибок, в адаптивных схемах можно использовать три основных класса кодов:

- двоичные блочные коды Файера (*Firt*);
- двоичные свёрточные коды Ивадера-Массея;
- недвоичные блочные коды Рида-Соломона.

На практике их обычно декодируют методами жесткого решения. Вместе с тем результаты экспериментов для условий мобильной спутниковой связи показывают, что свёрточные коды с декодированием по алгоритму Витерби и мягким решением превосходят вышеупомянутые коды Файера и КРС при одинаковых относительных скоростях кодирования. Необходимость получения высоких вероятностных характеристик и широкого набора кодовых соотношений при сохранении структуры кодека в адаптивных схемах нацеливает на использование перфорированных свёрточных кодов и перемежения битов. Ниже рассматриваются два типа схем адаптивного кодирования, основанных на прямом кодировании или гибридных перфорированных свёрточных кодах.

Известна схема адаптивного кодирования, использующая пошаговую избыточность в гибридной схеме с перезапросом. Исправление ошибок обеспечивается укороченными циклическими кодами с меняющейся степенью укорочения. При увеличении числа ошибок схема увеличивает число проверочных битов.

В других схемах используется адаптивная схема прямого кодирования, основанная на свёрточных кодах с декодированием по Витерби. В этой схеме пораженные пакеты объединяются в один пакет с достаточно низкой относительной скоростью (менее $1/2$), чтобы обеспечить заданную вероятность ошибки бита. Имеются и другие схемы адаптивного кодирования, основанные на свёрточных кодах и последовательным декодированием, а также гибридные схемы, образованные объединением свёрточных и блочных кодов.

Рассмотрим в отдельности каждый из предлагаемых методов адаптивного кодирования и произведем их оценку. Процедура прямого кодирования применяется в основном для цифровых систем речевой связи, для которых невозможно использование перезапроса и канал обратного направления выполняет функцию передачи оценки состояния канала прямого направления.

Исправление ошибок осуществляется процедурой прямого кодирования, а адаптация достигается изменением относительной скорости кода. При этом желательно не изменять базовую структуру используемого кода. Для этой цели хорошо подходят перфорированные коды. Одним из вариантов может быть использование свёрточных перфорируемых кодов, образованных из исходного свёрточного кода путем изменения числа перфорируемых бит. При этом декодер Витерби работает по алгоритму исходного сверточного кода и использует ту же карту перфорации, что и кодер, для вычисления метрик путей. Недостатком перфорированных свёрточных кодов по сравнению с другими свёрточными кодами при одинаковой относительной скорости и объёме памяти являются значительная длина ошибочных путей, что требует довольно большой глубины решения.

Оценку характеристик кодов прямого кодирования выполним для случая свёрточных кодов. Качество свёрточных кодов может быть оценено либо вероятностью первой ошибки P_e , либо вероятностью ошибки бита P_{bc} . Верхние границы этих вероятностей определяются выражением

$$P_e \leq \sum_{d=d_{free}}^{\infty} a_d P_d \quad (1)$$

$$P_{bc} \leq \frac{1}{k} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} b_d P_d \quad (2)$$

где k – число информационных бит в символе кода, d_{free} – свободное расстояние кода, a_d – число путей на расстоянии d от переданного пути, b_d – общее число ненулевых информационных бит на всех путях на расстоянии d от переданного пути, P_d – вероятность того, что декодер выберет ошибочный путь на расстоянии d от переданного пути.

Вероятность P_d зависит от типа канала связи, вида модуляции и алгоритма декодирования («мягкое» или «жесткое» решение).

В гауссовском канале для "жесткого" решения вероятность P_d определяется формулой

$$P_d = \left\{ \begin{array}{ll} \sum_{l=1}^d \binom{d}{l} * P_{\sigma}^l * (1 - P_{\sigma})^{d-l} & \text{для нечетных } d \\ \sum_{d+1/2}^d P_{d-1} & \text{для четных } d \end{array} \right\} \quad (3)$$

где P_σ является битовой ошибкой в канале и для случая ФМ-2 записывается в виде:

$$P_\sigma = Q\left(\frac{2 * E_\sigma}{N_0}\right) \quad (4)$$

Для "мягкого" решения имеем

$$P_\sigma = Q\left(\frac{E_s * d^2}{4 * N_0 * P}\right) \quad (5)$$

где E_s – передаваемая энергия на символ $E_s = R * E_c$; R – относительная скорость кода; P – средняя мощность сигнала ($P = 0,5$ для ФМ-2).

В гауссовском канале с идеальным перемежением для "жесткого" решения вероятности P_d определяется аналогично (5), но P_σ находится по формуле

$$P_{\sigma i} = \int_{-\infty}^{+\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2 * E_\sigma}{N_0}} * \alpha\right) * P_i(\alpha) * d\alpha \quad (6)$$

Для мягкого решения верхняя граница P_d определяется выражением

$$P_d \leq \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2 * E_s * \sigma_\alpha^2}{N_0}\right) * \exp\left(-\frac{d * \frac{E_s * m_\alpha^2}{N_0}}{1 + \frac{2 * N_s * \sigma_\alpha^2}{N_0}}\right) \quad (7)$$

Процедура гибридного кодирования может использоваться в цифровых каналах передачи данных. Если допускается применение перезапроса, гибридная схема обеспечит высокую пропускную способность и надежность передачи информации практически при любых состояниях канала. В гибридной процедуре, основанной на перфорированных сверточных кодах, декодер Витерби исправляет ошибки и требует повторную передачу, если выжившие пути ненадежны.

Пропускная способность гибридной схемы R_h определяется отношением числа декодированных информационных бит, включая и повторно переданные, и зависит от стратегии перезапроса. Например, для случая единичного перезапроса R_h аппроксимируется выражением

$$R_h \approx \frac{R}{1 + P_x * N} \quad (8)$$

где P_x – вероятность первого перезапроса повторной передачи.

Решение считается правильным, если принятая последовательность находится на расстоянии $d < d_{fr}$ от правильной последовательности. Если же она находится на расстоянии $d_{fr} < d < d_{fr} + \Delta d$ – повторная передача. Тогда для гауссовского канала можно получить верхние границы вероятностей

$$P_E \leq \sum_{d_{fr} + \Delta d}^{\infty} \alpha_d * P_d \quad (9)$$

$$P_E \leq \frac{b_d}{k} \sum_{d_{fr} + \Delta d}^{\infty} P_d \quad (10)$$

где P_d определяется по формулам (3) и (5) для "жесткого" и "мягкого" решения соответственно.

Вероятность первого запроса может быть записаны в виде:

$$P_x = \sum_{d_{fr}}^{d_{fr} + \Delta d} \alpha_d * P_d \quad (11)$$

Вероятности P_E , P_{oc} , P_x для гауссовского канала определяется формулами (9), (10), (11) соответственно, а вероятность P_d формулами (3) и (5) для "жесткого" и "мягкого" решения соответственно.

В заключении отметим, что эффективность адаптивного кодирования в значительной степени зависит от методов оценки состояния канала. При оценки состояния канала с помощью формулы (3) исходят из предположения, что число его состояний и матрица вероятностей переходов известны. Для конкретного канала связи они могут быть вычислены из экспериментальных данных. Так как передаваемые данные в большинстве цифровых систем связи имеют блочную структуру, процедура оценки основывается на подсчете числа ошибочных блоков, то есть блоков, содержащих, по крайней мере, один ошибочный бит. При «жестком» декодировании подсчет ошибочных блоков легко осуществляется сравнением последовательности бит на входе и выходе декодера. При мягком решении необходимо вновь закодировать исходную последовательность декодера. при мягком решении необходимо вновь закодировать исходную последовательность декодера и сравнит ее с

двоичной последовательностью, имеющей минимальное расстояние на входе декодера.

Для каждого состояния S_i канала задается интервал наблюдения N_{0i} , выраженный в числе блоков, задается также два порога $N_{i, j-1}$ и $N_{i, j+1}$ для каждого состояния S_i и число ошибочных блоков N_g . Если выполняется условие $N_{i, j+1} < N_g < N_{i, j-1}$, то принимается решение оставить канал в состоянии S_i . Если $N_g < N_{i, j+1}$ принимается решение, что канал находится в состоянии S_{i+1} и выбирается код, соответствующий данному состоянию. В большинстве реальных каналов вероятность плохих состояний (с большей степенью вероятности ошибки) много меньше длительности хороших состояний. Интервал наблюдения для оценки состояния канала выбирается достаточно большим, чтобы сократить время оценки и быть меньше ожидаемой длительности конкретного состояния.

Выводы. В заключении необходимо отметить актуальность решения рассмотренных в данной статье вопросов при развертывании в сетях связи информационных систем и систем пакетной радиосвязи и возможностями их совершенствования.

Список литературы: 1. Техника декодирования сверточных кодов. Зарубежная РЭ №2 1983 г., 3-27 с. 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.

Поступила в редколлегию 30.05.08

В.К. ГУСЕЛЬНИКОВ, канд. техн. наук, **Е.А. БОРИСЕНКО**, аспирант,
С.А. ЛИТВИНЕНКО

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФОРМЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ ПЬЕЗОИЗЛУЧАТЕЛЯ НА ЕГО ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ

Знайдено передаточну функцію п'єзовипромінювача і показано, що при наявності в напрузі живлення імпульсів з експонентними фронтами у вихідному сигналі пристрій також з'являється експонентна складова.

The transmission function of piezo-oscillator is found and it is rotined that at presence of in tension of feed of impulses with exponential fronts in the initial signal of device an exponential constituent appears also.

Постановка проблеми. Задача точного и достоверного измерения временных интервалов была и остается достаточно актуальной. В частности такая задача становится при измерении расходных характеристик (объем, расход, уровень) жидких и сыпучих веществ. По сути дела, информативной величиной в задачах такого рода является временной интервал, в течение которого ультразвуковой сигнал передается от излучателя к приемнику. Поэтому наибольшая составляющая погрешности определяется точностью фиксации момента времени, в который сигнал поступит на приемник.

Анализ литературы [1, 2, 3] показывает, что основное внимание уделяется таким вопросам: построение измерительной системы в целом; выбор первичного измерительного преобразователя. Наиболее близко к затрагиваемой теме подошел автор статьи [3], в которой изучается модель пьезоэлектрического излучателя, однако вопрос о влиянии формы сигнала на выходной сигнал излучателя также не рассматривается.

Цель статьи – исследовать влияние формы напряжения питания пьезоизлучателя, в частности, когда передний и задний фронты импульсов этого напряжения изменяются по экспоненте, на выходной сигнал пьезоизлучателя.

В качестве примера рассмотрим пьезоизлучатель с рабочей частотой 40 кГц и синусоидальным выходным сигналом $Y(t)$. Напряжение питания $X(t)$ при этом представляет собой последовательность прямоугольных импульсов длительностью t_n и скважностью, равной двум. Временные диаграммы показаны на рис. 1.

Передаточная функция пьезоизлучателя:

$$K(p) = \frac{Y(p)}{X(p)}, \quad (1)$$

где $Y(p)$ - операторное изображение выходной величины; $X(p)$ – операторное

изображение входной величины.

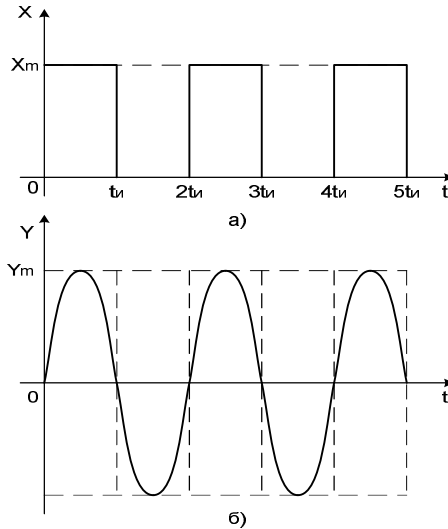


Рис. 1. Временные диаграммы: а – напряжения питания пьезоизлучателя; б – выходного сигнала пьезоизлучателя.

Входную величину во временной области представим следующим образом

$$x(t) = X_m \cdot 1(t) - X_m \cdot 1(t - t_n), \quad (2)$$

где $1(t)$ – единичная ступенчатая функция; $1(t - t_n)$ – запаздывающая на отрезок времени t_n единичная ступенчатая функция.

Согласно свойству линейности [4,5] найдем операторное изображение входного сигнала следующим образом

$$L[x(t)] = L[X_m \cdot 1(t)] - L[X_m \cdot 1(t - t_n)]. \quad (3)$$

Первое слагаемое в (3) запишем в виде

$$L[X_m \cdot 1(t)] = \frac{X_m}{p},$$

а второе – с учетом теоремы запаздывания [4,5], в виде

$$L[X_m \cdot 1(t - t_n)] = \frac{X_m}{p} \cdot e^{-pt_n},$$

где p – оператор Лапласа.

В соответствии с выражением (3) получим:

$$X(p) = L[x(t)] = \frac{X_m}{p} (1 - e^{-pt_n}). \quad (4)$$

Операторное изображение синусоидальной функции времени [4,5],

записывается следующим образом:

$$Y(p) = Y_m \cdot \frac{\omega}{p^2 + \omega^2}. \quad (5)$$

После подстановки выражений (4) и (5) в формулу (1) получим:

$$K(p) = \frac{Y_m \cdot \omega \cdot p}{(p^2 + \omega^2) \cdot X_m \cdot (1 - e^{-pt_c})}, \quad (6)$$

где ω – круговая частота синусоидального сигнала на выходе пьезоизлучателя.

В общем случае

$$\omega = \frac{2\pi}{T}, \quad (7)$$

где T – период, а в данном случае

$$\omega = \frac{2\pi}{2t_e} = \frac{\pi}{t_e}.$$

С учетом выражения (7) передаточную функцию (6) запишем следующим образом

$$K(p) = \frac{K \cdot T \cdot p \cdot Y_m}{(K^2 T^2 p^2 + 1) \cdot (1 - e^{-pt_c}) \cdot X_m}, \quad (8)$$

где $K = \frac{1}{2\pi}$.

Определим выходной сигнал пьезоизлучателя с полученной передаточной функцией, считая, что на его вход подается последовательность импульсов с экспоненциальными фронтами, что весьма часто бывает на практике. Временная диаграмма входного сигнала показана на рис. 2.

Сигнал на переднем фронте импульса можно описать уравнением

$$x_n(t) = X_m(1 - e^{-t/\tau}), \quad 0 < t < t_e,$$

а штриховую «падающую» экспоненту уравнением

$$x_c(t) = -X_m(1 - e^{-\frac{t-t_e}{\tau}}), \quad t_e < t < 2t_e$$

Следовательно, в течение периода T входной сигнал $x(t)$ излучателя изменяется следующим образом

$$x(t) = x_n(t) + x_c(t) = X_m \left[e^{-\frac{t-t_e}{\tau}} - e^{-\frac{t}{\tau}} \right]. \quad (9)$$

Найдем изображение входного сигнала (9) с учетом свойства линейности операторного изображения [4,5]

$$X(p) = L[X_m e^{-\frac{t-t_e}{\tau}}] - L[X_m e^{-\frac{t}{\tau}}] = \frac{X_m \alpha}{p(p + \alpha)} (e^{-pt_e} - 1), \quad (10)$$

где $\alpha = \frac{1}{\tau}$.

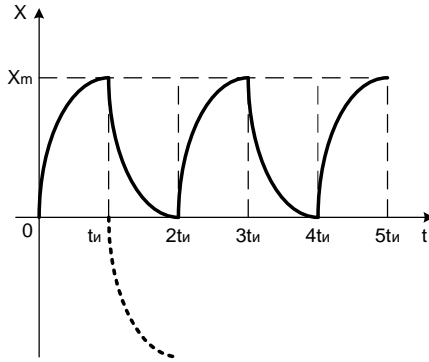


Рис. 2. Временная диаграмма входной последовательности импульсов с экспоненциальным фронтом

Далее определим изображение выходной величины, используя (8) и (10)

$$Y(p) = K(p) \cdot X(p) = -\frac{Y_m \alpha K T}{(p + \alpha)(K^2 T^2 p^2 + 1)} \quad (11)$$

Выходной сигнал $y(t)$ пьезоизлучателя найдем по теореме разложения [4,5]

$$y(t) \doteq Y(p) = \frac{F_1(p)}{F_2(p)}, \quad (12)$$

где $F_1(p) = -Y_m \alpha K T$ - полином числителя; $F_2(p) = (p + \alpha)(K^2 T^2 p^2 + 1)$ - полином знаменателя.

Найдем корни полинома $F_2(p)$, приравняв его нулю $(p + \alpha)(K^2 T^2 p^2 + 1) = 0$, откуда $p_1 = -\alpha$; $p_2 = j \frac{1}{K T}$; $p_3 = -j \frac{1}{K T}$, где $j = \sqrt{-1}$ - мнимая единица.

Поскольку среди корней полинома $F_2(p)$ имеются комплексно-сопряженные корни, то используем следующую версию теоремы разложения [4,5]

$$y(t) = \frac{F_1(p_1)}{F_2'(p_1)} e^{p_1 t} + 2 \left[j \frac{F_1(p_2)}{F_2'(p_2)} e^{p_2 t} \right]_{jm}. \quad (12)$$

Найдем производную знаменателя

$$F_2'(p) = \frac{dF_2(p)}{dp} = 3K^2T^2 p^2 + 2pK^2T^2\alpha + 1;$$

$$F_2'(p_1) = 3K^2T^2\alpha^2 - 2\alpha^2K^2T^2 + 1 = K^2T^2\alpha^2 + 1;;$$

$$F_2'(p_2) = j2KT\alpha - 2 = 2(jKT\alpha - 1).$$

Подставляя соответствующие значения полинома и производных в формулу (12), получим

$$y(t) = -\frac{Y_m\alpha KT}{K^2T^2\alpha^2 + 1}e^{-\alpha t} + 2 \left[j \frac{-Y_m\alpha KT}{2(jKT\alpha - 1)} e^{j\frac{1}{KT}t} \right]_{jm} = \quad (13)$$

$$= -\frac{Y_m\alpha KT}{K^2T^2\alpha^2 + 1}e^{-\alpha t} + \frac{Y_m\alpha KT}{\sqrt{1 + K^2T^2\alpha^2}} \sin\left(\frac{t}{KT} - \arctg KT\alpha + 90^\circ\right).$$

Учитывая, что $K = \frac{1}{2\pi}$ и $T = \frac{2\pi}{\omega}$ получим $KT = \frac{1}{\omega}$.

Тогда выражение (13) удобно записать так:

$$y(t) = \frac{Y_m\alpha KT}{\sqrt{1 + K^2T^2\alpha^2}} \left[\sin(\omega t - \arctg KT\alpha + 90^\circ) - \frac{e^{-\alpha t}}{\sqrt{1 + K^2T^2\alpha^2}} \right].$$

Следовательно, при питании пьезоизлучателя импульсным напряжением с экспоненциальными фронтами в выходном сигнале излучателя также появляется экспоненциальная составляющая, которая может повлиять на точность преобразования информации негативно.

Выводы. Для приближения выходного сигнала пьезоизлучателя к синусоиде, импульсы питающего напряжения устройства следует приблизить к прямоугольной форме.

В дальнейшем представляется целесообразным исследовать влияние формы питающего напряжения пьезоизлучателя на точность измерителя уровня, в состав которого входят рассмотренные выше источник питания и пьезоизлучатель.

Список литературы: 1. *Ермолов И.Н.* Ультразвуковые пьезопреобразователи для неразрушающего контроля. - М.: Машиностроение, 1986.-277 с. 2. *Кажис Р.И.* Ультразвуковые информационно-измерительные системы. Вильнюс: Моклас, 1986.-216 с. 3. *Хамидуллин В.К.* Ультразвуковые контрольно-измерительные устройства и системы Науч. ред. В.М.Кушуть. - Л.: Изд-во ЛГУ, 1989.-245 с. 4. *Эйдерман В.Я.* Основы теории функций комплексного переменного и операционного исчисления. М.: Физматлит 2002 256 с. 5. *Прудников А.П.* Операционное исчисление совершенных операторов. – М.: ВЦ РАН, 1992, 98с.

Поступила в редколлегию 30.05.08

В.К. ГУСЕЛЬНИКОВ, канд. техн. наук, проф., **Д.Г. ВОЛКОВ**, студент НТУ «ХПИ», **А.В. ГУСЕЛЬНИКОВ**, студент НТУ «ХПИ», **Д.В. ХОМЕНКО**, студент НТУ «ХПИ»

УСТАНОВКА ДЛЯ ТАРИРОВКИ ТЕНЗОРЕЗИСТОРОВ

У статті наведені опис і принцип роботи установки для тарировки промислових тензорезисторів і визначення характеристик схем їхнього включення

In clause the description and principle of work of installation for compenser industrial tenthoresistors and definition of the characteristics of the circuits of their inclusion is given.

Введение. Подготовка промышленных тензорезисторов к эксплуатации включает в себя их проверку и сортировку по сопротивлению, и коэффициенту тензочувствительности.

Определение этих параметров производится выборочно для 3-5% от общего количества тензорезисторов одной серии. Результаты распространяются на всю серию тензорезисторов одного сопротивления и идентичной технологии изготовления. Это делается для того, что даже в одной серии тензорезисторов их характеристики, такие как значения сопротивления и коэффициента тензочувствительности, могут иметь существенные различия.

В промышленных установках для определения этих характеристик используются тарировочные установки с упругими балками равного сечения, на которых закрепляются исследуемые тензорезисторы [1, 2]. Недостатком таких установок является зависимость деформации балки, а, следовательно, и тензорезистора от выбора места рабочей точки на поверхности балки. Так как габариты (база) большинства тензорезисторов составляет (5-30) мм их деформация при закреплении на балке равного сечения неравномерна, что приводит к большим погрешностям измерения сопротивления и коэффициента тензочувствительности.

Цель работы. Разработка тарировочной установки с балкой равного сопротивления, упругая деформация которой, при прогибе свободного одинакова в любой точке её поверхности. Установка, схематическое изображение которой приведено на рис. 1, состоит из следующих элементов: консольной балки равного сопротивления-1, на поверхности которой закреплены, исследуемые тензорезисторы-2. Деформация балки, а, следовательно, и тензорезистора, осуществляется с помощью микрометрического винта-3. Для измерения перемещения конца балки в диапазоне ± 5 мм используется индикатор-4 часового типа с ценой деления 0,1 мм.

Электрическая схема (рис. 2) позволяет определить и сопоставить изменение сопротивлений тензорезисторов с помощью цифрового процентного омметра (ЦО) типа Щ30-04.1 с погрешностью измерения $\pm 0,2\%$ и исследовать наиболее распространенные четверть, полу и полномостовые схемы включения тензорезисторов с помощью цифрового вольтметра (ЦВ) типа Щ1516 с погрешностью измерения $\pm 0,1/0,5\%$. В схему входят постоянные высокоточные резисторы $R1-R4$ типа С5-5В с номинальным сопротивлением 200 Ом и погрешностью $\pm 0,2\%$; стабилизированный источник питания - ИП с постоянным напряжением ($5 \pm 0,5$)В; инструментальный усилитель - ИУ. Сопротивления $R1-R4$ и исследуемые тензорезисторы $R5-R8$, в зависимости от режима работы, подключаются к схеме с помощью переключателей $S1-S4$.

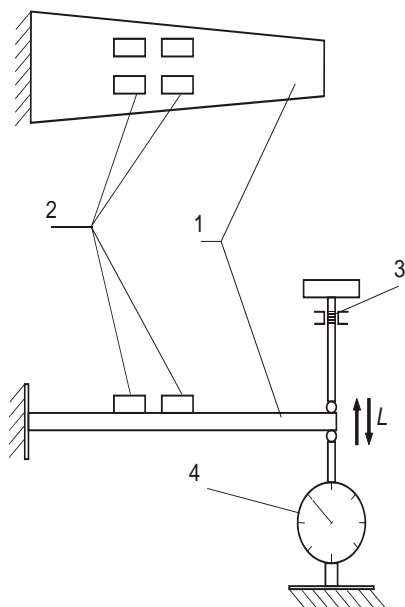


Рис. 1. Механическая схема тарировочной установки

Изменяя положения переключателей можно получить различные схемы включения, например четверть-мостовую. Балансировка схемы осуществляется с помощью реохорда $R0$.

Для исследования серии тензорезисторов выполняются следующие операции:

1. Выбирается необходимый режим работы, например на верхнюю

поверхность балки крепятся 4 тензорезистора одного типа (2ФПКА с коэффициентом тензочувствительности $k = (1,9-2,2)$, базой $\alpha = 11(\text{мм})$, номинальным сопротивлением 200 (Ом)) с помощью переключателей S1-S4 собирается четвертьмостовая схема для исследования первого тензорезистора (R5).

2. Включается источник питания
3. По нулевым показаниям цифрового вольтметра, реохордом (R0) осуществляется баланс моста.
4. С помощью микрометрического винта, производится прогиб l свободного конца балки, например на 0,5 мм по шкале часового индикатора

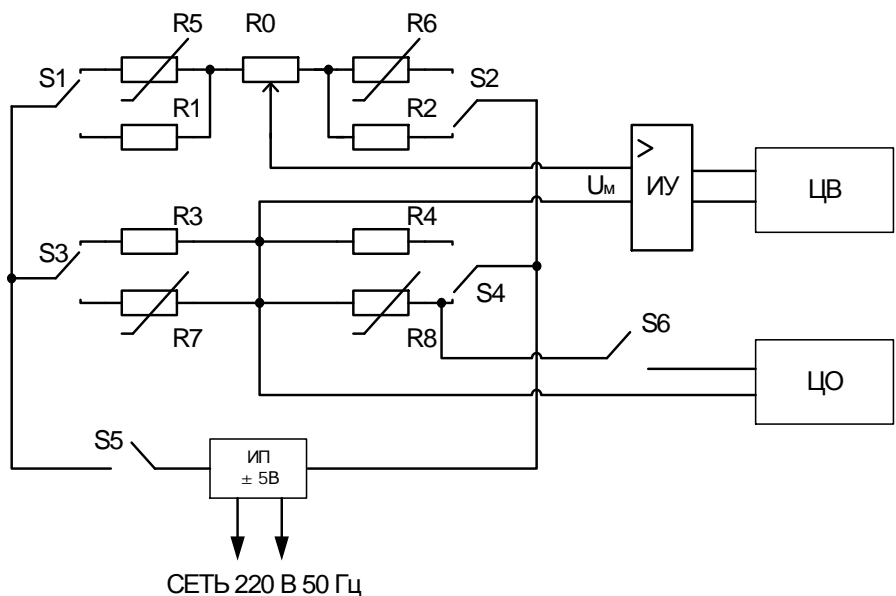


Рис. 2. Электрическая схема тарировочной установки

5. Напряжение разбаланса U_m моста измеряется цифровым вольтметром.

Так же определяются напряжения разбаланса моста для точек прогиба через 0,5 мм до 5 мм.

По полученным значениям строится зависимость $\Delta U_m = F(l)$.

Далее с помощью переключателей S1-S4 собирается четвертьмостовая схема для исследования остальных тензорезисторов R6-R8 и определяются

зависимости $\Delta U_2, \Delta U_3, \Delta U_4$ от прогиба l . Из сопоставления полученных характеристик определяется разброс коэффициентов тензочувствительности исследуемых тензорезисторов.

Известно [3,4], что деформация поверхности балки равного сопротивления ε_b , а, следовательно, и тензорезистора ε_R , связано с перемещением свободного конца балки следующим образом:

$$\varepsilon_b = h \cdot a^{-2} \cdot l,$$

где толщина балки $-h = 3$ (мм); длина балки $-a = 200$ (мм); перемещение свободного конца балки $l = (0-5)$ (мм). Напряжение U_i в измерительной диагонали моста измеряется вольтметром и может быть определено по формуле:

$$U_M \approx U_p \cdot 4^{-1} \cdot k \cdot \varepsilon_b = U_p \cdot 4^{-1} \cdot \varepsilon_R, \quad (1)$$

где $U_p = 5$ (В) - напряжение питания моста, ε_R - относительное изменение сопротивления тензорезистора.

Из этого выражения могут быть определены ε_R и k . Для определения действительных значений этих величин необходимо произвести несколько, 5-10 аналогичных измерений и найти средние арифметические значения (например $\bar{\varepsilon}_R$).

Вычисление погрешности результатов измерений значений ε_R и k , вызванной разбросом тензочувствительности тензорезисторов внутри серии, производится путем математической обработки полученных значений, используется зависимость:

$$S = 0,6745 \cdot \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n \sigma_i^2\right) \cdot (n(n-1))^{-1} \cdot \varepsilon_R^{-1} \cdot 100\%}, \quad (2)$$

где S - погрешность результата измерения для тензорезисторов данной серии; $\sigma = \bar{\varepsilon}_R - \varepsilon_i$ - остаточная погрешность.

Погрешность S является критерием пригодности тензорезисторов для измерений. У лучших образцов фольговых датчиков она не превышает 0,2%. Серия тензорезисторов у которых S превосходит (0,5-1)%, рассматривается как непригодная для практических целей.

Подбор пар тензорезисторов для мостовых измерительных схем можно осуществить, также включив два закрепленных на поверхности балки тензорезистора, например ($R5, R7$). После предварительной балансировки моста и деформации тензорезисторов путем перемещения конца измерительной балки в диапазоне (0-5) мм, через каждые 0,5 мм, определить, по показаниям цифрового вольтметра, максимальное значение напряжения

$U_{\text{мм}}$ разбаланса моста. По значению $U_{\text{мм}}$ определяют согласно формулам (1,2) разницу коэффициентов тензочувствительности и разницу изменения сопротивлений исследуемых тензорезисторов. В случае полной идентичности этих характеристик тензорезисторов напряжения разбаланса моста должно быть равно нулю.

Все эти операции производятся в том случае, если тензорезисторы используются непосредственно для измерения линейных деформации. Если они выполняют роль чувствительных элементов в составе датчиков для измерения, например, давления, вибрации, ускорения, то перед использованием необходимо произвести только их проверку по номинальному сопротивлению и его изменению при деформации с помощью цифрового омметра.

Разброс значений коэффициентов тензочувствительности внутри серии тензорезисторов не скажется на точности измерений, так как в этом случае имеется прямая зависимость между имитированной физической величиной (давлением, перемещением и т. д.) и приращением сопротивления тензочувствительного элемента. Различие в коэффициенте тензочувствительности учитывается и входит в тарировочный коэффициент.

С помощью рассматриваемой установки могут быть определены также параметры других типов тензорезисторов (проволочных, полупроводниковых) и исследованы характеристики их измерительных схем.

Список литературы: 1. *Больших А.С.* и др. Испытательная техника. - М.: Машиностроение, 1982.-559 с. 2. *Пронос П.* Измерения в промышленности: Справочник. - М.: Металлургия, 1990.- 344 с. 3. *Кондрашов С.И, Гусельников В.К.* Методы конструирования первичных измерительных преобразователей с нормированными выходными сигналами: - Харьков: НТУ «ХПИ», 2003.- 126 с. 4. *Поліщук Є.С.* та ін. Метрологія та вимірювальна техніка.- Львів: Бескид Біт, 2003.- 544 с.

Поступила в редакцію 30.05.08

А.П. ДАВИДЕНКО, канд. техн. наук, проф.; *Е.Н. ВОЛЬЯНСКАЯ*

ХАРАКТЕРИСТИКА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УРАВНОВЕШИВАНИЯ

У представленному вимірювальному перетворювачі використаний астатичний принцип урівноважування, що припускає наявність у контурі урівноважування інтегруючої ланки. Наведені характеристики досліджуваної схеми, вираз чутливості вимірювального перетворювача та графіки, що відображають результати досліджень.

In presented measuring converter used astatic principle of balance, which supposition presence in circuit balancing integrating link. The casted behaviour under consideration circuitry, expression responsivity for measuring converter and graphs, which image survey.

Наиболее распространенными среди усилительных высокочотных устройств являются компенсационные измерительные преобразователи. Используя измерительные преобразователи с астатическим уравновешиванием, можно повышать точность и чувствительность приборов для измерения, регистрации и регулирования электрических выходных величин маломощных промышленных датчиков, выполнить различные вычислительные операции с малыми электрическими величинами [1].

На рис. 1 представлена мостовая цепь с астатическим уравновешиванием. Уравновешивание моста осуществляется путем подачи на резистор в одно из плеч моста напряжения пропорционального разбалансу мостовой схемы для достижения полного уравновешивания [2].

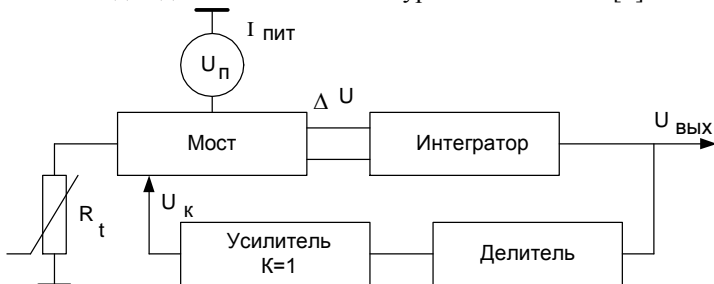


Рис. 1. Структурная схема преобразователя

Запишем основные соотношения описывающие структуру устройства:

$$DU = f_1(U_{\text{пит}}, R_1, R_2, R_3, R_t, U_k); \quad (1)$$

$$U_{\text{вых}} = f_2(DU); \quad (2)$$

$$U_k = f_3(U_{\text{ВЫХ}}); \quad (3)$$

Принципиальная схема представлена на рис. 2.

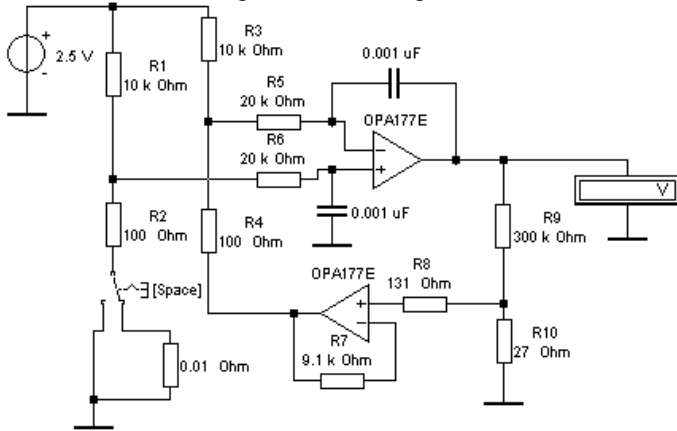


Рис. 2. Принципиальная схема

Запишем выражение для выходного напряжения моста

$$U_a = \frac{E_1 R_2}{R_2 + R_1}; \quad (4)$$

$$U_b = \frac{E_1 R_4}{R_3 + R_4} - \frac{E_2 R_3}{R_3 + R_4}; \quad (5)$$

тогда

$$DU = U_a - U_b, \quad (6)$$

$$DU = \frac{E_1(R_2 + DR_2)}{R_1 + (R_2 + DR_2)} n \frac{E_1 R_4}{R_3 + R_4} + \frac{U_{\text{ВЫХ}} K R_3}{R_3 + R_4}; \quad (7)$$

где K – коэффициент преобразования делителя

$$K = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_9}; \quad (8)$$

$$DU = \frac{E_1 R_3}{(R_1 + R_2)^2} DR_2 + \frac{U_{\text{ВЫХ}} K R_3}{R_3 + R_4}; \quad (9)$$

Для исследуемой схемы:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \int_0^t DU dt, \quad (10)$$

где $t = R_5 C_1 = R_6 C_2$.

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{t} A \cdot DR_2 t + \frac{1}{t} \int_0^t B \cdot U_{\text{ВЫХ}}(t) dt, \quad (11)$$

где $A = \frac{E_1 R_3}{(R_1 + R_2)^2}$; $B = \frac{K R_3}{R_3 + R_4}$;

Продифференцируем это выражение

$$\frac{dU_{\text{ВЫХ}}(t)}{dt} = \frac{1}{t} A \cdot DR_2 + \frac{1}{t} B \cdot U_{\text{ВЫХ}}(t) dt \quad (12)$$

Исследования в динамическом режиме производятся в программе *Electronics Workbench* путем скачкообразного изменения плеча моста на $\Delta R_2 = 0,01$ Ом с различными постоянными времени. При установлении значения с точностью до 0,1%, время преобразования соответственно составляет 4с, 36 с и 95 с (рис. 3) [3].

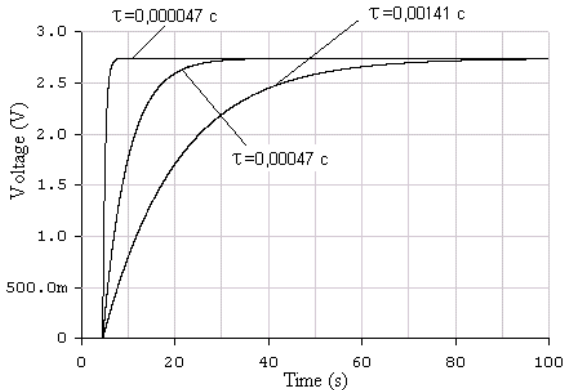


Рис. 3. График зависимости времени преобразования от постоянной времени интегратора

Чувствительность измерительного преобразователя зависит от коэффициента деления делителя образуемого сопротивлениями R_9 и R_{10} . На рис. 4 представлена зависимость чувствительности измерительного преобразования от коэффициента деления делителя, определяемого как $1/K$. Таким образом, увеличивая коэффициент деления можно увеличивать чувствительность измерительного преобразователя. Для примера, одно из плеч моста выполнено в качестве платинового терморезистора. Зависимость выходного напряжения от изменения температуры на терморезисторе представлена на рисунке 5. Из результатов исследования можно сделать вывод, что чувствительность исследуемого преобразователя примерно составляет $5\text{В}/^\circ\text{C}$, так как при изменении температуры на $2,6^\circ\text{C}$ выходное напряжение составляет 12,3 В.

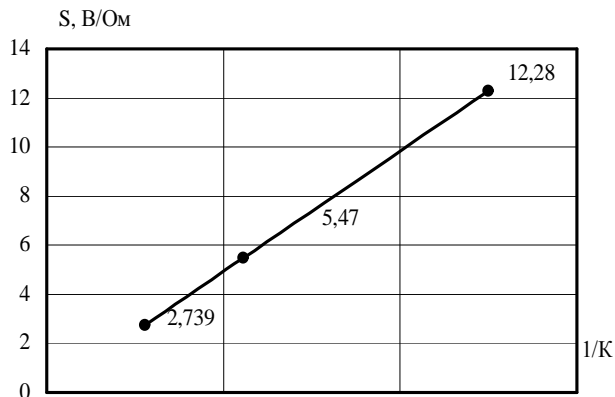


Рис. 4. График зависимости чувствительности от коэффициента преобразования делителя

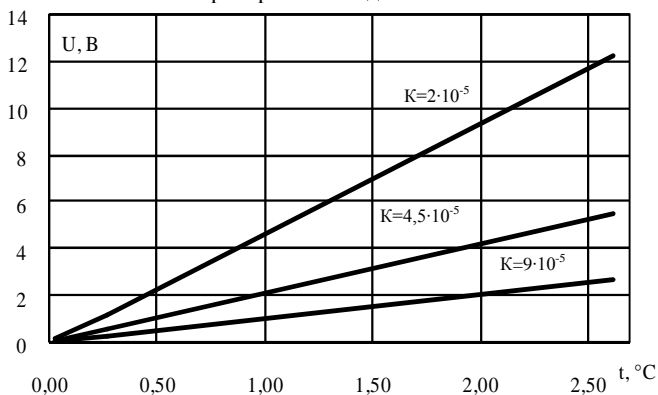


Рис. 5. График зависимости выходного напряжения от изменения температуры при различных коэффициентах преобразования делителя

Измерительные преобразователи компенсационного типа имеют высокую чувствительность. Включение в мостовую схему двух тензо- или терморезисторов позволяет одновременно измерять две величины и одновременно оценивать малую разность между ними. Полученные результаты позволяют фиксировать изменение температуры до $0,001^{\circ}\text{C}$ за несколько секунд, что актуально в таких областях науки как биология, химия, медицина и др.

Список литературы: 1. *Орнатский П.П.* Автоматические измерения и приборы. К.: Вища школа. Головное изд-во, 1986. 2. *Раннев Г.Г.* Методы и средства измерений: Учебник для вузов. М.: Издательский центр «Академия», 2004. 3. *Клаассен К.Б.* Электронные методы и приборы в измерительной технике. М.: Постмаркет, 2002.- 352с.

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р техн. наук, проф. каф. АУТС НТУ «ХПИ»
Л.С. АБРАМОВА, канд. техн. наук, доцент кафедры ТС ХНАДУ
(г. Харьков)

ИЕРАРХИЧЕСКИЕ СТРУКТУРЫ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДОРОЖНЫМ ДВИЖЕНИЕМ

В статті запропонована нова даймонд структура організації управління дорожно-транспортними потоками, в якій розмеження інформаційних рівней керування поєднується з розподілом інформаційних та управляючих потоків даних.

In the paper the new Diamond structure of the hierachycal Intellident Transport System is proposed. The effective control of the traffic flow is achived by using different ways to carry control and information traffic data.

Постановка проблемы. В настоящее время увеличение парка автотранспортных средств в Украине происходит очень высокими темпами. Так, за последние 10 лет он увеличился на 70%. При этом, если в 2001 году уровень автомобилизации составлял 135 авт/1000 жителей, то по прогнозу в 2010 году он составит 200 авт/1000 жителей. Такой рост интенсивности транспортного потока (ТП) приводит к ухудшению показателей безопасности дорожного движения, уменьшению пропускной способности улично-дорожной сети (УДС) городов и увеличению времени простоя автотранспортных средств в заторах. Проведенный анализ пропускной способности в центральной части г. Харькова [1] показал, что скорость сообщения в результате повышения интенсивности ТП снизилась до 10 км/час.

Радикального улучшения условий движения транспорта в городе на длительную перспективу можно достичь при осуществлении мер градостроительного характера: строительством мостов, тоннелей, пробивкой новых магистралей. Осуществление таких проектов требует значительных финансовых вложений и затрат времени. Анализ показывает, что значительно смягчить ситуацию позволит комплекс мероприятий, связанных с совершенствованием управления ТП в городе – внедрением компьютеризованных автоматических систем управления дорожным движением (АСУДД) на уличной сети городов.

Безопасность дорожного движения и эффективность управления транспортными и пешеходными потоками в значительной мере определяются качеством организации дорожного движения (ОДД), надежностью и отказоустойчивостью программно-технических средств систем управления дорожным движением. Поэтому разработка принципов организации дорожного движения (ДД) и систем управления (СУ) транспортными

потоками, необходимость использования современных технологий связи и управления разработка принципов управления является весьма актуальной проблемой в настоящее время.

Анализ литературы. При решении проблемы организации дорожного движения и управления транспортными системами (ТС) в международной практике широко используется система Интеллектуальной Транспортной Инфраструктуры (*Intelligent Transportation System*, далее *ITS*), способной эффективно управлять существующей дорожно-уличной сетью дорог с учетом ее плотности и пропускной способности [2,3]. Под *ITS* понимают использование последних достижений информационных технологий и систем связи, управления, компьютерного оборудования и программного обеспечения для улучшения эффективности и безопасности работы наземного транспорта. Отличительный признак таких систем – автоматическое (или с минимальным участием оператора) формирование управляющих воздействий в режиме реального времени на объекты ТС. Для этого в системе должна функционировать обратная связь, обеспечивающая автоматическую передачу данных о работе объектов ТС в блок управления.

Аббревиатура *ITS*, появившаяся в США, стала международно признанным сокращением для Систем Информационного Обеспечения Транспорта. Внедрение *ITS* значительно изменило всю структуру наземных перевозок в мире. В 1991 г. Конгрессом США был принят специальный законодательный акт *ISTEA*, об увеличении пропускной способности автомобильных дорог, уменьшении или исключении транспортных заторов, повышении уровня безопасности движения за счет применения передовых современных технологий.

Известны следующие структуры АСУ – децентрализованные, централизованные и иерархические [4-6]. При этом основными функциями управления являются: сбор параметров ТП первичными детекторами транспорта, передача информации в центр управления, расчет управляющих воздействий и их передача в дорожные контроллеры, которые управляют светофорными устройствами или управляемыми дорожными знаками [7]. Существующие АСУДД функционируют в режиме реального времени и вне его или на комбинации этих режимов. Однако реализация приведенных принципов управления в мегаполисах несущественно влияет на эффективность дорожного движения, так как имеет место запаздывание управляющих воздействий, которое является причиной образования заторовых ситуаций на УДС городов.

Цель статьи – на основе анализа современных тенденций развития АСУДД обосновать иерархическую структуру современной системы управления ТП, обеспечивающей эффективность и безопасность дорожного движения.

Функции АСУДД. Известно, что длина затора, его продолжительность и количество автотранспортных средств, его образующих, являются последствиями применяемых методов и СУ ДД. В большинстве СУ

управляющие воздействия направлены на устранение препятствий движению, а не на предотвращение их. При современном состоянии ДД постоянно возрастает количество участков УДС города, которые можно рассматривать как «узкие» места транспортной сети. Следовательно, имеют место пространственные взаимоотношения между нестандартными и небезопасными ситуациями по всей транспортной сети в целом, что предполагает наличие взаимной связи между управляющими воздействиями. Стратегия управления должна обеспечивать решение задачи управления в целом по сети так, чтобы управляющие воздействия УДС не усложняли движение или нейтрализовали друг друга. Поэтому одним из важнейших аспектов проблемы управления ДД является определение совокупности управляющих воздействий и последовательности их реализации системой управления, которая должна быть распределенной с рациональной степенью децентрализации и функционировать в режиме реального времени. Следовательно, при построении АСУДД кроме традиционных функций управления возникает необходимость в решении задачи координации управляющих воздействий.

Функциональная схема распределенной системы управления.

Проблемы согласования взаимодействий между отдельными объектами и подсистемами, необходимость оперативного реагирования на существенно меняющиеся внешние условия, многорежимность функционирования и противоречивость требований, предъявляемых к системе в целом, породили новые функциональные задачи координации, оперативного управления и принятия решений в АСУДД. Для установления взаимосвязи традиционных задач с новыми задачами управления рассмотрим типовую функциональную структуру многообъектной системы управления.

В настоящей работе под структурой АСУДД будем понимать: 1) общепринятое качественное определение структуры системы как совокупность элементов, между которыми существуют определенные связи [8]; 2) широко распространенная математическая модель структуры как решетки, т.е. частично упорядоченного множества, в котором каждое двухэлементное подмножество имеет как точную верхнюю, так и точную нижнюю границу [9]. Использование такой математической модели позволит в дальнейшем формализовать множество структур в виде специального ориентированного мультиграфа.

За счет наличия сложных взаимосвязей между отдельными элементами системы, большой размерности переменных, характеризующих систему в целом, систему управления проектируют в виде иерархической системы, на каждом функциональном уровне которой средствами вычислительной техники решаются задачи управления определенного типа.

Выделим последовательно четыре уровня управления: локального регулирования (уровень САР), локальной оптимизации (уровень САУ), координации локальных систем оптимизации, оперативного управления и принятия решений (рис. 1).



Рис. 1. Иерархическая структура системы управления

Рассмотрим задачи, решаемые на каждом уровне иерархии АСУДД.

Объектом управления в АСУДД являются транспортные потоки. Под характеристикой объекта понимается вектор, компоненты которого – значение интенсивности, скорость потока и показатели качества управления (например, длительность задержки, число остановок и т.д.). При описании объекта необходимо учитывать и ряд особенностей, характерных для этого сложного социального объекта:

- высокая сложность объекта управления, связанная с его спецификой и объясняемая, прежде всего, возможностью возникновения отличий цели управления объектом от целей его элементов;
- стохастичность поведения объекта, связанная с высоким уровнем случайных возмущений;
- нестационарность.

Таким образом, ТП на дорожной сети как объект управления относится к структурно-сложным объектам высокой размерности, состоящий из набора взаимосвязанных подсистем – *LSS (large scale systems)* система. Основными методами исследования подобных систем является декомпозиция и агрегирование, теоретически обоснованные А.А.Первозванским и В.Г. Гайцгори [10]. Принцип агрегирования предусматривает разбиение транспортных потоков в сети на стандартно описываемые элементы и позволяет рассматривать с единых позиций дорожные сети различных размеров с различными вариантами организации движения.

В [11, 12] предложены двухкомпонентные модели ТП, позволяющие адаптироваться к изменению зависимости интенсивность-плотность ТП.

В [12] для оценки интенсивности ТП предложено использовать экспоненциальную генерирующую функцию в виде

$$q = kv_f \left\{ 1 - \exp \left[1 - \left(1 + \frac{v_j}{nv_f} \left(\frac{k_j}{k} - 1 \right) \right)^n \right] \right\} \quad (1)$$

где q – интенсивность транспортного потока; v_j – скорость потока в свободных условиях; v_f – скорость кинематической волны в заторовых условиях; k_j – максимальная плотность; k – плотность транспортного потока; n – параметр схемы ОДД.

Кривая зависимости интенсивности ТП от плотности и скорости ДД учитывается выбором параметра n , связанного с различными условиями ДД. Использование предложенной модели ТП ДД усложняется противоречиями между реальными данными параметров ДД и детерминированным соотношением в модели, в частности, между постоянным значением плотности ТП и значением максимальной плотности k_m ТП и переменным значением соотношения k/k_m в реальном ТП, а также противоречием между значениями параметров ТП при переходе от стабильного к заторовому. Поэтому учет этих противоречий в моделях ТП является важной проблемой.

Уровень САР. На этом уровне обеспечивается решение задач локального автоматического регулирования, т.е. стабилизации или программного изменения параметров объекта в соответствии с установками, задаваемыми на вышеразмещенном уровне САУ. В качестве технических средств на уровне САР могут быть использованы как цифровые регуляторы (в том числе и микропроцессорные), так и традиционные регуляторы непрерывного действия.

Уровень САУ. Предназначен для оптимизации управления ограниченным комплексом подobjектов, подчиненных соответствующим оптимизаторам. Критерии цели управления, рассматриваемые на этом уровне, могут отличаться от общего критерия функционирования всей системы. Во всяком случае, в них необходимо учитывать «собственные интересы» подчиненных оптимизатору подсистем. Технические средства уровня САУ, а также средства более высоких уровней иерархии должны использовать современные компьютерные технологии и средства скоростной связи и обработки информации.

Уровень координации. На этом уровне осуществляется координированное, т.е. согласованное управление работой локальных оптимизаторов с целью достижения общей задачи функционирования всей системы в целом. При этом для оптимизации используется один или несколько критериев, отражающих «интересы» всей иерархической системы.

Уровень оперативного управления и принятия решений. Как

правило, этот уровень содержит руководящий орган (коллектив специалистов или лицо, принимающее решение (ЛПР)), обеспеченный современными компьютерными технологиями для проведения расчетов возможных вариантов решения. На этом уровне общие цели и задачи, стоящие перед системой, преобразуются в конкретные установки для нижних уровней управления. Кроме того, происходит распределение ресурсов управления между отдельными подсистемами и принятие решений в различных нестандартных ситуациях.

Идеальное средство для обеспечения эффективной работы этого уровня – использование «быстрых моделей» нижних уровней иерархии и объекта управления. Особый интерес представляют варианты полной автоматизации функций оперативного управления и принятия решений, обусловленные повышенными требованиями к качеству принимаемых решений и ограничениями на время решения, а также (в отдельных случаях) невозможностью организации условий для нормальной работы ЛПР.

В сфере промышленной автоматизации различных технологических процессов до настоящего момента используется несколько различных архитектур систем управления, но тенденцией последних лет все же стало повсеместное использование *Ethernet*-технологий (ЕТ-системы управления), позволяющих более гибко интегрировать услуги современных технологий связи и управления.

В такой системе взаимодействия с устройствами, составляющими объект управления могут использоваться различные типы устройств:

- IP-видеосерверы, поддерживающие качественное сжатие видеоинформации (*MPEG-4*) и синхронную трансляцию аудио- и видео потоков

- специализированные асинхронные серверы доступа, обеспечивающие подключение сенсоров, датчиков и программируемых устройств управления с устаревшими протоколами последовательной передачи данных *RS-232/422/485* к *Ethernet*-сетям;

- *Ethernet*-серверы ввода и вывода, непосредственно обслуживающие сенсоры, датчики, релейные исполнительные механизмы;

- специализированные шлюзы, например, *ModBus-Ethernet* или программируемые серверы доступа, через которые к *Ethernet*-сети подключаются устройства, поддерживающие другие промышленные протоколы;

- дорожные контроллеры – микропроцессорные устройства, обеспечивающие быстрое преобразование данных или непосредственное локальное управление в узлах транспортной сети. Такие контроллеры взаимодействуют с устройствами контроля и управления на дорогах и за счет встроеного *RISC*-процессора берут на себя большую часть задач системы управления.

В соответствии с *ITS* подходом, а также с задачами, решаемыми на каждом уровне иерархии, АСУДД интеллектуальной транспортной

системы должна строиться по многоуровневой архитектуре с использованием кольцевых *Ethernet*-технологий, которой в большей степени соответствует ромбовидная форма структуры СУ (рис. 2).

Поскольку термин «ромбовидная структура» системы управления применяется в научной литературе для характеристик систем, находящихся под управлением двух управляющих центров, то в дальнейшем будем называть структуры, изображенные на рис. 2, даймонд-структурами (от английского *diamond* - алмаз, ромб).

На рис. 2 приняты обозначения: $0, 1 - 0, m_0$ – объекты управления; $\tilde{1}, \tilde{1} - \tilde{1}, \tilde{m}_1$ - датчики информации для локальных регуляторов и наблюдающие устройства; $\hat{1}, \hat{1} - \hat{1}, \hat{m}_1$ - собственно локальные регуляторы (без датчиков), реализующие выбранные законы; $\tilde{2}, \tilde{2} - \tilde{2}, \tilde{m}_2$ – локальные оптимизаторы; $\tilde{2}, \tilde{2} - \tilde{2}, \tilde{m}_2$ – информационные подсистемы для локальных оптимизаторов, воспринимающие информацию от датчиков и перерабатывающие ее в необходимую форму; $\tilde{3}, \hat{1} - \tilde{3}, \hat{m}_3$ – координирующие оптимизаторы; $\tilde{3}, \tilde{1} - \tilde{3}, \tilde{m}_3$ – информационные подсистемы для координаторов; $\tilde{4}, \hat{1}$ – орган оперативного управления и принятия решений; $\tilde{4}, \tilde{1}$ – информационная подсистема для оперативного управления и принятия решений, в том числе информационный зал с системами отображения информации и ЭВМ.

Введение даймонд-структур позволяет более четко выделить и связать задачи двух типов, которые необходимо решать в процессе проектирования систем управления ДД. К первому типу относятся задачи анализа и синтеза динамических контуров управления, структурируемые при проведении «разрезов» даймонд-структуры по вертикали. Второй тип составляют задачи статического расчета, структурируемые при выполнении «разрезов» даймонд-структуры по горизонтали на любом из уровней иерархии информационной или управляющей части системы.

В существующих АСУДД основой алгоритмизации является математическая теория транспортных потоков, на основе которой строятся системы сетевого и координированного управления с прогнозированием динамики транспортных потоков и изменением управляющих параметров светофорного регулирования, работающих в режиме календарной автоматики [4]. Однако в условиях неполного, нечеткого и неточного знания характеристик объекта управления – транспортного потока на дорожной сети, и характеристик окружающей среды, в которой функционирует этот объект, весьма перспективным для построения АСУДД, работающих в режиме реального времени, является использование методов нечеткого управления. Эти методы основаны на извлечении экспертных знаний управления, использовании нечеткого моделирования, где приближительная модель

объекта конфигурируется с использованием импликаций, описывающих возможные состояния системы, или использования самонастраивающегося нечеткого управления с использованием нейронных сетей [13]. Поэтому, эффективность перехода к даймонд-структурам вызвана тем, что требуется:

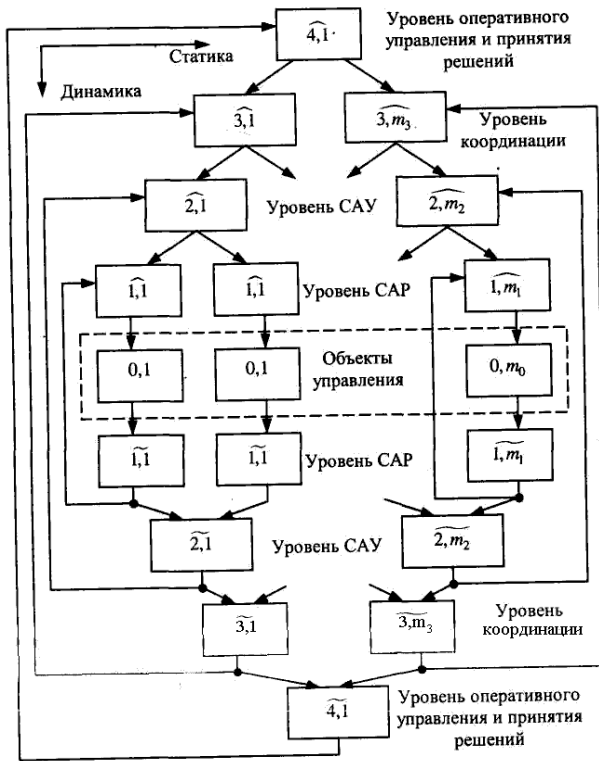


Рис. 2. Даймонд-структура иерархической системы управления ДД

1) разделить управляющие и информационные каналы системы на всех уровнях иерархии, с учетом того, что в некоторых современных многообъектных АСУДД управляющие и информационные звенья разделены территориально;

2) выделить в системе локальные динамические контуры управления для проведения динамических расчетов;

3) рассмотреть типовые задачи статических расчетов, решаемых на каждом уровне в управляющей и информационной подсистемах с учетом детерминированных и нечетких параметров;

4) создать за счет разделения функций «удобное» математическое описание отдельных звеньев и системы в целом, а также упростить

структурные преобразования в процессе проектирования системы.

Таким образом, иерархическая даймонд-структура АСУДД представляет собой многопроцессорную систему управления на основе индустриальных *Ethernet*-устройств, *RISC*-процессоров и современных сетевых технологий. Многочисленные статистические эксперименты, а также опыт промышленного использования подобных систем показывает, что в большинстве случаев отказы микропроцессорных устройств нижнего локального уровня управления ДД обусловлены неустойчивыми неисправностями перемежающегося типа и сбоями, возникающими в результате помех по цепям питания и внешними электромагнитными наводками. Поэтому при постоянном росте числа автомобилей на дорогах к системам управления предъявляются все более жесткие требования к их отказоустойчивости и надежности, выполнения которых можно добиться путем использования современных достижений технической диагностики, встроенных средств диагностирования и восстановления работоспособности АСУДД [1].

Выводы. В статье на основе анализа современных тенденций развития АСУДД предложена и обоснована структура городской системы управления ДД, в которой разделение информационных уровней управления сочетается с разделением информационных и управляющих потоков, что позволяет эффективно использовать современные компьютерные и *Ethernet*-технологии.

Список литературы: 1. Решетников Е.Б., Абрамова Л.С. и др. Анализ организации дорожного движения в центральной части города Харькова // «Вестник ХНАДУ», вып. 29, 2005. – С.116-122. 2. Золотовицкий А.В. Особенности автоматизации управления транспортными потоками // В кн. Безопасность – многоуровневый аспект: Превентивные меры и методы. – Пенза: МНИЦ, 2003. – С.31-33. 3. Рассел С., Норвич П. Искусственный интеллект, современный подход. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2007. – 1408 с. 4. Ветрицкий В.Н., Осунов А.В. Автоматические системы управления движением автотранспорта. – Ленинград: «Машиностроение», Ленинградское отделение, 1986. – 216 с. 5. Иносэ Х., Хамада Т. Управление дорожным движением / Под ред. М.Я. Блинкина: пер. с англ. – М.: Транспорт, 1983. – 248 с. 6. Nilsson N. Learning Mashines. – New York: McGraw-Hill, 1985. – 418 p. 7. Кременец Ю.А. Технические средства организации дорожного движения. – М.: Транспорт, 1990. –255 с. 8. Цвиркун А.Д. Структура сложных систем. – М.: Сов.радио, 1975. – 200 с. 9. Биркгоф Г. Теория решеток. – М.: Наука, 1984. – 566 с. 10. Первозванский А.А., Гайцгори В.Г. Декомпозиция, агрегирование и приближенная оптимизация. – М.: Наука, 1979. – 344 с. 11. Barcelo J., Casas J., Ferrer J., Garcia D. Modelling Advanced Transport Telematic Application with Microscopic Simulators: The Case of AIK4SUN2 // Traffic and Mobility: simulation – economics – environment. Springer. Berlin. – 1999. – p.p. 205-221 12. Del Castillo J.M., Benitez F.G. On the functional form of the speed-density relationship. – I.: General theory. “Tramp Res.” 1995, vol.29B, Ms 5. p.p. 373-389. 13. Методы робастного нейро-нечеткого и адаптивного управления. Учебник / под ред. Н.Д. Егунова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Батмана, 2002. – 744 с. 14. Хейт Ф. Математическая теория транспортных потоков. М.: Мир, 1966. – 286 с.

Поступила в редколлегию 16.04.08

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

ТЕСТОВОЕ ДИАГНОСТИРОВАНИЕ ОДНОМЕРНЫХ ОДНОРОДНЫХ СТРУКТУР

Пропонується процедура синтезу перевіряючих тестів для виявлення класу функціональних несправностей в одномірних однорідних мережах (ОМ) по автоматним моделям осередка ОМ і знаходженню в них фундаментальних циклів. Також отримана оцінка трудомісткості процедури синтезу.

The test method of one-dimensional iterative logic arrays (ILAs), composed of identical cells, are considered. The fault model assumed is that faults in single cell can change a cell behavior in any arbitrary way. The method is based on finding fundamental circles in automaton model of ILA cell. The complexity of the test procedure is derived.

Введение. Широкое распространение СБИС, программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) типа *FPGA* и *CPLD*, обладающих регулярностью структурной организации, определяет интерес исследователей к проблеме реализации схем дискретных устройств (ДУ) и систем в виде однородной системы или сети (ОС) из многофункциональных элементов или ячеек, каждая из которых повторяется вместе со своими связями или в виде структур клеточных автоматов [1, 2, 3]. Большое число работ в этой области связано с разработкой методов оптимального размещения автоматной модели ДУ в ОС. В качестве критерия оптимальности в большинстве случаев используется минимальность площади кристалла [4].

Другим критерием реализации ДУ в виде ОС является простота организации процедуры тестового диагностирования ОС. Решению проблемы тестового диагностирования ОС посвящен ряд работ отечественных и зарубежных авторов [5, 6, 7]. Определим терминологию, используемую в дальнейшем изложении, на примере одномерной ОС, представленной на рис. 1.

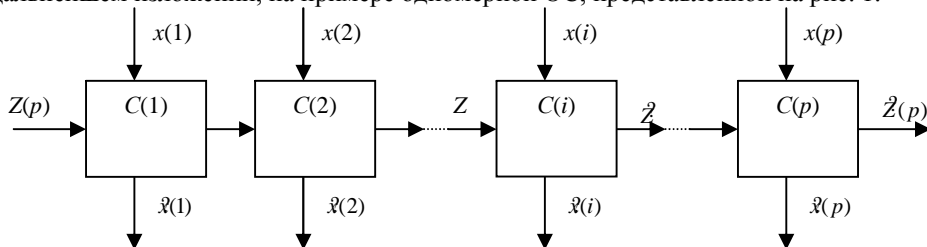


Рис. 1. Одномерная ОС с наблюдаемыми выходами z

В такой сети левый вход z и все входы x являются управляемыми. Выходы \bar{z} и выход \bar{z} крайней правой ячейки являются наблюдаемыми. Предполагается, что переменная, запрашивающая вход x_i ячейки $C(i)$ не зависит от всех других переменных, подаваемых на входы $x_j \neq x_i$. Поведение ячейки можно описать таблицей переходов-выходов (ТПВ) автоматной модели $C(i)$, в которой каждая строка кодируется переменными z (переменные состояния), а столбцы - переменными x . В клетках таблицы переходов записываются пары (\bar{z}, \bar{z}) для каждой комбинации входных переменных (z, x) ячейки сети. В общем случае, в зависимости от функции ячейки ОС, пары (z, x) и (\bar{z}, \bar{z}) могут представлять собой пары двоичных векторов различной размерности. Для обнаружения неисправности необходимо создать условия ее проявления и транспортировки на наблюдаемые выходы \bar{z} и \bar{z} . Если для заданной сети эти условия определены значениями переменных x , подаваемых на верхние входы сети, и переменных z , подаваемых на крайний левый вход сети, то говорят, что сеть тестируема относительно установленного класса неисправностей.

Различают два типа одномерных однородных сетей: с наблюдаемыми выходами \bar{z} и без них (рис. 1 и рис. 2).

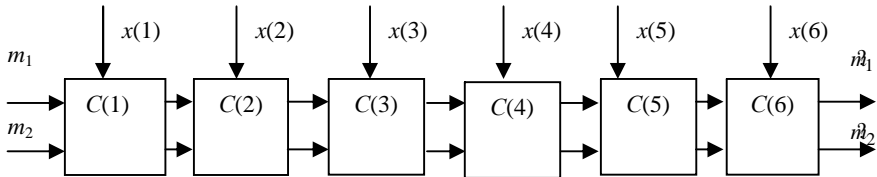


Рис. 2. Одномерная ОС без \bar{z} выходов

В общем случае отсутствие наблюдаемых выходов \bar{z} в сети усложняет процедуру проверки ее исправности ввиду необходимости транспортировки множества неисправностей каждой ячейки сети на крайний правый выход сети.

Принципы построения проверяющих тестов на функциональном уровне исследованы в работах [3, 4], в которых ячейка ОС рассматривается как совокупность четырех взаимодействующих каналов. Задача проверки исправности решается применением совокупности совместимых, сопряженных и самосопряженных тестов-наборов в некотором i -ом направлении распространения сигналов, где « i » изменяется по всем выходам ячейки сети. Получение требуемых тестовых наборов на входах проверяемой ячейки осуществляется путем настройки соответствующих каналов ОС. К

сожалению, в этих работах не освещаются вопросы полноты проверяющего эксперимента, класс обнаруживаемых неисправностей и влияние структуры ячейки сети или ее функциональных характеристик на сложность построения и реализации диагностического эксперимента.

На уровне сети рассматриваются две модели неисправностей: 1) модель одиночной неисправности сети (допускается неисправной одна ячейка сети); 2) модель кратной неисправности сети (допускается неисправным произвольное множество ячеек сети). Первая модель представляет класс неисправностей F_1 , которые изменяют (искажают) таблицу переходов автоматной модели ячейки сети при ограничении: неисправность не изменяет числа состояний ячейки, является устойчивой на время прохождения проверяющего теста и допускается неисправной в момент проверки лишь одна произвольная ячейка сети. Класс неисправностей F_1 включает полное множество константных неисправностей ячейки, подкласс перемычек и коротких замыканий, перепутываний и инверсий, не увеличивающих числа состояний ячейки.

Вторая модель кратной неисправности ячеек сети представляет класс неисправностей F_k , когда при тех же ограничениях на изменения автоматной диаграммы ячейки сети, которые определены для класса F_1 , допускается неисправным произвольное множество ячеек сети.

В зависимости от свойств ОС различают сети, у которых длина проверяющих тестов постоянна и не зависит от числа ячеек сети. Такие ОС называют C - тестируемыми сетями или C -ОС. Если длина проверяемого теста линейно зависит от числа ячеек сети, то последние называют L - тестируемыми сетями или L -ОС.

Проблема тестового диагностирования одномерных ОС была исследована в работе [7], в которой были предложены методы тестирования неисправностей класса F_1 в L -ОС. В [8] определены необходимые и достаточные условия L -тестируемости одномерной однородной сети без наблюдаемых выходов \mathcal{X} относительно класса одиночных неисправностей ячеек сети. Показано, что сеть является тестируемой относительно класса неисправностей F_1 , если в таблице переходов ячейки множество последующих состояний содержит все состояния и автоматная модель ячейки является минимальным автоматом Мура, то есть в таблице переходов нет двух одинаковых строк. Для нахождения проверяющих тестов сети в [8] был предложен подход, основанный на построении тестового графа и выделении множества фундаментальных циклов в тестовом графе сети. Однако предложенный подход не доведен до уровня алгоритмической завершенности и отсутствует оценка трудоемкости процедуры синтеза проверяющих тестов.

Цель статьи – описание алгоритма синтеза тестов для ОС без

наблюдаемых выходов \mathcal{X} и анализ сложности процедуры синтеза.

Синтез проверяющих последовательностей по тестовому графу ячейки сети. В основе построения тестового графа и его использования для нахождения множества проверяющих тестов лежит понятие различимости состояний ячеек сети. Говорят, что два состояния ячейки сети z_i и z_j различимы, если существует по меньшей мере один входной вектор x , приложение которого вызывает появление на наблюдаемых выходах различных реакций в том случае, когда z_i и z_j приложены к левому входу первой ячейки сети. Множество пар различных состояний ТПВ ячейки ОС можно найти, построив таблицу переходов пар состояний или эквивалентный граф.

Тестовый граф одномерной однородной сети определяется, как граф $G = (V, E)$, у которого множество вершин V равно:

$$V = \{(z_i, z_j) | z_i \neq z_j\} \text{ и } \{z_k | \delta(z_i, x_\alpha) = \delta(z_j, x_\alpha) = z_k, z_i \neq z_j\},$$

где $\delta(z_i, x_\alpha), \delta(z_j, x_\alpha)$ определяется из таблицы переходов ячейки сети.

Из вершины (z_i, z_j) выходит дуга $e \in E$, входящая в вершину (z_a, z_a) , если имеется некоторый входной символ x_α такой, что

$$1) \delta(z_i, x_\alpha) = z_a, \delta(z_j, x_\alpha) = z_b;$$

$$2) \delta(z_a, x_\alpha) = z_j, \delta(z_b, x_\alpha) = z_i$$

где z_a не обязательно отличается от z_a , а (z_i, z_j) не обязательно отличается от (z_a, z_a) . Каждая дуга отмечается вход/выходной парой $x_\alpha/\mathcal{X}_\alpha$, а в сети без наблюдаемого выхода \mathcal{X} - входным символом x_α . Кроме того, если выполняются переходы в соответствии с вариантом 2, то дуга соединяющая вершины (z_i, z_j) , (z_a, z_a) тестового графа отмечается дополнительно крестиком.

Как было показано в [8], любая вершина в тестовом графе, имеющая петлю, представляет пару различных состояний. Эти состояния различаются на выходе \mathcal{X} крайней правой ячейки сети при приложении к входам x двоичного набора, определяемого весом петли. Аналогично, если существует замкнутый цикл в тестовом графе, то всегда можно найти входной набор x , соответствующий этому циклу, приложение которого обеспечивает различимость пар состояний, входящих в этот замкнутый цикл. Если в тестовом графе существует путь из некоторой вершины $V_i = (z_a, z_b)$ к вершине V_j , входящей в некоторый замкнутый цикл, то пара состояний

(z_a, z_a) является также различимой.

Процедуру синтеза проверяющих тестов для одномерных ОС основанную на использовании тестового графа ячейки сети, рассмотрим на примере одномерной ОС без наблюдаемых выходов x , представленную на рис. 2. Сеть состоит из шести однотипных ячеек. Функциональная схема ячейки сети (рис. 3) определяет таблицу переходов автоматной модели ячейки, которая представлена в таблице 1 или в упрощенном виде в таблице 2.

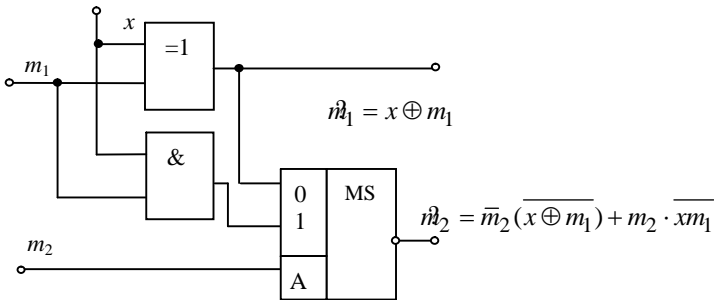


Рис. 3. Функциональная схема ячейки ОС

Таблица 1 – Кодированная таблица переходов ячейки ОС

m_1, m_2	\bar{m}_1, \bar{m}_2	
	$x = 0$	$x = 1$
00	01	10
01	01	11
10	10	01
11	11	00

Таблица 2 – Таблица переходов ячейки ОС

$z(t)$	$z(t+1)$	
	$x_0 = 0$	$x_1 = 1$
z_0	z_1	z_2
z_1	z_1	z_3
z_2	z_2	z_1
z_3	z_3	z_0

Тестовый граф для рассматриваемой ячейки, построенный по ее таблице переходов, представлен на рис. 4 Он состоит из двух связанных компонент, в каждой из которых можно выделить множество фундаментальных циклов, то есть таких циклов, в которых имеется, по меньшей мере, одна дуга, не принадлежащая никакому другому циклу.

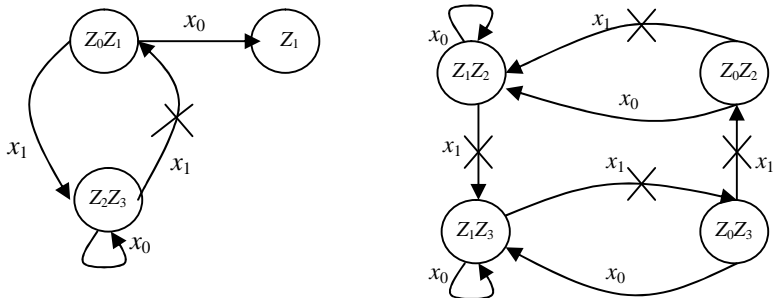


Рис. 4. Тестовый граф ячейки

Множество фундаментальных циклов тестового графа рассматриваемой сети представлено на рис. 5. Если тестовый граф содержит фундаментальный цикл, который в общем виде показан на рис. 6,

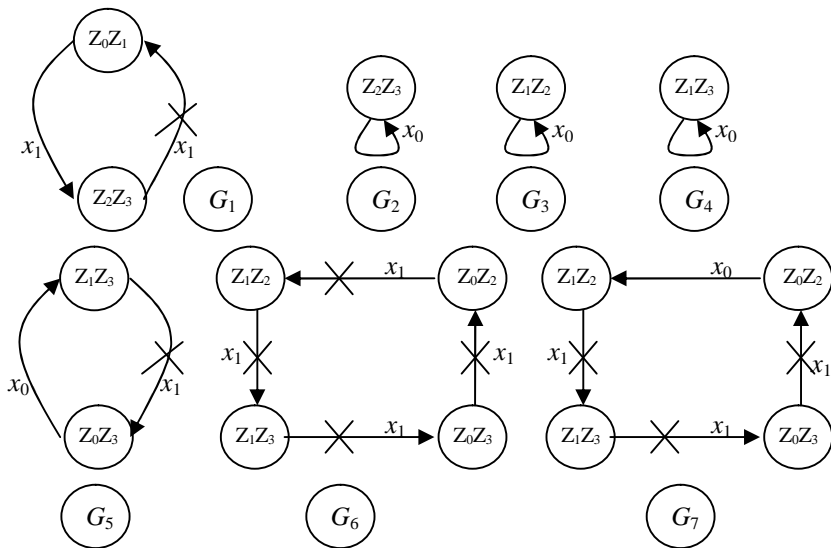


Рис. 5. Множество фундаментальных циклов тестового графа

то для обнаружения всех неисправностей типа $(z_i \rightarrow z_j)$, $(z_j \rightarrow z_i)$, $(z_a \rightarrow z_a)$ и $(z_a \rightarrow z_a)$ в любой ячейке сети достаточно приложить следующие четыре теста:

- 1) $z_i^{x_\alpha} z_a^{x_\beta} z_i^{x_\alpha} z_a^{x_\beta} \dots$ 3) $z_j^{x_\alpha} z_a^{x_\beta} z_j^{x_\alpha} z_a^{x_\beta} \dots$
 2) $z_a^{x_\beta} z_i^{x_\alpha} z_a^{x_\beta} z_i^{x_\alpha} \dots$ 4) $z_a^{x_\beta} z_j^{x_\alpha} z_a^{x_\beta} z_j^{x_\alpha} \dots$

Независимо от числа ячеек сети эти тесты вызывают появление различных состояний z в одной и той же ячейке, а, следовательно, перечисленные выше неисправности обнаруживаются на наблюдаемом выходе z сети. Так как множество переходов тестового графа рассмотренной выше сети покрывается множеством фундаментальных циклов рис. 5, за исключением перехода $(z_0 z_1)^{x_0} z_1$, то для каждого цикла можно определить множество тестов, проверяющих правильность переходов и состояний каждой ячейки сети. На рис. 7 для каждого фундаментального цикла $G_1 - G_7$ тестового графа ячейки сети приведены тесты, позволяющие обнаружить неисправную ячейку сети.

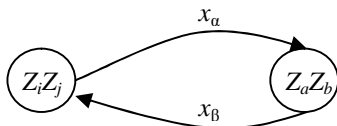


Рис. 6. Цикл в тестовом графе

Однако в тестовом графе имеется переход $(z_0 z_1)^{x_0} z_1$, который не входит ни в один из рассмотренных выше циклов и порождает неопределенность при проверке состояний ячеек, сети тестами $t_7, t_{11}, \dots, t_{12}$ и t_{13} . Для исключения этой неопределенности тест t_7 необходимо расширить тестам $t_{22} \div t_{26}$ тесты t_{11}, t_{12}, t_{13} - тестами t_{27}, t_{29}, t_{31} соответственно. Рассмотренная выше методика синтеза проверяющих тестов, основанная на использовании тестового графа ячейки сети и выделении множества фундаментальных циклов в тестовом графе, имеет следующие особенности.

Во-первых, сложность процедуры синтеза определяется сложностью построения тестового графа и процедуры нахождения фундаментальных циклов в графе.

Во-вторых, тесты, построенные по фундаментальным циклам тестового графа ячейки сети, являются, как правило, избыточными. Например, тест, определяемый из цикл, а G_3 на рис. 5. $t_8 : z_2^{x_0} z_2^{x_0} z_2 \dots$ эквивалентен тесту

t_5 , определяемому из цикла G_2 . Как видно из рис. 7, множество тестов, получаемых из фундаментальных циклов тестового графа, для рассматриваемой сети содержит 13 эквивалентных тестов.

Цикл	Тесты	Цикл	Тесты
G_1	$t_1 : z_0^{x_1} z_2^{x_1} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_2^{x_1} z_1^{x_1}$ $t_2 : z_2^{x_1} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_2^{x_1} z_1^{x_1} z_3^{x_1}$ $t_3 : z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_2^{x_1} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1}$ $t_4 : z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_2^{x_1} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_2^{x_1}$	G_7	$t_{18} \sim t_{11};$ $t_{19} \sim t_{12};$ $t_{20} \sim t_{13};$ $t_{21} \sim t_5$
G_2	$t_5 : z_2^{x_0} z_2^{x_0} z_2^{x_0} z_2^{x_0} z_2^{x_0} z_2^{x_0} z_2^{x_0}$ $t_6 : z_3^{x_0} z_3^{x_0} z_3^{x_0} z_3^{x_0} z_3^{x_0} z_3^{x_0} z_3^{x_0}$	t_7	$t_{22} : z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_3^{x_1} z_3^{x_1}$ $t_{23} : z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1}$ $t_{24} : z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_2^{x_1}$ $t_{25} : z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_2^{x_1} z_1^{x_1}$ $t_{26} : z_1^{x_0} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_2^{x_1} z_1^{x_1} z_3^{x_1}$
G_3	$t_7 : z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0} z_1^{x_0}$ $t_8 : t_8 \sim t_5$	t_{11}	$t_{27} : z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_0} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_2^{x_1}$ $t_{28} : t_{28} \sim t_3$
G_4	$t_9 : t_9 \sim t_7,$ $t_{10} : t_{10} \sim t_6$	t_{12}	$t_{29} : z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_2^{x_1} z_1^{x_1}$ $t_{30} : t_{30} \sim t_4$
G_5	$t_{11} : z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_0} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_0} z_1^{x_1}$ $t_{12} : z_3^{x_1} z_0^{x_0} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_0} z_1^{x_1} z_3^{x_1}$ $t_{13} : z_0^{x_0} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_0} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_0}$	t_{13}	$t_{31} : z_0^{x_0} z_1^{x_1} z_3^{x_1} z_0^{x_1} z_2^{x_1} z_1^{x_1} z_3^{x_1}$
G_6	$t_{14} \sim t_1;$ $t_{15} \sim t_2;$ $t_{16} \sim t_3;$ $t_{17} \sim t_4$		

Рис. 7. Множество проверяющих тестов одномерной ОС рис. 2, рис. 3

В-третьих, полученные тесты могут содержать множество неопределенных переходов, появление которых обусловлено наличием в ТПВ

ячейки пар совместимых состояний. Поэтому, как было указано выше, полученные тесты необходимо анализировать с целью нахождения таких неопределенных переходов и последующего расширения множества проверяющих тестов.

Оценка сложности процедуры синтеза проверяющих тестов по тестовому графу ОС. Если n - число состояний ячейки сети, то тестовый граф содержит число вершин $g = O(n^2)$. Число фундаментальных циклов в графе находится путем добавления к этому остову произвольной дуги, не принадлежащей остову графа, и проверке - является ли циклом контур из остовных дуг графа и добавленной дуги? Если в графе имеется t дуг, $(g-1)$ из которых принадлежат остову, то число всех фундаментальных циклов, построенных таким способом, равно цикломатическому числу [9].

$$U = t - g + b,$$

где b - число связных компонент тестового графа, $b \approx O(n)$.

Так как $t \geq g \times g \approx (n^4)$, то эта оценка является верхней границей трудоемкости рассмотренной выше процедуры синтеза проверяющих тестов. Следует отметить, что в полученной оценке не учитывается сложность нахождения остовного подграфа тестового графа ячейки сети. Процедура анализа избыточности тестов, проверяющих исправность ОС, и их расширения по трудоемкости эквивалентна процедуре моделирования неисправностей на функциональном уровне описания ячеек сети.

Выводы. В статье представлена процедура синтеза проверяющих последовательностей по тестовому графу ячейки ОС без наблюдаемых выходов \mathcal{X} , которая является развитием подхода, предложенного в [8]. Получена верхняя граница трудоемкости процедуры синтеза тестов.

Список литературы: 1. *Тофолли Т., Марголюс Н.* Машины клеточных автоматов. –М.: Из-во «Мир», – 1991. – 280с., 2. Варшавский В.И., Мараховский В.Б. Однородные структуры. Анализ. Синтез. Поведение. –М.: Энергия, –1973. –152с., 3. *Визирев И.С., Гузик В.Ф. и др.* Синтез управляющих устройств в однородных средах. –М.: Наука. –1984. –166с., 4. *Евренков Э.В., Прангшивили И.В.* Цифровые автоматы с настраиваемой структурой. –М.: Энергия, –1974. –240с., 5. *Чараев В.Г.* Контроль исправности и диагностика неисправностей однородной двумерной структуры // Автоматика и телемеханика. –1968. –№7. с.45-52., 6. *Cheng W.T., Patel J.N.* Multiple fault-detection in iterative logic arrays. – P.493-499., 7. *Kautz W.H.* Testing for faults in cellular logic arrays. – Proc. 8-th Annual Symp. Switching and Automata Theory. – 1967. – p.161-174., 8. *Friedman A.D., Menon P.R.* Fault detection in digital circuits. – New Jersey: Prentice Hall. – 1971. – 220p. 9. *Кристофидис Н.* Теория графов. Алгоритмический подход. – М.: Мир, 1978. – 432с.

Поступила в редколлегию 16.04.08

Л.В. ДЕРБУНОВИЧ, д-р. техн. наук, проф. каф. АУТС НТУ "ХПИ",
В.С. СУЗДАЛЬ, д-р. техн. наук, **Ю.М. ЕПИФАНОВ**, канд. техн. наук,
Л.И. ГЕРАСИМЧУК, канд. техн. наук (Институтт сцинтилляционных
материалов НАН Украины), **Ю.С. КОЗЬМИН**, инженер ИСМА

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ВЫРАЩИВАНИЕМ СЦИНТИЛЛЯЦИОННЫХ МОНОКРИСТАЛЛОВ

В статті розглянуто систему управління багатомірним технологічним процесом вирощування методом Чохральського сцинтиляційних монокристалів великих розмірів; визначені задачі оптимального управління режиму установок типу "РОСТ"; застосування розроблених методів і засобів дозволило підвищити вихід придатної продукції.

In this paper viewing algorithms of MIMO-system control for Czochralski technological process growing of large single crystals; was define problems of control and searching optimal heat conditions for growth plant type "ROST"; carrying out of useful productions was increased by using this methods and tools.

Постановка проблемы. Сцинтилляционные монокристаллы (СМК) выращивают из расплава методом Чохральского, который заключается в вытягивании монокристалла из расплава, находящегося в тигле при температуре выше точки плавления сырья, на затравку, прикрепленную к охлаждающему стержню - кристаллодержателю [1]. В основе метода Чохральского, как и других методов выращивания монокристаллов из расплава, заложены принципы направленной кристаллизации, которая осуществляется при наличии и взаимодействии двух направленных потоков – переноса тепловой энергии и межфазного массопереноса. В методе Чохральского боковая поверхность образца формируется без контакта со стенками тигля, поэтому форма и размер кристалла определяются капиллярными силами, формирующими мениск расплава, и условиями тепло - массообмена в системе кристалл - расплав.

Форма выращиваемого кристалла в основной его части является цилиндрической, а его качество (степень бездефектности и однородность распределения примеси) в значительной степени определяется стабильностью геометрии поверхности образца. К параметрам, оказывающим существенное влияние на условия кристаллизации СМК в установках "РОСТ", относятся: температура в ростовой камере, уровень расплава в тигле, скорость вытягивания кристалла. С целью стабилизации диаметра кристалла в существующих SISO-системах осуществляется замкнутое управление тепловым режимом кристаллизации, которое обеспечивает точность стабилизации диаметра растущего образца ~3% [2-4].

Технологический процесс выращивания СМК относится к

многомерным объектам управления, поскольку обладает многими внутренними обратными связями, сложными нелинейными взаимодействиями между входными и выходными переменными. Для него характерен высокий уровень шумов (ошибки измерений, погрешности аналитического контроля и т.д.), некоторые параметры на протяжении значимых временных интервалов являются фактически ненаблюдаемыми. Исходя из этих предпосылок, актуальной задачей следует считать применение при выращивании крупногабаритных СМК оптимальной системы управления (СУ), в которой наиболее полно учитывается сложный характер объекта управления.

Анализ литературы. В работе [1] приведены результаты выращивания крупногабаритных СМК при использовании *SISO*-системы, управляющей диаметром растущего образца на основе ПИД-закона управления. В [2,3] дана оценка разработанных авторами прогнозных алгоритмов, применение которых обеспечивает точность стабилизации диаметра растущего кристалла до 3%. Анализ этих работ, а также особенностей реализации процесса с увеличением размеров образца и тигля показывает, что использование одномерных СУ для стабилизации диаметра крупногабаритных СМК в процессе их выращивания недостаточно эффективно.

Цель статьи: изложение и обсуждение результатов разработки СУ для управления процессом выращивания крупногабаритных СМК из расплава как многомерного ОУ, внедрение которой позволяет, в конечном итоге, повысить качество и конкурентоспособность готовой продукции.

Система управления. СМК больших размеров выращивают на промышленных установках типа "РОСТ", в которых для оценки диаметра растущего кристалла применяют метод измерения падения уровня расплава Δh в результате быстрого (за время Δt_1) дискретного подъема кристалла из расплава на малую величину (рис. 1).

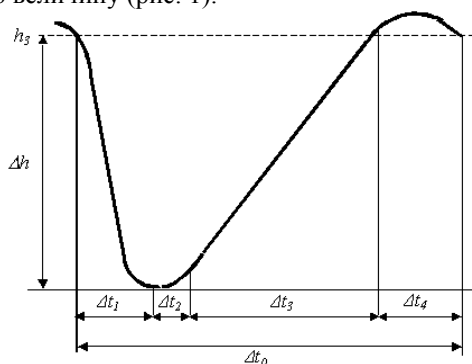


Рис. 1. Изменение уровня расплава в зависимости от режима работы установки [1, с. 435]

В процессе роста монокристалла в тигле автоматически поддерживают уровень расплава h_3 , подпитывая его твердым исходным сырьем, которое предварительно подают в расположенную коаксиально тиглю кольцевую емкость для расплавления боковым нагревателем. Температуру в ростовой печи корректируют на протяжении рабочего цикла Δt_0 основным (донным) нагревателем по результатам измерения уровня расплава [4]. Математическую модель многомерного процесса выращивания SMK отнесем к классу моделей, описываемых разностными уравнениями с дискретным временем. Пусть в результате идентификации объекта управления получена модель, имеющая r входов, m выходов и l шумов. Представим полученную модель для k -го шага в конечных разностях с матрицами размерности $r \times 1$ для входных сигналов $U(k)$, $l \times 1$ - для возмущений $W(k)$ и $m \times 1$ - для выходных сигналов $Y(k)$:

$$A(B) \cdot Y(k) = G(B) \cdot U(k) + D(B) \cdot W(k), \quad (1)$$

где $A(B)$, $G(B)$, $D(B)$ - матричные полиномы степеней m , r , l :

$$A(B) = I - \sum_{j=1}^m A_j B^j, \quad G(B) = I + \sum_{j=1}^r G_j B^j, \quad D(B) = I + \sum_{j=1}^l D_j B^j.$$

Каждая из j ($j = 0, 1, \dots, p$) матриц $A_j(B)$ - квадратная (размерности $m \times m$); прямоугольная матрица $G_j(B)$ имеет размерность $m \times r$, $D_j(B)$ - размерность $m \times l$.

Текущее значение выходной переменной в (1) представлено по ее предыдущим значениям в виде авторегрессионной модели со скользящим средним и с внешними возмущающими воздействиями (полиномы системы выровнены по максимальному порядку p одного из них).

Значение выходного сигнала для следующего, $(k+1)$ -го шага

$$Y(k+1) = A_1(B) \cdot Y(k) + A_2(B) \cdot Y(k-1) + \dots + A_p(B) \cdot Y(k-p+1) + G_0(B) \cdot U(k+1) + \dots + G_p(B) \cdot U(k-p+1) + D_0(B) \cdot W(k+1) + \dots + D_p(B) \cdot W(k-p+1), \quad (2)$$

и, более подробно, с учетом размерности матриц $A_j(B)$, $G_j(B)$, $D_j(B)$:

$$\begin{aligned} Y(k+1) &= A_1^{(1)}(B)Y(k-1) + \dots + A_p^{(1)}(B)Y(k-p) + G_0(B)U(k+1) + \\ &+ G_0^{(1)}(B)U(k) + G_1^{(1)}(B)U(k-1) + G_2^{(1)}(B)U(k-2) + \dots + G_p^{(1)}(B)U(k-p) + \\ &+ D_0(B)W(k+1) + D_0^{(1)}(B)W(k) + D_1^{(1)}(B)W(k-1) + \dots + D_p^{(1)}(B)W(k-p), \end{aligned}$$

где $A_1^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot A_1(B)$; $A_2^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot A_2(B) + A_3(B)$; $A_{p-1}^{(1)}(B) = A_1(B)A_{p-1}(B) + A_p(B)$;

$$A_p^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot A_p(B); \quad G_0^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot G_0(B) + G_1(B) \quad G_1^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot G_1(B) + G_2(B);$$

$$G_2^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot G_2(B) + G_3(B); \dots \quad G_{p-1}^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot G_{p-1}(B) + G_p(B); \quad G_p^{(1)}(B) = A_1 G_p(B);$$

$$D_0^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot D_0(B) + D_1(B) \quad D_1^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot D_1(B) + D_2(B); \quad D_2^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot D_2(B) + D_3(B);$$

$$\dots \quad D_{p-1}^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot D_{p-1}(B) + D_p(B); \quad D_p^{(1)}(B) = A_1(B) \cdot D_p(B).$$

Следовательно, значение выходного сигнала на $(k+1)$ -м шаге является

суммой предшествующих значений входных, выходных сигналов и возмущений (без учета информации о значении выходного сигнала для k -го шага). Этот результат позволяет получить математическую модель процесса выращивания СМК, преобразованную к каноническому виду, удобному для однотипного описания сложных, многомерных объектов управления при проектировании СУ процессами кристаллизации [2]:

$$Y_s(k) = T_u(B)U_s(k) + G(B)U_p(k-p) + A(B)Y_p(k-p) + T_w(B)W_s(k) + D(B)W_p(k-p), \quad (3)$$

где

$$U_s(k) = \begin{bmatrix} U(k) \\ U(k+1) \\ \vdots \\ U(k+q) \\ U(k+q+1) \\ \vdots \\ U(k+s-1) \end{bmatrix}, Y_s(k) = \begin{bmatrix} Y(k) \\ Y(k+1) \\ \vdots \\ Y(k+q) \\ Y(k+q+1) \\ \vdots \\ Y(k+s-1) \end{bmatrix}, W_s(k) = \begin{bmatrix} W(k) \\ W(k+1) \\ \vdots \\ W(k+q) \\ W(k+q+1) \\ \vdots \\ W(k+s-1) \end{bmatrix}, Y_p(k-p) = \begin{bmatrix} Y(k-p) \\ Y(k-p+1) \\ \vdots \\ Y(k-1) \end{bmatrix},$$

$$U_p(k-p) = \begin{bmatrix} U(k-p) \\ U(k-p+1) \\ \vdots \\ U(k-1) \end{bmatrix}, W_p(k-p) = \begin{bmatrix} W(k-p) \\ W(k-p+1) \\ \vdots \\ W(k-1) \end{bmatrix}$$

и

$$T_u(B) = \begin{bmatrix} G_0(B) & & & & & & & \\ G_0^{(1)}(B) & G_0(B) & & & & & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & & & & & \\ G_0^{(q)}(B) & G_0^{(q-1)}(B) & \dots & G_0(B) & & & & \\ G_0^{(q+1)}(B) & G_0^{(q)}(B) & \dots & G_0^{(1)}(B) & G_0(B) & & & \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \ddots & & \\ G_0^{(s-1)}(B) & G_0^{(s-2)}(B) & \dots & G_0^{(s-q-1)}(B) & G_0^{(s-q-2)}(B) & \dots & G_0(B) \end{bmatrix},$$

$$T_w(B) = \begin{bmatrix} D_0(B) & & & & & & & \\ D_0^{(1)}(B) & D_0(B) & & & & & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & & & & & \\ D_0^{(q)}(B) & D_0^{(q-1)}(B) & \dots & D_0(B) & & & & \\ D_0^{(q+1)}(B) & D_0^{(q)}(B) & \dots & D_0^{(1)}(B) & D_0(B) & & & \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \ddots & & \\ D_0^{(s-1)}(B) & D_0^{(s-2)}(B) & \dots & D_0^{(s-q-1)}(B) & D_0^{(s-q-2)}(B) & \dots & D_0(B) \end{bmatrix},$$

$$D(B) = \begin{bmatrix} D_p(B) & D_{p-1}(B) & \dots & D_1(B) \\ D_p^{(1)}(B) & D_{p-1}^{(1)}(B) & \dots & D_1^{(1)}(B) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D_p^{(q)}(B) & D_{p-1}^{(q)}(B) & \dots & D_1^{(q)}(B) \\ D_p^{(q+1)}(B) & D_{p-1}^{(q+1)}(B) & \dots & D_1^{(q+1)}(B) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D_p^{(s-1)}(B) & D_{p-1}^{(s-1)}(B) & \dots & D_1^{(s-1)}(B) \end{bmatrix}, A(B) = \begin{bmatrix} A_p(B) & A_{p-1}(B) & \dots & A_1(B) \\ A_p^{(1)}(B) & A_{p-1}^{(1)}(B) & \dots & A_1^{(1)}(B) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_p^{(q)}(B) & A_{p-1}^{(q)}(B) & \dots & A_1^{(q)}(B) \\ A_p^{(q+1)}(B) & A_{p-1}^{(q+1)}(B) & \dots & A_1^{(q+1)}(B) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_p^{(s-1)}(B) & A_{p-1}^{(s-1)}(B) & \dots & A_1^{(s-1)}(B) \end{bmatrix}.$$

Величина $Y_s(k)$ представляет собой вектор выходных данных (между тактами k и $k+s-1$), вектор $Y_p(k-p)$ содержит p данных (между тактами $k-p$ и $k-1$). $T_u(B)$, $T_w(B)$ - теплицевы матрицы.

Осуществим синтез многомерного регулятора, полагая, что проведена предварительная идентификация модели ОУ [5]. На первом этапе определим, какими должны быть сигналы управления $U(k)$, $U(k+1), \dots, U(k+q-1)$, чтобы последовательность выходных сигналов $Y(k+q)$, $Y(k+q+1), \dots, \infty$ стала нулевой, т.е. апериодической (под последовательностью выходных сигналов здесь и далее понимается рассогласование между выходным сигналом модели ОУ и задающим воздействием). Пусть управление начинается с шага k , до которого система разомкнута, и заканчивается на $(k+q)$ -м шаге, т.е. ненулевыми являются только значения управления от $U(k)$ до $U(k+q-1)$. При этом условии уравнение (3) преобразуется:

$$Y_p(k+q) = T_u'(B)U_q(k) + G'(B)U_p(k-p) + A'(B)Y_p(k-p) + T_w'(B)W_q(k) + D'(B)W_p(k-p), \quad (4)$$

где

$$Y_p(k+q) = \begin{bmatrix} Y(k+q) \\ Y(k+q+1) \\ \vdots \\ Y(k+q+p-1) \end{bmatrix}, U_q(k) = \begin{bmatrix} U(k) \\ U(k+1) \\ \vdots \\ U(k+q-1) \end{bmatrix}, W_q(k) = \begin{bmatrix} W(k) \\ W(k+1) \\ \vdots \\ W(k+q-1) \end{bmatrix},$$

$$Y_p(k-p) = \begin{bmatrix} Y(k-p) \\ Y(k-p+1) \\ \vdots \\ Y(k-1) \end{bmatrix}, U_p(k-p) = \begin{bmatrix} U(k-p) \\ U(k-p+1) \\ \vdots \\ U(k-1) \end{bmatrix}, W_p(k-p) = \begin{bmatrix} W(k-p) \\ W(k-p+1) \\ \vdots \\ W(k-1) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
T'_u(B) = T_u(B) \cdot [pm \times qr] &= \begin{bmatrix} G_0^{(q)}(B) & G_0^{(q-1)}(B) & \dots & G_0^{(1)}(B) \\ G_0^{(q+1)}(B) & G_0^{(q)}(B) & \dots & G_0^{(2)}(B) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_0^{(q+p-1)}(B) & G_0^{(q+p-2)}(B) & \dots & G_0^{(p)}(B) \end{bmatrix}, \\
T'_w(B) = T_w(B) \cdot [pm \times ql] &= \begin{bmatrix} D_0^{(q)}(B) & D_0^{(q-1)}(B) & \dots & D_0^{(1)}(B) \\ D_0^{(q+1)}(B) & D_0^{(q)}(B) & \dots & D_0^{(2)}(B) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D_0^{(q+p-1)}(B) & D_0^{(q+p-2)}(B) & \dots & D_0^{(p)}(B) \end{bmatrix}, \\
G'(B) = G(B) \cdot [pm \times pr] &= \begin{bmatrix} G_p^{(q)}(B) & G_{p-1}^{(q)}(B) & \dots & G_1^{(q)}(B) \\ G_p^{(q+1)}(B) & G_{p-1}^{(q+1)}(B) & \dots & G_1^{(q+1)}(B) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_p^{(q+p-1)}(B) & G_{p-1}^{(q+p-1)}(B) & \dots & G_1^{(q+p-1)}(B) \end{bmatrix}, \\
D'(B) = D(B) \cdot [pm \times pl] &= \begin{bmatrix} D_p^{(q)}(B) & D_{p-1}^{(q)}(B) & \dots & D_1^{(q)}(B) \\ D_p^{(q+1)}(B) & D_{p-1}^{(q+1)}(B) & \dots & D_1^{(q+1)}(B) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D_p^{(q+p-1)}(B) & D_{p-1}^{(q+p-1)}(B) & \dots & D_1^{(q+p-1)}(B) \end{bmatrix}, \\
A'(B) = A(B) \cdot [pm \times pm] &= \begin{bmatrix} A_p^{(q)}(B) & A_{p-1}^{(q)}(B) & \dots & A_1^{(q)}(B) \\ A_p^{(q+1)}(B) & A_{p-1}^{(q+1)}(B) & \dots & A_1^{(q+1)}(B) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_p^{(q+p-1)}(B) & A_{p-1}^{(q+p-1)}(B) & \dots & A_1^{(q+p-1)}(B) \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

Уравнение (4) получено из (3) отсечением первых q и следующих за $(q+p-1)$ -м уравнений. Матрица $T_u'(B)$ имеет размерность $pm \times qr$ и формируется из импульсных характеристик (q - число шагов регулирования). Вектор выходных сигналов $Y_p(k+q)$ в (4) включает в себя последовательность выходных сигналов с индексами i , принимающими значения от $(k+q)$ до $(k+q+p-1)$. Параметры этого вектора зависят от величины вектора входного сигнала $U_q(k)$, а также векторов $U_p(k-p)$ и $Y_p(k-p)$, состоящих из последовательностей входных и выходных сигналов при $i = (k-p) \div (k-1)$. С учетом (4) входная и выходная зависимости могут быть изменены так, чтобы значения выходных сигналов, начиная с $i = k+q$, вычислялись из значений входных сигналов при $i = (k-p) \div (k+q-1)$ и выходных при $i = (k-p) \div (k-1)$. Тогда информация о значениях выходных сигналов в диапазоне $i = k \div (k+q-1)$ для

предсказания этих величин, начиная с $i = (k+q)$, не потребуется. Из (4) следует, что если взять управление:

$$U_q(k) = -[T'_u(B)]^+ \begin{bmatrix} G'(B)U_p(k-p) + A'(B)Y_p(k-p) + \\ T'_w(B)W_q(k) + D'(B)W_p(k-p) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

то

$$Y_p(k+q) = \begin{bmatrix} Y(k+q) \\ Y(k+q+1) \\ \vdots \\ Y(k+q+p-1) \end{bmatrix} = 0,$$

и, значит, управляющим воздействием на выходе СУ устанавливается нулевое значение выходного сигнала через q шагов, начиная с k -го. Теоретически система окажется в состоянии покоя уже через $(k+q)$ шагов, поскольку входные управляющие сигналы, начиная с $U(k+q)$, тоже имеют нулевое значение. В практически реализуемых системах, где сигналы на входе и выходе объекта имеют стохастический характер, никакие управляющие воздействия не могут обеспечить нулевых значений выходных сигналов. Поскольку формирование управляющих воздействий осуществляется на основе модели технологического процесса, эффективность управления в значительной степени определяется качеством идентификации модели в режиме реального времени [5].

При синтезе регулятора для управления процессом кристаллизации на установке "РОСТ" число каналов в целом соответствует множеству входных переменных, в которых формируются взаимосвязанные управляющие воздействия - температура донного T_d и бокового T_b нагревателей, скорость вытягивания кристалла $v_{\text{выт}}$, и выходных переменных - диаметр растущего монокристалла D и показатели качества кристалла, определяемые в режиме реального времени.

Формализация задачи управления предполагает выбор моделей действующих в системе возмущений. Основными возмущениями в СУ выращиванием СМК являются колебания уровня расплава, которые определяются диаметром кристалла и длительностью цикла управления (см. рис. 1). Ограничение амплитуды возмущающих воздействий достигают с помощью подпитки расплава, которая в ростовой установке улучшает тепловые условия роста кристаллов и позволяет добиться относительной стабилизации уровня расплава в тигле [1]. Из анализа временных массивов изменения основных входных параметров [7] следует, что возмущающие воздействия в рассматриваемой СУ могут быть описаны волновой моделью вида

$$W(k) = C_1 f_1(t) + C_2 f_2(t), \quad (5)$$

где функции $f_1(t)$ и $f_2(t)$ играют роль базиса функционального пространства, а

коэффициенты C_1 и C_2 – кусочно-постоянные весовые коэффициенты [6, с. 258]. Если учесть, что наиболее часто идентифицируемые возмущения при росте кристаллов могут быть представлены в виде взвешенных линейных комбинаций прямоугольных ступенек и функций с постоянным наклоном, то достаточно точно подходит аналитическое выражение:

$$W(k) = C_1 + C_2 \cdot t, \quad (6)$$

где весовые коэффициенты C_1 и C_2 являются случайными кусочно-постоянными величинами, а базисные функции имеют вид: $f_1(t) = 1$; $f_2(t) = t$. Поскольку значения весовых коэффициентов из-за случайного характера их изменения фактически неизвестны, можно рассчитывать лишь на их эмпирическое предсказание, принимая структуру модели (6). В работе [8] предлагается метод построения оценок параметров линейных многомерных систем с интервальной неопределенностью в данных. Наряду с аддитивной составляющей из-за ошибок измерений в модели предполагается наличие мультипликативной матричной неопределенности, что позволяет рассматривать более широкий класс объектов с неопределенной структурой. Усложняет задачу необходимость учета при управлении ростом кристаллов возмущений, действующих на измерительные приборы, даже при условии представления их моделью белого шума.

Выводы. Для разработки регулятора диаметра СМК предложена процедура синтеза вектора аperiodического управляющего воздействия на процесс кристаллизации с учетом действующих в системе возмущений.

Список литературы: 1. Горилецкий В.И., Гринев Б.В., Заславский Б.Г., Смирнов Н.Н., Суздаль В.С. Рост кристаллов. – Харьков: АКТА, 2002. – 535 с. 2. Суздаль В.С. Синтез отказоустойчивых автоматизированных систем управления процессами выращивания высококачественных крупногабаритных монокристаллов: Дис... д-ра техн. наук: 05.13.07. – Харьков, 2006. – 396 с. 3. Дербунович Л.В., Герасимчук Л.И., Суздаль В.С., Соболев А.В. Прогнозное управление процессом выращивания скнтилляционных монокристаллов // Вестник национального технического университета "ХПИ". Тематический выпуск "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика" - 2005. - №45. - С. 113-115. 4. Суздаль В.С., Епифанов Ю.М., Герасимчук Л.И., Соболев А.В., Тавровский И.И. Управление нестационарным процессом выращивания крупногабаритных монокристаллов из расплава // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. - Харків: ХарДАЗТ, 2007. - №4 (66). - С.77-82. 5. Суздаль В.С., Соболев А.В., Стрельников С.Н. Идентификация модели объекта управления при выращивании скнтилляционных монокристаллов // Нові технології. Науковий вісник Інституту економіки та нових технологій. - Кременчук, 2004. - №1-2 (4-5). - С.135-142. 6. Фильтрация и стохастическое управление в динамических системах / Под ред. Леондеса К.Т.- М.: ГТТИ. - 1952. - 891 с. 7. Суздаль В.С., Епифанов Ю.М., Герасимчук Л.И., Тавровский И.И., Дербунович Л.В. Алгоритм адаптации системы управления процессом выращивания крупногабаритных скнтилляционных монокристаллов // Вісник національного технічного університету "ХПИ" - 2007. - №36. - С.89-98. 8. Оценивание параметров в линейных многомерных системах с интервальной неопределенностью / Поляк Б.Т., Назин С.А. // Проблемы управления и информатики. — 2006. — № 1–2. — С. 103–115.

Поступила в редколлегию 16.04.08

П.А. КАЧАНОВ, д-р техн. наук, проф. каф АУТС “НТУ ХПИ”,
А.А. БОНДАРЬ (г.Харьков)

ВИРТУАЛЬНОЕ ПРОСТРАНСТВО В НЕЛИНЕЙНОЙ ПЕРСПЕКТИВЕ

В статті розглянуті методи лінійної та нелінійної перспективи. Розглянуто застосування нелінійної перспективи в візуалізації.

In article is dedicated methods linear and nonlinear prospect. Rassmotrenno using the nonlinear prospect in visualizations.

Анализ литературы. В работе [1] рассмотрена теория оптических приборов. В [2] рассмотрены основы интерактивной машинной графики и свойства линейного проективного преобразования. В [3] рассмотрена программная система для разработки виртуальных сред на персональной ЭВМ, использование компьютерной графики, а в [4] – рассмотрены линейная и нелинейные перспективы.

Постановка проблемы. Текущий момент характеризуется небывалым ростом информации, которое необходимо обрабатывать для поддержания прогресса в развитии современной цивилизации. Объем данных растет быстрее, чем производительность компьютеров, которая, следуя закону Мура, удваивается каждые полтора года. А данные, помимо порождения компьютерами, извлекаются и непосредственно из самой природы с помощью всевозможных детекторов и сенсоров, быстрдействие которых также следует экспоненциальному росту. Важнейшей вехой на пути преодоления "кризиса данных" стал отчет Национального научного фонда США "Визуализация в научных вычислениях" (1987 г.), подчеркнувший важность интерактивной визуализации больших массивов данных и обративший внимание научной общественности на знаменитый афоризм Хемминга: "Целью вычислений являются не числа, а понимание (постижение, проникновение в суть, интуиция, insight)". В результате было сформировано новое научное направление "Научная визуализация", которое в свою очередь тесно связано с компьютерной графикой.

Цель статьи. Главной задачей компьютерной графики является создание реалистичных изображений, которые воспроизводят картину окружающего пространства в соответствии со зрительными ощущениями человека. В настоящее время компьютерная графика – это отрасль производства, которая включает в себя и разработку систем автоматизированного проектирования, и создание визуальных эффектов в

кинематографии, и производство компьютерных игр, и конструирование симуляторов.

Одной из областей применения компьютерной графики является тренажеростроение. Тренировка космонавтов, пилотов, операторов сложных систем на реальных установках и в реальных условиях слишком дорога, а часто и очень опасна. Альтернативой этому является создание имитационно-тренажерных комплексов, которые в максимально возможной степени приближены к реальным установкам и позволяют тренирующимся приобрести правильные и устойчивые навыки.

Сейчас в компьютерной графике для передачи на экране монитора геометрии трехмерной сцены применяется линейная перспектива. Это изобретение эпохи Возрождения, лежащее в основе фотографии, кинематографа, телевидения и компьютерной графики, используется для имитации пространства на плоских изображениях. Линейное преобразование, характерное для таких оптических систем как линза, объектив или окуляр [1], принято в компьютерной графике [2] и успешно используется [3] несмотря на существенные недостатки, связанные с искажениями естественного зрительного восприятия. Академик Б.В.Раушенбах пишет [4]: «Можно лишь поражаться тому, какую массу искажений естественного зрительного восприятия несет система перспективы, которая столетиями считалась идеалом точного, научного способа передачи пространства на плоскости картины». Б.В.Раушенбах предложил систему нелинейной перспективы, названную перцептивной. К сожалению, и эта система имеет недостатки, и может найти лишь ограниченное применение в компьютерной графике.

Нарушение зрительного восприятия является следствием неверного представления, что глаз подобен фотоаппарату, а также того, что движениям глаза не придается существенного значения.

Вместе с тем применение линейной перспективы в компьютерной графике для решения задач визуализации трехмерных сцен, не может удовлетворить современным требованиям, предъявляемым к реалистичности изображений.

В согласии с оптикой солинейного сродства и оптикой Гаусса [1] линейное проективное преобразование связывает пространство объектов и изображений, заданных в декартовых прямоугольных системах координат xuz и $x'y'z'$, следующими формулами:

$$x' = -xf / z; y' = -y / z; z' = -ff / z, \quad (1)$$

где f и f' - соответственно фокусные расстояния переднего и заднего фокусов оптической системы.

Первые две формулы определяют двумерные координаты плоского

изображения, третья - формула Ньютона - определяет расстояние вдоль оси z' , совпадающей с оптической, или зрительной, осью. Свойства линейного проективного преобразования хорошо изучены [2], но, пожалуй, самым замечательным является то, что гомоцентрический пучок лучей пространства объектов с пересечением в центре проекции преобразуется формулами (1) в пучок лучей, параллельных зрительной оси в пространстве изображений, и, наоборот, параллельный пучок лучей пространства объектов становится гомоцентрическим в пространстве изображений.

Линейная перспектива, несмотря на классическую древность, несмотря на блестящие успехи ее применения не только в компьютерной графике, но, главным образом, в сфере коммуникации, образования, культуры, сохранила и свои недостатки, не позволяющие использовать ее для выявления пространства при больших полях наблюдения и на малых расстояниях до объектов.

Первыми критиками линейной перспективы стали художники, которые отображали окружающий мир по-своему, каким воспринимали его визуально. На базе анализа геометрических построений в живописи разных эпох от древнего Египта до импрессионистов академик Б.В. Раушенбах разработал основы теории системы перцептивной перспективы [4], которая включает линейную перспективу как частный случай.

Нелинейная перспектива по Б.В. Раушенбаху. Система перцептивной перспективы получается путем перенесения на плоскость геометрических свойств перцептивного пространства, которое, согласно [4], возникает в человеческом сознании путем “растяжения” и “сжатия” линейного пространства изображений. Свойства перцептивного пространства, следуя психологии зрительного восприятия, определяются действием механизмов константности величины и формы [4].

Механизм константности величины связан с компенсацией уменьшения изображения объектов по мере их удаления от наблюдателя. В зоне непосредственного окружения человека (в радиусе единиц метров) эта компенсация почти полная и линейная перспектива фактически заменяется аксонометрией. Поскольку единственной переменной, от которой зависит численная величина “растяжения” и “сжатия”, является расстояние вдоль зрительной оси, то считается, что деформациям будет подвержено все воспринятое пространство.

Механизм константности формы, не деформируя остальное пространство, связан с конкретным предметом, и поэтому локальная деформация пространства может меняться при замене одного предмета другим, что создает известные трудности однозначного воспроизведения перцептивного пространства.

Поэтому говорят о системе перцептивной перспективы в узком смысле слова, учитывая лишь механизм константности величины. “Жесткая”

перцептивная перспектива определяется следующим проективным преобразованием:

$$x'' = -xF(z) / z, \quad y'' = -y \int \frac{F(z) dz}{z^2}, \quad z'' = -\int \frac{F(z) dz}{z^2}, \quad (2)$$

где $F(z)=1+\arctg(z-z_0)$ - непрерывная и монотонная функция расстояния от наблюдателя, предложенная Б.В.Раушенбахом. Функция удовлетворяет следующим условиям: $F(z_0)=1$, где z_0 - расстояние до плоскости проекции; $F(\infty)=1+\pi/2$; $dF/dz(z_0)=1$. Количественное соответствие выбранной зависимости $F(z)=1+\arctg(z-z_0)$ опыту зрительного восприятия человека подтверждено экспериментальным путем [4].

На рис.1 в одинаковых масштабах показаны сечения плоскостями $y'=y''=0$ двух пространств изображений: линейного и деформированного функцией $F(z)$ при $z_0=1$.

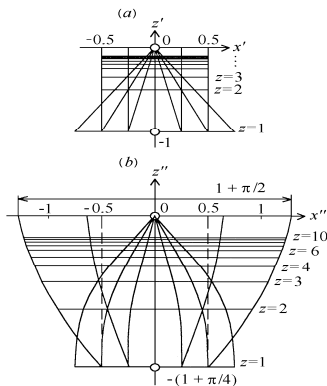


Рис.1. Пространство изображений:
 а – линейное, б – нелинейное.

Рассмотрим, как преобразуются гомоцентрический и параллельный пучки из линейного пространства в нелинейное. Гомоцентрический пучок, соответствующий параллельным линиям пространства объектов и отражающий само понятие “перспективы”, превращается в гомоцентрический криволинейный пучок, причем на малых расстояниях до объектов ($z \rightarrow 1, z'' \rightarrow -1-\pi/4$) отчетливо проявляется механизм константности величины, поскольку линии гомоцентрического пучка практически параллельны. На больших

расстояниях ($z \rightarrow \infty$, $z'' \rightarrow 0$) гомоцентрические пучки в линейной и нелинейной перспективах практически совпадают.

Параллельный пучок линейного пространства изображений отражает линии визирования или линии взгляда, вдоль которых осуществляется интерпозиция объектов и удаление элементов поверхностей, скрытых более близкими объектами. К сожалению, этот пучок также деформируется и, расширяясь по мере удаления от наблюдателя, увеличивается по оси $0x''$ на “бесконечности” в $1+\pi/2 \approx 2,57$ раза. Чтобы сохранить “константность” величин, проекцию на плоскость и удаление невидимых поверхностей необходимо производить вдоль линий, параллельных оси z'' , но в таком случае нарушается интерпозиция объектов. Таким образом, предложенная нелинейная перспектива не дает интерпозиционных искажений в тех случаях, когда нет необходимости удалять невидимые поверхности, например, при отображении подстилающей земной поверхности. Во всех остальных случаях при использовании нелинейной проекции на плоскость неизбежно возникают искажения. Преобразование (2) не изотропно. Наибольшие искажения возникают при отображении вертикальных отрезков прямых, расположенных вблизи от наблюдателя, т.е. там, где проявляется механизм константности величины. В [4] показано, что без искажений передать перцептивное пространство на плоскости принципиально невозможно. Например, невозможно изобразить на плоскости полый бесконечный цилиндр, расположенный вдоль зрительной оси, поскольку проекция образующей цилиндра оказывается больше проекции ближнего радиуса обреза цилиндра; невозможно без искажений отобразить интерьер комнаты, хотя каждую стену, потолок и пол по отдельности изобразить можно.

Выводы. Таким образом, нелинейная перспектива включает механизм константности величины на малых расстояниях и линейную перспективу - на больших. В результате возникает аксонометричность близких предметов, увеличиваются в размерах удаленные предметы, и, кроме того, проявляется удивительный эффект обратной перспективы при монокулярном наблюдении предметов в ракурсе [4]. Существенным ограничением предложенной системы является нарушение интерпозиции объектов, что не дает возможности отобразить на плоскости трехмерное пространство однозначно и неискаженно.

Список литературы: 1. Чуриловский В.Н. Теория оптических приборов – М., Л.: Машиностроение, 1960. – С.125-130; 2. Ньюмен У., Спрулл Р. Основы интерактивной машинной графики – М.: Мир, 1976.– С.40-45; 3. Белаго И.В., Некрасов Ю.В. , Романовский А.В., Тарасов Ю.В. Программная система для разработки виртуальных сред на персональной ЭВМ // Автометрия. – 1996, №2. – С.30-36; 4. Раушенбах Б.В. Пространственные построения в живописи. Очерк основных методов. Приложения 1-9 // М.: Наука, 1980. – С.35-47.

Поступила в редколлегию 16.07.08

П.А. КАЧАНОВ, д.т.н. профессор, (г. Харьков)

А.А.ЗУЕВ (г. Харьков)

МЕТОД СГЛАЖИВАНИЯ ГРАНИЦ НА КОМПЬЮТЕРНО-СИНТЕЗИРОВАННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

У статті розглянутий метод видалення ступінчастості на комп'ютерно-синтезованих зображеннях. Для визначення точок зображення які створюють сходинки пропонується використовувати фільтр виділення контурів Кенні, після якого, пікселі, що належать контуру обробляються фільтром низьких частот.

The method of aliasing removal on computer-synthesized images is considered in this article. Canny's edge-detect filter is used for aliasing pixels detect. In the next, a pixels that belong to a contour is processed by the low-pass frequencies filter.

В настоящее время широкое распространение получили методы синтеза изображений при помощи ускорителей трехмерной графики. Одной из особенностей таких, синтезированных изображений является так называемый эффект ступенчатости изображения [1]. Его возникновение связано с тем, что ускоритель визуализирует изображение попиксельно, а так как пиксели в общем случае имеют квадратную форму, на краях линий образуются ярко выраженные ступеньки (рисунок 1).

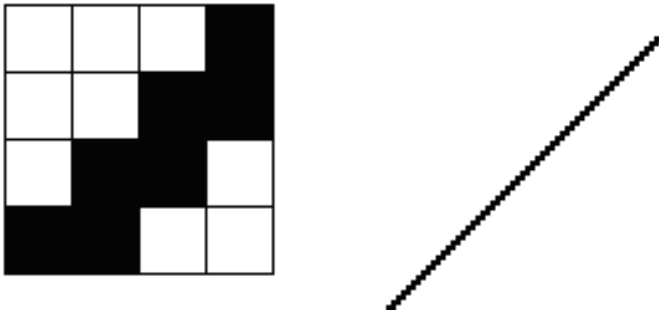


Рис. 1. Эффект ступенчатости на изображении

В процессе растеризации графического примитива ускоритель определяет цвет каждого пикселя на основе выборки цвета из его центра. Если примитив проходит через центр пикселя, то пиксель закрашивается цветом выборки в центре пикселя, иначе цвет пикселя остается неизменным (рис. 2).

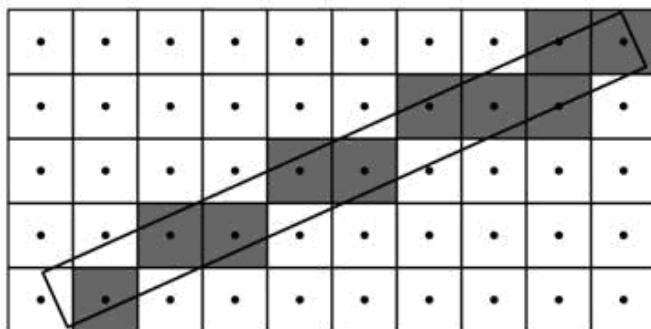


Рис. 2. Фрагмент растеризированной линии

Согласно теореме отсчетов Котельникова [2], сигнал может быть точно восстановлен по своим отсчетам, взятым с частотой, не меньше удвоенной частоты сигнала. Если частота отсчетов меньше удвоенной частоты сигнала, его не удастся восстановить точно. Теоретически повысив размеры растеризируемого изображения более чем в два раза, можно избавиться от эффекта ступенчатости. Но такой подход в большинстве случаев не применим, из-за технических ограничений - современные устройства визуализации позволяют изменять разрешение в небольших пределах, и по соображениям производительности, так как увеличение разрешения в два раза, требует увеличения объема занимаемой изображением памяти и вычислительной мощности в четыре раза.

В современных ускорителях трехмерной графики аппаратно встроены средства для устранения эффекта ступенчатости – полноэкранное сглаживание (*SSAA*), краевое сглаживание (*MSAA*) и ряд других специализированных техник. Основная идея всех методов устранения ступенчатости – для получения результирующего цвета пикселя используется несколько выборок цвета и их фильтрация. В зависимости от реализованного алгоритма изменяется положение выборки относительно центра пикселя, их количество, вид обрабатываемых пикселей (все пиксели, либо пиксели на краях примитивов, или пиксели "отмеченные" программно).

Несмотря на широкое распространение различных методов сглаживания ступенчатости и их аппаратную реализацию в ускорителях трехмерной графики иногда их использование невозможно по различным причинам – специальные режимы визуализации, низкое быстродействие, недостаточное качество и т.д. В этом случае может потребоваться сглаживание изображения программными методами. В статье будет рассмотрен один из методов такого сглаживания.

Суть предложенного метода заключается в следующем. Пиксели изображения, которые приводят к возникновению эффекта ступенчатости, обычно представляют собой пиксели лежащие на границе двух областей с различной яркостью, таким образом, их можно найти на полученном изображении и обработать.

Для нахождения пикселей образующих ступеньки предлагается использовать фильтр выделения контуров [3]. Исходное изображение (массив f) подвергается обработке, направленной на усиление перепадов яркости, - контрастированию. В результате формируется массив g . Контрастное изображение за счет порогового ограничения преобразуется в бинарное изображение, каждый единичный пиксель которого соответствует точке перепада яркости.

Перепады яркости обычно отделяют друг от друга две области изображения с различной яркостью. Очевидно, что интересующие нас пиксели образующие видимую ступеньку на изображении образуют перепад яркости. Схематичное изображение одномерного перепада представлено на рис. 3.

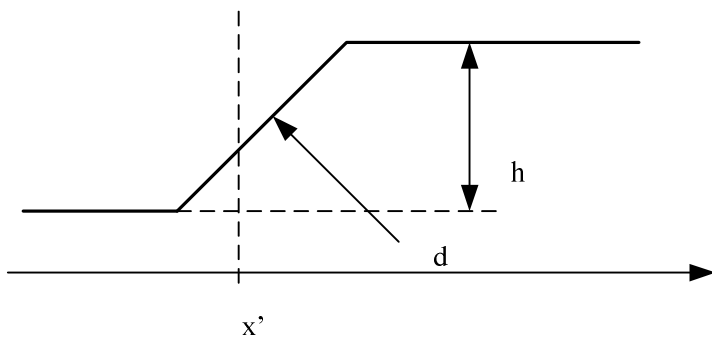


Рис. 3. Схематичное изображение перепада яркости

Существует множество различных методов выделения границ [4], основные из которых: метод Лапласа, операторы Робертса, Собеля и Превита, фильтр Кенни (*Canny*). Для определения точек изображения образующих ступеньку целесообразно находить границы достаточно точно, поэтому более подходящим будет являться фильтр Кенни [5], он дает наиболее точные и тонкие границы, что практически исключает обработку пикселей примитивов не лежащих на границах.

Определение краевых пикселей производится следующим образом. С исходного изображения удаляются шумы, например фильтром Гаусса

$$g(x, y) = f(x, y) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}}, \quad (1)$$

где x, y - координаты точки изображения; σ - параметр фильтра, определяющий величину размытия (подбирается экспериментально).

Далее проводится вычисление откликов фильтра при помощи матричного преобразования показанного на рис. 4.

-1	1
-1	1

-1	-1
1	1

Рис. 4. Представление фильтра Кенни в матричном виде

Амплитуда контура M в точке вычисляется по следующему выражению

$$M = \sqrt{P^2 + Q^2}, \quad (2)$$

где P и Q - отклики фильтра, вычисленные при помощи матричных преобразований (рис. 4).

Определение направления контура производится следующим образом

$$\theta = \arctan\left(\frac{Q}{P}\right). \quad (3)$$

При выборе соседней точки необходимо определить один из возможных вариантов прохождения контура (рис. 5).

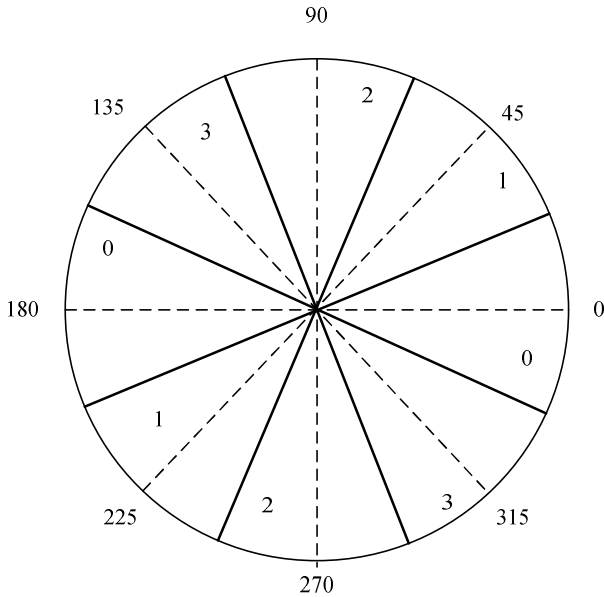


Рис. 5. Возможные направления прохождения контура через точку, разбитые на 4 сектора

Номер сектора вычисляется следующим образом:

$$S = \left\lfloor 4 \left(A - \frac{\pi}{16} \right) \right\rfloor, \quad (4)$$

где $\lfloor \]$ - операция округления к ближайшему меньшему целому,

$$A = \frac{|\theta|}{\pi}.$$

В зависимости от номера выбранного сектора производится выбор двух соседних точек из 8 возможных по диагоналям либо горизонтали и вертикали. Дальнейшая обработка изображения ведется следующим образом:

- сравнивается амплитуда текущей точки M_c с амплитудами соседних

точек M_1, M_2 ;

- если $M_c > M_1$ и $M_c > M_2$ - текущая точка локальный максимум, находится на контуре – отмечается белым цветом;
- иначе точка не принадлежит контуру – отмечается черным цветом.

Полученное черно-белое изображение, где черный цвет соответствует внутренним пикселям, а белый точкам лежащим на границах используется как уровень размытия изображения для сглаживающего фильтра.

В результате исследований установлено что:

- приведенный выше метод позволяет устранять ступенчатость на компьютерно-синтезированных изображениях.
- возможна реализация подобного метода устранения ступенчатости в реальном масштабе времени с использованием ускорителей трехмерной графики.

Дальнейшим развитием описанного метода может являться, определение пикселей образующих ступеньки на синтезированном изображении не только по их яркостным характеристикам, но и используя информацию о геометрическом представлении объектов – нормали и положение точки в трехмерном пространстве.

Список литературы: 1. *Crow, Franklin C.* "The Aliasing Problem in Computer-Generated Shaded Images", Comm. ACM, Vol. 20, No.11, 1977, pp 799-805. 2. *Котельников В. А.* О пропускной способности эфира и проволоки в электросвязи — Всесоюзный энергетический комитет. // Материалы к I Всесоюзному съезду по вопросам технической реконструкции дела связи и развития слаботочной промышленности, 1933. 3. *Каппелини В., Константинович Дж., Эмилиани П.* Цифровые фильтры и их применение. М.: Энергоатомиздат, 1983. 4. *Criffith A.K.*, Edge Detection in Simple Scenes Using A Priori Information, IEEE Trans. On Computers, 22, № 5, 551 – 561 (1971). 5. *J Canny*, A computational approach to edge detection, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, v.8 n.6, p.679-698, Nov. 1986.

Поступила в редакцию 16.07.08

В.В. КЛИТНОЙ, НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРАЦИОННЫХ СВОЙСТВ БОРТОВЫХ ПЛАТ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

В статье проведены экспериментальные и численные исследования адаптивной схемы подавления вибраций, построенной на базе пленочных пьезоэлектрических элементов. Проводится анализ полученных результатов.

Введение. Большой интерес представляет изучение вибраций в печатных узлах, являющихся основным элементом большинства современных систем управления, часто работающих в области высоких вибрационных нагрузок, которые могут вызывать резонансные колебания элементов узла, приводящие к их разрушению. Прогноз и управление такими процессами очень важны при проектировании и эксплуатации бортового оборудования. Многочисленные источники колебаний, которые появляются в процессе работы конструкций, влияют на их работоспособность. Это влияние представляет собой периодические, или случайные входные возбуждающие сигналы. При этом могут появиться опасные резонансные участки, возникновение которых может приводить к выходу оборудования из строя. Кроме того, отрицательное динамическое влияние является причиной появления источников шума.

Эффективное управление вибрациями может быть осуществлено при помощи активных методов управления, идея которых состоит во вводе в систему дополнительного источника энергии. Такое решение задачи позволяет ввести некоторые локальные силы, которые компенсируют влияние колебаний на систему. В связи с этим имеет место определенный интерес к рассмотрению адаптивных конструкций, характеризующихся интегрированными сенсорами и актуаторами, связанными между собой посредством управляющего органа.

Одними из наиболее используемых материалов для сенсоров и актуаторов в адаптивных структурах являются пьезокерамические и пьезополимерные материалы. Как чувствительные элементы они производят сигнал пропорциональный их деформации, и наоборот, как актуаторы создают силу являющуюся пропорциональной приложенному электрическому напряжению. Пьезоэлектрические актуаторы используемые в адаптивных системах обычно представляют собой тонкие пленки, поляризованные по толщине и закрепленные на поверхности структурного элемента. Приложение электрического поля по толщине пьезоэлектрического элемента приводит к увеличению или уменьшению продольных размеров

актуатора, вследствие чего деформируется структурный элемент конструкции. Эффективность применения такого рода актуаторов в адаптивных структурах описана во многих литературных источниках, например [1, 2, 3].

Печатные платы обычно выполнены из фольгированных диэлектриков (стеклотекстолитов, гетинаксов и т.д.) и являются ярко выраженными композитными материалами, обладающими анизотропией упругих свойств. Возможность взаимодействия композитных материалов с пьезокерамическими сенсорами и актуаторами демонстрируется некоторыми теоретическими исследованиями и численными моделями [4], в некоторых работах рассматриваются практические проекты [5].

Основная цель данной работы экспериментально продемонстрировать эффективность использования пьезокерамических актуаторов в системах активного гашения возмущений и изучить возможность подавления вибраций в печатных платах. Для этих целей была изготовлена композитная пластина с двумя закрепленными на ней пьезокерамическими актуаторами. Активное гашение вибраций в пластине осуществлено на основе схемы метода обратной связи. Один из актуаторов использовался в качестве возбудителя колебаний другой в качестве гасителя. Анализ результатов гашения вибраций проводим, используя конечно элементную модель системы, и сравнивая экспериментальные и численные результаты.

Разрешающие уравнения. При описании состояния элемента объема пьезокерамики будем использовать прямоугольную декартову систему координат. Уравнения движения для пьезокерамики в матричном виде будут следующими [6]:

$$D_u^T \sigma + X - \rho \cdot \ddot{u} = 0 ,$$

где $X^T = (X_1 \ X_2 \ X_3)$ вектор объемных сил; $u^T = (u_1 \ u_2 \ u_3)$ вектор механических перемещений; $\sigma^T = (\sigma_{11} \ \sigma_{22} \ \sigma_{33} \ \sigma_{12} \ \sigma_{23} \ \sigma_{31})$ – вектор механических напряжений; ρ – массовая плотность; D_u – матрица дифференцирования:

$$D_u^T = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial x_1} & 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial x_2} & 0 & \frac{\partial}{\partial x_3} \\ 0 & \frac{\partial}{\partial x_2} & 0 & \frac{\partial}{\partial x_1} & \frac{\partial}{\partial x_3} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial x_3} & 0 & \frac{\partial}{\partial x_2} & \frac{\partial}{\partial x_1} \end{bmatrix} .$$

Электростатические уравнения заряда, получаемые из 4-го уравнения

Максвелла, можно записать в матричной форме [6, 7]:

$$D_o^T D = 0,$$

где $D = (D_1 \ D_2 \ D_3)$ вектор электрических смещений, и матрица дифференцирования:

$$D_o^T = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial x_1} & \frac{\partial}{\partial x_2} & \frac{\partial}{\partial x_3} \end{bmatrix}.$$

Уравнения пьезоэлектрической среды, отражающие взаимосвязь электрических и механических свойств пьезоэлектрика, для элемента поляризованного в направлении x_3 следующие [8]:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{11} \\ \varepsilon_{22} \\ \varepsilon_{33} \\ 2 \cdot \varepsilon_{23} \\ 2 \cdot \varepsilon_{13} \\ 2 \cdot \varepsilon_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{22} & c_{23} & 0 & 0 & 0 \\ c_{13} & c_{23} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_{66} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sigma_{11} \\ \sigma_{22} \\ \sigma_{33} \\ \sigma_{23} \\ \sigma_{13} \\ \sigma_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & 0 & 0 \\ d_{12} & 0 & 0 \\ d_{13} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & d_{35} \\ 0 & d_{26} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & d_{26} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & d_{35} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sigma_{11} \\ \sigma_{22} \\ \sigma_{33} \\ \sigma_{23} \\ \sigma_{13} \\ \sigma_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{22} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix},$$

где ε_{ij} компоненты вектора механических деформаций; c_{ij} компоненты тензора упругих постоянных; d_{ij} компоненты тензора пьезоэлектрических коэффициентов деформации; ε_{ij} компоненты тензора коэффициентов диэлектрической проницаемости; E_i компоненты вектора напряженности электрического поля. Уравнение связи вектора деформаций и механических перемещений [6]:

$$\varepsilon = D_u u,$$

и уравнение связи между вектором напряженности электрического поля и электрическим потенциалом φ [6]:

$$E = -D_o \varphi,$$

также включаются в систему уравнений описывающих электромеханическое состояние.

Экспериментальная установка. Эксперимент по активному гашению вибраций проводился на модели композитной пластины жестко защемленной по всем сторонам. При изготовлении пластины в качестве материала волокна, было использовано стекловолокно 92115. В качестве матрицы была использована эпоксидная смола системы *LY/HY*. Максимальные габаритные размеры печатной платы составляют 360x240 мм [ГОСТ 10317-79]. Исходя из этих соображений, выбирались размеры исследуемой пластины. Пьезоэлементы P1 и P2 были выполнены из пьезокерамики *PI* 151 и наклеены на пластину при помощи эпоксидного клея на серебряной основе (для электропроводимости) *CW* 2400. Пьезоэлементы имели фольговые контакты, также наклеенные на поверхность пластины, и подключенные к стандартным разъемам.

Механические свойства пластины и коэффициент демпфирования в системе были определены экспериментально.

В ходе проведения эксперимента по активному гашению вибраций пьезоэлемент P2 работал в качестве возбудителя колебаний. Элемент P1 – в качестве гасителя. В контрольных точках M1, M2, M3 снимались показания о состоянии системы с помощью сенсора. Выбор точек замеров был осуществлен с учетом численно полученных собственных форм конструкции. В качестве сенсора был выбран пьезоэлектрический акселерометр *ENDEVCO* 2224C, предназначенный для измерения вибраций на небольших объектах.

Активное гашение вибраций в пластине осуществлено на основе схемы управления с обратной связью по скорости перемещений. Элемент P2 нагружался при помощи последовательно подключенных синтезируемого функционального генератора *SRS DS340* и *LVPZT* усилителя *PI E-500*. Нагружение осуществлялось в области резонансных частот, определенных в ходе эксперимента. Исходящий с сенсоров сигнал преобразовывался и усиливался с помощью усилителя-интегратора *ENDEVCO* 109-102. После чего сигнал поступал на управляющий прибор – суммирующий контроллер *ERAS*. Далее преобразованный сигнал подавался на пьезоэлемент P1 с целью гашения создаваемых в пластине вибраций. Визуализация процесса осуществлялась с помощью двухканального многофункционального прибора *FLUKE* 123 промышленного *ScopeMeter*. Один канал (*Fluk1*) использовался для представления колебаний в системе, а второй (*Fluk2*) показывает сигнал, подаваемый на элемент, используемый в качестве гасителя колебаний. На рис. 1 представлены фотографии и схема экспериментальной установки.

Анализ результатов. На основании экспериментальных данных диапазон частот колебаний, в котором работает бортовая аппаратура самолетов всех типов, составляет от 3 до 500 Гц [9]. В этот диапазон попали первые две собственные частоты рассматриваемой конструкции. Которые были определены и оказались равными: $p_1 = 191,3$ Гц, $p_2 = 306,5$ Гц. В диапазонах этих частот проводились дальнейшие исследования.

Результаты проведенных экспериментальных измерений представлены в виде графиков амплитудно-частотных характеристик колебаний пластины при различных коэффициентах обратной связи в диапазоне первой (рис. 2) и второй (рис. 3) собственных частот. Для коэффициентов обратной связи принято следующее обозначение – G_{ERAS} .

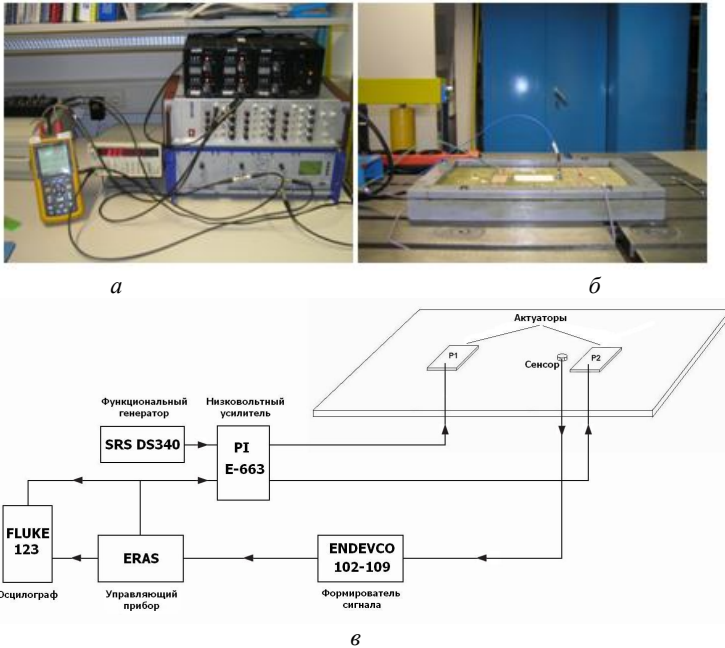


Рис. 1. Фотографии: *a* – экспериментальной установки; *б* – экспериментальной модели; *в* – схематическое изображение экспериментальной установки

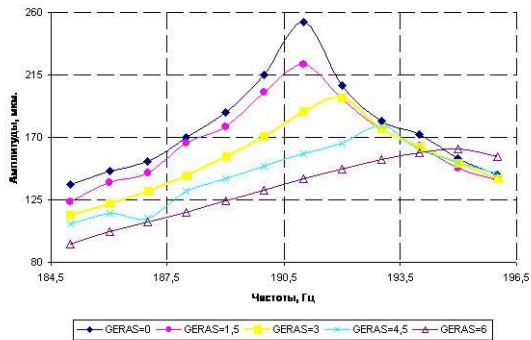


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики колебаний пластины, жестко заземленной по всем сторонам, около первой собственной частоты

В ходе численных исследований была построена конечно элементная модель пластины с закрепленными на ней пьезоэлементами. В качестве элементов разбиения для пластины был выбран восьмиузловой структурный объемный элемент *SOLID45*, пьезоэлектрические элементы разбивались с помощью восьмиузлового конечного элемента *SOLID5*. Далее были проведены численные исследования активного подавления вибраций. Результаты вычислений представлены в виде графиков АЧХ колебаний пластины при различных значениях коэффициента обратной связи на рис. 4, 5.

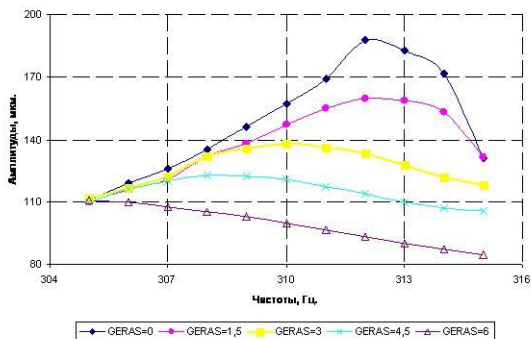


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики колебаний пластины, жестко заземленной по всем сторонам, около второй собственной частоты

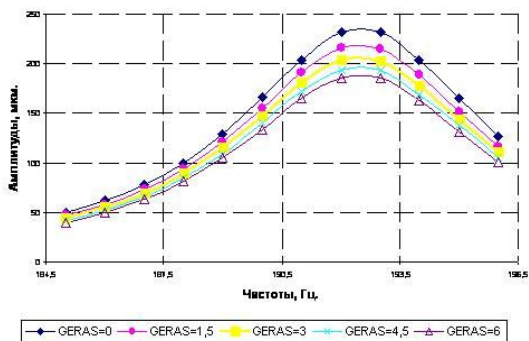


Рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики колебаний пластины, жестко заземленной по всем сторонам, около первой собственной частоты

Выводы. Анализируя результаты экспериментальных исследований можно отметить, что в диапазоне первой собственной частоты при гашении вибраций наблюдается сдвиг максимальной амплитуды колебаний в сторону высших частот, а около второй собственной частоты – сдвиг в сторону низших значений частот. В то же время полученные результаты

свидетельствуют об эффективности активного управления вибрациями, поскольку происходит гашение максимальных амплитуд колебаний на первой собственной частоте на 37% на второй – на 41%.

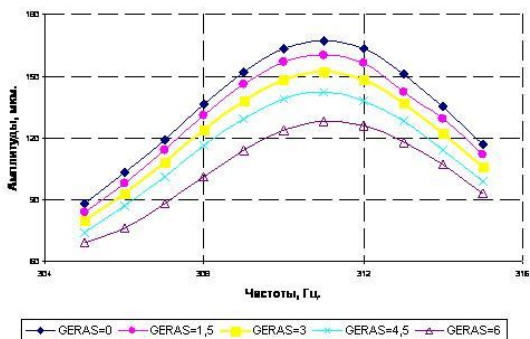


Рис. 5. Амплитудно-частотные характеристики колебаний пластины, жестко заземленной по всем сторонам, около второй собственной частоты

Также следует отметить, что дальнейшее увеличение коэффициента обратной связи приводит к дисбалансировке системы. Объяснением такого поведения системы является не идеальность используемых связей между сенсорами и актуаторами.

При сравнении экспериментальных и численных результатов наибольшая относительная разница между значениями составила 12,4%. Обобщая результаты проведенных исследований, имеются все основания утверждать о достоверности предложенной экспериментальной модели моделирующей процесс активного подавления вибраций.

Список литературы: 1. *Baz A., Ro J.* Vibration control of plates with active constrained layer damping. IOP Publishing Ltd. Smart Mater. Struct. 5 1996. 272–280. 2. *Lester H.C., Lefebvre S.* Piezoelectric actuator models for active sound and vibration control of cylinders. Journal of Intelligent Material Systems and Structures 4, 1993. 295-306. 3. *Newman, S.M.* Active damping control of a flexible space structure using piezoelectric sensors and actuators. Master’s Thesis. U.S. Naval Postgraduate School. 1992. 4. *Daqun T., Robert L.W. II, Sunil K.A.* Optimal shape control of composite thin plates with piezoelectric actuators. Journal of Intelligent Material Systems and Structures Vol. 9, 1998. 458-467. 5. *Moses R.W.* Vertical Tail Buffeting Alleviation Using Piezoelectric Actuators - Some Results of the Actively Controlled Response of Buffet-Affected Tails (ACROBAT) Program. NASA TM 110336, 1997. 6. *Nestorovich T.* Controller design for the vibration suppression of smart structures. – VDI Verlag Dusseldorf, 2005. – 117. 7. *Brian P.B., Senthil S.* Active vibration suppression of sandwich beams using piezoelectric shear actuators: experiments and numerical simulations. JOURNAL OF INTELLIGENT MATERIAL SYSTEMS AND STRUCTURES, Vol.16. 2005. 517-530. 8. *Джагунов Р.Г., Ерофеев А.А.* Пьезокерамические элементы в приборостроении и автоматике. – Л.: Машиностроение, 1986. – 252. 9. *Сухобрус А.А., Ткаченко В.А.* Конструирование печатных узлов. Харьков ХАИ 1990. – 104.

Поступила в редколлегию 17.07.08

В.И. КОЛОСОВ, НПП «Импульс»;
В.И. ГУБАРЬ, д-р техн. наук, НТУ «КПИ»

ПОГРЕШНОСТИ ПЕРЕДАЧИ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО НАПРЯЖЕНИЯ СОЕДИНИТЕЛЬНЫМ КАБЕЛЕМ ВОЛЬТМЕТРА

Проанализовані похибки при передачі середньоквадратичної напруги гармонійних та спектрально насичених сигналів через з'єднуючий кабель вольтметрів. Показано, що ці похибки обумовлені відхиленням вихідного опору об'єкта вимірювання від хвильового опору кабелю і можуть в декілька разів перевищувати основну похибку вимірювань вольтметрів. Результати аналізу рекомендовано використовувати при нормуванні похибок, а також для оцінки додаткової похибки вимірювань в умовах реальної експлуатації вольтметрів.

It was analysed errors at a transmission of root mean square voltage harmonic and spectrally saturated signals through the connection cable of voltmeters. It is shown, that these errors are conditioned by rejection of measuring object output resistance from cable wave resistance and may in once or twice exceed basic error of measuring of voltmeters. Results of analyses are recommended to use for setting of errors norms and also for evaluation addition error measurement in the conditions of the real exploitation of voltmeters.

Постановка задачі. Передача измеряемого сигнала от объекта ко входу вольтметра среднеквадратического напряжения (СКН) посредством соединительного кабеля сопровождается погрешностью, обусловленной искажением спектра сигнала амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) кабеля.

При испытаниях и поверке вольтметров при выпуске их из производства погрешность передачи кабелем СКН учитывается в общей погрешности измерений в условиях равенства (т.е. согласования) выходного сопротивления Z_i источника испытательных сигналов (калибратора) волновому сопротивлению соединительного кабеля Z_c .

Однако в реальных условиях эксплуатации из-за отличия выходного сопротивления объекта измерения от волнового сопротивления соединительного кабеля ($Z_i \neq Z_c$) возникает так называемая погрешность рассогласования, которая зависит от соотношения указанных сопротивлений Z_i / Z_c , частоты и спектрального состава измеряемого напряжения.

Выходное сопротивление объекта измерения следует рассматривать как неинформативный параметр, влияние которого обусловлено взаимодействием средства измерения (вольтметра) с объектом измерения [1].

Анализ предыдущих исследований. Погрешность, обусловленная рассогласованием соединительного кабеля вольтметра СКН рассматривалась в работе [2]. Эта погрешность вносит существенный вклад в общую погрешность измерений вольтметров СКН среднечастотного диапазона с

верхней границей 5-30 МГц и при этом имеет скрытый характер. Вместе с тем, погрешности рассогласования анализировались без учета реальных форм АЧХ вольтметров, что не позволяло определить предельное частотное положение спектрально насыщенных сигналов и, соответственно, оценку количественного уровня этих погрешностей.

Цель работы. Состоит в исследовании влияния степени и направления рассогласования со стороны объекта измерения на погрешность передачи соединительным кабелем СКН гармонических и спектрально насыщенных сигналов с учётом реальных форм АЧХ вольтметров.

Результаты работы. Форма АЧХ кабеля, как линии передачи с распределенными параметрами (рис. 1), определяется характером полных сопротивлений источников сигнала (объекта) Z_i и нагрузки (входного импеданса вольтметра: R_{in} , C_{in}) и способна в значительной степени деформироваться в зависимости от рассогласования на входе и выходе кабеля по отношению к его волновому сопротивлению Z_c [3].

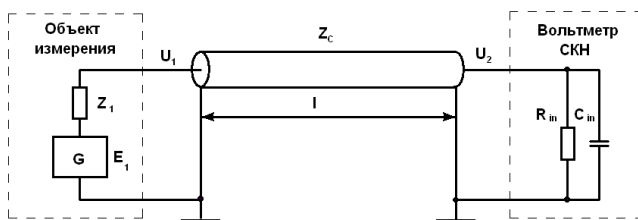


Рис. 1. Передача измеряемого сигнала ко входу вольтметра посредством соединительного кабеля

В общем случае погрешность рассогласования отрезка кабеля определяется через отношение СКН сигналов на выходе кабеля (входе вольтметра) соответственно при рассогласованном ($Z_i \neq Z_c$) и согласованном ($Z_i = Z_c$) значении выходного сопротивления объекта измерения и фиксированном значении СКН входного сигнала:

$$\delta_p = \frac{U_2(Z_i)}{U_2(Z_c)} - 1 = \frac{K_{rms}(Z_i)}{K_{rms}(Z_c)} - 1, \quad (1)$$

где $U_2(Z)$ - СКН сигнала на выходе кабеля; $K_{rms}(Z)$ - коэффициент передачи СКН сигнала через кабель.

Проведем далее оценку этой погрешности при передаче гармонических и спектрально насыщенных сигналов.

1. Передача гармонических сигналов.

Комплексный коэффициент передачи кабеля, рассматриваемого как

линия с распределенными параметрами, определяется выражением [3]:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{e^{-\gamma\ell l}}{1 + \dot{P}_1 \dot{P}_2 e^{-2\gamma\ell l}} \frac{2}{\left(1 + \frac{\dot{Z}_i}{Z_c}\right) \left(1 + \frac{Z_c}{\dot{Z}_i}\right)} \quad (2)$$

где $\dot{P}_1 = \frac{Z_c - \dot{Z}_i}{Z_c + \dot{Z}_i}$; $\dot{P}_2 = \frac{\dot{Z}_2 - Z_n}{\dot{Z}_2 + Z_n}$ - комплексные коэффициенты отражения по входу и выходу линии; $\gamma = \alpha + j\beta$ - коэффициент распространения; α - коэффициент затухания; $\beta = \omega\sqrt{\varepsilon/c}$ - коэффициент фазы; ℓ - длина соединительного кабеля; $\omega = 2\pi f$ - круговая частота.

Считаем, что отрезок линии работает при следующих условиях:

- линия нагружена на комплексное сопротивление Z_2 , состоящее из входного сопротивления R_{in} и емкости C_{in} вольтметра;
- вход линии подключен к источнику сигнала с активным выходным сопротивлением Z_i
- вдоль линии имеются распределенные потери ($\alpha = 0,03$ дБ/м).

Для этих условий работы после преобразования выражения (2) получим модуль комплексного коэффициента передачи:

$$|K(\omega, Z)| = \frac{(1 + P_1) \exp(-\alpha\ell)}{2} \sqrt{\frac{1 + 2P_2 \cos \psi_2 + P_2^2}{1 + 2P_1 P_2 \exp(-2\alpha\ell) \cos(\psi_2 - 2\beta\ell) + P_1^2 P_2^2 \exp(-4\alpha\ell)}} \quad (3)$$

где $P_2 = \frac{\sqrt{(a^2 - Z_c^2 + b^2)^2 + 4Z_c^2}}{(a + Z_c)^2 + b^2}$; $\psi_2 = \arctg\left(-\frac{2bZ_c}{a^2 - Z_c^2 + b^2}\right)$ - модуль и фаза комплексного коэффициента отражения по выходу линии;

$a = \frac{R_{in}}{1 + (\omega R_{in} C_{in})^2}$; $b = \frac{R_{in}^2 C_{in}}{1 + (\omega R_{in} C_{in})^2}$ - активная и реактивная

составляющие полного сопротивления нагрузки.

На рис. 2 приведены кривые АЧХ, построенные по выражению (3) при различной степени рассогласования со стороны объекта измерения для кабеля с волновым сопротивлением $Z_c = 50$ Ом, длиной 1 м, который нагружен на импеданс $R_{in} = 1$ МОм, $C_{in} = 30$ пФ.

Из семейства кривых видно, что рассогласование приводит к существенной деформации АЧХ передачи и возникновению либо периодических резонирующих пиков (при $Z_i < Z_c$) либо ослабляющих провалов (при $Z_i > Z_c$). Эти видоизменения АЧХ определяют соответствующие искажения спектра передаваемых сигналов.

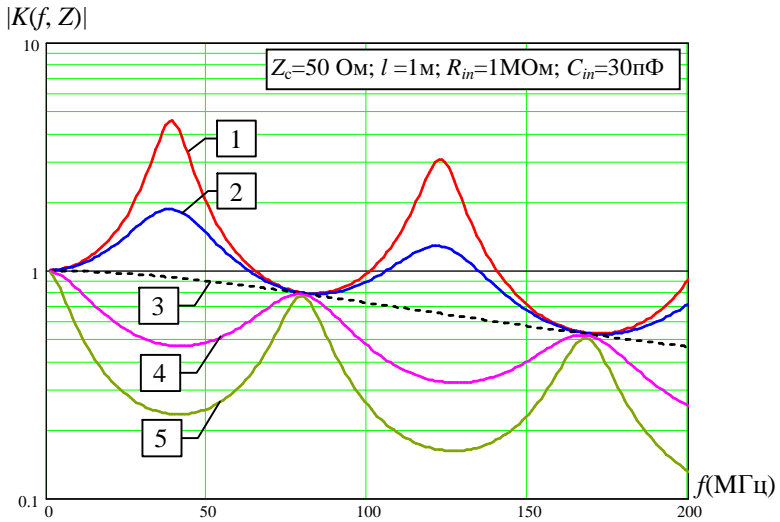


Рис. 2. Деформация АЧХ соединительного кабеля при рассогласовании: 1 – $Z_i/Z_c=0,2$; 2 – $Z_i/Z_c=0,5$; 3 – $Z_i/Z_c=1$; 4 – $Z_i/Z_c=2$; 5 – $Z_i/Z_c=4$

Для синусоидальных сигналов погрешность рассогласования согласно выражению (1) определяется через коэффициент передачи (3):

$$\delta_{p \sin} = \frac{|K(\omega, Z_i)|}{|K(\omega, Z_c)|} - 1 \quad (4)$$

Кривые погрешности рассогласования, рассчитанные по (4) для кабеля длиной 1 м с волновым сопротивлением 50 Ом, нагруженного на типовое значение входного импеданса вольтметра $R_{in} = 1 \text{ Мом}$, $C_{in} = 30 \text{ пФ}$, представлены на рис. 3 и рис. 4.

Особенность влияния рассогласования состоит в том, что погрешность принимает разнополярные значения: положительные при $Z_i/Z_c < 1$ и отрицательные - при $Z_i/Z_c > 1$. Тем самым дополнительная погрешность рассогласования может увеличивать или уменьшать общую погрешность измерения в зависимости от знака собственной погрешности вольтметра.

Как видно из рис. 3, влияние частоты f_{sin} гармонического сигнала усиливается при увеличении степени рассогласования.

Влияние соотношения сопротивлений Z_i/Z_c таково (рис. 4), что при $Z_i/Z_c > 1$ нарастание погрешности рассогласования происходит неограниченно и значительно быстрее, чем при $Z_i/Z_c < 1$, где значение погрешности стремится к некоторому пределу.

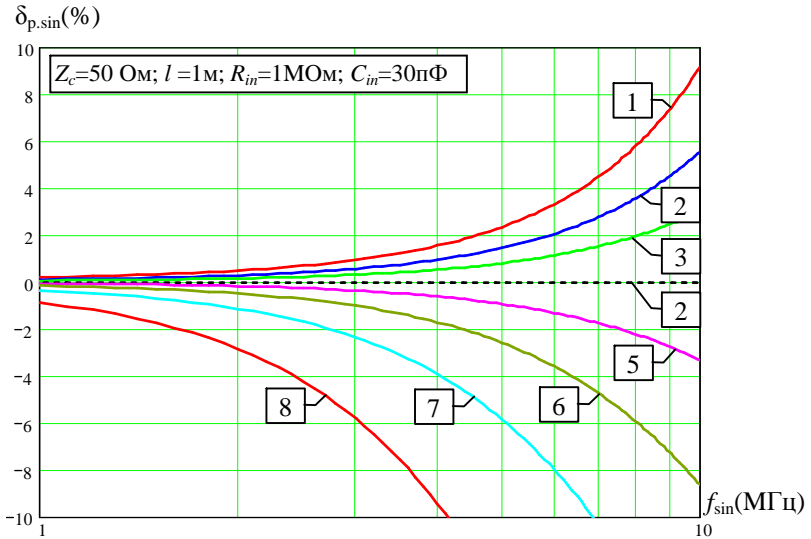


Рис. 3. Влияние частоты гармонического сигнала на погрешность рассогласования соединительного кабеля: 1 – $Z_i/Z_c=0,1$; 2 – $Z_i/Z_c=0,6$; 3 – $Z_i/Z_c=0,8$; 4 – $Z_i/Z_c=1$; 5 – $Z_i/Z_c=1,2$; 6 – $Z_i/Z_c=1,5$; 7 – $Z_i/Z_c=2$; 8 – $Z_i/Z_c=3$

Поэтому в условиях скрытого характера погрешности рассогласования следует избегать проведения измерений при ожидаемых значениях $Z_i/Z_c > 1$.

Количественное сравнение значений погрешности рассогласования и собственной погрешности вольтметра выявляет возможное преобладание первых. Например, при передаче через кабель с $Z_c = 50 \text{ Ом}$ сигнала с частотой 10 МГц от объекта измерения с выходным сопротивлением $Z_i = 75 \text{ Ом}$ ($Z_i/Z_c = 1,5$) возникает дополнительная погрешность рассогласования $\delta_{p,\text{sin}} = -9\%$, в то время как собственная погрешность вольтметра типа ВКЗ-64 на этой частоте составляет $\pm 4\%$ [4].

2. Передача спектрально насыщенных сигналов.

При передаче через соединительный кабель спектрально насыщенных сигналов погрешность рассогласования (1) определяется выражением:

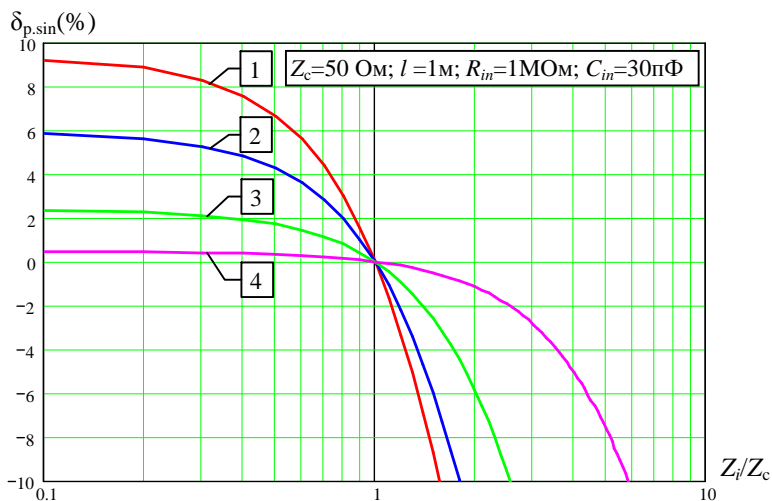


Рис. 4. Влияние выходного сопротивления объекта измерения на погрешность рассогласования соединительного кабеля при гармоническом сигнале:
 1 – $f_{\text{sin}} = 10$ МГц; 2 – $f_{\text{sin}} = 8$ МГц; 3 – $f_{\text{sin}} = 5$ МГц; 4 – $f_{\text{sin}} = 2$ МГц

$$\delta_{p\text{ sp}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} |S(n\omega_1)|^2 |K(n\omega_1 Z_l)|^2}{\sum_{n=1}^{\infty} |S(n\omega_1)|^2 |K(n\omega_1 Z_c)|^2}} - 1 \quad (5)$$

где $|S(n\omega_1)|$ - модуль дискретного спектра периодического сигнала; $|K(n\omega_1 Z)|$ - модуль комплексного коэффициента передачи (3) в дискретных точках $n = 1, 2, 3, \dots$

Данную погрешность рассогласования имеет смысл исследовать только в том частотном диапазоне измеряемых сигналов, в котором это допускается возможностями непосредственно вольтметра, то есть до частот, где погрешности, обусловленные искажением спектра (в основном в его канале масштабного преобразования), не превышают установленные нормы.

Чтобы дать оценку максимально возможной погрешности рассогласования, в расчете на предполагаемую произвольность формы (и спектра) измеряемого сигнала, установим следующие условия.

Считаем, что через кабель ко входу вольтметра передается сигнал с наиболее широкополосным спектром, причем его первая гармоника занимает такое максимальное частотное положение $f_{1\text{ sp}}$, при котором возникающая

непосредственно в вольтметре (без кабеля) частотная погрешность $\delta_{f_{sp}}$ равна предельно допустимому значению погрешности $\delta_{f_{sin}}$, установленному для верхней границы рабочей области частот $f_{\delta \cdot sin}$ на гармоническом сигнале.

К наиболее широкополосным относится сигнал прямоугольной формы, для которого свойственна наименьшая скорость убывания амплитудных значений гармоник дискретного спектра с ростом их частоты [5].

Теоретическая взаимосвязь между частотой первой гармоники прямоугольного сигнала $f_{1 \cdot sp}$ и частотой верхней границы рабочей области вольтметра для гармонического сигнала $f_{\delta \cdot sin}$ может быть установлена только после выяснения предполагаемой формы АЧХ канала масштабного преобразования вольтметра.

На рис. 5 представлены экспериментальные кривые реальных АЧХ вольтметров СКН некоторых типов. Здесь же для сравнения приведена теоретическая кривая АЧХ 2-го порядка.

Сопоставление характеристик показывает, что реальные АЧХ имеют порядок выше второго. Поэтому аналитическое описание АЧХ 2-го порядка может служить описанием предельного положения реальных АЧХ, поскольку допускает более высокую частоту следования измеряемых импульсных сигналов.

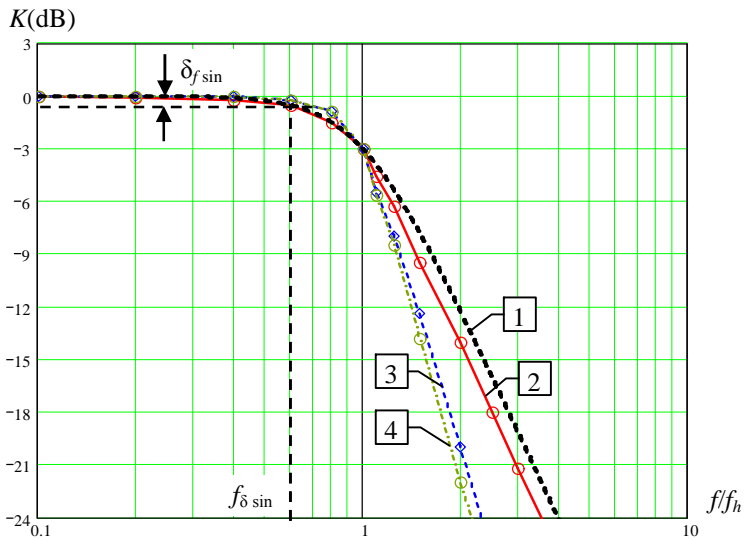


Рис. 5. Нормированные АЧХ: 1 - теоретическая 2-го порядка; экспериментальные вольтметров СКН: 2 - В3-40 ($f_h = 10,5$ МГц); 3 - В3-57(ФНЧ выкл. $f_h = 12,4$ МГц); 4 - В3-48 ($f_h = 70$ МГц)

Частотная погрешность при передаче гармонического сигнала через канал с АЧХ 2-го порядка [5]:

$$\delta_{f \sin} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_{\delta \sin} / f_h)^4}} - 1 \quad (6)$$

где f_h - частота среза АЧХ на уровне -3dB .

Частотная погрешность при передаче прямоугольного сигнала через канал с АЧХ 2-го порядка [6]:

$$\delta_{f \text{ sp}} = -\frac{f_1}{4\sqrt{2} \pi f_h \alpha (1-\alpha)} \quad (7)$$

где α - коэффициент заполнения импульсов прямоугольного сигнала.

Решая совместно (6),(7) при $\delta_{f \sin} = \delta_{f \text{ sp}} = \delta_f$, получим выражение для максимального значения частоты первой гармоники прямоугольного сигнала, передаваемого через соединительный кабель:

$$f_{1 \text{ sp max}} = \frac{4\sqrt{2}\pi\alpha(1-\alpha)f_{\delta \sin}}{\sqrt[4]{\frac{1}{1+\delta_f} - 1}} \quad (8)$$

На рис. 6 и рис. 7 представлены кривые погрешности рассогласования при передаче прямоугольного сигнала, рассчитанные с помощью программы Mathcad по выражению (5) для значений частоты $f_{\delta \sin}$ верхней границы рабочей области вольтметров, соответственно 5 МГц ($\delta_f = -4\%$) и 10 МГц ($\delta_f = -6\%$).

При расчете использовались параметры коаксиального кабеля и его нагрузки, приведенные на поле рисунков, а частота повторения сигнала $f_{1 \text{ sp}}$ определялась из выражения (8). На этих же рисунках приведены кривые погрешности рассогласования при передаче гармонического сигнала.

Из кривых видно, что в области рассогласования $Z_i/Z_c < 1$ большую погрешность вызывает сигнал прямоугольной формы, а в области $Z_i/Z_c > 1$ - гармонический сигнал. При более чем двухкратном отклонении выходного сопротивления объекта измерения от волнового сопротивления кабеля погрешность рассогласования превышает собственную погрешность вольтметра и при этом остается скрытой в процессе измерения.

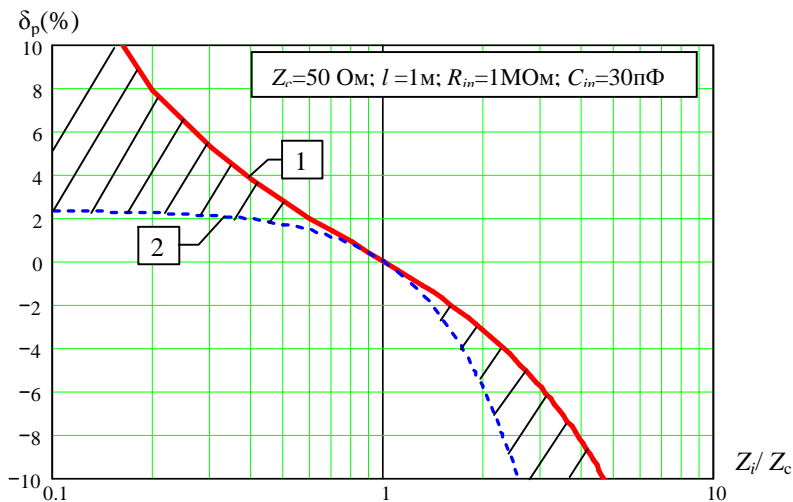


Рис. 6. Погрешности рассогласования соединительного кабеля при передаче сигналов:
 1- прямоугольного $f_{1sp} = 1,645 \text{ МГц}$, $\alpha = 0,5$;
 2 – гармонического $f_{\delta \sin} = 5 \text{ МГц}$, $\delta_f = -4\%$

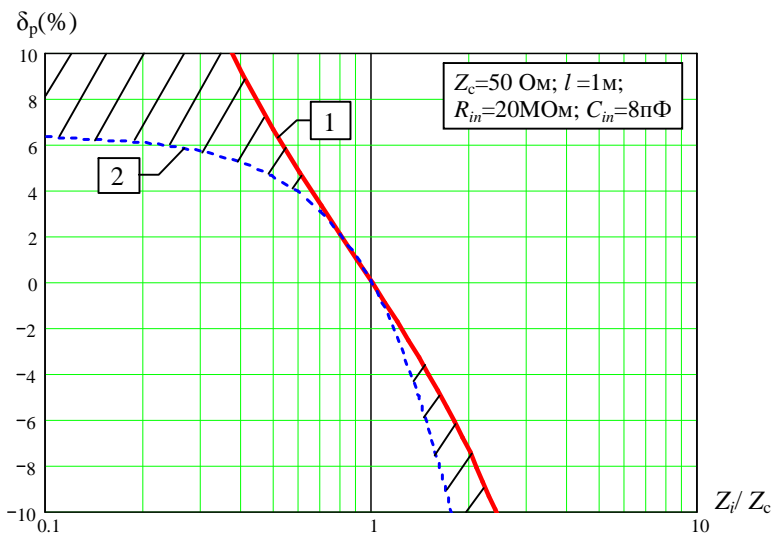


Рис. 7. Погрешности рассогласования соединительного кабеля при передаче сигналов:
 1- прямоугольного $f_{1sp} = 6,4 \text{ МГц}$, $\alpha = 0,5$;
 2 – гармонического $f_{\delta \sin} = 10 \text{ МГц}$, $\delta_f = -6\%$

У низкочастотных ($f_{\delta \cdot \sin} < 100$ кГц), но более точных (с основной погрешностью 0,1- 1 %) вольтметров в качестве средства подсоединения к объекту измерения используется двухпроводная линия с волновым сопротивлением $Z_i = 300$ Ом.

Графические зависимости погрешности рассогласования при передаче через такую двухпроводную линию (длина 1м, нагружена на типовой входной импеданс вольтметра $R_{in} = 1$ МОм, $C_{in} = 60$ пФ) гармонического и прямоугольного сигналов представлены на рис.8. Эти зависимости отличаются от аналогичных зависимостей для коаксиального кабеля тем, что наиболее сильное влияние рассогласования сосредоточено в области $Z_i/Z_c > 1$. Так, например, при выходном сопротивлении объекта $Z_i = 1,8 \dots 3$.кОм ($Z_i/Z_c = 6 \dots 10$) погрешность рассогласования достигает 1-2% и превышает основную погрешность прибора.

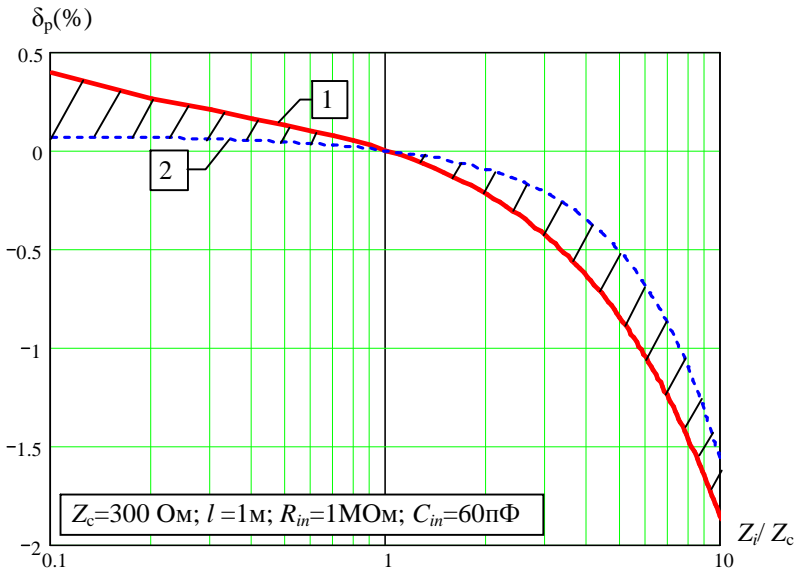


Рис. 8. Погрешности рассогласования соединительного кабеля при передаче сигналов:
 1- прямоугольного $f_{1,sp} = 33$ кГц, $\alpha = 0,5$;
 2 – гармонического $f_{\delta \sin} = 100$ кГц, $\delta_f = -1\%$

Теперь обратимся к вопросу об оценке границ погрешности рассогласования для всего разнообразия форм сигналов, охватываемых

термином “произвольная форма”.

Совершенно очевидно, что спектр сигналов произвольной формы содержит не менее одной гармоники и, вместе с тем, его полоса остается не шире, чем полоса спектра прямоугольного сигнала. Поэтому можно полагать, что значение погрешности рассогласования при передаче сигналов произвольной формы лежит в пределах заштрихованной области, ограниченной кривыми для сигналов синусоидальной и прямоугольной форм на рис. 6-8.

Выводы. Полученные в результате исследования графические зависимости позволяют оценить погрешности рассогласования для гармонических и спектрально насыщенных сигналов.

Более сильное влияние степени рассогласования наблюдается когда выходное сопротивление объекта измерения превышает волновое сопротивление соединительного кабеля.

Погрешность рассогласования может превышать собственную погрешность вольтметра при измерении СКН как гармонических так и спектрально насыщенных сигналов.

При измерении СКН сигналов неизвестной (произвольной) формы погрешность рассогласования может быть дана в виде оценки “сверху”, в качестве которой принимается погрешность рассогласования для прямоугольного сигнала.

Отмеченные особенности влияния рассогласования соединительного кабеля могут учитываться при нормировании погрешностей, а также при проведении измерений в условиях эксплуатации, для чего целесообразно погрешность рассогласования приводить в нормативно-технической документации на вольтметры СКН.

Список литературы: 1. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений: *ГОСТ 8.009-84 (2003). ГСИ.* - [Чинний від 1986-01-01].- М.: Изд-во стандартов, 1984. - 42 с. 2. *Петрищев А.А., Колосов В.И.* Об оценке погрешности рассогласования при измерениях напряжения сигналов сложных форм //Опыт, результаты, проблемы: Повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры: Сб. статей.- Таллинн: Валгус, 1988. - Вып. 5. - С. 66-73. 3. *Заездный А.М.* Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. - Л.: Энергия, 1972. - 528 с. 4. *Микровольтметр ВКЗ-64.* Технические условия. ЯБ2. 710.085 ТУ. 5. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. - 4-е изд., - М.: Радио и связь, 1986. - 512 с. 6. *Колосов В.И.* Оценка укладываемости энергетического спектра сигналов в рабочую область частот измерительного тракта //Системы контроля параметров радиоэлектронных устройств и приборов: респ. науч.-техн. конф., Секц.2: тезисы докл. К., 1988. - С. 46-48.

Поступила в редколлегию 14.07.2008

С.І. КОНДРАШОВ, д-р. техн. наук, **І.В. ГРИГОРЕНКО**,
М.С. ТЮРІН (м.Харків)

ДОСЛІДЖЕННЯ МОЖЛИВОСТІ КОРЕКЦІЇ ДИНАМІЧНОЇ ПОХИБКИ ТЕСТОВОГО КОНТРОЛЮ ПРИ НЕЛІНІЙНІЙ МОДЕЛІ ЗМІНИ ВХІДНОГО СИГНАЛУ

Визначено можливість корекції динамічних похибок систем тестового контролю вимірювальних перетворювачів у автоматизованих системах контролю та керування при нелінійній моделі зміни вхідного сигналу. Загальні моделі конкретизовано для вимірювального перетворювача з передаточною функцією інерційної аперіодичної ланки.

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

Основною задачею тестового контролю у динамічному режимі є визначення вимірюваної величини на вході ВП за вимірюваним вихідним сигналом та відомій або вимірюваній динамічній характеристиці ВП. По суті, рішення цієї задачі призводить до необхідності корекції часових динамічних складових похибок, які можуть розглядатися як режимні складові похибок випробувань.[1]

Для вирішення цієї задачі потрібно визначити моделі вимірювальних вхідних та вихідних сигналів ВП, можливі підходи до їх аналітичного опису, а також моделі передаточних функцій лінійних ВП.

У роботі [2] розроблено математичну модель для вхідного сигналу вимірювального перетворювача (ВП) з аперіодичною передаточною функцією, та проведено дослідження похибок вимірювання вхідного сигналу ВП у динамічному режимі роботи системи тестового контролю. Однак вхідний сигнал ВП було представлено лише як лінійно наростаючий сигнал. На практиці маємо справу з нелінійними сигналами, серед яких найбільш часто використовуються сигнали, що мають вигляд експоненти з різними швидкостями наростання. Також не зроблено рекомендацій, що до можливостей використання теорії тестового контролю при нелінійному законі зміни вхідного сигналу.

Метою роботи є аналіз динамічних складових похибок тестового контролю при нелінійних моделях вхідних сигналів.

Експоненційний вхідний сигнал може бути розкладений у ряд Тейлора, що дозволить розглядати вхідний сигнал з різною точністю при апроксимації його різною кількістю членів ряду.

Обмежимося першими двома членами ряду Тейлора – лінійним і

квадратичним.

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

$$H(P) = \frac{1}{\tau \cdot P + 1}, \quad (1)$$

де τ – постійна часу.

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

Для визначення вихідного сигналу аналогової частини необхідно провести операцію згортки вхідного сигналу з перехідною характеристикою аперіодичної ланки. Загальноприйнятій спосіб – проводити операції над зображеннями функцій за перетворенням Лапласа.

Модель нелінійного вхідного сигналу:

$$\begin{aligned} x_0(t_0) &= x(0) + \alpha \cdot t_0 + \beta \cdot t_0^2, \quad t_0 \in (0, T) \\ x_1(t_1) &= x(0) + \alpha \cdot t_1 + \beta \cdot t_1^2 + \theta \cdot 1(t_1), \quad t_1 \in (T, 2T) \\ x_2(t_2) &= x(0) + \alpha \cdot t_2 + \beta \cdot t_2^2 + K \left(x(0) + \alpha \cdot t_2 + \beta \cdot t_2^2 \right) \cdot 1(t_2), \quad t_2 \in (2T, 3T) \end{aligned} \quad (2)$$

де $x(0)$ – значення сигналу на початку контролю, $\alpha \cdot t + \beta \cdot t^2$ – нелінійний сигнал, θ – рівень адитивного тестового впливу, t_1 – час дії адитивного тестового впливу, K – коефіцієнт підсилення при мультиплікативному тестовому впливі, t_2 – час дії мультиплікативного тестового впливу, $T = t_2 - t_1 = t_1 - t_0$ – період між включенням тестів, вибирається з діапазону $3\tau..10\tau$

Для того, щоб отримати аналітичний вираз вихідних сигналів, запишемо зображення вхідних сигналів за допомогою перетворення Лапласа. Потім помножимо ці зображення на перехідну характеристику та проведемо зворотне перетворення Лапласа.

Модель нелінійного вхідного сигналу в операторній формі:

$$\begin{aligned} X_0(P) &= \frac{x(0)}{P} + \frac{\alpha}{P^2} + \frac{2\beta}{P^3} \\ X_1(P) &= \frac{x(0)}{P} + \frac{\alpha}{P^2} + \frac{2\beta}{P^3} + \theta \frac{e^{-TP}}{P} \\ X_2(P) &= \frac{x(0)}{P} + \frac{\alpha}{P^2} + \frac{2\beta}{P^3} + K \cdot \frac{x(0)}{P} + K \cdot \alpha \cdot \frac{e^{-2TP}}{P^2} + K \cdot \beta \cdot 2 \frac{e^{-2TP}}{P^3} \end{aligned} \quad (3)$$

Отримані зображення сигналів перемножимо з перехідною функцією лінії зв'язку та проведемо над добутком зворотне перетворення Лапласа.

$$\begin{aligned}
y_0(t_0) &= x(0)(1 - e^{-\frac{t_0}{\tau}}) + \alpha(t_0 - \tau + \tau \cdot e^{-\frac{t_0}{\tau}}) + 2\beta(\frac{t_0^2}{2} - t_0 \cdot \tau + \tau^2 - \tau^2 \cdot e^{-\frac{t_0}{\tau}}) \\
y_1(t_1) &= x(0)(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}) + \alpha(t_1 - \tau + \tau \cdot e^{-\frac{t_1}{\tau}}) + 2\beta(\frac{t_1^2}{2} - t_1 \cdot \tau + \tau^2 - \tau^2 \cdot e^{-\frac{t_1}{\tau}}) + \\
&+ \theta \cdot 1(t_1 - T) \cdot (1 - e^{-\frac{T-t_1}{\tau}}) \\
y_2(t_2) &= x(0)(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau}}) + \alpha(t_2 - \tau + \tau \cdot e^{-\frac{t_2}{\tau}}) + 2\beta(\frac{t_2^2}{2} - t_2 \cdot \tau + \tau^2 - \tau^2 \cdot e^{-\frac{t_2}{\tau}}) + \\
&+ K \cdot x(0)(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau}}) + K \cdot \alpha \cdot 1(t_2 - 2T)(t_2 - \tau - 2T + \tau e^{-\frac{2T-t_2}{\tau}}) + \\
&+ K \cdot \beta \cdot 1(t_2 - 2T)(-t_2^2 + 2 \cdot t_2 \cdot \tau - 2 \cdot \tau^2 - T^2 + 2 \cdot T \cdot \tau + 2 \cdot \tau^2 \cdot e^{-\frac{2T-t_2}{\tau}})
\end{aligned} \tag{4}$$

Запишемо системи різницьових рівнянь для отриманих моделей вихідних сигналів:

$$\left\{ \begin{aligned}
\Delta y_{10}(t_1, t_0) &= \alpha[t_1 - t_0 + \tau(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})] + \\
&+ 2\beta[\frac{t_1^2 - t_0^2}{2} - \tau(t_1 - t_0) - \tau^2(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})] + \theta \cdot 1(t_1 - T) \cdot (1 - e^{-\frac{T-t_1}{\tau}}) \\
\Delta y_{20}(t_2, t_0) &= \alpha[t_2 - t_0 + \tau(e^{-\frac{t_2}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})] + \\
&+ 2\beta[\frac{t_2^2 - t_0^2}{2} - \tau(t_2 - t_0) - \tau^2(e^{-\frac{t_2}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})] + \\
&+ K \cdot x(0)(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau}}) + K \cdot 1(t_2 - 2T) \cdot \alpha(t_2 - \tau - 2T + \tau e^{-\frac{2T-t_2}{\tau}}) + \\
&+ K \cdot 1(t_2 - 2T) \cdot \beta(-t_2^2 + 2 \cdot t_2 \cdot \tau - 2 \cdot \tau^2 - T^2 + 2 \cdot T \cdot \tau + 2 \cdot \tau^2 \cdot e^{-\frac{2T-t_2}{\tau}})
\end{aligned} \right. \tag{5}$$

Запишемо різницьові рівняння відносно тестових впливів і розділимо друге рівняння на перше:

$$\begin{aligned}
\theta \cdot 1(t_1 - T) \cdot (1 - e^{-\frac{T-t_1}{\tau}}) &= \Delta y_{10}(t_1, t_0) - \alpha[t_1 - t_0 + \tau(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})] - \\
&- 2\beta[\frac{t_1^2 - t_0^2}{2} - \tau(t_1 - t_0) - \tau^2(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
K \cdot x(0)(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau}}) &= \Delta y_{20}(t_2, t_0) - \alpha[t_2 - t_0 + \tau(e^{-\frac{t_2}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})] - \\
- 2\beta[\frac{t_2^2 - t_0^2}{2} - \tau(t_2 - t_0) - \tau^2(e^{-\frac{t_2}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})] - \\
- K \cdot 1(t_2 - 2T)[\alpha(t_2 - \tau - 2T + \tau e^{-\frac{2T-t_2}{\tau}}) + \\
+ \beta(-t_2^2 + 2 \cdot t_2 \cdot \tau - 2 \cdot \tau^2 - T^2 + 2 \cdot T \cdot \tau + 2 \cdot \tau^2 \cdot e^{-\frac{2T-t_2}{\tau}})]
\end{aligned} \tag{6}$$

Тепер виділимо динамічні складові похибок δ_{dyn1} і δ_{dyn2} :

$$\frac{\theta}{K \cdot x(0)} = \frac{\Delta y_{10}(t_1, t_0)}{\Delta y_{20}(t_2, t_0)} \cdot \frac{\delta_{dyn1}}{\delta_{dyn2}} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
\delta_{dyn1} &= (\Delta y_{10}(t_1, t_0) - \alpha[t_1 - t_0 + \tau(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})] - 2\beta[\frac{t_1^2 - t_0^2}{2} - \tau(t_1 - t_0) - \\
- \tau^2(e^{-\frac{t_1}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})]) \times (1 - e^{-\frac{t_2}{\tau}}) \cdot \Delta y_{10}^{-1}(t_1, t_0)
\end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned}
\delta_{dyn2} &= [\Delta y_{20}(t_2, t_0) - \alpha[t_2 - t_0 + \tau(e^{-\frac{t_2}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})] - \\
- 2\beta[\frac{t_2^2 - t_0^2}{2} - \tau(t_2 - t_0) - \tau^2(e^{-\frac{t_2}{\tau}} - e^{-\frac{t_0}{\tau}})] - K \cdot 1(t_2 - 2T) \times \\
\times [\alpha(t_2 - \tau + (\tau - 2T)e^{-\frac{2T-t_2}{\tau}}) + \beta(t_2^2 - 2 \cdot t_2 \cdot \tau + \\
+ 2 \cdot \tau^2 + (4T^2 - 4 \cdot T \cdot \tau + 2 \cdot \tau^2) \cdot e^{-\frac{2T-t_2}{\tau}})] \times 1(t_1 - T) \cdot (1 - e^{-\frac{T-t_1}{\tau}}) \Delta y_{20}^{-1}(t_2, t_0)
\end{aligned} \tag{9}$$

Висновки: 1. З проведеного аналізу слідує, що методику оцінки динамічних похибок на підставі реляційно-різницевої моделі, що запропонована у [2] можна використовувати не тільки при лінійній моделі вхідного сигналу, але й при нелінійній. 2. Наведено формули для оцінки динамічної складової похибки.

Список літератури: 1. Кондрашов С.І. Методи підвищення точності систем тестових випробувань електричних вимірювальних перетворювачів у робочих режимах: Монографія. – Харків.: НТУ “ХПІ”, 2004. – 224 с. 2. Кондрашов С.І. Підвищення точності вимірювальних перетворювачів з формуванням у реальних умовах тестових впливів: Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук: 05.11.05 – Харків, 2004. 3. Араманович И.Г., Луцк Л.Г., Эльсгольц Л.Э. Функции комплексного переменного. Операторные исчисления. Теория устойчивости. – М.: Наука, 1965.-392с.

С. І. КОНДРАШОВ, д-р. техн. наук, проф.,
В. Ф. ЗАБАРА, канд. техн. наук,
К. К. ЧЕРНИШОВА, аспірант (м. Харків)

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОГО ПОТЕНЦІАЛУ В ЗАДАЧАХ КОНТРОЛЮ ДЕФЕКТІВ НАФТО-, ГАЗОПРОВОДІВ

В статті розглянуто метод вимірювання поляризаційного потенціалу підземних металевих споруд з використанням трьох електродів порівняння. Проведено аналіз вимірювальних моделей для визначення величини поляризаційного потенціалу.

The polarization potential determination method of underground metal constructions with the use of three electrodes is presented. The measuring model analysis of polarization potential amount determination is made.

Захист від корозії підземних металевих споруд – це важливе технічне завдання. Від їх безперебійного функціонування залежить забезпеченість міст і населених пунктів. Найбільш негативний вплив на умови експлуатації і термін служби підземних металевих споруд надає корозійна і біокорозійна агресивність навколишнього середовища, а також постійні струми, що блукають. Дія кожного з вказаних чинників і тим більше їх поєднання може у декілька разів скоротити термін служби сталевих підземних споруд і привести до необхідності передчасного перекладання не застарілих трубопроводів. Єдино можливим способом боротьби з цим негативним явищем є своєчасне застосування заходів по протикорозійному захисту сталевих підземних споруд. Основними джерелами струмів, що блукають, в землі є шляхи електрифікованого рейкового транспорту, що працюють на постійному або змінному струмі промислової частоти.

Відразу від створення газо- та нафтопроводів виникла проблема розрахунку та експериментального визначення поляризаційного потенціалу (ПП), тому що саме ПП відображує якість трубопровідного засобу. Використовуються різноманітні способи вимірювання ПП, при цьому точність вимірювань теж може бути різною. Вимірювальними величинами є значення напруг вимірювання у полі постійно діючого поляризаційного потенціалу – ϕ та постійних і змінних напруг вимірювальних факторів відповідно класифікації (див. рис. 1). Ця класифікація може бути розширена у ході експерименту.

З класифікації видно, що мінімальне число моделей становить $N = 2^3$, де 2 – рівні класифікації, 3 – число визначальних параметрів (α , β , γ). Для конкретизації задачі розглянемо модель вимірювального експерименту. Тоді позначення експерименту $\{\alpha, \beta, \gamma\}$ мають вигляд $\{0, 1, 0\}$, де:

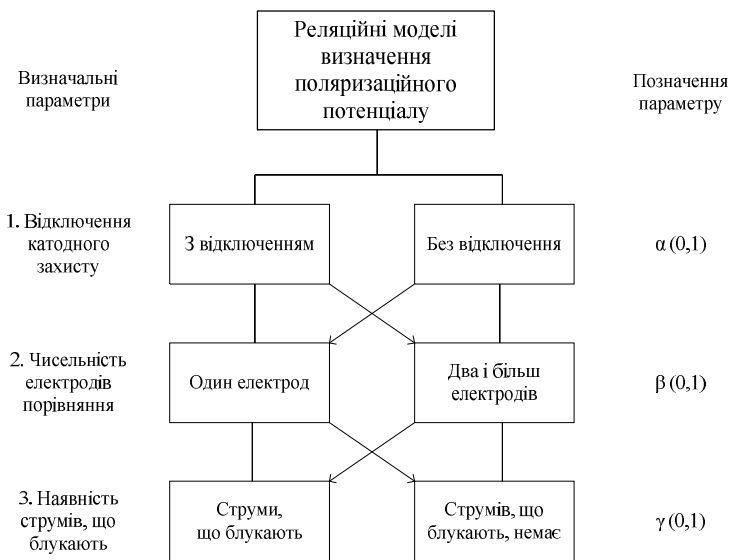


Рис. 1

$\alpha = 0$, станція катодного захисту відключена;
 $\beta = 1$, маємо два, або більше електродів порівняння;
 $\gamma = 0$, струми, що блукають, присутні.

Саме таку модель $\{0, 1, 0\}$ відповідно нашої класифікації розглянуто у роботі [9]. Для проведення вимірювань необхідно мати два електроди порівняння, два переносних заземлювача у вигляді металевих штирів будь-якого розміру, цифровий вольтметр із спеціальним алгоритмом роботи, а також провідники завдовжки 2 м і 15 м (див. рис. 2).

Перший заземлювач А1 встановлюють над віссю трубопроводу, а другий А2 – на відстані (12–14) м від А1, перпендикулярно до осі труби. У безпосередній близькості від А1 і А2 встановлюють мідно-сульфатні електроди порівняння. За допомогою реостата і амперметра встановлюють однакову величину струму в колі між А1, А2 і трубою. Перемикач служить для подачі послідовно по одному імпульсу струму.

Структурна схема вимірювання поляризаційного потенціалу включає: 1 – трубопровід; 2 – ізолюваний провідник; 3 – джерело струму; 4 – перемикач; 5 – електроди порівняння; А1, А2 – додаткові заземлювачі.

Цифровий вольтметр вимірює наступну напругу:

U'_1, U'_2, U_1 і U_2 – різниці потенціалів між трубою і першим, другим електродами порівняння, до і після подачі струму від додаткового джерела;

$DU_1 = U'_1 - U_1$ – стрибок потенціалу при протіканні струму в колі A1 – труба;

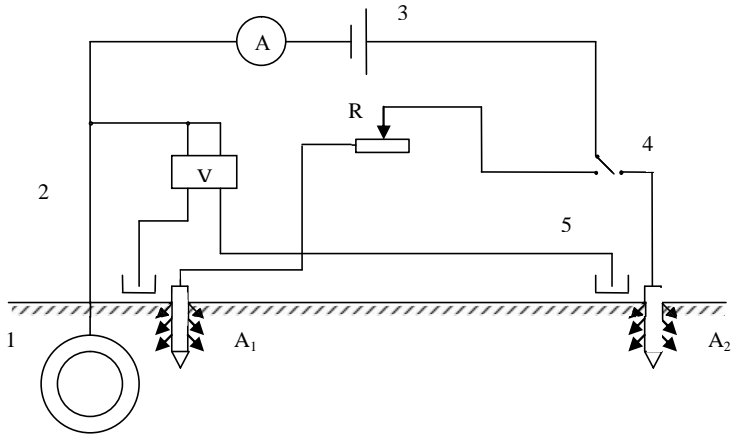


Рис. 2

$DU_2 = U'_2 - U_2$ – стрибок потенціалу при протіканні струму в колі A2 – труба.

Складемо систему рівнянь:

$$U_1 = j + R_1 \cdot (I_H + I)$$

$$U_2 = j + R_2 \cdot (I_H + I),$$

де $I_H = I_{СКЗ} + I_{БЛ}$ – величина накладеного струму, рівна сумі струму станції катодного захисту і струму, що блукає, в момент вимірювання; R_1, R_2 – опори шару землі між трубою і першим і другим електродами порівняння відповідно.

У системі рівнянь віднімемо U_2 з U_1 :

$$DU = U_1 - U_2 = I_H \cdot (R_1 - R_2) + I \cdot (R_1 - R_2),$$

де:

$$I_H = \frac{DU}{R_1 - R_2} - I.$$

Підставимо I_H в перше рівняння системи і отримаємо:

$$U_1 = j + R_1 \cdot \left(\frac{DU}{R_1 - R_2} - I + I \right) = j + \frac{DU}{1 - \frac{R_2}{R_1}}.$$

Співвідношення опорів $\frac{R_2}{R_1}$ помножимо і поділимо на величину струму

I , тоді:

$$\frac{R_2 I}{R_1 I} = \frac{DU_2}{DU_1}$$

Підставимо це вираз в рівняння для U_1 , отримаємо:

$$j = U_1 - \frac{U_1 - U_2}{1 - \frac{U'_2 - U_2}{U'_1 - U_1}} = U_1 - \frac{DU}{1 - \frac{DU_2}{DU_1}}$$

Величина струму в землі:

$$I_H = \frac{DU \cdot I}{I \cdot (R_1 - R_2)} - I = I \cdot \left(\frac{DU}{DU_1 - DU_2} - 1 \right).$$

Вимірювання по цьому методу дозволяють визначити величину поляризаційного потенціалу в полі струмів, що блукують, величину струму в землі і дефекти ізоляційного покриття трубопроводу. Загальним недоліком такого підходу при визначенні ϕ – є велика похибка, зумовлена похибками вимірювальних пристроїв.

Розроблено класифікаційну модель для всіх моделей вимірювання експерименту по визначенню поляризаційного потенціалу. Визначено, що у подальшому необхідна розробка певної класифікаційної моделі методів для нових реляційно-різницевих моделей.

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 поляризаційного 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. *Джозла Р.М.* / Методи і засоби електромагнітних обстежень захисту від корозії підземних трубопроводів. // Дис. д-ра. техн. наук: 05.11.16 – Львів, 2002, 365с.

Поступила в редколлегию 19.06.2008

Т. Г. МАЩЕНКО, проф. каф. АиУТС, **Е. А. БОРЧЕНКО**, студентка

АДАПТИВНОЕ СГЛАЖИВАНИЕ ШУМОВ ПРИ АНАЛИЗЕ БИОПОТЕНЦИАЛОВ МОЗГА

При вимірі параметрів електричної активності мозку виникає така проблема, як забруднення корисного сигналу небажаними шумовими компонентами, тому актуальною є розробка алгоритмів згладжування шумів, які в мінімальному ступені спотворюють форму сигналів. Тому представлений адаптивний алгоритм найменших квадратів, що відповідає всім необхідним вимогам по згладжуванню шумової компоненти при аналізі біопотенціалів мозку.

During modeling the technologies of biomedical data processing the designing of algorithms of noise attenuation is an actual trend, these noises distort the shape of the signals at minimal degree. So the estimation of the different methods of smoothing the data has been done and the adaptive algorithm, which conforms to all qualifying standards, has been presented.

Постановка проблемы. В электроэнцефалографии, где артефакты значительно больше подлинной электрической деятельности мозга и занимают ту же полосу частот, что и полезный сигнал, очень актуальным является построение таких эффективных алгоритмов, которые бы в минимальной степени искажали форму информативного фрагмента. В связи с этим, в данной статье предлагается решение этой проблемы и рассматривается адаптивный алгоритм сглаживания шумов электроэнцефалограммы.

Анализ литературы. В работе [1] рассмотрены методы обработки биомедицинских сигналов, их характеристики, формы представления и типы. В [2] описаны принципы и методы цифровой обработки сигналов. В [3] представлена оценка алгоритмов сглаживания шумов.

Цель статьи заключается в том, чтобы, оценив существующие алгоритмы фильтрации данных, представить адаптивный фильтр сглаживания данных о биопотенциалах мозга и показать его преимущества.

Пусть имеется последовательность из N дискретных значений сигнала x [1], $x [N]$, представляющих собой аддитивную смесь

$$x [n] = y[n] + \varepsilon [n]$$

полезного сигнала y и ограниченной по уровню помехи ε .

Будем полагать, что помеха ε имеет случайную природу и с неизвестным законом распределена на интервале $[-\varepsilon_0, +\varepsilon_0]$. Один из возможных подходов к получению оценок $y^* [n]$ по наблюдениям (3) состоит в использовании алгоритмов сглаживания данных, среди которых наибольшую популярность

получили метод экспоненциального сглаживания и метод скользящего среднего.

При использовании традиционных алгоритмов для подавления шумового компонента реальных физиологических сигналов мы сталкиваемся с проблемой, обусловленной противоречием выбора оптимального значения ширины окна сглаживания W_0 : при уменьшении W_0 не обеспечивается желательный эффект подавления шумового компонента, а при увеличении W_0 происходят недопустимые искажения полезного сигнала (2). Поэтому в задачах обработки физиологических сигналов известные алгоритмы сглаживания можно использовать лишь при весьма малых уровнях шумовой компоненты.

Для устранения отмеченного недостатка предлагается модифицировать алгоритм. Основная идея модификации состоит в том, что по ходу обработки окно сглаживания W автоматически приспосабливается к реальному сигналу таким образом, чтобы, с одной стороны, обеспечить максимальную степень сглаживания, а, с другой стороны, не допустить искажение сигнала, превышающее заданный порог δ .

Адаптивный алгоритм отличается следующим свойством: его частотная характеристика автоматически регулируется для улучшения производительности фильтра в соответствии с некоторым критерием, что позволяет фильтру приспосабливаться к изменениям характеристик входного сигнала. Адаптивный фильтр состоит из двух различных частей: цифрового фильтра с регулируемыми коэффициентами и адаптивного алгоритма, который используется для настройки коэффициентов фильтра. Схема адаптивного самонастраивающегося фильтра приведена на рис. 1.

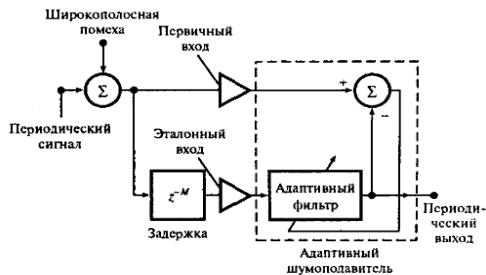


Рис. 1. Схема адаптивного самонастраивающегося фильтра

Применяется множество адаптивных алгоритмов, но для задач анализа биопотенциалов мозга наиболее подходящим с точки зрения вычислительной сложности является схема наименьших квадратов. Более того, для нее не существенна проблема численной неустойчивости, присущая другим алгоритмам. Взамен вычисления вектора оптимальных значений $W_{\text{опр}}$ за один шаг в соответствии с уравнением

$$W_{\text{опр}} = R^{-1} \cdot P,$$

где R^{-1} – автокорреляционная матрица $N \times N$, P – N -компонентный вектор взаимной корреляции, в схеме наименьших квадратов коэффициенты настраиваются при последовательной обработке выборок с минимизацией среднеквадратической ошибки. Результат равносильен спуску по поверхности, изображенной на рис.2, к ее дну.

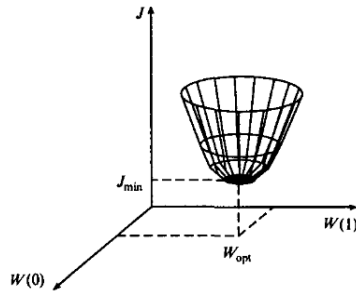


Рис. 2. Поверхность производительности

Схема наименьших квадратов основана на алгоритме быстрого спуска, в котором вектор весовых коэффициентов следующим образом обновляется при обработке выборок:

$$W_{k+1} = W - \eta V_k,$$

где W_k и V_k – векторы весовых коэффициентов и действительного градиента соответственно в k -й момент времени, параметр η определяет устойчивость и скорость сходимости.

Алгоритм наименьших квадратов – это практический метод оценки весовых коэффициентов W_k в реальном времени без обращения матриц или прямого вычисления автокорреляционной матрицы и вектора взаимной корреляции. Таким образом, адаптивный алгоритм записывается так:

$$W_{k+1} = W_k + 2\eta e_k X_k,$$

где e_k – оценка ошибки зашумления; X_k – вектор входного сигнала.

$$e_k = y_k - W^T X_k,$$

где y_k – зашумленный сигнал.

Весовые коэффициенты, полученные с помощью алгоритма, – это только оценки, которые постепенно улучшаются по мере того, как настраиваются коэффициенты и фильтр изучает характеристики сигнала. Функциональная схема адаптивной фильтрации по методу наименьших квадратов, представленная на рис.3, отличается простотой и легкостью реализации.

Описанный алгоритм требует примерно $2N+1$ операций умножения и $2N+1$ операций сложения для каждого нового набора входных и выходных выборок. Основные операции умножения – накопления, фигурирующие в алгоритме, можно выполнить на большинстве процессоров, что является большим его преимуществом.

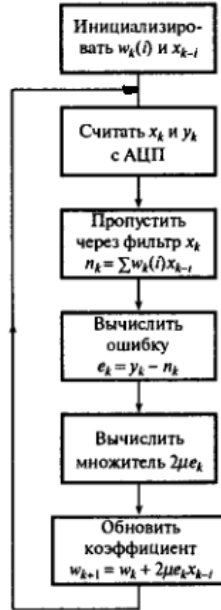


Рис. 3. Функциональная схема адаптивной фильтрации по методу наименьших квадратов

Однако применение стандартного алгоритма адаптивной фильтрации сопряжено с некоторыми проблемами, что приводит к снижению производительности системы. Такими недостатками алгоритма являются: влияние нестационарности среды на сходимость весовых коэффициентов некоторое смещение коэффициентов фильтра при наличии узкополосных сигналов.

Следовательно, несмотря на многообразие алгоритмов сглаживания данных при анализе биопотенциалов мозга и все рассмотренные достоинства и недостатки адаптивного алгоритма, выбор необходимо производить в соответствии с требованиями, выдвигаемыми методами дальнейшей обработки.

Список литературы. 1. Айфичер Э., Джервис Б. – Цифровая обработка сигналов: практический подход. – 2004.-992с. 2. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б.Д. – Цифровая обработка сигналов.- 2005.-348с. 3. Файнзильберг Л.С. Адаптивное сглаживание шумов // «Математические машины и системы», 2002.- с.96-104.

Поступила в редколлегию 27.05.08

Т.Г. МАЩЕНКО, канд. техн. наук, проф.,
Т.А. ШМАТОК, студентка, НТУ «ХПИ»

СИНТЕЗ ОБОБЩЕННЫХ ОЦЕНОК СОСТОЯНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ БЛОКОВ МЕДИЦИНСКИХ СИСТЕМ НА ПРИМЕРЕ СЕРДЕЧНО-СОСУДИСТОЙ СИСТЕМЫ

В статті наведено аргументи необхідності впровадження нових методів синтезу узагальнених оцінок стану інформаційного блоку, що формується на первинних інформаційних показниках. Наведені різні методи отримання вагових коефіцієнтів для аналізу біологічних систем. Представлена загальна схема синтезу вагових коефіцієнтів та функції стану серцево-судинної системи.

The arguments of necessity to adopt new methods of synthesis the generic assessment of state of information block, which was formed on the primary information indices were drawn in the article. The different methods of the acquisition the weighting coefficients were drawn for the analyzing biologic system. The general scheme of synthesis of the weighting coefficients and function of state of cardiovascular system was presented.

Постановка проблеми. Современные технические возможности обеспечили создание большого числа различных методов получения и обработки массивов данных, полученных при исследовании биологических систем. Однако все еще остается актуальным вопрос обработки показателей системы, которую характеризуют несколько параметров. Поэтому разработка процедуры свертки многопараметрического пространства в обобщенную оценку состояния и степени нарушения системы с медицинской и технической точки зрения является целесообразной.

Анализ литературы. В работе [1] изложена методика исследования сердечно-сосудистой системы, в частности описано математическое обеспечение для научных исследований. В [2] приведены основные современные методы обработки и систематизации первичных данных. В работе [3] приведены параметры основных показателей состояния сердечно-сосудистой системы.

Цель статьи заключается в получении обобщающей оценки состояния сердечно-сосудистой системы, исходя из соотношений диапазона нормы и полного диапазона изменений первичных показателей.

Синтез обобщенных оценок состояния связан с необходимостью количественно оценить состояние функционирования разных отделов исследуемой системы, и самой системы в целом. Оценить состояние функционирования можно отдельно по каждому показателю, синтезируя в конечном итоге вывод. При этом учитывается степень нарушения по каждому показателю, но отсутствует количественное выражение общего нарушения в

системе в целом. Обратим внимание также на сложность постановки диагноза в многопараметрическом пространстве. Для получения таких оценок используют методы иерархической свертки. Он предусматривает синтез обобщенных оценок состояния информационных блоков разного уровня иерархии и исследуемой системы в виде линейно выраженных сумм. Синтезируя обобщенные оценки состояния отдельных составляющих и системы в целом, необходимо придерживаться следующих правил:

- Количественное выражение (представление) любой оценочной функции любого блока должно находиться в интервале от нуля до единицы;
- Все оценочные функции необходимо сравнить между собой по своим количественным значениям;
- Вербальная трактовка состояния выделенных блоков и системы в целом внутри интервала $[0,1]$ должна базироваться на единой количественной классификационной шкале.

Обобщенная оценка состояния информационного блока (δ), которая формируется на информационных показателях, определяется по формуле

$$\delta = \sum_{i=1}^n \alpha_i x_i, \quad (1)$$

где α_i - весовые коэффициенты показателей; x_i - информационные показатели; n - число информационных показателей.

Обобщенная оценка состояния информационного блока (Δ) следующего уровня иерархии формируется как линейно взвешенная сумма оценок δ :

$$\Delta = \sum_{j=1}^m \beta_j \delta_j, \quad (2)$$

где β_j - весовые коэффициенты информационных блоков (δ) нижнего уровня иерархии, на которых формируется оценка Δ ; m - число информационных блоков, которые формируют оценку Δ .

Такое восхождение по уровням иерархии происходит до получения оценки состояния системы в целом. По первому правилу синтеза обобщенных оценок состояния значения всех оценок должны находиться в интервале $[0-1]$.

Для этого необходимо нормировать весовые коэффициенты, которые входят в каждое выражение (1), (2), таким образом, чтобы сумма весов по всех координатам в каждом выражении была равна единице. Если веса координат определяются в произвольной шкале, то нормирование каждого веса обеспечивается делением данного произвольного веса на сумму

произвольных весов по всех координатах.

При таком конструировании иерархической системы оценок достигаются позитивные результаты:

- значение всех информационных показателей и обобщенных оценок дают информационную картину отклонения от нормы каждого информационного показателя, каждого информационного блока любого уровня иерархии;
- разница между значениями обобщенных оценок дает возможность судить о расхождении в состоянии разных блоков между собой.

Задание выбора весовых коэффициентов не является однозначным. Веса могут определяться экспертным путем или чисто формальным методом, например, соответственно относительной частоте нарушений по каждому признаку в экспериментальном массиве, полученном в результате обследования достаточного большого контингента пациентов. Последний метод в значительной степени зависит от объема массива данных наблюдений. Рассмотрим некоторые алгоритмы определения весовых коэффициентов для линейно-взвешенных сумм типа (1) [1].

Метод определения весовых коэффициентов по соотношению диапазона нормы и полного диапазона изменения натуральных показателей. Согласно этому методу прежде всего для каждого показателя рассчитываем такой коэффициент:

$$K = \frac{x_{\max}^H - x_{\min}^H}{x_{\max} - x_{\min}} \quad (3)$$

где x_{\min} и x_{\max} - границы изменения показателя, а x_{\min}^H и x_{\max}^H - границы изменения нормы.

Дальше будем считать, что, во-первых, $\alpha_i = f(K_i)$, а во-вторых, показатель, у которого коэффициент K больше, будет иметь и больший весовой коэффициент α . Таким образом, ненормированный весовой коэффициент равен коэффициенту K . Нормирование весовых коэффициентов осуществляется по формуле

$$\alpha_i = \frac{K_i}{\sum_{i=1}^n K_i} \quad (4)$$

где n – число показателей, которые входят в обобщенную оценку δ (1).

Метод определения весовых коэффициентов по величине диапазона $x_{\min}^H - x_{\min}$ используют тогда, когда используют не абсолютные значения показателей, а показатели, выраженные в балах или процентах. В таких случаях очень часто $x_{\min} = 0$ и фиксируется только нижняя граница нормы x_{\min}^H . Значит, для определения весовых коэффициентов можно воспользоваться величинами диапазонов $x_{\min}^H - x_{\min}$. Однако, если $x_{\min} = 0$, то нормированный весовой коэффициент определяется по формуле

$$\alpha_i = \frac{x_{i \min}^H}{\sum_{i=1}^n x_{i \min}^H}, \quad (5)$$

где n – число показателей, которые входят в обобщенную оценку δ (1).

Такое определение весового коэффициента априори предполагает больший вес того показателя, у которого больше значение x_{\min}^H .

Метод определения весовых коэффициентов, который учитывает вариабельность показателей, формирующих обобщенную оценку состояния. По этому методу нормированный весовой коэффициент определяется по формуле

$$\alpha_i = \frac{x_{i \max} / x_{i \min}}{\sum_{i=1}^n x_{i \max} / x_{i \min}}, \quad (6)$$

где n – число показателей; $x_{i \max}, x_{i \min}$ - соответственно минимальное и максимальное значение i -того показателя, который встречается в первичном информационном массиве данных. В этом случае величина весового коэффициента зависит от полноты первичного массива данных.

Метод определения весовых коэффициентов по степени корреляционной связи показателей, формирующих обобщенную оценку, с системной функцией исследуемой системы. Системная функция в данном случае – это выходная функция системы, динамика которой характеризует состояние системы. Этот метод определения весовых коэффициентов целесообразно использовать, когда решается задача, например, поиска влияния совокупности показателей (x_i) на величину системной функции (y). Согласно с этим нормированные весовые коэффициенты (α_i) обобщенной

оценки (1) определяются по формуле

$$\alpha_i = \frac{r_{x_i y}}{\sum_{i=1}^n r_{x_i y}} \quad (7)$$

где $r_{x_i y}$ - коэффициент парной корреляции между i -м показателем и системной функцией [2]

Рассмотрим определение весовых коэффициентов для обобщенной оценки состояния сердечно-сосудистой системы. Состояние этой системы характеризуется показателями: частота сердечных сокращений (ЧСС), систолическое артериальное давление (САД) и диастолическое артериальное давление (ДАД). ЧСС характеризует насосную функцию сердца, а ДАД и САД – преимущественно состояние сосудов. Параметры показателей сердечно-сосудистой системы приведены в таблице 1 [3]

Таблица 1 – Параметры показателей сердечно-сосудистой системы

ЧСС _{max} = 290 уд/мин;	ЧСС _{min} = 12 уд/мин
ЧСС _{max} ^H = 85 уд/мин	ЧСС _{min} ^H = 55 уд/мин
САД _{max} = 292 уд/мин	САД _{min} = 51 уд/мин
САД _{max} ^H = 140 уд/мин	САД _{min} ^H = 90 уд/мин
ДАД _{max} = 170 уд/мин	ДАД _{min} = 30 мм рт.ст.
ДАД _{max} ^H = 80 мм рт.ст.	ДАД _{min} ^H = 50 мм рт.ст.

Обобщенная оценка состояния определяется по формуле:

$$\delta_{\text{чсс}} = \alpha_1 \text{ЧСС} + \alpha_2 \text{САД} + \alpha_3 \text{ДАД}$$

Ненормированные весовые коэффициенты K_1 , K_2 , K_3 рассчитываем по формуле (3)

$$K_1 = \frac{\text{ЧСС}_{\text{max}}^H - \text{ЧСС}_{\text{min}}^H}{\text{ЧСС}_{\text{max}} - \text{ЧСС}_{\text{min}}} = \frac{85 - 55}{290 - 12} = 0,108;$$

$$K_2 = \frac{\text{САД}_{\text{max}}^H - \text{САД}_{\text{min}}^H}{\text{САД}_{\text{max}} - \text{САД}_{\text{min}}} = \frac{140 - 90}{292 - 51} = 0,207;$$

$$K_3 = \frac{\text{ДАД}_{\text{max}}^H - \text{ДАД}_{\text{min}}^H}{\text{ДАД}_{\text{max}} - \text{ДАД}_{\text{min}}} = \frac{80 - 50}{170 - 30} = 0,214.$$

Нормированные весовые коэффициенты $\alpha_1 \div \alpha_3$ рассчитываются по формуле (4)

$$\alpha_1 = \frac{0,108}{0,108 + 0,207 + 0,214} = \frac{0,108}{0,529} = 0,204;$$

$$\alpha_2 = \frac{0,207}{0,529} = 0,391;$$

$$\alpha_3 = \frac{0,214}{0,529} = 0,405.$$

Обобщенная оценка состояния сердечно-сосудистой системы имеет вид:

$$\delta_{ccc} = 0,204\text{ЧСС} + 0,391\text{САД} + 0,405\text{ДАД}$$

Эта оценка позволяет обобщить и упорядочить массив данных, полученный при исследовании сердечно-сосудистой системы. Данное выражение информационных показателей позволит упростить процедуру обработки многопараметрического поля данных.

Хотелось бы отметить, что иерархическая система обобщающих оценок состояния разных отделов системы, дает возможность получить новое информационное знание, что принципиально не определяется инструментальными методиками.

Список литературы: 1. *Петрова Л.В.* Специализированное математическое обеспечение для научных и клинических исследований сердечно-сосудистой системы //Кровообращение.- 1977, №4, с.9-14. 2. *Гриценко В.И., Котова А.Б. и др.* Информационные технологии в биологии и медицине. - К. «Видавництво «Наукова думка» НАН України», 2007. - 516с. 3. Руководство по кардиологии. Методы исследования сердечно-сосудистой системы/ Под ред. акад. *Е.И. Чазова.* - М.: Медицина, 1982.- 624с.

Поступила в редколлегию 05.06.08

Р.П. МИГУЩЕНКО, канд. техн. наук, **В.И. БАКУМ**,
О.Ю. КРОПАЧЕК, канд. техн. наук, **Е.Е. ТВЕРИТНИКОВА**,
М.И. ОПРЫШКИНА (г. Харьков)

СТЕНД ОТЛАДКИ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ПРИБОРОВ

В статті розглянуті питання проектування вимірювальних пристроїв, систем контролю і діагностики, систем регулювання для різноманітних виробничих процесів з використанням стенду відладки мікроконтролерів оснований на послідовному опрацюванні стандартних алгоритмів

In clause questions of designing of measuring devices, monitoring systems and diagnostics, systems of regulation and management for various productions with use of the stand of debugging of microcontrollers of the standard algorithms based on consecutive working off are considered

Постановка проблемы. Проектирование измерительных устройств, систем контроля и диагностики, систем регулирования и управления для различных производственных процессов основано на последовательной отработке ряда алгоритмов. Как правило, последовательность указанных алгоритмов следующая:

1. Ознакомление с наблюдаемым объектом и изучение технического задания,
2. Разработка структурной схемы устройства,
3. Отработка расчетных и схмотехнических позиций отдельных блоков структурной схемы в виде принципиальных схем,
4. Составление общей принципиальной схемы,
5. Разработка печатных плат и конструкции,
6. Сборка, наладка, испытание.

Повсеместное внедрение микроконтроллеров (МК) в различные отрасли жизнедеятельности человека позволяет упростить указанные алгоритмы путем создания стандартной схмотехнической конструкции, на которую накладывается вариативное программное обеспечение.

В данной статье рассмотрены вопросы разработки и использования стенда отладки микропроцессорных приборов при проектировании измерительных устройств.

Анализ литературы показал, что в настоящее время уже разработано достаточно большое количество отладочных средств, позволяющих производить проектирование и отладку схмотехнических устройств содержащих МК [1-4], но постоянное расширение технических задач приводит к необходимости создания новых все более совершенных средств, обеспечивающих создание различных электронных устройств, в том числе и

микропроцессорных приборов.

Целью статьи является разработка и исследование стенда отладки микропроцессорных приборов, позволяющих проектировать измерительные устройства, системы контроля и диагностики, системы регулирования и управления для различных производственных процессов.

Как следует из опыта создания измерительных приборов, систем и комплексов, для разработки и реализации на практике при ведении различного рода технологических процессов необходимы достаточно хорошо изученные и широко применяемые устройства:

- первичные преобразователи, реализующие нижний уровень иерархической системы,

- цифровые измерительные каналы, необходимые для сбора, передачи и индикации отдельных режимов, а также для ввода цифровых эквивалентов на верхний уровень иерархии [5],

- микроконтроллер, осуществляющий основные функции контроля на верхнем уровне иерархии (расчеты по алгоритмам функционирования, выдача результатов на индицирующие устройства, передача информации на персональный компьютер (ПК), выполнение блокировочных, защитных и т.д. функций) [6],

- пусковая аппаратура,

- вторичные источники питания.

В любом случае, разработку стенда отладки микропроцессорных приборов, исходя из принципов выдвинутых ранее, необходимо начинать с разработки структурной схемы. Структурная схема должна отражать структуру устройства, содержать все ее принципиальные узлы в блочном варианте и по ней должно проглядываться общее функционирование.

В качестве структурной схемы стенда принята схема на рис. 1. Основными узлами этой схемы являются:

Д – первичные измерительные преобразователи, преобразующие изменение некоторой физической величины в электрический сигнал,

НП – нормирующие преобразователи – устройства для масштабного изменения измеряемой величины по измерительному каналу, для ее дальнейшей подачи на аналого-цифровой преобразователь,

ЦОУ – цифровое отсчетное устройство, предназначенное для количественного отображения результата контролирования по одному из каналов,

КОМ – коммутатор, служащий для переключения каналов измеряемых величин, с целью их последующей индикации на ЦОУ,

АЦП – аналого-цифровой преобразователь, применяется для преобразования входных аналоговых сигналов в цифровые с целью их дальнейшей обработки,

СУ – схема управления, осуществляет управление работой цифрового отсчетного устройства, схемы индикации и панели управления,

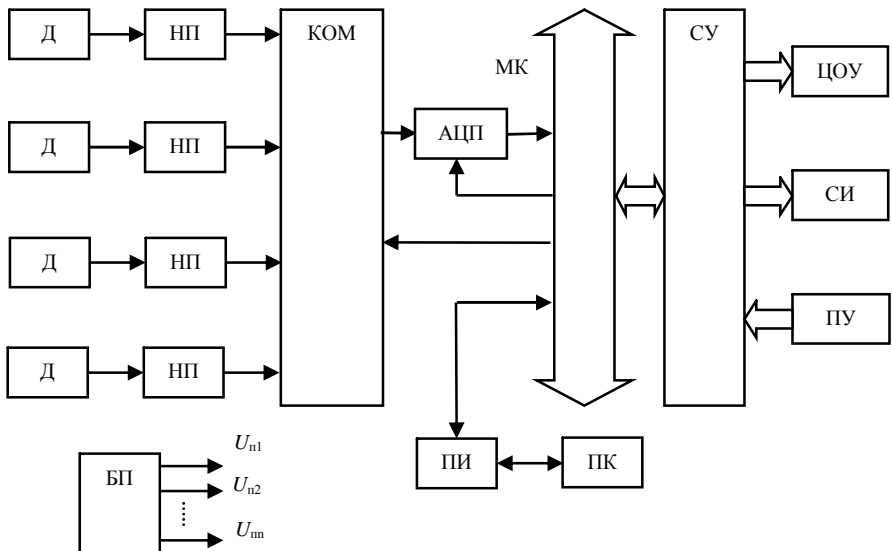


Рис. 1. Структурная схема стенда отладки микропроцессорных приборов

СИ – схема индикации, предназначенная для качественного отображения результата контроля (измерения) по одному из каналов, а также осуществляющая световую индикацию в случае аварийного состояния по любому из измерительных каналов,

ПУ – панель управления, с его помощью оператор осуществляет общее управление стендом,

МК – микроконтроллер, предназначенный для обработки полученной измерительной информации, отображения на индицирующих блоках, передачи информации на ПК,

ПИ – последовательный интерфейс, необходимый для связи стенда с ПК,

БП – блок питания, в функцию которого входит выработка всех необходимых значений напряжений питания для нормального функционирования стенда.

Работа стенда происходит следующим образом. Сигналы от первичных измерительных преобразователей (Д), установленных вблизи объекта контроля (измерения), через нормирующие преобразователи (НП) поступают на коммутатор (КОМ). Оператор посредством панели управления (ПУ) через схему управления (СУ) и микроконтроллер (МК) задает режим работы устройства. МК, управляя КОМ, опрашивает конкретный измерительный канал. С коммутатора сигнал по выбранному каналу поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП). На выходе АЦП появляется оцифрованный сигнал, пропорциональный измеряемой величине. Этот сигнал

подается на МК, где происходит его обработка и посредством СУ выдается на ЦОУ. Схема индикации (СИ) отображает заданный оператором режим работы и индицирует возможный выход на аварийный режим. Посредством последовательного интерфейса (ПИ) МК обменивается информацией с ПК для реализации заданного алгоритма контроля (измерения).

На основе схемы на рис.1 реализован стенд, внешний вид которого представлен на рис.2. Стенд реализован на современной элементной базе отечественного и зарубежного производства. Основным элементом стенда является электронный блок, внешний вид которого представлен на рис. 3. Программное обеспечение для функционирования МК AT89S4052-24PU разработано на языке высокого уровня Си, преобразовано в язык машинных кодов с помощью пакета прикладных программ C51. Авторами разработано аппаратное и программное обеспечение программатора для загрузки прикладных программ в МК. Конструкция стенда представляет собой стандартный корпус Z17 с габаритами 280×120×160 и задействуется для выполнения лабораторных устройств по курсу основы микропроцессорной техники на кафедре информационно-измерительных технологий и систем НТУ "ХПИ"[7].



Рис. 2. Стенд отладки микропроцессорных приборов

Выводы. Основные результаты теоретической и практической деятельности при создании стенда отладки микропроцессорных приборов можно сформулировать следующим образом:

- разработан и исследован макетный образец стенда (см. рис.2, 3),
- разработано аппаратное и программное обеспечение загрузчика для внесения прикладных программ в память МК,
- разработано программное обеспечение, позволяющее проектировать измерительные устройства, системы контроля и диагностики, системы регулирования и управления различных производственных процессов [7].

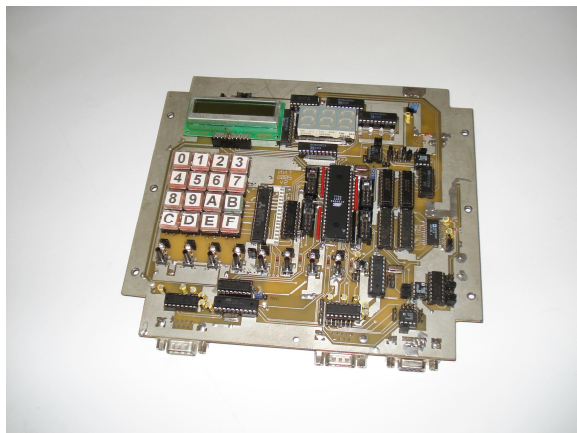


Рис. 3. Электронный блок стенда отладки микропроцессорных приборов

Перспективы дальнейших исследований. На взгляд авторов дальнейшее развитие средств отладки микропроцессорных приборов должны вестись в следующих направлениях:

- дальнейшее усовершенствование аппаратного обеспечения. Это направление связано с привлечением более совершенных интегральных схем, микроконтроллеров, микро-ЭВМ, которые постоянно пополняют отечественный и зарубежный рынок, что, в свою очередь, связано с бурным развитием соответствующей отрасли,

- дальнейшее усовершенствование программного обеспечения в плане повышения качества метрологии.

Список литературы: 1. Бродин В.Б., Шагури И.И. Микроконтроллеры. Архитектура, программирование, интерфейс. – М.: Издательство ЭКОМ, 1999. с. 151-237. 2. Гребнев В.В. Микроконтроллеры семейства AVR фирмы Atmel. – М.: ИП РадиоСофт, 2002 – 176 с. 3. Григорьев В.Л. Программирование однокристальных микропроцессоров. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 288 с. 4. Боборыкин А.В., Литовецкий Г.П., Литвинский Г.В. и др. Однокристальные микроЭВМ. М.: МИКАП, 1994, - 400 с. 5. Шевкопляс Б.В. Микропроцессорные структуры. Инженерные решения: Справочник. – М.: Радио и связь, 1990. -512 с. 6. Сташин В.В., Урусов А.В., Мологонцева О.Ф. Проектирование цифровых устройств на однокристальных микроконтроллерах. – М.: Энергоатомиздат, 1990. -224 с. 7. Методические указания к лабораторным работам «Программирование микроконтроллеров» по курсу «Основы микропроцессорной техники», / Р.П. Мигуценко, В.И. Бакум, О.Ю. Кропачек и др. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2007.– 64 с.

Поступила в редколлегию 20.05.08

В.В. МИРОШНИКОВ, д-р. техн. наук, проф., ВНУ им. Даля, заведующий кафедрой "Приборы" (г. Луганск)

А.И. КОТУЗА, начальник отдела НПЦ "Техдигаз" ДК "Укртрансгаз" (г. Харьков)

ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ

У цій роботі розглядаються основні методи та засоби для визначення температури виробів та середовищ, які використовуються в промисловості. Наведено переваги та недоліки методів та засобів контролю температури. Вказується на доцільність більш детального дослідження електромагнітних методів контролю температури за допомогою параметричного перетворювача.

The work is devoted to the main methods and means of product and medium temperature determination which are used in industry. The advantages and the disadvantages of the methods and means are pointed. The necessity of more detailed analysis of the electromagnetic temperature control methods by means of parametric transducer is proved.

Введение

В статье кратко освещены основные контактные (термоэлектрический, терморезистивный, термомагнитный, термочастотный, термозумовой) и бесконтактные (пирометрические, электромагнитные) методы и средства для определения температуры изделий и сред, которые используются в промышленности; указаны их достоинства и недостатки. В итоге обзора приоритетными для дальнейшего исследования выбраны электромагнитные методы контроля температуры параметрическим преобразователем.

Контактные методы и средства измерения температуры применяются для измерения температур, начиная от значений близких к абсолютному нулю и до 1500 °С. При использовании термопреобразователей из тугоплавких материалов можно повысить верхний предел измерений до 2500 – 3000 °С. Из контактных наиболее широкое применение получили термоэлектрический и терморезистивный методы, к достоинствам которых относятся их простота, надёжность, низкая стоимость и возможность получения достаточно высокой точности измерений. Кроме того на их основе можно легко создать многоканальные измерительные системы для непрерывного измерения параметров температурного поля сложных объектов, в том числе при высоких давлениях и в труднодоступных местах. Основные характеристики промышленных терморезисторов и термопар, а также измерительные цепи термометров сопротивления и термоэлектрических термометров рассмотрены в работе [1].

Терморезистивные термометры по используемому материалу можно

разделить на металлические и полупроводниковые [1, 2]. Принцип действия их основан на измерении электрического сопротивления при варьировании температуры.

Металлические терморезисторы имеют достаточно стабильные зависимости электрического сопротивления от температуры и обладают положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), колеблющимся в интервале температур $0 \div 100$ °С от $3,5 \cdot 10^{-3}$ до $6,8 \cdot 10^{-3}$ К⁻¹. В качестве материала для термометров сопротивления используют металлы с хорошей электрической проводимостью, например, платину, никель и медь. Медь применяют для температур от -50 до 200 °С, никель от -60 до 180 °С, платину от -220 до 750 °С, а в нейтральной атмосфере и до 1000 °С [3]. В диапазоне от 0 до 650 °С сопротивление платинового терморезистора можно найти из выражения [4]

$$R = R_0 \cdot (1 + \alpha t + \beta t^2), \quad (1)$$

где R_0 - сопротивление при 0 °С; t - температура в градусах Цельсия; α - температурный коэффициент сопротивления; $\beta = -5,847 \cdot 10^{-7}$ К⁻².

В диапазоне от 0 до -200 °С функция преобразования имеет вид

$$R = R_0 \left[1 + \alpha t + \beta t^2 + C(t - 100)^3 \right], \quad (2)$$

где $C = -4,22 \cdot 10^{-12}$ 1/К.

Выбор металла для терморезистора определяется его химической активностью к измеряемой среде в интересующем интервале температур [4]. Сопротивление медных проводников в диапазоне от -50 до +180 °С выражается соотношением [4]

$$R = R_0 (1 + \alpha t), \quad (3)$$

где $\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3}$ К⁻¹.

Никелевые датчики характеризуются высокой чувствительностью, диапазоном 250-300 °С; линейной характеристикой в интервале $0 \leq t \leq 100$ °С. Медные и никелевые термометры сопротивления выпускают из литого микропровода в стеклянной изоляции; они герметизированы, имеют высокую стабильность, мало подвержены коррозии и при малых габаритах имеют сопротивление до десятков кОм.

Сравнительно высокий ТКС имеют вольфрам $\alpha = 4,8 \cdot 10^{-3}$ К⁻¹ и молибден $\alpha = 4,57 \cdot 10^{-3}$ К⁻¹, однако при $t \geq 400$ °С они не применяются из-за сильного окисления и разрушения чувствительного элемента. Для низкотемпературных измерений используются некоторые фосфористые бронзы.

Достоинствами металлических терморезисторов являются: высокая стабильность ТКС, линейность зависимости сопротивления от температуры, хорошая воспроизводимость свойств, инертность к воздействиям окружающей среды, высокая точность измерений, простота и надёжность схемных реализаций, удобство в эксплуатации. Платиновые термометры позволяют измерять температуру с абсолютной погрешностью порядка 0,001 °С [5]. Погрешности возникают из-за нестабильности во времени начального сопротивления

термометра и его ТКС, изменения сопротивлений линий связи, соединяющей термометр с измерительным прибором, перегревом термометра током и др. К недостаткам относятся низкий ТКС и относительно большие габариты в сравнении с полупроводниковыми термометрами сопротивлений [1, 4, 6].

Полупроводниковые терморезисторы (ПТР) в общем случае имеют зависимость сопротивления от температуры в виде [4]

$$R = Ae^{B/T}, \quad (4)$$

где А - коэффициент, имеющий размерность сопротивления; В - размерность температуры; Т - абсолютная температура.

Для каждого конкретного ПТР коэффициенты А и В, как правило, постоянны.

Из выражения (4) следует, что зависимость R от Т является убывающей функцией, т.е. ТКС отрицателен.

Основные характеристик ПТР: диапазон от -100 до +300 °С; абсолютная погрешность: 0,01 ÷ 0,001 °С; ТКС при 20 °С: 0,02÷0,08; постоянная времени: 0,4 ÷ 115 с; номинальное сопротивление при 20 °С: от 0,5 до 3300 кОм; функция преобразования нелинейная (экспоненциальная). Миниатюрные ПТР измеряют температуру малых объектов с минимальными искажениями режима работы, а также температуру, изменяющуюся во времени. Специальные ПТР могут измерять температуру от -196 °С (СТ7-1) до 1000 °С (СТ12-1).

Достоинствами ПТР являются: большое удельное электрическое сопротивление и ТКС, высокая чувствительность, широкий температурный диапазон, малые погрешности, простые и надежные схемы включения преобразователей, малая инерционность, возможность работы преобразователя в агрессивных средах. К недостаткам можно отнести нелинейность температурной характеристики, значительный разброс номинального значения сопротивления R и постоянной В. Это затрудняет получение линейных шкал термометров, обеспечение взаимозаменяемости терморезисторов, а также построение многоканальных приборов.

Термоэлектрический метод. При закреплении концов двух различных проводников (или полупроводников) и нагревании места закрепления до температуры t , отличной от температуры "холодных" концов, имеющих температуру $t_0 < t$, на "холодных" концах возникает термоэдс, выражение для которой имеет вид

$$E_t = f(t) - f(t_0), \quad (5)$$

где $f(t)$ - функция температуры t ; $f(t_0)$ - функция температуры t_0 .

Термопары используют для измерения температуры изделий и сред (жидких и газообразных) в различных приборах и устройствах: амперметрах, вольтметрах, ваттметрах термоэлектрической системы, термоанемометрах, вакуумметрах и др. Градуировочные характеристики термопар основных типов приведены в [3, 4, 6]. Конструктивные решения термоэлектрических преобразователей описаны в [3, 6].

К достоинствам термопар относят: широкий диапазон измерений температур,

простота схем включения, широкие функциональные возможности, удобство эксплуатации, высокая надёжность; к недостаткам: жёсткие требования к чистоте металлов, погрешность измерений, связанная с уходом температуры "холодных" концов. Кроме того, появляются погрешности, обусловленные изменением температуры линии связи с термопарой. Методические погрешности возникают вследствие малой выходной мощности термопар, так как при подключении к её концам милливольтметров происходит отбор энергии термопары. Для уменьшения погрешностей применяются схемы автоматической коррекции ухода температуры "холодных" концов, включение последовательно с милливольтметром добавочного сопротивления из манганина или константана [1, 3, 4]. Постоянная времени термопар находится в пределах от ≤ 40 с до $\leq 3,5$ мин. [3]. Термопары позволяют измерять температуру в очень широком диапазоне: от -200 °С (медь/копель) до $+2200$ °С (вольфрам - 5 % рения /вольфрам – 20 % рения).

В основе **термомагнитного метода** лежит обратно - пропорциональная зависимость магнитной восприимчивости парамагнитных веществ или ядерной магнитной восприимчивости от температуры (закон Кюри-Вейса) [2, 3]. Чувствительными элементами в термомагнитных преобразователях являются парамагнитные соли и металлы, такие как медь или платина. Термомагнитные преобразователи используются для измерения низких температур от 0,01 до 30 К с погрешностью от 1 до 5%. Использование для измерений магнитной восприимчивости магнитометров и градиометров со сверхпроводящим квантовым интерференционным датчиком, основанном на эффекте Джозефсона, позволило повысить чувствительность и расширить нижний предел измерения до 2-10 мК [2]. Для измерения температуры термомагнитным методом можно также использовать зависимости различных видов магнитных проницаемостей ферромагнетиков от температуры [7]. Достоинства термомагнитного метода состоят в отсутствии систематической погрешности и высокой чувствительности.

Измерение температуры **термочастотным методом** основано на использовании зависимости от температуры частоты собственных колебаний различного рода резонаторов, скорости распространения звуковых и ультразвуковых колебаний и параметров частотно-зависимых RC или RL- цепей с терморезистором [1, 2]. Наиболее развиты резонансные термочастотные методы, основанные на применении резонансных датчиков, которые представляют собой автогенераторы или генераторы с вынужденными колебаниями, частота которых настраивается в резонанс с собственными колебаниями резонатора, изменяющихся с температурой. Для измерения температуры применяются механические (твердотельные), газовые и ядерные резонаторы. Функция преобразования термометров с резонансными преобразователями на рабочем участке характеристики в виде полинома [2]:

$$f=f_0 [1+\alpha(T-T_0)+\beta(T-T_0)^2+\gamma(T-T_0)^3], \quad (6)$$

где α , β и γ - коэффициенты, которые выбираются в зависимости от вида и

характеристик резонаторов.

У кварцевых резонаторов погрешность, возникающая за счёт нелинейности характеристики, весьма незначительна. В остальных случаях необходима линеаризация характеристик прибора с помощью дополнительных устройств с функциональными преобразователями. Микропроцессорная техника позволяет создавать точные частотные термометры с погрешностью линейности не более 10^{-5} . В термометрах с механическими резонаторами применяются струнные, камертонные, язычковые, консольные, дисковые и другие виды твердотельных резонаторов [2]. Температурно-зависимым управляемым параметром в таких резонаторах выступает жёсткость, момент инерции резонатора или температурные напряжения в резонаторе. Из твердотельных резонаторов для измерения температуры до 500-700 °С наибольшее распространение получили пьезокварцевые преобразователи, отличающиеся высокой линейностью характеристики. Пример устройства датчика цифрового термометра с механическим резонатором (камертоном), работающим в режиме вынужденных колебаний, приведен в работе [2]. Чувствительность механических резонаторов к температуре достаточно высока: для пьезокварцевых термометров в пределах от 20 до 2850 Гц/К (в рабочем диапазоне от -196 до +500 °С), достигнут порог чувствительности кварцевого термометра 10^{-6} - 10^{-9} К. Недостатком кварцевых термометров является большое время установления показаний (десятки секунд) за счёт плохой теплопроводности между защитным корпусом датчика и чувствительным элементом; нестабильность градуировочной характеристики - порядка $\pm 2\%$.

Измерения температуры методом ядерного квадрупольного резонанса (ЯКР) основаны на зависимости от температуры частоты прецессии атомных ядер, обладающих электрическим квадрупольным моментом. Диапазон измеряемых температур составляет от 10 до 600 К. При этом в качестве термометрического вещества используется соль $KCrO_3$. При температуре 870 °С используется ЯКР ядер Re в соли $NaReO_4$. Недостатками таких термометров являются сложность технической реализации в заводских условиях и влияние на результаты контроля давления. Их достоинство – это высокая точность, позволяющая использовать такие термометры для создания вторичных эталонов температуры, в частности, для воспроизведения практической температурной шкалы [2].

Измерение температуры **термошумовым методом** [2] базируется на уравнении Найквиста, устанавливающего зависимость напряжения тепловых шумов, возникающих на резисторе, от термодинамической температуры

$$U_{ш}^2 = 4 k T R \Delta f, \quad (7)$$

где $U_{ш}^2$ – среднее квадратичное значение шумового напряжения; k – постоянная Больцмана, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; Δf – полоса частот измерения.

Термошумовой метод используется для измерения температуры в диапазоне от 0,001 до 2500 К. В качестве измерительных преобразователей применяются

резисторы из платины, манганина, константана, нихрома, вольфрама, графита, а также ёмкостные и индуктивные преобразователи, представляющие собой резонансный колебательный контур. Источником теплового шума в двух последних преобразователях служит сопротивление среды, температура которой измеряется, например, температура ионизированного газа или пламени. Недостатки термошумового метода заключаются в низком уровне полезного сигнала, составляющего доли микровольт. Точность термошумового метода ограничивают собственные шумы измерительного канала, помехи в линии связи, изменение коэффициента усиления входного усилителя. Различные способы реализации термошумового метода отличаются, как правило, путями коррекции погрешностей от указанных факторов. Широкое распространение получили термошумовые термометры, в основу которых положено сравнение средних квадратичных значений напряжений шумов двух резисторов, находящихся при разных температурах, одна из которых известна.

Бесконтактные методы измерения температуры

Теория **пирометрических методов** основана на законах, устанавливающих связь между излучением абсолютно черного тела (АЧТ) и его температурой. В зависимости от входной величины пирометры подразделяются на пирометры полного (радиационные пирометры) и частичного излучения (яркостные пирометры), пирометры спектрального отношения (цветовые пирометры). Пирометры охватывают широкий диапазон температур от 173 до 6000 К.

Радиационные пирометры имеют наиболее широкий температурный диапазон измерения.

Оптические (спектральные) пирометры чувствительны только в узком интервале длин волн. Это ограничение достигается установкой специального селективного фильтра в направлении хода лучей. Излучение измеряемого объекта определяется непосредственно приёмником излучения. Наиболее распространены пирометры с исчезающей нитью накаливания, отличающиеся простотой применения и высокой точностью измерений. Максимальная температура накала нити ограничена (для вольфрама – не более 1500 °С). Достоинствами пирометров с исчезающей нитью является лёгкость и удобство в обращении с приборами. Недостатком, ограничивающим применение этих приборов, является субъективность получаемого результата. Этому недостатка лишены оптические пирометры с объективным приёмником излучения, например, с чувствительным селективным фотоэлектрическим элементом [2]. Нижний предел температур для субъективных методов измерений составляет 650 °С, что обуславливается спектром видимого света; для приборов с объективным измерением он составляет 200 °С. Верхний предел измеряемой температуры практически не ограничивается. Как правило, измеряют температуру до 2500 °С, и даже до 10000 °С. Промышленные приборы имеют точность определения мощности около $\pm 1\%$ верхнего значения диапазона измерений; прецизионные приборы -

около $\pm 0,2 \div \pm 0,3 \%$ [8].

Пирометры полного излучения основаны на зависимости от температуры интегральной мощности M_T излучения АЧТ во всем диапазоне длин волн, определяемой законом Стефана-Больцмана

$$M_T = \sigma T, \quad (8)$$

где σ – постоянная Стефана-Больцмана; $\sigma = 5,67032 \cdot 10^{-8}$ Вт/(м²К⁴).

Для реального тела эта зависимость определяется выражением

$$M_T = \varepsilon \sigma T^4, \quad (9)$$

где ε – коэффициент излучательной способности поверхности тела, зависящий от его материала и температуры.

Радиационной температурой объекта называется такая температура АЧТ, при которой его полная мощность излучения равна полной мощности излучения рассматриваемого объекта при температуре T . Связь между T_p и T находится из равенства

$$T = T_p \sqrt[4]{1/\varepsilon}. \quad (10)$$

Пирометры полного излучения используются в температурном диапазоне от -50 до 3500 °С. В [2] приведены принципиальные схемы пирометров полного излучения с термоэлектрическим приёмником в виде термобатарей.

Рабочий температурный диапазон пирометров частичного излучения составляет от -100 до 6000 °С. Основная погрешность измерения для различных типов пирометров лежит в диапазоне $0,25 \div 2,5 \%$; быстродействие $0,001 \div 2,5$ с.

Яркостные пирометры измеряют не действительную температуру тела T , а так называемую яркостную температуру $T_{я}$. Соотношения между T и $T_{я}$ определяются выражением [2]

$$(1/T) = (1/T_{я}) + \lambda \ln \varepsilon_{\lambda} / C_2, \quad (11)$$

где ε_{λ} – коэффициент теплового излучения для длины волны λ ; C_2 – вторая постоянная излучения; $C_2 = 0,01438786$ м·К.

Тепловидение и термография. Приборы для наблюдения и исследования объектов по их тепловому излучению называются тепловизорами, термографами или телевизорными микроскопами. Телевизионные приёмные трубки – видиконы с фоторезистивным слоем из пленки оксида свинца чувствительны к излучению до 2 мкм. Телекамеры с видиконами могут определять температурное поле при $T \geq 250$ °С. Для развития термографии и тепловидения объектов с более низкими температурами созданы чувствительные приёмники инфракрасного излучения, спектральная чувствительность которых простирается далеко в инфракрасную область спектра. Применение в качестве приёмников излучения пирозлектрических элементов [4] даёт возможность получать видимое изображение температурного поля объектов с температурой от -20 до 2000 °С. В серийно выпускаемых тепловизорах и термографах применяются дискретные приёмники инфракрасного излучения и оптико-механические системы развёртки

изображения при помощи вращающихся или колеблющихся зеркал или призм [2]. Порог чувствительности тепловизора – минимально определяемая разность температур ΔT_{\min} на поверхности АЧТ ($\varepsilon = 1$) с $T = 25$ °С, при которой отношения сигнала к собственным шумам тепловизора равно 1. У серийно выпускаемых тепловизоров $\Delta T_{\min} = 0,1...0,3$ °С. Тепловидение и термография используются при геологических и климатологических исследованиях земной поверхности, в медицинской диагностике, в строительстве для проверки теплоизоляции зданий, в энергетике для обнаружения мест перегрева в электрических цепях и энергетическом оборудовании, а также для измерения механических напряжений и деформаций методом термоупругости.

Электромагнитные методы и преобразователи. Основу вихретокового контроля составляет закон электромагнитной индукции, в соответствии с которым интенсивность и распределение возбуждаемых в объекте контроля вихревых токов зависят от его геометрических и электромагнитных параметров. Переменный ток, действующий в катушках вихретоковых преобразователей (ВТП), создаёт электромагнитное поле, которое возбуждает вихревые токи в электропроводящем объекте контроля. Для определения зависимости выходных сигналов от параметров контролируемых изделий необходимо решить краевые задачи электродинамики по расчёту электрических и магнитных полей для различных ВТП и контролируемых изделий [8]. Результаты решения этих задач составляют теоретические основы разработки методов и средств контроля различных геометрических и электрофизических параметров изделий различной формы. Для упрощения решений задач подобного рода введен ряд общепринятых допущений [9], с учётом которых требуется решить уравнения Максвелла с граничными условиями для принятых расчётных моделей преобразователей и объектов контроля, определить векторные потенциалы и вносимые параметры различных типов преобразователей. Теория вихретокового контроля достаточно хорошо разработана и освещена во многих трудах, например в [8, 9].

Преимуществом ВТП является то, что в их выходных сигналах содержится многопараметровая информация об электрических, магнитных, геометрических и связанных с ними других физико-механических величин, в том числе и с температурой материала изделия. Благодаря таким важным достоинствам как бесконтактность, слабая зависимость результатов контроля от физического состояния окружающей среды, получение первичной информации в виде электрических сигналов, большая производительность устройств, простота конструкций и высокая надёжность, высокая чувствительность, сравнительно малые погрешности измерений они открывают широкие возможности для автоматизации контроля температуры.

Следует отметить, что в настоящее время электромагнитные методы и устройства недостаточно широко используются для измерения температуры изделий и сред. Основной причиной, ограничивающей применение таких методов и средств измерений, являются довольно сложные зависимости

сигналов преобразователей от температуры. В основном эти методы и устройства применяются для оценки качества и определения оптимальных режимов термической обработки в технологических процессах [10]. В работе [11] рассмотрен трансформаторный электромагнитный преобразователь температуры, реализующий амплитудный, фазовый и переменного частотного вихревого методы. В качестве информативных параметров в этой работе используются амплитуда, фаза и частота суммарной ЭДС преобразователя. Недостатком используемой термометрической установки является необходимость компенсации влияния паразитного магнитного потока, обусловленного наличием воздушного зазора между измерительной обмоткой и изделием, что усложняет настройку и работу схемы и понижает точность измерения температуры.

Выводы

Таким образом можно сделать заключение, что к достоинствам контактных методов измерений и соответствующих средств следует отнести их широкий температурный диапазон, простоту, надежность, низкую стоимость, работу в любых средах и возможность получения малых погрешностей измерений температуры чувствительного элемента. Главной особенностью таких методов и средств является то, что они преобразуют в сигнал измерительную информацию термометрического свойства термопреобразователя, а не объекта исследования, т.е. измеряют температуру, которая отлична от температуры объекта. Для контактных методов также характерны погрешности, обусловленные взаимодействием объекта и средства измерения, недостаточным тепловым контактом между преобразователем и объектом исследования, теплообменным излучением между термопреобразователем и окружающими его телами, паразитным теплообменом между объектом и окружающей средой за счёт теплопроводности термопреобразователя, собственным потреблением тепловой энергии термопреобразователем при помещении его в среду измерения и др.

Бесконтактные преобразователи (оптические пирометры) обладают наряду с достоинствами контактных устройств, еще и возможностью измерения температуры вдали от нагреваемого или охлаждаемого объекта исследований.

Оптические пирометры, хотя и имеют основное достоинство, бесконтактность контроля температуры, однако обладают рядом недостатков, главными из которых является сложность конструкции, зависимость показаний устройств от расстояния до объекта, от степени загрязненности среды, от состояния поверхности исследуемого объекта (слой окислов, шлаков и др.). Такие преобразователи могут функционировать в том случае, когда объект или его часть должны быть в пределах видимости и др. Но самым главным недостатком и контактных, и бесконтактных методов и средств измерений является то, что такие устройства позволяют определять температуру только на поверхности изделия; они не дают возможности измерять среднюю по сечению температуру изделия и в отдельных его слоях. Таким образом, с помощью рассмотренных выше (известных) термопреобразователей нельзя определить степень прогрева изделия и

последующего распределения температуры в объекте при различных термических обработках (отжигах, закалках и др.). Данная задача решается бесконтактным измерением температуры изделий и сред с помощью электромагнитных (вихретоковых) методов и преобразователей. Однако применительно к измерению температуры изделий и сред такие методы и преобразователи недостаточно были изучены в существующей литературе. Тем не менее, запросы промышленности и научных учреждений настоятельно требуют разработки новых и совершенствования старых методов и средств для термометрии с улучшенными характеристиками и широкими функциональными возможностями, т.е. определение температуры не только на поверхности, но и внутри изделия, бесконтактность измерений, простота функций преобразования и схемных реализаций, высокая надежность устройств, чувствительность к температуре и точность измерений, возможность легкой автоматизации процесса контроля температуры.

Дальнейшие исследования будут направлены на совершенствование электромагнитных методов и реализующих их схем на основе параметрического преобразователя для бесконтактного определения температуры на поверхности и усредненной по сечению цилиндрических проводящих изделий, а также для контроля температуры жидких и газообразных сред.

Список литературы: 1. *Левшина Е.С., Новицкий П.В.* Электрические измерения неэлектрических величин. Измерительные преобразователи: Учеб. пособие для вузов. - Л.: Энергоатомиздат, 1983. - 320 с. 2. *Снектор С.А.* Электрические измерения физических величин. - Л.: Энергоатомиздат, 1987. - 320 с. 3. Измерения в промышленности. Справ. изд. В 3-х кн. Пер. с нем. / Под ред. П. Профоса. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Металлургия, 1990. - 92 с, 384 с, 344 с. 4. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. В.П. Новицкого. - Л.: Энергия, 1975. - 576 с. 5. *Лях В.И.* Повышение мощности и расширение пределов измерения термометров сопротивления // Приборы и системы управления, 1971. - №9. - С.23-25. 6. *Полищук Е.С.* Измерительные преобразователи. Киев: Вища школа, 1981. - 296 с. 7. Испытание магнитных материалов и систем / Под ред. А.Я. Шихина. М.: Энергоатомиздат, 1984. - 376 с. 8. *Д.Я. Свет.* Радиационный метод определения истинной температуры, излучательной способности веществ и Реализация Термодинамической Шкалы без применения черного тела». Доклады Российской Академии Наук, 1999, т. 367, № 6. 9. *Герасимов В.Г., Клюев В.В., Шатерников В.Е.* Методы и приборы электромагнитного контроля промышленных изделий. - М.: Энергоатомиздат, 1983. - 262 с. 10. *Неразрушающий контроль и диагностика: Справочник / Под ред В.В.Клюева.* - М.: Машиностроение, 1995. - 488 с. 11. *Горкунов Э.С., Коган Л.Х., Морозова В.М., Барз Э.М.* Вихретоковый контроль качества отпуски "тонколистовых" изделий из углеродистых сталей при колебаниях содержания углерода // Дефектоскопия - 1993. - №3. - С.62-64. 12. *Себко В.В., Горкунов Б.М.* Вихретоковые методы измерения температуры изделий и сред // Труды Международной научно-технической конференции "Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье". - Ч.3. - Харьков-Мишкольц (Венгрия)- Магдебург (Германия). - 1997. - С.174-176.

Поступила в редколлегию 05.06.08

Т.Б. НИКИТИНА, канд. техн. наук

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ СИНТЕЗ СИСТЕМЫ НАВЕДЕНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ ОРУЖИЯ ЛЕГКОБРОНИРОВАННОЙ МАШИНЫ

Розроблено метод багатокритеріального синтезу робастного керування озброєнням легко броньованої машини з урахуванням пружних елементів. Наведено приклад динамічних характеристик синтезованої системи.

The method of multicriterion robust control synthesis by the armoured fighting vehicle arming control system with elastic elements is developed. The example of dynamic characteristics for such system is given.

Постановка проблемы, связь с научными и практическими задачами. Легкобронированные машины производства Украины и России оборудованы системами наведения вооружения и предназначены для стрельбы по воздушным и наземным целям при остановке машины [1]. Для ведения прицельного огня с ходу необходимо оборудовать легкобронированные машины системами наведения и стабилизации вооружения по танковому принципу [2-3]. Применение в системах наведения и стабилизации бортовой ЭВМ позволяет реализовать более сложные законы управления, чем традиционные регуляторы с обратными связями по углу и угловой скорости объекта управления.

К системам наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин предъявляются достаточно жесткие требования по показателям качества работы в различных режимах. Приведем часть таких требований предъявляемых к системе наведения и стабилизации вооружения легкобронированной машины. Время отработки заданного угла рассогласования - $t_{рег}$. Время разгона до номинальной скорости и время торможения до полного останова - $t_{раз}$. Ошибка отработки гармонического сигнала заданной амплитуды и частоты $\varepsilon_{гар}$. Ошибка стабилизации при движении по нормализованной трассе со случайным изменением профиля с заданной скоростью $\varepsilon_{сл}$. Максимальная скорость наведения ω_{max} . Минимальная скорость наведения ω_{min} . Неплавность наведения при минимальной скорости $\Delta\omega_{min}$. Естественно, что при этом должны быть учтены ограничения по напряжению и току якорной цепи приводного двигателя, а также по скорости вращения приводного двигателя.

Анализ последних достижений и публикаций. В последнее время

интенсивно развивается теория робастного управления [1-3]. Системы робастного управления обладают рядом преимуществ. Во-первых, они робастно устойчивы, т.е. сохраняют устойчивость при изменении параметров объекта управления в определенных пределах. Во-вторых, они имеют существенно меньшую чувствительность к изменению параметров объекта управления по сравнению с оптимальными системами, несмотря на то, что динамические характеристики робастных систем могут незначительно отличаться от соответствующих характеристик оптимальных систем. Трудность синтеза робастной системы заключается не в решении тех или иных уравнений, а, прежде всего, в формулировании критерия качества робастного управления таким образом, чтобы синтезированная система удовлетворяла техническим требованиям, предъявляемым к системе [4].

Цель работы. Целью данной работы является повышение точности работы систем наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин путем применения многокритериального синтеза робастного регулятора. Задачей статьи является многокритериальный синтез и исследование динамических характеристик систем наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин с синтезированным управлением.

Изложение материала исследования, полученных научных результатов. Для решения этой задачи воспользуемся концепцией функционально - множественной принадлежности на элементах пространства состояний. При этом предполагается, что цель управления, ограничения на вектор состояния и управления могут быть приведены к единым ограничениям на вектор состояния системы. Предположим, что исходная нелинейная система может быть описана в пространстве состояний нелинейным дифференциальным уравнением состояния в следующем виде:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u, t), \quad x(t_0) = x_0, \quad t \geq t_0, \\ u &\in U(x, t), \end{aligned}$$

где $U(x, t) \subset R^m$ - некоторое заданное множество для каждого x и $t \geq t_0$, для выполнения следующего соотношения на вектор состояния:

$$\begin{aligned} x &= x(t) \in Q(t), \quad t \geq t_0, \\ Q(t) &= \left\{ x \in R^n : \psi(x, t) \leq 0 \right\}, \end{aligned}$$

где $\psi(x, t)$ - скалярная непрерывно-дифференцируемая по всем своим переменным функция. Заметим, что задание множества $Q(t)$ является достаточно сложной, а часто формально нерешенной задачей. По-видимому, самым универсальным методом задания области $Q(t)$ является проведение имитационного моделирования системы.

Тогда для обеспечения условия принадлежности вектора состояния $x(t)$ множеству $Q(t)$ достаточно, чтобы обеспечивалось неравенство:

$$(\nabla_x \psi, f(x, u, t)) \leq 0,$$

для каждого $x \in \Gamma Q(t)$ и хотя бы одного соответствующего ему значения $u \in U(x, t)$ при $t \geq t_0$, где $\Gamma Q(t) = \{x \in R^n : \psi(x, t) = 0\}$ - граница множества $Q(t)$; $\nabla_x \psi$ - градиент функции $\psi(x, t)$; $(\nabla_x \psi, f(\cdot))$ - скалярное произведение векторов $\nabla_x \psi, f(\cdot) \in R^n$.

Обычно часть требований, предъявляемых к системе, могут формулироваться в форме минимума либо максимума. Например, желательно обеспечить минимальную дисперсию ошибки системы, минимальное время регулирования, минимальную ошибку отработки гармонического сигнала и т.д. Тогда цель управления может быть сформулирована в виде вектора

$$y = \varphi(x(t), t) \in Q(t), \quad t \geq t_0,$$

где $\varphi(x, t)$ - некоторая заданная непрерывно - дифференцируемая вектор - функция, а множество

$$Q(t) = \{y \in R^n : \psi(y, t) \leq 0\}.$$

Тогда, для обеспечения условия принадлежности вектора состояния $\bar{x}(t)$ множеству $Q(t)$ для выполнения ограничений на вектор состояния и для обеспечения условия принадлежности вектора цели управления $y(t)$ множеству $Q(t)$ достаточно, чтобы выполнялось неравенство:

$$\left(\nabla_y \psi, \nabla_x \varphi \cdot f(x, u, t) + \frac{\partial \psi}{\partial t} \right) \leq 0,$$

для каждого $y \in \Gamma Q(t)$ и каждого $x \in M(y, t)$ и хотя бы для одного, соответствующего каждому x значения $u \in U(x, t), t \geq t_0$.

Где $\Gamma Q(t)$ - граница множества $Q(t)$; $\nabla_y \psi$ - градиент функции $\psi(y, t)$; $\nabla_x \varphi$ - якобиан функции $\varphi(x, t)$; $M(y, t)$ - некоторое многообразие, соответствующее $y \in \Gamma Q(t)$ и определяемое согласно зависимости

$$M(y, t) = \{x \in R^n : \varphi(x, t) = y\},$$

$$Q(t) \subseteq B_\varphi \text{ при } t \geq t_0.$$

При минимизации управляющего воздействия это неравенство может быть записано в следующем виде

$$\min_{u \in U(x,t)} \left(\nabla_y \psi, \nabla_x \varphi \cdot f(x,u,t) \right) + \left(\nabla_y \psi, \frac{\partial \varphi}{\partial t} \right) + \frac{\partial \psi}{\partial t} \leq 0.$$

При синтезе робастной системы управления объектом с неопределенностями (параметрическими, структурными, неопределенностями внешних воздействий и т.д.) это неравенство может быть записано в виде максиминного неравенства

$$\max_{x \in M(y,t)} \min_{u \in U(x,t)} \left(\nabla_y \psi, \nabla_x \varphi \cdot f(x,u,t) \right) + \left(\nabla_y \psi, \frac{\partial \varphi}{\partial t} \right) + \frac{\partial \psi}{\partial t} \leq 0.$$

Эти неравенства, полученные на основе концепции функционально-множественной принадлежности на элементах пространства состояний, достаточно близки к уравнениям синтеза нелинейных оптимальных систем, полученных на основе классического метода динамического программирования Беллмана. Оптимальное управление удовлетворяет дифференциальному уравнению в частных производных, называемому уравнением Гамильтона – Якоби – Беллмана

$$-\frac{\partial S(\bar{x}(t), t)}{\partial t} = \min_{u \in U} \left\{ \frac{\partial S(\bar{x}(t), t)}{\partial \bar{x}^T} f(\bar{x}(t), \bar{u}(t), t) + f_0(\bar{x}(t), \bar{u}(t), t) \right\}.$$

В результате нахождения минимального значения правой части этого уравнения, оно перестает зависеть от управления $\bar{u}(t)$, поэтому это уравнение Гамильтона – Якоби – Беллмана используется также в следующем виде

$$-\frac{\partial S(\bar{x}(t), t)}{\partial t} = \frac{\partial S(\bar{x}(t), t)}{\partial \bar{x}^T} f(\bar{x}(t), \bar{u}(t), t) + f_0(\bar{x}(t), \bar{u}(t), t).$$

Робастное управление системами является одним из направлений современного геометрического подхода к теории управления, так как фактически необходимо синтезировать регулятор для управления не одной системой, а целым семейством систем. При этом многие свойства групп систем описываются как решения уравнений в частных производных, хотя динамика систем управления обычно описывается системами обыкновенных дифференциальных уравнений. Особенность дифференциальных уравнений в частных производных первого порядка состоит в том, что их решение вполне определяется интегральными кривыми некоторых систем обыкновенных дифференциальных уравнений. Это, в частности, имеет место и при оптимальном управлении, когда решение уравнения Гамильтона – Якоби – Беллмана в частных производных эквивалентно решению канонической системы обыкновенных дифференциальных уравнений состояний для векторов основных и вспомогательных переменных принципа максимума Понтрягина. При оптимальном управлении необходимо выбрать управление, минимизирующее проекцию вектора скорости на нормаль к изоповерхности $S = \text{const}$, являющейся функцией Беллмана в принципе динамического

программирования.

Трудности решения этого максиминного неравенства в частных производных связана, прежде всего, с формированием функции $\psi(t)$, которая в уравнении Гамильтона – Якоби Беллмана является функцией Беллмана. В работе использован один из подходов к формированию функции $\psi(t)$ с помощью нелинейной схемы компромиссов [4]. В этом случае осуществляется движение системы внутрь области ограничений ортогонально гиперплоскости ограничений, что соответствует напряженной ситуации схемы компромиссов и обеспечивает движение в сторону, противоположную градиенту напряженного критерия.

К настоящему времени решение уравнения Гамильтона – Якоби – Беллмана в общем виде для любых нелинейных систем сопряжено с определенными трудностями. Однако это уравнение решается для нелинейных систем с так называемыми аналитическими нелинейностями, когда исходные нелинейности раскладываются в степенной ряд в достаточно малой окрестности рабочей точки системы [2]. Первым приближением такого разложения является линейная система с квадратичным критерием качества и линейными обратными связями по вектору состояния. Рассмотрим более подробно синтез линейного робастного управления. Представим исходную систему в стандартной форме, принятой в теории H^∞

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1 w + B_2 u, \\ z_0 = C_0 x + D_0 u, \\ z_1 = C_1 x + D_1 u, \\ y = C_2 x + D_2 w \end{cases}$$

В этих уравнениях вектор \vec{w} описывает внешнее воздействие на систему в виде задающих и возмущающих воздействий, а также помех измерения.

Представим обратную связь по измеряемому вектору \vec{y} на управляющий вход системы u в виде динамического блока в форме переменных состояния

$$\begin{cases} \dot{x}_c = A_c x_c + B_c y, \\ u = C_c x_c, \end{cases}$$

где A_c , B_c , C_c - соответственно матрицы состояния, управления и выхода этого динамического блока – регулятора. Заметим, что с помощью этого блока осуществляется формирование управляющего воздействия по вектору состояния x_c регулятора и восстановление вектора состояния исходной системы x по измеряемому вектору выхода y , а также фильтрация помех измерения.

Рассмотрим замкнутую систему, включающую исходную систему и регулятор записанный в форме пространства состояний в следующем виде:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1 w + B_2 C_c x_c, \\ \dot{x}_c = A_c x_c + B_c C_2 x + B_c D_2 w, \\ z_0 = C_0 x + D_0 C_c x_c, \\ z_1 = C_1 x + D_1 C_c x_c. \end{cases}$$

Введем вектор состояния расширенной системы, включающей вектор состояния исходной системы и вектор состояния регулятора. Тогда уравнение состояния расширенной системы примет следующий вид:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{B}w, \\ z_0 = \tilde{C}_0\tilde{x}, \\ z_1 = \tilde{C}_1\tilde{x}, \end{cases}$$

где

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} A & B_2 C_c \\ B_c C_2 & A_c \end{bmatrix}, \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_c D_2 \end{bmatrix}, \quad \tilde{C}_0 = [C_0 \quad D_0 C_c], \quad \tilde{C}_1 = [C_1 \quad D_1 C_c].$$

По уравнению состояния этой расширенной системы может быть получена матрица передаточных функций вектора внешних воздействий на вектор контролируемых переменных в следующем виде:

$$T_{zw} = \begin{bmatrix} T_{z_0 w} \\ T_{z_1 w} \end{bmatrix}.$$

Задача синтеза робастного регулятора заключается в определении такого динамического блока, при котором для нормы передаточной функции замкнутой системы выполняется условие:

$$\|T_{z_1 w}\|_{\infty} < \gamma.$$

При этом фактически необходимо минимизировать функционал качества в следующем виде:

$$\begin{aligned} J(T_{z_0 w}) &= \|T_{z_0 w}\|_2^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\text{trace} \left(T_{z_0 w}^* \right)^T T_{z_0 w} \right] dw = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \text{trace} \tilde{B}^T \left[(sI - \tilde{A})^{*T} \tilde{C}_0^T \tilde{C}_0 \right] \tilde{C}_0^T \tilde{C}_0 (sI - \tilde{A})^{-1} \tilde{B} \right\} dw = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \text{trace} \tilde{B}^T \left[(sI - \tilde{A})^{-1*} \right]^T \tilde{R} (sI - \tilde{A})^{-1} \tilde{B} \right\} dw \end{aligned}$$

где

$$\tilde{R} = \tilde{C}_0^T \tilde{C}_0 = \begin{bmatrix} C_0^T \\ C_c^T D_0^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_0 & D_0 C_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_0^T C_0 & 0 \\ 0 & C_c^T D_0^T D_0 C_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & C_c^T R_2 C_c \end{bmatrix};$$

$$R_1 = C_0^T C_0, \quad R_2 = D_0^T D_0.$$

Естественно, что замкнутая система должна быть управляемой и, следовательно, удовлетворять уравнению

$$\tilde{A}L_c + L_c\tilde{A}^T + \tilde{B}\tilde{B}^T = 0,$$

в котором L_c обозначает грамиан управляемости. В этом случае критерий качества робастного управления может быть записан в следующем виде

$$J(T_{z_0w}) = \|T_{z_0w}\|_2^2 = \text{trace}(\tilde{C}_0 L_c \tilde{C}_0^T) = \text{trace}(\tilde{R}L_c).$$

Введем матричную функцию замкнутой системы

$$R(Y) = \tilde{A}Y + Y\tilde{A}^T + Y\tilde{C}_1^T \tilde{C}_1 Y \gamma^{-2} + \tilde{B}\tilde{B}^T = \tilde{A}Y + Y\tilde{A}^T + Y\tilde{R}_\infty Y \gamma^{-2} + \tilde{V},$$

где

$$\tilde{R}_\infty = \tilde{C}_1^T \tilde{C}_1 = \begin{bmatrix} R_{1\infty} & 0 \\ 0 & C_c^T R_{2\infty} C_c \end{bmatrix},$$

$$\tilde{V} = \tilde{B}\tilde{B}^T = \begin{bmatrix} B_1 B_1^T & 0 \\ 0 & B_c D_2 D_2^T B_c^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 & 0 \\ 0 & B_c V_2 B_c^T \end{bmatrix},$$

Тогда, если приравнять эту функцию нулю, то получим следующие уравнение Риккати

$$R(Y) = \tilde{A}Y + Y\tilde{A}^T + Y\tilde{R}_\infty Y \gamma^{-2} + \tilde{V} = 0.$$

Из этого уравнения Риккати может быть получена уравнение Ляпунова относительно разности $Y - L_c$

$$\tilde{A}(Y - L_c) + (Y - L_c)\tilde{A}^T + Y\tilde{R}_\infty Y \gamma^{-2} = 0,$$

и, следовательно, так как замкнутая система должна быть устойчивой, то выполняется неравенство

$$Y \geq L_c.$$

Из этих уравнений может быть получена оценка величины критерия качества синтезируемой робастной системы в следующем виде

$$J(T_{z_0w}, Y) = \text{trace}(\tilde{C}_0 Y \tilde{C}_0^T) = \text{trace}(Y\tilde{R}).$$

Из этого равенства может быть также получено следующее равенство

$$J(T_{z_0w}, Y) = J(G, K),$$

подтверждающее тот факт, что величина критерия при H^∞ норме

является верхней гранью критерия при H^2 норме и, следовательно, может быть записано следующее неравенство

$$\|T_{z_0 w}\|_2 \leq \sqrt{J(T_{z_0 w}, Y)}.$$

Из этого неравенства путем предельного перехода при $\gamma \rightarrow \infty$ может быть получена оценка критерия при H^2 норме в виде предельного значения критерия при H^∞ норме

$$\lim_{\gamma \rightarrow \infty} \sqrt{J(T_{z_0 w}, Y)} = \|T_{z_0 w}\|_2.$$

Таким образом, синтез системы по критерию с H^2 норме можно рассматривать как синтез робастного регулятора по критерию с H^∞ при условии бесконечного значения параметра толерантности $\gamma \rightarrow \infty$. В процессе синтеза необходимо выбрать один регулятор, соответствующий определенному значению параметра толерантности. Увеличение значения параметра толерантности приближает синтезируемую систему к линейно – квадратичному регулятору, а уменьшение значения параметра толерантности приближает синтезируемую систему к робастной. При этом вместо решения исходного уравнения Риккати можно решить матричное неравенство и задать смешанный критерий качества по H^2 и H^∞ нормам в следующем виде

$$J(T_{z_0 w}, Y) = \inf_{\tilde{Y}} \left\{ \text{trace}(\tilde{C}_0 \tilde{Y} \tilde{C}_0^T) : \tilde{Y} = \tilde{Y}^T > 0, R(\tilde{Y}) < 0 \right\}.$$

Для такого критерия может быть получено уравнение Ляпунова в следующем виде

$$\tilde{A}^T L_0 + L_0 \tilde{A} + \tilde{R}_\infty = 0.$$

Запишем исходное уравнение Риккати в следующем виде

$$\gamma^2 \tilde{A}^T Y^{-1} + \gamma^2 Y^{-1} \tilde{A} + \gamma^2 Y^{-1} \tilde{V} Y^{-1} + \tilde{R}_\infty = 0.$$

Из этого уравнения может быть получено следующее уравнение Риккати путем вычитания из исходного уравнения Риккати уравнения Ляпунова в виде

$$\tilde{A}^T (\gamma^2 Y^{-1} - L_0) + (\gamma^2 Y^{-1} - L_0) \tilde{A} + \gamma^2 Y^{-1} \tilde{V} Y^{-1} = 0.$$

Первым этапом в решении задачи многокритериального синтеза является сведение исходной задачи к системе ограничений. Такой этап оправдан в связи с тем, что условия технического задания, как правило, формируются в форме ограничений. Затем после получения такого допустимого решения, удовлетворяющего всем ограничениям целесообразно попытаться улучшить частные критерии, переведя часть либо все ограничения в частные критерии [4]. Схема компромиссов позволяет

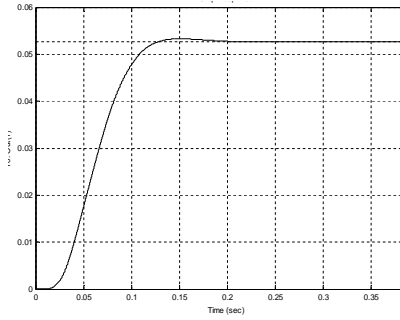
формально перейти от векторного критерия качества к скалярному. Свертка частных критериев в скалярный, должна отражать степень важности частных критериев в общем скалярном критерии. По существу схема компромиссов не является теорией, а представляет индивидуальный набор предпочтений лица принимающего решение с точки зрения его профессиональной компетенции и, как правило, выполняется эвристически.

Результаты моделирования на ЭВМ. В системе управления имеются нелинейные элементы. Это, в первую очередь, касается наличие сухого трения как в исполнительном двигателе, так и в приводе башенки в канале горизонтального наведения и в приводе боевого модуля в канале вертикального наведения. Кроме того, в системе имеются нелинейные характеристики элементов упругости между исполнительными двигателями и приводными механизмами за счет люфтовывбирающих пружин.

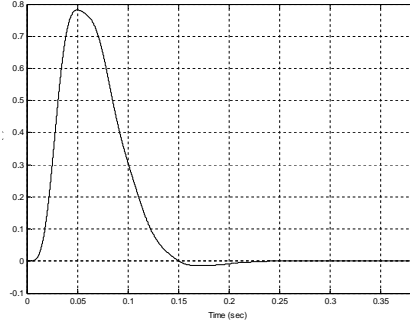
При синтезе линейной системы эти нелинейности не учитывались, однако при анализе динамических характеристик синтезированной системы влияние этих нелинейностей необходимо учесть. В качестве примера на рис. 1 показаны переходные процессы а) угла канала ствола; б) его производная; в) момента упругости и г) скорости приводного двигателя при отработке заданного значения угла. Как видно из этих графиков, переходные процессы удовлетворяют техническим требованиям, предъявляемым к системе.

Другим характерным режимом работы системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированной машины является наведение вооружения на цель с заданной в техническом задании минимальной скоростью наведения и обеспечением при этом заданной неплавности движения вооружения. На рис. 2 показан график изменения угла канала ствола при наведении на малых скоростях, откуда видно, что в этом режиме работы система наведения также удовлетворяет техническим требованиям.

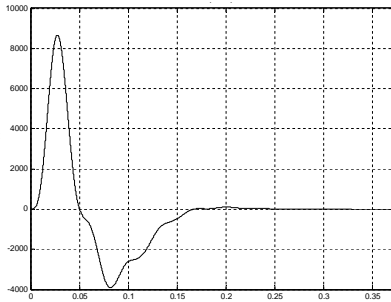
Выводы, перспективы этого направления. Синтез робастного управления системами наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин выполняется на основе концепции функционально-множественной принадлежности вектора состояния, позволяющего удовлетворить разнообразным требованиям, предъявляемым к работе систем в различных режимах работы. Показана эквивалентность синтеза нелинейного робастного управления на основе концепции функционально множественной принадлежности в форме максиминных неравенств решению неравенства в частных производных Гамильтона – Якоби – Беллмана.



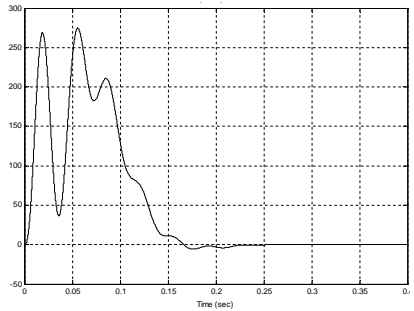
a



б



в



г

Рис. 1. Переходные процессы: *a* – угла канала ствола; *б* – его производная; *в* – момента упругости; *г* – скорости приводного двигателя при отработке заданного значения угла

С помощью разработанной методики многокритериального синтеза робастных регуляторов удалось получить приемлемые показатели качества и удовлетворить техническим требованиям, предъявляемым к системе. Приведены динамические характеристики синтезированной системы при изменении параметров и структуры моделей объектов управления и внешних воздействий.

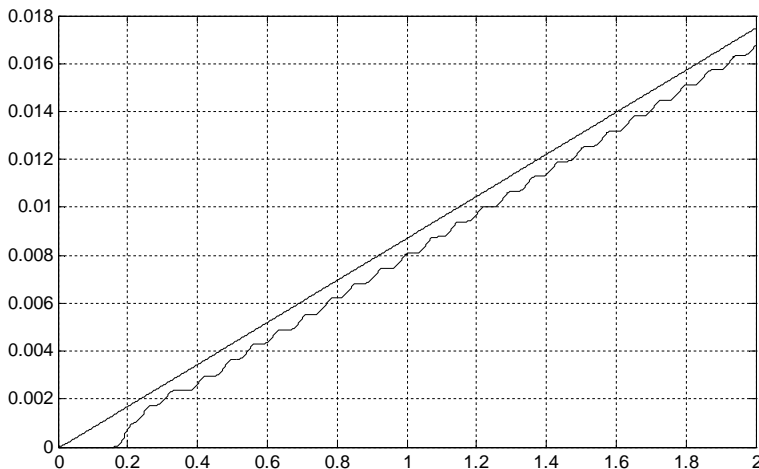


Рис. 2. Переходный процесс изменения угла канала ствола при наведении на малых скоростях

Список литературы: 1. Никитина Т.Б. Робастное управление системой наведения и стабилизации вооружения легкобронированной машиной//Вестник НТУ «ХПИ»: Сб. науч. раб.- Харьков: НТУ «ХПИ». Тематический выпуск «Автоматика и приборостроение». 2007.- №36. С. 80 – 88. 2. Никитина Т.Б. Робастная стабилизация танкового вооружения. Вестник НТУ «ХПИ», Сборник научных трудов. Тематический выпуск «Автоматика и приборостроение». 2007, №10. С. 134 – 144. 3. Никитина Т.Б. Робастная стабилизация дискретно – континуального объекта. //Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. Частина 4. Київ. 2007. С. 60 – 64. 4. Никитина Т.Б. Выбор критерия качества робастного управления как задача многокритериальной оптимизации//Вестник НТУ «ХПИ»: Сб. науч. раб.- Харьков: НТУ «ХПИ». Тематический выпуск «Системный анализ - управление и информационные технологии». 2007.- №41. С. 35 – 44.

Поступила в редколлегию 22.03.08.

А.И. РОГАЧЁВ, докт. техн. наук, *В.В. ГУРЬЕВ* (г. Харьков)

ОПТИМАЛЬНЫЕ УПРАВЛЕНИЯ МЕХАНИЗМАМИ РЕВЕРСИВНОГО СТАНА ГОРЯЧЕЙ ПРОКАТКИ

У статті розглянуто різноманітні критерії оптимальності для оптимізації роботи окремих механізмів стану гарячої прокатки металів. Наведені рекомендації по вибору критерію з точки зору його відповідності механізму та простоти реалізації.

The different optimal criterions for optimization of work separate mechanisms of metal hot rolling process is considered. The recommendations for choice criterion with point of view it accordance for mechanism and simplicity of realization is adduced.

Постановка задачі. Многие технологические процессы в металлургической промышленности носят периодический и прерывистый характер. К числу типичных процессов подобного рода относится горячая прокатка металлов на реверсивных обжимных станах – блюмингах и слябингах. Многочисленные механизмы таких прокатных станов – обжимные валки, нажимные устройства, рабочие и приёмные рольганги, станинные ролики, кантователи и манипуляторы – основную часть своего рабочего цикла находятся в неустановившемся состоянии, что определяется спецификой технологического процесса прокатки. Все перечисленные механизмы приводятся в действие электроприводами, обеспечивающими требуемые технологические режимы работы механизмов прокатного стана. В качестве последних чаще всего используют безредукторные электроприводы постоянного тока, выполненные по системе “управляемый выпрямитель – двигатель” (УВ-Д), в состав которой входит двигатель постоянного тока с независимым возбуждением и тиристорный или транзисторный преобразователь. Двигатели работают с высокой частотой пусков, торможений и реверсов, достигающей 1200 – 1500 включений в час.

Обеспечение высокой производительности современных блюмингов и слябингов требует расхода электроэнергии на тонну проката порядка 15–25 Квт-час, что при прокатке в 6 млн тонн в год составляет 90–150 млн Квт-час на один прокатный стан. Отсюда вытекает актуальная задача минимизации энергозатрат на осуществление технологического процесса горячей прокатки металла при сохранении производительности его работы или минимизация общего времени работы всего блюминга при сохранении или уменьшении потерь энергии.

Технологический процесс прокатки на блюминге начинается с подачи нагретого слитка стали на слитковоз, который транспортирует его к приёмному рольгангу. По этому рольгангу слиток продвигается к рабочей

клетки, где прокатывается за 11–19 проходов с обжатием в каждом из них на определённую величину, зависящую от массы слитка, типа стали и пр. В процессе прокатки слиток движется в разных направлениях по рабочим рольгангам, перемещается от калибра к калибру манипулятором и переворачивается по мере необходимости на 90° кантователем. При этом в зависимости от прохода верхний валок устанавливается на необходимом расстоянии от нижнего валка с помощью нажимного устройства. Все перечисленные механизмы блюминга приводятся в действие с помощью двигателей постоянного тока независимого возбуждения, включённых по схеме УВ-Д с тиристорными или транзисторными преобразователями.

Основным элементом блюминга является рабочая клеть с верхним и нижним обжимными валками. На долю главного привода этих валков приходится примерно половина всех расходов энергии. Работа двигателей, приводящих во вращение валки, характеризуется резкими толчками и большую часть времени они работают в переходном режиме. На рис.1 приведена диаграмма изменения числа оборотов обжимных валков в пределах одного прохода [1]. Эта диаграмма показывает, что изменение скорости вращения валков в течение каждого пропуска характеризуется трапецеидальным графиком. Далее в режиме холостого хода осуществляется реверс двигателя и процесс прокатки повторяется в обратном направлении. Таким образом, технологический процесс прохождения слитка через обжимные валки может быть представлен математической моделью электропривода постоянного тока при постоянном моменте нагрузки. При этом необходимо осуществлять разгон и торможение двигателя от начальной скорости ω_0 до конечной ω_k при постоянном статическом моменте, определяемом величиной обжатия слитка стали в валках, или выполнять реверс двигателя при постоянном моменте нагрузки холостого хода.

Для подачи слитка к валкам и приёма его после обжатия предназначены рабочие рольганги, которые приводятся во вращение одним или несколькими двигателями. При этом можно выделить три основные зоны работы рольганга – разгон рольганга с лежащим на нём раскатом от скорости $\omega = 0$ до скорости захвата слитка обжимными валками ω_c , вращение с постоянной скоростью ω_c и торможение рольганга до полной остановки. Затем процесс повторяется в обратном направлении. При заданной длине слитка усреднённая нагрузка на ролики рольганга остаётся постоянной, поэтому его работу в технологическом процессе также можно описать моделью электропривода, работающего в режиме отработки переходов по скорости при постоянном моменте нагрузки.

Нажимные устройства блюминга предназначены для перемещения верхнего обжимного валка на определённые расстояния по вертикали в соответствии с заданной программой прокатки. В каждом проходе

двигатель с помощью червячной передачи поднимает или опускает валок на требуемую величину, т.е. обрабатывает перемещение при нулевых значениях начальной и конечной скоростей вращения вала двигателя. Так как масса валка не изменяется, то моделью механизма нажимных устройств может служить модель позиционного электропривода при работе на постоянную нагрузку. Аналогичной моделью можно представить манипулятор, кантователь, поворотный стол и слитковоз.

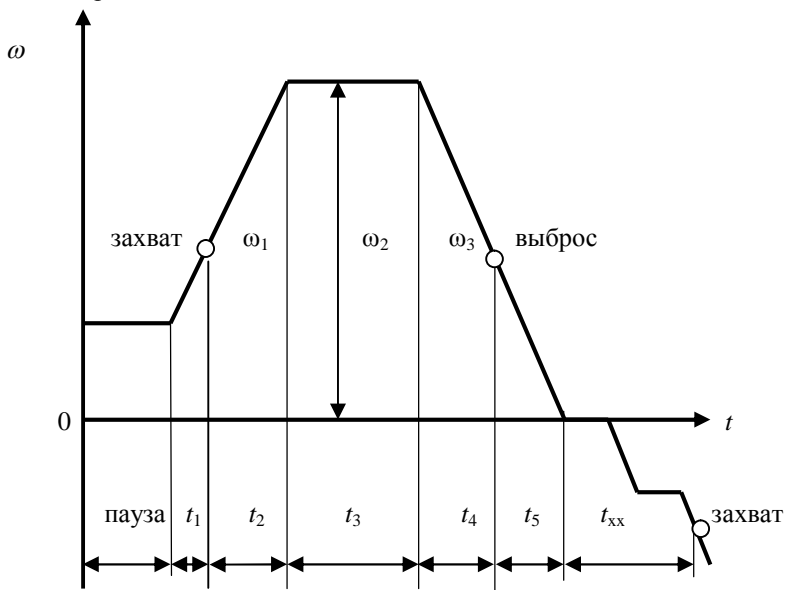


Рис. 1. Нагрузочная диаграмма главного двигателя блюминга, график изменения скорости вращения

Таким образом, перечисленные механизмы блюминга можно описать уравнениями динамики электропривода постоянного тока, работающего при постоянном моменте нагрузки или в режиме отработки переходов по скорости, как, например, обжимные валки, или в режиме отработки перемещений, как нажимные устройства по перемещению верхнего валка.

Цель данной работы заключается в выборе критерия оптимальности для каждого механизма блюминга и всего комплекса механизмов для получения максимальной производительности при минимальных потерях энергии.

Анализ динамических свойств промышленных управляемых выпрямителей с системой импульсно-фазового управления показывает, что для большинства электроприводов их инерционностью и незначительным

запаздыванием можно пренебречь. Кроме того, в настоящее время появились практически безынерционные силовые транзисторные элементы, допускающие напряжения до нескольких киловольт и токи до тысячи ампер, что дает возможность использовать их даже в электроприводах постоянного тока, близких к предельным по мощности. Поэтому при рассмотрении оптимальных процессов в электроприводах управляемый выпрямитель будем считать линейным безынерционным элементом, что позволяет в качестве объекта управления рассматривать только сам двигатель, который может быть описан системой из трёх линейных дифференциальных уравнений первого порядка

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\varphi}{d\tau} &= \omega \\ \frac{d\omega}{d\tau} &= \frac{1}{\beta_M} (i - m_H) \\ \frac{di}{d\tau} &= u - \omega - i \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где φ, ω, i, u, m – угол поворота вала, скорость вращения, ток якорной цепи, напряжение якорной цепи, момент нагрузки на валу двигателя соответственно, τ – текущее время. Все переменные даны в относительных единицах, а $\beta_M = T_M / T_{\text{я}}$, где $T_M, T_{\text{я}}$ – электромеханическая и электромагнитная постоянные времени. Если выходной координатой является скорость вращения вала двигателя, то первое из уравнений (1) отпадает и общий порядок системы понижается на единицу.

Выбор критерия оптимальности. В зависимости от диаграммы рабочего цикла и от заданных условий прокатки для каждого из механизмов следует выбирать свой критерий. Например, время перемещения верхнего вала может существенно повлиять на общее время прокатки слитка, так как нажимные устройства работают в наиболее напряжённом режиме во времени. Для этих устройств в качестве критерия оптимизации целесообразно выбирать критерий оптимального быстрогодействия в виде

$$J_1 = T_{\min} = \int_0^T 1 \cdot d\tau. \quad (2)$$

Однако при этом необходимо учитывать ограничение на допустимый уровень потерь электроэнергии, который для крупных двигателей определяется, в основном, среднеквадратичными токовыми потерями

$$q = \int_0^T i^2(\tau) d\tau.$$

Если у какого-то из механизмов время переходного процесса допустимо сделать большим, чем минимальное T_{\min} , определяемое по критерию (2), то в качестве критерия оптимальности следует выбирать критерий минимума затрат электроэнергии

$$J_2 = q_{\min} = \int_0^{T_{\max}} i^2(\tau) d\tau, \quad (3)$$

где T_{\max} – максимальное время переходного процесса, которое допустимо по условиям работы данного механизма и которое не увеличивает общее время работы блюминга.

Если время T_{\max} фиксировано, то задача минимизации критерия (3) может рассматриваться как изопериметрическая вариационная задача с закрепленными концами траектории. При этом должно быть найдено оптимальное управление $u_{\text{опт}}(\tau)$, обеспечивающее выполнение граничных условий и минимизирующее функционал (3). Однако для реализации найденного $u_{\text{опт}}(\tau)$ наличие жестко фиксированного T_{\max} нежелательно, поскольку система при этом не будет инвариантной относительно текущего времени. Поэтому можно использовать комбинированный критерий, одновременно минимизирующий и длительность переходного процесса T , и потери q в виде:

$$J_3 = \int_0^T [k_1 + i^2(\tau)] d\tau. \quad (4)$$

В этом функционале время T не задано, а k_1 – весовой коэффициент, величина которого определяет вклад минимизируемой составляющей времени T по отношению к минимизируемой составляющей i^2 функционала (4). При $k_1 = 0$ получим функционал (3), а при $k_1 \rightarrow \infty$ – задачу оптимального быстрогодействия. Если величина k_1 подобрана заранее и остается постоянной для данного электропривода, то замкнутый регулятор в этом случае можно сделать инвариантным во времени. Отметим, что в силу инвариантности задачи вариационного исчисления закон оптимального управления, найденный по критерию (2) с учётом ограничения потерь q , будет совпадать с законом, найденным по критерию (3) при заданном T , но критерий (3) более предпочтителен, так как трудно установить предельно допустимые потери q_{\max} для каждого отдельного переходного процесса электропривода, в то время как значение T_{\max} обычно жестко задано по условиям технологического процесса.

Отметим, что при минимизации по рассмотренным критериям управляющее воздействие представляет собой многоинтервальную и разрывную функцию [3]. В то же время известно [4], что при введении в функционал качества слагаемого, пропорционального квадрату управляющего воздействия $u^2(\tau)$, оптимальное управление реализуется в виде непрерывной одноинтервальной функции времени, если не наступает ограничение по $u(\tau)$. Но даже если оно и наступает, то функция $u(\tau)$ в точках перехода на границу или с границы замкнутой области ограничений разрыва не претерпевает, что благоприятно сказывается на динамике электропривода.

С учетом сказанного введём в рассмотрение функционал

$$J = \int_0^T [k_2 u^2 + k_1 + i^2(\tau)] d\tau, \quad (5)$$

где весовой коэффициент k_2 должен быть по возможности малым. Тогда при $k_2 = 0$ будет получен функционал (4), а если устремить к нулю и k_1 и k_2 , то в пределе будет минимизироваться критерий (3). Таким образом, в качестве обобщённого критерия может быть выбран критерий (5), который при соответствующем выборе весовых коэффициентов позволяет использовать его для всех механизмов блюминга.

Выводы. Проведен анализ критериев оптимальности для механизмов блюминга и даны рекомендации по их выбору. Предложен обобщённый критерий, позволяющий получать оптимальное управление в виде непрерывной одноинтервальной функции. В дальнейшем предполагается разработать математическую модель всего процесса прокатки с целью реализации наиболее экономичного и наиболее быстродействующего режима работы блюминга.

Список литературы: 1. *Полухин П.И. и др.* Прокатное производство / Учебник.– М: Металлургия, 1960.– 503 с. 2. *Выдрин В.Н., Федосиенко А.С.* Автоматизация прокатного производства / Учебник – М: Металлургия, 1984.– 472 с. 3. *Розачёв А.И.* Минимизация потерь энергии в позиционном тиристорном электроприводе постоянного тока // Энергетика и электрификация.– Киев; 2000.– №10.– С.36-39. 4. *Дудник А.В., Розачёв А.И. и др.* Квазиоптимальный энергосберегающий регулятор для позиционного электропривода // Вісник Східноукраїнського Національного університету ім. Володимира Даля.– Луганськ: СНУ, 2003.– №6.– С.55-61.

Поступила в редколлегию 22.03.08.

А.В. САПРЫКА, канд. техн. наук, ХНАГХ

АНАЛИЗ СОВРЕМЕННОГО СОСТОЯНИЯ СИСТЕМЫ НАРУЖНОГО ОСВЕЩЕНИЯ Г. ПОЛТАВЫ

Проведено аналіз системи зовнішнього освітлення міста та експериментальні дослідження показників якості електроенергії в мережах зовнішнього освітлення, надані рекомендації.

The analysis of cities outward illumination system and experimental researching of power quality in the networks of outward illumination are conducted. Recommendations are given.

Введение. Отклонение показателей качества электроэнергии от нормативных оказывает большое влияние на работу установок наружного освещения, которые в темное время суток должны обеспечивать уровни яркости порядка 1 кд/м. Проблема качества электроэнергии важна с точки зрения его влияния как на качество освещения, так и на яркость дорожного покрытия, которая сильно зависит от отражающих свойств поверхности. Исследования специалистов в работах [1-4] показывают, что снижение качества электроэнергии приводит к дополнительным потерям, дополнительному нагреву оборудования, ухудшению работы осветительных установок, сокращению срока службы источников излучения. Международными нормативными материалами регламентируются определенные уровни освещенности и яркости для различных категорий дорог, проездов, пешеходных зон и т. д. (ДБН В. 2.5-28-2006). Эти показатели в первую очередь обусловлены требованиями создания безопасных условий для населения и движения транспортных средств. При этом нужно учитывать следующие факторы, то что лампы типа ДНаТ при одинаковых световых потоках обеспечивают большую яркость на асфальтовых и бетонных покрытиях на 22-24% как показано в работе [5], чем лампы типа ДРИ. Это связано во-первых с большей световой отдачей ламп типа ДНаТ, во-вторых они излучают больше в длинноволновой части видимого спектра, чем в коротковолновой при этом асфальтно-бетонные покрытия отражают сильнее в красно-желтой части спектра, чем в зелено-голубой.

Целью настоящей работы является анализ состояния современной системы наружного освещения города и определение соответствия показателей качества электроэнергии требованиям действующих нормативов.

Основная часть. Система наружного освещения г. Полтавы включает в себя более 16 тыс. световых приборов, из них осветительные установки с лампами ДРИ около 300 шт. остальные с лампами типа ДНаТ, потребляемая мощность предприятием электросетей наружного освещения "Горсвет" составляет около 1,7 тыс. кВт. Значительная часть светильников и опор

имеют сверхнормативный срок службы. Большинство трансформаторных подстанций и высоковольтных кабельных сетей введены в эксплуатацию в 1980 годах и не соответствуют технологическим и функциональным требованиям. Основная схема электроснабжения – однолучевая. Протяженность сетей наружного освещения - 470 км, из них кабельных – 136 км, что обуславливает требования к качеству электроэнергии согласно действующим нормативам (ГОСТ 13109-97). С целью модернизации наружного освещения предприятием "Горсвет" разработан пилотный проект «Світло». Реализация которого предусматривает внедрение системы управления наружным освещением города, замену светильников на светильники с энергосберегающими лампами, а также замену кабельных линий. Для измерений показателей качества электроэнергии в сетях наружного освещения использовался многофункциональный измерительный прибор РЕСУРС – UF2М. Результаты исследований показали, что значения установившегося отклонение напряжения в сети наружного освещения не соответствует требованиям к качеству электрической энергии (рис.1).

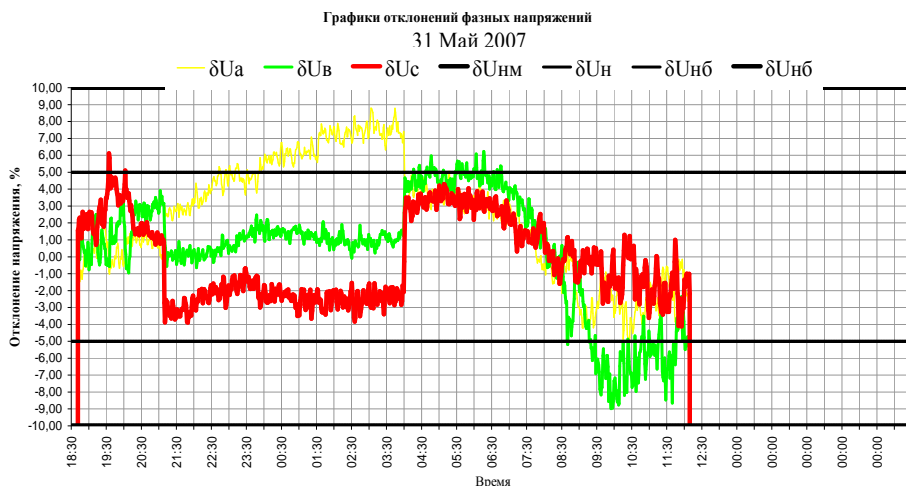


Рис. 1. Установившееся отклонение напряжения

Это отклонение составляет от -9% до 9%, что приводит к резкому сокращению срока службы разрядных ламп, типа ДНаТ, которые в основном используются предприятием «Горсвет» г. Полтавы. Лампы типа ДНаТ будут загораться и работать при напряжении питания на 10% ниже номинального при правильном типе ПРА, однако для получения максимального срока службы и светоотдачи напряжение питания сети и паспортное напряжение балласта должны быть в пределах $\pm 3\%$. Поэтому для получения

максимального срока службы и светоотдачи осветительных установок необходимо использовать стабилизаторы-регуляторы напряжения компании «Амира» [6], а также для снижения уровня потребления электроэнергии осветительными установками (ночной экономичный режим работы) на 35–40%. Наиболее предпочтительными при выборе светильников наружного освещения с точки зрения снижения эксплуатационных расходов, надежности их работы и сохранения светотехнических параметров на весь срок службы являются светильники:

- с корпусом, изготовленным из алюминия методом литья под давлением с покрытием порошковыми эмалями;
- с оптическим блоком со степенью защиты IP 65;
- с рассеивателем из термостойкого ударопрочного силикатного стекла.

Кратковременная доза фликера за время проведения измерений сети не соответствует требованиям к качеству электрической энергии и превысила предельно допустимые значения в 1,7 раза и составила максимально 2,41 % при нормально допустимом значении 1,38% (рис.2).

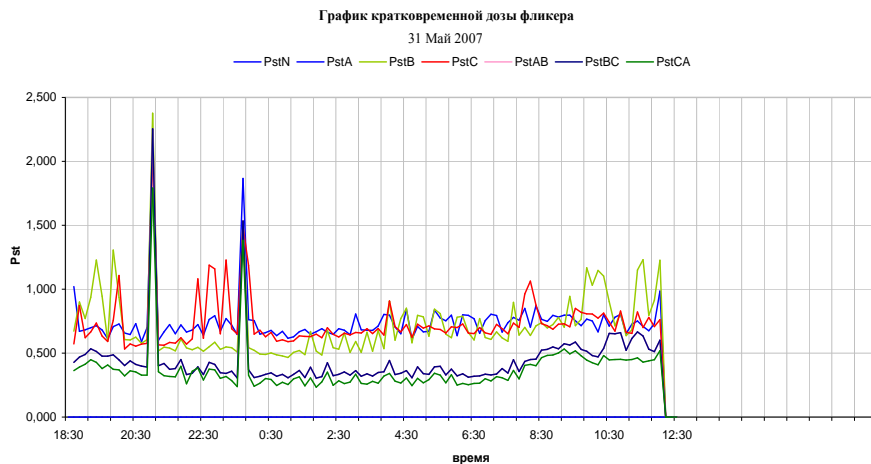


Рис. 2. Кратковременная доза фликера

Коэффициент n -ой гармонической составляющей напряжения сети не соответствует требованиям к качеству электрической энергии, в сети присутствуют высшие гармоники, так - 15, которая превышает предельнодопустимое значение от 1,1 до 1,3 раза, что ведет к росту потерь, так как при одной и той же амплитуде потери на 15 гармонике больше в 2 раза, чем на первой. Отклонение частоты в сети соответствует требованиям к качеству электрической энергии за время проведения измерений.

Существующее в настоящее время качество электроэнергии в сетях наружного освещения г. Полтавы обуславливает зачатливое понижение эффективности работы осветительной системы, вызывая изменения светового потока и срока службы разрядных ламп, что негативно сказывается как на качестве освещения, так и на яркости дорожного покрытия.

Выводы. Таким образом, проведенный анализ современного состояния и перспектив развития наружного освещения города Полтавы показывает необходимость внедрения таких мероприятий:

1. Для более эффективного внедрения пилотного проекта «Світло» необходима разработка концепции развития наружного освещения г. Полтавы, включающая наружное, архитектурно-художественное и рекламно-информационное освещение, что позволит более полно использовать генерируемые всеми излучателями световые потоки, создать комфортную световую среду, обеспечить дизайн и необходимый уровень зрительных восприятий.

2. Рациональное использование светового потока источников света в наружном освещении, может обеспечить повышение эффективности до 20%. Это может быть достигнуто за счет точности воспроизведения необходимых кривых силы света световых приборов и их юстировки в процессе монтажа и эксплуатации.

3. Для устранения влияния низкого качества электроэнергии в сетях наружного освещения г. Полтавы и получения максимального срока службы и светоотдачи осветительных установок необходимо использовать стабилизаторы-регуляторы напряжения и фильтрокомпенсирующие устройства.

4. Замена неизолированных воздушных алюминиевых проводов на самонесущие изолированные провода СИП позволит снизить потери в сети до 2,5 процентов и затраты на электроэнергию.

5. В рамках реконструкции предусмотреть замену физически устаревших железобетонных опор на металлические, которые будут отвечать современным эстетическим и функциональным требованиям.

Список литературы: 1. *Жежеленко И.В.* Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. - М.: Энергоатомиздат, 1984. - 160 с. 2. *Овчинников С.С., Таряник М.М.* Влияние качества электроэнергии на работу разрядных ламп // XXXIII науч.-техн. конф. Преподавателей, аспирантов и сотрудников Харьковской национальной академии городского хозяйства. – Харьков. -2006. – С. 87-88. 3. *Сапрыка А.В.* Основные направления развития наружного освещения г. Харькова // Коммунальное хозяйство городов: Респ. межвед. науч.-техн. сб. Вып. 47 - К.: Техніка, 2003. - С.275-279. 4. *Шахпаруляц Г.Р.* Основные направления развития российской светотехники // Светотехника.– 2006. - №6. - С. 11-15. 5. *Адриан В.* Возрастные изменения пропускания хрусталиком глаза излучений натриевых и металлгалогенных ламп высокого давления // Светотехника. – М. №2. С 15-16. 6. Каталог продукции 2008. www.amira.ru

Поступило в редакцию 03.03.08

О.Є. ТВЕРИТНИКОВА, ст. викладач каф. ВІТС,
А.Я. ДУЛЬФАН, канд. ф.м. наук, доцент, каф. ЗЕФ (м. Харків)

ФОРМУВАННЯ ТЕОРЕТИЧНОЇ БАЗИ ДЛЯ РОЗВИТКУ ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ ЯК ГАЛУЗІ ТЕХНІЧНИХ НАУК У ХІХ СТ.

Детально проаналізовані етапи становлення теоретической електротехники. Освещена роль українских ученых в становлении теоретических основ электротехники.

Realization of detail analysis of establishment of theoretical electrical engineering. Illuminate the role of Ukrainian scientists in establishment of theoretical basics of electrical engineering.

Теоретична база електротехнічної галузі формувалась у взаємозв'язку з розвитком техніки. Техніка водночас стає і передумовою і наслідком науки. Передумовою тому, що розширення і поглиблення теоретичних наукових досліджень відбувається під впливом удосконалення приладів і інструментів. З другого боку техніка є наслідок природознавства тому, що технічне використання природничих сил є можливим тільки при умові знання природничих законів. Розглядаючи зв'язок між електротехнікою і фізикою можна вважати, що теоретичною базою інженерної діяльності в галузі електротехніки становляться наукові фізичні знання про явища які знаходяться в основі дії електротехнічних пристроїв. Відкриття в фізиці електричних і магнітних явищ створили нові можливості для впровадження технічних реалізацій, таких як телеграф, освітлення, електродвигуни тощо. Вивчення нових напрямів прикладної фізики сформувало галузі відповідних технічних дисциплін. Практична діяльність фахівця-електрика базується на рівняннях Дж. Максвелла [1, с. 341].

Детально проведено аналіз становлення теоретичної електротехніки на початку ХХ ст. у праці [1, 3]. В публікаціях показано передумови виникнення концепції електромагнітного поля і подальшого розвитку теорії електричних машин змінних струмів. Між тим автори не приділяють уваги внеску у розвиток теоретичної електротехніки українських вчених. Автор ставить за мету, опираючись на архівні матеріали, здійснити цілісний історико-науковий аналіз процесу становлення електротехніки, як галузі технічних наук наприкінці ХІХ – початку ХХ ст.

Наукові основи електротехніки почали складатися з 1785 р. коли Ш. Кулон, спираючись на результати дослідів, сформулював фундаментальний закон електростатики – закон взаємодії електричних зарядів. Цим законом було розпочато кількісне вивчення електричних явищ [2, с. 15]. Після створення у 1800 р. першого джерела електричного струму, гальванічних елементів, приладів для вивчення електролізу, термоелектричних і магнітних явищ, починаються активні

дослідження електричного струму, його магнітних, хімічних, теплових, світових властивостей. За короткий термін було встановлено основний закон електричного кола – Г.С. Ом (1820 р.); встановлення зв'язку між магнітними і електричними явищами – Х.К. Ерстед, тобто вплив електричного поля на магнітну стрілку; закон взаємодії електричних струмів – А. Ампер (1820 р.), закон дії струму на магніт – Ж.Б. Біо, Ф. Савар (1820 р.); закон електролізу – М. Фарадей (1833-1834 рр.), закон теплової дії струму – Д. П. Джоуль (1841 р.), Е.Х. Ленц (1842 р.). Результати цих досліджень заклали фундамент електродинаміки і дозволили виявити електричну природу магнетизму [3, с. 132].

Важливішим кроком у розвитку електротехнічної науки стало відкриття М. Фарадеєм у 1831 р. явища електромагнітної індукції. М. Фарадей ставить перед собою задачу експериментальної перевірки ідей Декарта: принципу збереження енергії. Результатом стало два фундаментальних узагальнення: закон індукції і взаємодії магнетизму і світла. Відкриття М. Фарадея показало, що для розуміння електромагнітних явищ, які відбуваються при наявності змінних струмів і магнітів, які рухаються, класичного підходу недостатньо і потрібні нові фізичні концепції. Ними стали концепції електричного і магнітного поля. Підкреслимо, що ці поняття існували і в електростатиці і магнітостатиці попереднього періоду, але вони мали формальний характер і визначали силу, яка діє на одиничний заряд. Ця гіпотеза М. Фарадея стала основою для створення теорії електромагнітного поля [4, с. 842].

Усі відомі теоретичні роботи щодо питань електричних і магнітних явищ попередніх дослідників узагальнив Дж. К. Максвелл. Його працями завершилося створення теорії електромагнітного поля. У 1864 р. Дж. Максвелл вперше опублікував повну систему рівнянь електромагнітного поля, яка об'єднала відомі раніше співвідношення. Він узагальнив відомі закономірності такі як закон електромагнітної індукції, закон Кулону, закон Амперу. Закон сформульований Кулоном у рамках силового підходу, заснованого на теорії дальності, у рівняннях Максвелла замінюється на принцип близькодії де у взаємодії між зарядами обов'язково бере участь електромагнітне поле. У законі Амперу він знайшов протиріччя – закон не виконувався у колах змінного струму. Максвелл ввів до рівняння додаток, що враховував струм зсуву [5, с. 7-8].

Формування законів у диференціальній формі привело Дж. Максвелла до фізичної картини, де електричне поле має джерела двох видів – електричні заряди і змінне магнітне поле. Заряди створюють потенційне електричне поле, змінне магнітне поле є джерелом вихрового електричного поля, магнітне поле створюють струми які проходять по провідникам. Тобто причиною виникнення магнітного поля може служити не тільки струм провідності, але і зміна електричного поля, що викликає струм зсуву. Ця нова ідея Дж. Максвелла яка була отримана теоретичним шляхом дозволила зв'язати електричне і магнітне поле в новий клас явищ – електромагнітні хвилі. Таким чином, якщо важливішим досягненням вчених XVII ст. стало відокремлення електричних і магнітних явищ,

то для дослідників XIX ст. стало досягненням їх з'єднання. Це висловлення підтверджує модель розвитку науки по спіралі, точніше по фракталу (деревоподібній структурі яка має точки вибору, галузі подібності та нецілу топологічну вимірність) [6, с. 34].

Фундаментальне значення для розвитку електродинаміки мали роботи з експериментального обґрунтування теорії електромагнітного поля професора М.М. Шіллера. Директор ХТІ 1903-1905 рр., більш відомий як реакціонер. Між тим його праці з теорії електромагнітного поля та його експериментального підтвердження, а також дослідного вивчення електричних коливань заслуговують уваги. У 1874 р. він розробив метод визначення діелектричної проникності. Спираючись на результати експериментальних досліджень перевіряв співвідношення Дж. Максвелла і підтвердив гіпотезу про існування струмів зсуву. Праці М.М. Шіллера мали важливе значення для розвитку електродинаміки, радіофізики, радіотехніки. Він вперше довів справедливості двох теоретичних основ цих наук – теорії електричних коливань та теорії електромагнітного поля [8, ф. р-1682, оп. 2, од. збер. 369, арк. 3; 7, с. 32].

Наприкінці XIX ст. з'явився новий напрям теоретичних досліджень, пов'язаний з дослідом процесів в пристроях, які працюють на змінному струмі: машини змінного струму, трансформатори, вимірювальні прилади, передача енергії змінним струмом. Проводячи аналіз публікацій журналу „Електрика” кінця XIX ст. (1880-1989 рр.) можна стверджувати, що підґрунтя створення теорії змінних струмів належить М. О. Доливо-Добровольському, С. Томсону, А. Кенеллі, Дж. Блемінгу. Результатом досліджень стало визначення теоретичних положень: закон Ому для кіл змінного струму, поняття індуктивного опору, пояснення явища електричного резонансу у колах змінного струму [10].

Суттєвий вплив на формування окремих розділів теоретичних засад електротехніки мали теоретичні праці І. Пулюя з електродинаміки змінних струмів. Праці групи загального характеру, присвячені явищам електромагнітної індукції та самоіндукції, стали важливими при розробці теоретичних положень для генераторів струму, трансформаторів, електровимірювальних приладів. Аналітичні праці другої групи присвячені аналізу роботи однофазних та трифазних генераторів змінного струму ті розрахунків лінійних кіл мали значний вплив на формування теоретичних основ електротехніки [9, с. 11].

Систематичні теоретичні дослідження динамомашин постійного струму були розпочаті Дж. Гопкінсом у 1879 р. Він запропонував графічну форму для виразу залежності між електрозбуджувальною силою і силою струму у зовнішньому колі при постійній частоті обертання. Його праці разом з працями Каппа, Фрелиха з розрахунків магнітного кола, Пуля з проектування динамомашин, Арнольда з теорії обмоток машин постійного струму склали підґрунтя сучасної теорії машин постійного струму. Подальший розвиток теорія динамомашин набула у працях М. Депре. Він розвив методики попередників, обґрунтував перевагу графічного методу аналізу електромагнітних процесів в електромашині, можливість отримання постійної напруги від машини зі

змішаним збудженнями запропонував використовувати результати даних досліджень і для вирішення проблем передачі на відстань. Спираючись на дослідження академіка Маскара М. Депре підтвердив, що у відомій формулі $\eta = E_1 / E_2$ (де E_1 е.р.с. генератору, E_2 – противо-е.р.с. двигуна) к.к.д. не залежить від опору з'єднувальних дротів, але без теоретичного підтвердження. Незалежно від М. Депре російський вчений Д.А. Лачінов займався дослідженнями електромагнітних процесів в електричних машинах, проводив дослідження електропередачі на відстань. Його публікація „Електромеханічна робота” є однією з перших теоретичних робіт з теорії електричних машин постійного струму де автором були закладені наукові основи теорії електропіводу і по-перше сформульовано положення теорії електропередачі. У результаті теоретичного аналізу процесів в електричному колі, до якого входили генератор, лінія передач і приймач (електродвигун) вчений встановив основний закон електропередачі, яким встановлювалось кількісна залежність між напругою і опором лінії передачі [11, с. 26].

Висновки. Таким чином, можна вважати, що у ХІХ ст. закладено базу для подальшого розвитку електротехнічної галузі. Відбуваються перші спроби розробки наукових основ електротехніки. Відкриття М. Фарадея та їх математичного оформлення Дж. Максвеллом пояснили широке коло явищ і означили новий напрям у розвитку наукових основ електротехніки. Для подальшого розвитку електротехніки стає необхідним глибокі теоретичні дослідження, які знаходять розвиток у роботах видатних вчених. Наприкінці ХІХ ст. сформувались основні положення теорії електропередач, електричних мереж, електромашин постійного струму, теорії змінних струмі, що дало можливість для бурхливого розвитку промисловості на початку ХХ ст. Отже, теоретична база стала передумовою для розвитку промисловості.

Список літератури: 1. Симоненко О.Д. Становление электротехники как технической науки// Методологические проблемы взаимодействия общественных и естественных наук. М.: Наука, 1981. – С. 340-357. 2. Калашиников С.Г. Электричество. Учеб. пособ. –М.: Наука, 1985. – 576 с. 3. Иванов Б.И., Чешев В.В. Становление и развитие технических наук. – Л.: Наука, 1977. – 264 с. 4. Цейтлин З. Теоретические проблемы электричества во взглядах Фарадея и Максвелла на природу электромагнитных явлений//Электричество. № 17-18. – 1932. – С. 841-846. 5. Чернишов П.А., Самсонов В.П., Чернишов М.П. Технічна електродинаміка. Навч. посіб –Х.: НТУ „ХПІ”, 2006. – 290 с. 6. Соболев О.В., Дульфан А.Я. Теория фракталов. Методы фрактальной геометрии. – Х.: НТУ ХПИ, –2006. –с. 206. 7. Глебова А.М. Експериментальне підтвердження теорії електромагнітного поля українським фізиком М.М. Шілдером (1874-1876)//Нариси з історії природознавства і техніки. – 2002. № 44. С. 18-33. 8. Державний архів Харківської області. 9. Рокіцький О.М. Іван Пуллоу у світовій науці і техніці: Автореф. дис... канд. іст. наук: 07.00.07 / КНУ. – К., 2002. – 21 с. 10. Симоненко О.Д. О развитии переменных токов в электротехнике в конце XIX – начале XX вв.//Из истории энергетики, электроники и связи. Вып. 14. М.: Наука, 1983. – С. 226-229. 11. Осадчий Н.П. Исторический очерк передачи электрической энергии на расстояние. –М. Л.: Энергия, 1964. – 96 с.

Поступила в редакцію 24.06.08

В.М. УДОВИЧЕНКО, канд. техн. наук, НТУ "ХПІ", (м. Харків)

ВЗАЄМОЗВ'ЯЗОК ДВОВИМІРНИХ ІНТЕГРАЛІВ ФУР'Є ТА ХАРТЛІ ДЛЯ ФІНІТНИХ ФУНКЦІЙ

Сформульовані та доведені теореми, що встановлюють взаємозв'язок двовимірних інтегралів Фур'є та Хартлі для фінитних функцій. Дані теореми є узагальненням відповідних теорем, які встановлюють взаємозв'язок між операторами обчислення дискретних та дискретно-неперервних двовимірних перетворень Фур'є та Хартлі.

The theorems establishing interrelation between integrals of Fourier and integrals of Hartley for limited function are formulated and proved. These theorems are generalisation of the corresponding theorems, establishing interrelation between operators of calculations of discrete and is discrete-continuous transformations of Fourier and transformations of Hartley.

Проблема, яку ми розв'язуємо в даній статті, полягає в доповненні інструментарію інформаційних технологій у базисах Фур'є та Хартлі (скорочено $F\&H$) [1, 2] відповідними теоремами, які встановлюють зв'язок між двовимірними інтегралами $F\&H$ для фінитних функцій. Ці теореми є узагальненням відповідних теорем, які були раніше сформульовані автором для операторів обчислення двовимірних перетворень $F\&H$ і потрібні для подальшої розбудови інструментарію інформаційних технологій у базисах $F\&H$. Тому проблема є актуальною.

У літературі, присвяченій застосуванню перетворень $F\&H$, основними напрямками досліджень є теоретичні аспекти перетворень $F\&H$ та їх застосування для вирішення практичних задач обробки сигналів [3-6], порівняння швидких алгоритмів дискретних перетворень $F\&H$ [7], створення багатовимірних варіантів дискретних перетворень $F\&H$ [8] але відсутні теореми, що встановлюють взаємозв'язок двовимірних інтегралів Фур'є та Хартлі для фінитних двовимірних функцій..

Метою роботи є формулювання та доведення теорем, що встановлюють взаємозв'язок двовимірних інтегралів Фур'є та Хартлі для двовимірних фінитних функцій з метою подальшого їх застосування для розбудови інструментарію інформаційних технологій в базисах Фур'є та Хартлі.

Побудова теорем, що встановлюють взаємозв'язок двовимірних інтегралів Фур'є та Хартлі для фінитних функцій. Не зменшуючи загальності ми вважаємо, що носій фінитних функції $f(x, y)$, $\text{supp } f(x, y) = D$, $D = [-\pi, \pi]^2$. Відомо [4, 6], прямі двовимірні перетворення $F\&H$ фінитної, абсолютно інтегрованої функції $f(x, y)$,

$f(x, y) \in C^r(D) \cap L_p(D)$, $r=1, 2, 3..$; $p=1, 2$, можуть бути представлені у вигляді:

$$\Omega_{\nu, \mu}^{F \setminus H}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j2\pi(x\nu + y\mu)] \\ \text{CaS}[2\pi(x\nu + y\mu)] \end{array} \right\} dx dy, \quad (1)$$

$(\nu, \mu) \in C$, $\text{CaS}(\alpha) = \cos(\alpha) + \sin(\alpha)$.

Представимо ν у вигляді:

$$\nu = \bigcup_{k=-1}^1 \nu_k, \quad (2)$$

де $\nu_{-1} \in C_-$, $C_- \in C < 0$. $\nu_0 \in C_0$, $C_0 \in C = 0$. $\nu_{+1} \in C_+$, $C_+ \in C > 0$.

Представимо μ у вигляді:

$$\mu = \bigcup_{k=-1}^1 \mu_k, \quad (3)$$

де $\mu_{-1} \in C_-$, $C_- \in C < 0$. $\mu_0 \in C_0$, $C_0 \in C = 0$. $\mu_{+1} \in C_+$, $C_+ \in C > 0$.

З урахуванням (2), (3) представимо елементи (1) у вигляді:

$$\Omega_{\nu_{-1}, \mu_{-1}}^{F \setminus H}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j2\pi(x\nu_{-1} + y\mu_{-1})] \\ \text{CaS}[2\pi(x\nu_{-1} + y\mu_{-1})] \end{array} \right\} dx dy, \quad (4)$$

$$\Omega_{\nu_{-1}, \mu_0}^{F \setminus H}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \left[\begin{array}{l} \exp(-j2\pi x\nu_{-1}) \\ \text{CaS}(2\pi x\nu_{-1}) \end{array} \right] dx dy, \quad (5)$$

$$\Omega_{\nu_{-1}, \mu_{+1}}^{F \setminus H}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j2\pi(x\nu_{-1} + y\mu_{+1})] \\ \text{CaS}[2\pi(x\nu_{-1} + y\mu_{+1})] \end{array} \right\} dx dy, \quad (6)$$

$$\Omega_{\nu_0, \mu_{-1}}^{F \setminus H}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \left[\begin{array}{l} \exp(-j2\pi y\mu_{-1}) \\ \text{CaS}(2\pi y\mu_{-1}) \end{array} \right] dx dy, \quad (7)$$

$$\Omega_{\nu_0, \mu_{+1}}^{F \setminus H}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \left[\begin{array}{l} \exp(-j2\pi y\mu_{+1}) \\ \text{CaS}(2\pi y\mu_{+1}) \end{array} \right] dx dy, \quad (8)$$

$$\Omega_{\nu_{+1}, \mu_{-1}}^{F \setminus H}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \left\{ \begin{array}{l} \exp[-j2\pi(x\nu_{+1} + y\mu_{-1})] \\ \text{CaS}[2\pi(x\nu_{+1} + y\mu_{-1})] \end{array} \right\} dx dy, \quad (9)$$

$$\Omega_{\nu_{+1}, \mu_0}^{F \setminus H}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \begin{bmatrix} \exp(-j2\pi x \nu_{+1}) \\ \text{CaS}(2\pi x \nu_{+1}) \end{bmatrix} dx dy, \quad (10)$$

$$\Omega_{\nu_{+1}, \mu_{+1}}^{F \setminus H}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \left\{ \begin{bmatrix} \exp[-j2\pi(x\nu_{+1} + y\mu_{+1})] \\ \text{CaS}[2\pi(x\nu_{+1} + y\mu_{+1})] \end{bmatrix} \right\} dx dy, \quad (11)$$

$$\Omega_{\nu_0, \mu_0}^{F \setminus H}(f) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) dx dy.$$

Для подальшого застосування наводимо пряму та обернену теореми Удовиченка В.М. [9, 10]:

$$\exp(\pm\alpha) = \left(\frac{1 \pm j}{2}\right) \text{CaS}(\alpha) + \left(\frac{1 \mp j}{2}\right) \text{CaS}(-\alpha), \quad \alpha = \sum_{i=1}^n z_i, \quad z_i \in \mathfrak{R}. \quad (12)$$

$$\text{CaS}(\pm\alpha) = \left(\frac{1 \mp j}{2}\right) \exp(j\alpha) + \left(\frac{1 \pm j}{2}\right) \exp(-j\alpha), \quad \alpha = \sum_{i=1}^n z_i, \quad z_i \in \mathfrak{R} \quad (13)$$

Теорема 1. Для інтегралів $\Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_{\mp 1}}^{F \setminus H}(f)$ (4), (11), $\Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_{\mp 1}}^{H \setminus F}(f)$ (4), (11),

$\Omega_{\nu_{\pm 1}, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f)$ (11), (4) виконується наступне:

$$\Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_{\mp 1}}^{F \setminus H}(f) = \left(\frac{1 \mp j}{2}\right) \Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_{\mp 1}}^{H \setminus F}(f) + \left(\frac{1 \pm j}{2}\right) \Omega_{\nu_{\pm 1}, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f). \quad (14)$$

Доведення виконується шляхом застосування до $\Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_{\mp 1}}^{F \setminus H}(f)$ теорем (12), (13).

Теорема 2. Для інтегралів $\Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_0}^{F \setminus H}(f)$ (5), (10), $\Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_0}^{H \setminus F}(f)$ (5), (10), $\Omega_{\nu_{\pm 1}, \mu_0}^{H \setminus F}(f)$ (10), (5) виконується наступне:

$$\Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_0}^{F \setminus H}(f) = \left(\frac{1 \mp j}{2}\right) \Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_0}^{H \setminus F}(f) + \left(\frac{1 \pm j}{2}\right) \Omega_{\nu_{\pm 1}, \mu_0}^{H \setminus F}(f). \quad (15)$$

Доведення виконується шляхом застосування до $\Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_0}^{F \setminus H}(f)$ теорем (12), (13).

Теорема 3. Для інтегралів $\Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f)$ (6), (9), $\Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f)$ (6), (9),

$\Omega_{\nu_{\pm 1}, \mu_{\mp 1}}^{H \setminus F}(f)$ (9), (6) виконується наступне:

$$\Omega_{v_{\mp 1}, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f) = \left(\frac{1 \mp j}{2}\right) \Omega_{v_{\mp 1}, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f) + \left(\frac{1 \pm j}{2}\right) \Omega_{v_{\pm 1}, \mu_{\mp 1}}^{H \setminus F}(f). \quad (16)$$

Доведення виконується шляхом застосування до $\Omega_{v_{\mp 1}, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f)$ теорем (12), (13).

Теорема 4. Для інтегралів $\Omega_{v_0, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f)$ (7), (8), $\Omega_{v_0, \mu_{\mp 1}}^{H \setminus F}(f)$ (7), (8),

$\Omega_{v_0, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f)$ (8), (7) виконується наступне:

$$\Omega_{v_0, \mu_{\mp 1}}^{F \setminus H}(f) = \left(\frac{1 \mp j}{2}\right) \Omega_{v_0, \mu_{\mp 1}}^{H \setminus F}(f) + \left(\frac{1 \pm j}{2}\right) \Omega_{v_0, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f). \quad (17)$$

Доведення виконується шляхом застосування до $\Omega_{v_0, \mu_{\mp 1}}^{F \setminus H}(f)$ теорем (12), (13).

Теорема 5. Для інтегралів $\Omega_{v_0, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f)$ (8), (7), $\Omega_{v_0, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f)$ (8), (7),

$\Omega_{v_0, \mu_{\mp 1}}^{H \setminus F}(f)$ (7), (8) виконується наступне:

$$\Omega_{v_0, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f) = \left(\frac{1 \mp j}{2}\right) \Omega_{v_0, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f) + \left(\frac{1 \pm j}{2}\right) \Omega_{v_0, \mu_{\mp 1}}^{H \setminus F}(f). \quad (18)$$

Доведення виконується шляхом застосування до $\Omega_{v_0, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f)$ теорем (12), (13).

Теорема 6. Для інтегралів $\Omega_{v_{\pm 1}, \mu_{\mp 1}}^{F \setminus H}(f)$ (9), (6), $\Omega_{v_{\pm 1}, \mu_{\mp 1}}^{H \setminus F}(f)$ (9), (6),

$\Omega_{v_{\mp 1}, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f)$ (6), (9) виконується наступне:

$$\Omega_{v_{\mp 1}, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f) = \left(\frac{1 \mp j}{2}\right) \Omega_{v_{\mp 1}, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f) + \left(\frac{1 \pm j}{2}\right) \Omega_{v_{\mp 1}, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f). \quad (19)$$

Доведення виконується шляхом застосування до $\Omega_{v_{\mp 1}, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f)$ теорем (12), (13).

Теорема 7. Для інтегралів $\Omega_{v_{\pm 1}, \mu_0}^{F \setminus H}(f)$ (10), (5), $\Omega_{v_{\pm 1}, \mu_0}^{H \setminus F}(f)$ (10), (5),

$\Omega_{v_{\mp 1}, \mu_0}^{H \setminus F}(f)$ (5), (10) виконується наступне:

$$\Omega_{v_{\mp 1}, \mu_0}^{F \setminus H}(f) = \left(\frac{1 \mp j}{2}\right) \Omega_{v_{\mp 1}, \mu_0}^{H \setminus F}(f) + \left(\frac{1 \pm j}{2}\right) \Omega_{v_{\mp 1}, \mu_0}^{H \setminus F}(f). \quad (20)$$

Доведення виконується шляхом застосування до $\Omega_{\nu_{\pm 1}, \mu_0}^{F \setminus H}(f)$ теорем (12), (13).

Теорема 8. Для інтегралів $\Omega_{\nu_{\pm 1}, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f)$ (11), (4), $\Omega_{\nu_{\pm 1}, \mu_{\pm 1}}^H(f)$ (11), (4),

$\Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_{\mp 1}}^{H \setminus F}(f)$ (4), (11) виконується наступне:

$$\Omega_{\nu_{\pm 1}, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f) = \left(\frac{1 \mp j}{2}\right) \Omega_{\nu_{\pm 1}, \mu_{\pm 1}}^{H \setminus F}(f) + \left(\frac{1 \pm j}{2}\right) \Omega_{\nu_{\mp 1}, \mu_{\mp 1}}^{H \setminus F}(f). \quad (21)$$

Доведення виконується шляхом застосування до $\Omega_{\nu_{\pm 1}, \mu_{\pm 1}}^{F \setminus H}(f)$ теорем (12), (13).

Тестовий приклад. У табл. наведені результати обчислення інтегралів (4)-(11) для функції $f(x, y) = \exp[-(x+y)^2] \sin(\sqrt{\pi}(x+y) + \pi/7)$ при значеннях $\nu_{|\pm 1}| = 0,173$, $\mu_{|\pm 1}| = 0,377$.

Таблиця 1 – Обчислені значення інтегралів

$\Omega_{\nu_{-1}, \mu_{-1}}^F(f)$	-9,0795E-3- -1,1729jE-2	$\Omega_{\nu_{-1}, \mu_{-1}}^H(f)$	2,649929E-3
$\Omega_{\nu_{-1}, \mu_0}^F(f)$	-3,392851E-3+ +2,557089jE-3	$\Omega_{\nu_{-1}, \mu_0}^H(f)$	-5,94994E-3
$\Omega_{\nu_{-1}, \mu_{+1}}^F(f)$	-5,127361E-3+ +1,257593jE-4	$\Omega_{\nu_{-1}, \mu_{+1}}^H(f)$	-5,253121E-3
$\Omega_{\nu_0, \mu_{-1}}^F(f)$	5,876979E-3+ +2,902733jE-3	$\Omega_{\nu_0, \mu_{-1}}^H(f)$	2,974246E-3
$\Omega_{\nu_0, \mu_{+1}}^F(f)$	5,876979E-3- -2,902733jE-3	$\Omega_{\nu_0, \mu_{+1}}^H(f)$	8,779712E-3
$\Omega_{\nu_{+1}, \mu_{-1}}^F(f)$	-5,127361E-3- -1,257593jE-4	$\Omega_{\nu_{+1}, \mu_{-1}}^H(f)$	-5,001602E-3
$\Omega_{\nu_{+1}, \mu_0}^F(f)$	-3,392851E-3- -2,557089jE-3	$\Omega_{\nu_{+1}, \mu_0}^H(f)$	-8,357616E-4
$\Omega_{\nu_{+1}, \mu_{+1}}^F(f)$	-9,0795E-3+ +1,1729jE-2	$\Omega_{\nu_{+1}, \mu_{+1}}^H(f)$	-2,080893E-2

Наведені в табл. результати задовольняють вимогам теорем (14) - (21), тобто підтверджують їх справедливість.

Висновки. 1. Сформульовані і доведені теореми (14) – (21), які встановлюють зв'язок між двовимірними інтегралами $F \setminus H$ фінітної функції. 2. Наведено тестовий приклад, який підтверджує отримані

теоретичні твердження.

Перспективи досліджень у даному напрямку автор вбачає у застосуванні запропонованих теорем, які встановлюють зв'язок між двовимірними інтегралами F & H при вирішенні деяких задач інформаційних технологій у базисах Фур'є та Хартлі, наприклад, в системах автоматичного управління та регулювання, які застосовують сигнальні методи; в задачах математичного моделювання та комп'ютерної діагностики, у відомих непараметричних та параметричних методах спектрального оцінювання сигналів у цифровій обробці сигналів, у електроенергетиці та перетворювальній техніці, у вимірювальній техніці при побудові комп'ютерних вимірювальних засобів, при побудові різноманітних систем кріптографії тощо.

Список літератури: 1. *Литвин О. М., Удовиченко В.М.* Інструментарій інформаційних технологій в базисі Хартлі // Вестник НТУ "ХПІ": Сб. научн. тр. –Х.: НТУ "ХПІ", 2006. – Вып. 38. Тематический выпуск "Приборы и методы неразрушающего контроля". –С. 69-74. 2. *Литвин О. М., Удовиченко В.М.* Інструментарій інформаційних технологій в базисі Фур'є // Вестник НТУ "ХПІ": Сб. научн. тр. –Х.: НТУ "ХПІ", 2007. – Вып. 10. Тематический выпуск "Автоматика и приборостроение". –С. 119-127. 3. *Рабинер Л., Гоулд Б.* Теория и применение цифровой обработки сигналов. –М.: Мир, 1978. – 848 с. 4. *Макс Ж.* Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. В 2-х томах, т.1. Перевод с французкого под ред. д-ра физ. мат. наук Н.Г. Волкова. –М.: Мир. 1983. –311 с. 5. *Марпл-мл.С. Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения, –М.: Мир, 1990. – 684 с. 6. *Брейсуэлл Р.* Преобразование Хартли. –М.: Мир, 1990. – 175 с. 7. *Болд Э. Дж.* Сравнение времени вычисления БПХ и БПФ // ТИИЭР. 1985, №12, – С. 184-185. 8. *Макклеллан Дж. Х.* Многомерный спектральный анализ // ТИИЭР, т.70, №9, 1982. – С. 139-152. 9. *Удовиченко В. М.* Оператори Фур'є та Хартлі, побудовані на основі методу Файлона та кубічних сплайнів, точні на тригонометричних поліномах заданого степеня // Вестник НТУ "ХПІ": Сб. научн. тр. –Х.: НТУ "ХПІ", 2007. – Вып. 19. Тематический выпуск "Информатика и моделирование", № 8. – С. 182-190. 10. *Удовиченко В. М.* Оператори Фур'є та Хартлі, побудовані на основі методу Файлона та В-сплайнів п'ятого степеня, точні на тригонометричних поліномах заданого степеня // Вестник НТУ "ХПІ", Сб. научн. тр. –Х.: НТУ "ХПІ", 2007. –Вып. 35, "Электроненергетика и преобразовательная техника". Тематический выпуск "Приборы и методы неразрушающего контроля". – С. 3-12.

Поступила в редакцію 02. 02. 08

А.В. ФИСУН (г. Харьков)

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ИЗМЕРЕННЫХ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ НЕКОГЕРЕНТНО РАССЕЯННОГО СИГНАЛА

У статті приведена процедура відновлення і поліпшення розрахунку висотного розрізнення параметрів іоносфери, одержаних за вимірними кореляційними функціями (КФ) некогерентно розсіяного сигналу. Показано, що завдання по експериментальному перетворенню КФ в реальну залежність від функції висоти теплових варіацій електронної концентрації може бути зведено до рішення рівняння Вольтерри першого роду.

In this article the procedure renews and improvement of height solution the parameters ionosphere, got from the correlation functions (CF) of incoherent scatter signal is resulted. It is shown that the task of experimental transformation of CF in the real dependence of function height variation of thermal vibrations of electron closeness can be reduced to the solution of equation the Volterra the first kind.

Метод некогерентного рассеяния (НР) позволяет получить большое число параметров ионосферы, таких как электронная концентрация $N_e(h)$, ионная и электронная температуры ($T_e(h)$, $T_i(h)$), ионный состав $\nu(h)$. Измерения производятся в широком диапазоне высот (100 - 1500 км). Для определения ионосферных параметров на высотах максимума F -области (400 - 500 км) и ниже применяются серии последовательностей коротких зондирующих радиоимпульсов или сигналы со сложными видами кодирования. Для получения ионосферных данных на высотах внешней ионосферы обычно применяются простые зондирующие радиоимпульсы (ПЗРИ) большой длительности ($T_{si} = 0,5 - 2$ мс). Однако, при этом значительно ухудшается разрешающая способность по высоте $\left(\Delta H = \frac{cT_{si}}{2} \right)$.

Например, при длительности зондирующего импульса $T_{si} = 0,8$ мс будет $\Delta H = 120$ км, что недостаточно точно для определения параметров нижней ионосферы.

Цель данной работы – восстановить измеренные высотно-временные зависимости корреляционных функций НР сигнала, полученные с недостаточным разрешением из-за зондирующих импульсов большой длительности.

Рассмотрим интегральное уравнение, полученное по методике, приведенной в [1], которое связывает измеренные значения высотного профиля КФ НР сигнала $R_{IS}(t, \tau_k)$ с ковариационной функцией тепловых флуктуаций электронной плотности $\rho_{TF}(h, \tau_k)$ ионосферной среды и

параметрами устройств радара НР:

$$R_{IS}(t_a, \tau) = \int_0^{ct_a/2} R(h, 0) \int_{t_a-t_S}^{t_a} U\left(x - \frac{2h}{c}\right) \cdot \gamma(x) \cdot g(t_a - x) \times \\ \times \int_{t_a+\tau-t_S}^{t_a+\tau} U\left(y - \frac{2h}{c}\right) \cdot \gamma(y) \cdot \rho_{TF}(x - y, h) \cdot g(t_a + \tau - y) dx dy dh. \quad (1)$$

Здесь $R(0, h) = P_{ini}(h)$ – неискажённый профиль мощности НР сигнала, $h = \frac{ct}{2}$, c – скорость света; $U(t)$ – огибающая зондирующего импульса, нормированная к максимальному значению; $\gamma(x)$ – функция неравномерности (например, характеристика восстановления антенных коммутаторов); $g(t)$ – импульсная характеристика приёмного канала, которая имеет длительность t_S . Ширина полосы пропускания приёмного канала выбирается из условия возможности определения вариаций ионного состава на высотах 450 - 1500 км. Из-за этого она в несколько раз превышает спектральную плотность мощности НР сигнала, принятого с высот, которые лежат в области максимума электронной концентрации и ниже. В этом случае импульсную характеристику $g(t)$ можно заменить дельта-функцией Дирака $\delta(t)$.

Тогда из выражение (1) получим формулу, близкую к приведенной в [3]:

$$R_{IS}(t, \tau) = \gamma(t) \cdot \gamma(t + \tau) \cdot \int_0^{\infty} F\left(t - \frac{2h}{c}, \tau\right) \cdot P_{ini}(h) \cdot \rho_{TF}(t, h) dh. \quad (2)$$

Здесь

$$F\left(t - \frac{2h}{c}, \tau\right) = \begin{cases} U\left(t - \frac{2h}{c}\right) \cdot U\left(t + \tau - \frac{2h}{c}\right), & \text{при } \frac{c \cdot (t + \tau - T_{si})}{2} \leq h \leq \frac{ct}{2}, \\ 0, & \text{при } h < \frac{c \cdot (t + \tau - T_{si})}{2}, \quad h > \frac{ct}{2}. \end{cases} \quad (3)$$

Положим $\gamma(t) = 1$. Выражение (2) представляет свёртку функции (3) с КФ $R_{ini}(h, \tau) = P_{ini}(h) \cdot \rho_{TF}(h, t)$. Оно может быть представлено интегральным уравнением Вольтерры I рода типа свёртки [2]. Из выражения (2) при $\tau = 0$ видно, что измеренная мощность НР сигнала – это результат свёртки огибающей ПЗРИ с истинным высотным профилем рассеянной мощности.

Задачей измерений методом НР является определение КФ НР сигнала и

расчет по ней характеристик ионосферной плазмы, таких, как $N_e(h)$, $T_e(h)$, $T_i(h)$ и др. Преобразуем уравнение (2) в уравнение второго рода, которое может гарантировать устойчивое решение методом последовательных приближений. Продифференцируем уравнение (2) по времени t , учитывая, что в соответствии с (3), нижний предел интегрирования равен $c \cdot \frac{(t + \tau - T_{is})}{2}$,

а верхний будет $\frac{ct}{2}$:

$$R'(t, \tau) = \frac{c}{2} \cdot U(0) \cdot U(t) \cdot P_{ini} \left(\frac{ct}{2} \right) \cdot \rho_{TF} \left(\frac{ct}{2}, t \right) - \frac{c}{2} \cdot U(T_{si} - t) \cdot U(T_{si}) \times \\ \times \rho_{TF} \left(\frac{c \cdot (t + t - T_{si})}{2}, t \right) + \int_{c(t+t-T_{si})/2}^{ct/2} \frac{\partial \left(F \left(t - \frac{2h}{c}, t \right) \cdot P_{ini}(h) \cdot \rho_{TF}(h, t) dh \right)}{\partial t}.$$

(4)

Если ПЗРИ имеет прямоугольную огибающую, т.е. $U(t) = \text{const}$ при $0 \leq t \leq T_{si}$ и $U(t) = 0$ при $t < 0$, $t > T_{si}$, то выведенная интегральная формула значительно упрощается:

$$R'(t, \tau) = P_{ini}(t) \cdot \rho_{TF}(t, \tau) - P_{ini}(t + \tau - T_{si}) \cdot \rho_{TF}(t + \tau - T_{si}, \tau).$$

(5)

Здесь учитывается, что $h = \frac{ct}{2}$. Из выражения (5) получен итерационный алгоритм решения выражения (2) в соответствии с каждым высотным профилем $R_{ini}(h, t)$ при $\tau = \tau_k$:

$$R_{ini_n}(t + \tau - T_{si}) = \lambda_{n-1} R_{ini_{n-1}}(t, \tau) - R'(t, \tau),$$

(6)

где λ_{n-1} – коэффициент соразмерности между $R'(t, \tau)$ и первой производной, которая рассчитывается по формуле (6) для $(n-1)$ -го приближения.

В соответствии с выражением (6) разработан итерационный алгоритм восстановления. В качестве нулевого приближения берётся измеренная высотная зависимость (или временная, т.к. высота $h = \frac{ct}{2}$). Итерационный процесс продолжается до максимального приближения коэффициента λ к единице.

Проведено моделирование погрешности восстановления параметров ионосферы для 22.03.07 г, 22.06.07 г, 22.12.07 г (12-00) и 22.12.07 г (06-30). Результаты работы алгоритма восстановления приведены на рис. 1, а - е и рис. 2, а - е. Исходные параметры ионосферы рассчитаны по международной справочной модели IRI-95.

На рисунках показаны среднеквадратичные погрешности измерения нормированной КФ $dr(h)$ и электронной концентрации $dN_e(h)$, относительной погрешности электронной $dT_e(h)$ и ионной $dT_i(h)$ температур, рассчитанных по КФ. На рис. 1, б, рис. 1, д, рис. 2, б, рис. 2, д (тонкая линия – исходное значение, толстая – восстановленное) приведены восстановленные высотные зависимости электронной концентрации $N_e(h)$ и температур заряженных частиц. Как видно из рис. 1, а - е и рис. 2, а - е предложенный метод восстановления хорошо работает на высотах от 160 км и выше. Было проведено моделирование для различного времени суток и времен года.

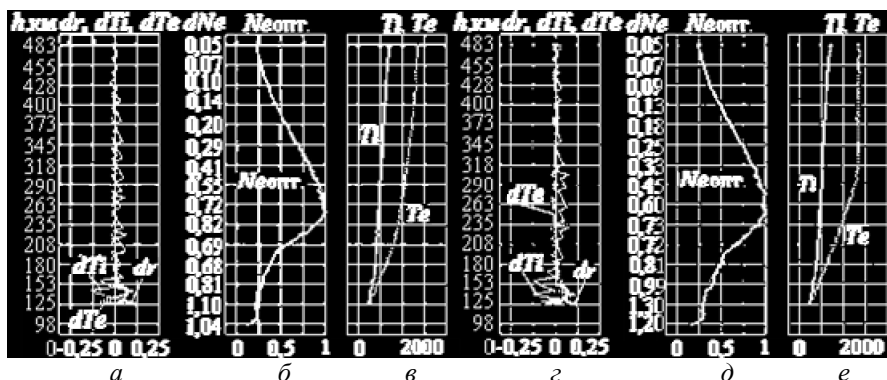


Рис. 1. Результаты моделирования восстановления измеренных высотных профилей КФ 22.03.07г и 22.06.07г (полдень)

На рис. 2, а - в и рис. 2, г - е видно, что параметры, рассчитанные в один день с разницей в пять половиной часов, сильно различаются.

Ниже 150 км в ряде случаев появляются значительные ошибки (более 10 %) из-за появляющейся вычислительной погрешности и отсутствия измеренных данных вследствие влияния бланкирования приемного канала на время действия зондирующего радиоимпульса.

Обсуждение результатов моделирования. Для разного времени дня и дат погрешности измерения отличаются между собой. Максимальных по абсолютной величине значений (0,25 - 0,5) они достигают в области высот, где электронная концентрация и температуры заряженных частиц

имеют большой высотный градиент. На высотах более 700 км, где эти параметры изменяются медленно, ошибка не превышает 0,02 - 0,07.

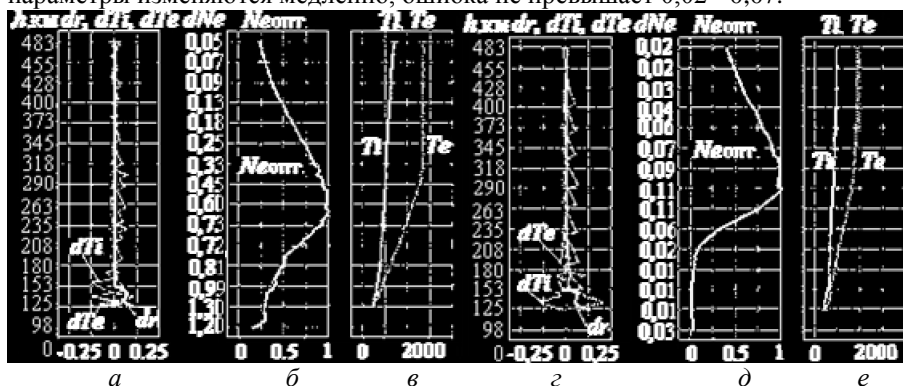


Рис. 2. Результаты моделирования восстановления измеренных высотных профилей КФ 22.09.07 г (полдень), 22.12.07 г (06-30)

Выводы. Рассмотренный метод восстановления измеренных высотных профилей КФ позволяет улучшить высотное разрешение в области максимума электронной концентрации и ниже его (со 120 км до 4,5...10 км), при зондировании ионосферы импульсами длительностью 0,8 мс. Метод особенно полезен для одновременного измерения параметров ионосферы в широком диапазоне высот при наблюдениях ионосферных бурь и солнечных затмений.

Список литературы: 1. Лысенко В.Н. Динамические искажения некогерентно рассеянного сигнала // Ионосфера. Республиканский межведомственный науч.-техн. сборник 1991.– Вып. 1.– С.102-110. 2. Верлань А.Ф., Сизиков В.С. Интегральные уравнения: методы, алгоритмы, программы.– К.: Наукова думка, 1986.– 544 с. 3. Лысенко В.Н., Дзюбанов Д.А., Боговский В. К. Повышение высотного разрешения электронной концентрации, ионной и электронной температур, полученных методом некогерентного рассеяния. Труды XX всероссийской научной конференции “Распространение радиоволн” 2002. – С.50-51.

Поступила в редколлегию 30.05.08

А.Л. ХАРЧЕНКО, канд. техн. наук, доц. НТУ «ХПИ» (г. Харьков),
Е. А. ЧМУТОВА, Т.А. КУНАХ, НТУ «ХПИ» (г. Харьков)

МЕТОДЫ АППАРАТУРНОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

У статті наведений порівняльний аналіз відомих методів вимірювання оцінок спектральної щільності потужності випадкових сигналів (класичних і кореляційно-фільтрового), аналіз основ (структур, принципів) побудови відомих цифрових фільтрових аналізаторів спектру, обґрунтування напрямів, приватних завдань і методів досліджень.

This article covers known methods (classic and filter-correlation) of random signals spectral density measuring estimations comparative analysis, analysis of known digital filter spectrum analyzer construction basics (both structure and working principles), justification of research course, private tasks and research methods.

Постановка проблеми. Спектральная плотность мощности (СПМ) является одной из наиболее распространенных характеристик в практике спектрального анализа случайных сигналов в различных областях науки и техники. Поэтому методы и средства измерения оценки СПМ (или спектрального анализа) всегда привлекали широкое внимание исследователей и разработчиков, и в настоящее время выделились в самостоятельный вид измерений, называемый аппаратным спектральным анализом.

Цель статьи кратко рассмотреть суть методов аппаратного спектрального анализа, а затем провести их сравнительный анализ.

Под аппаратным спектральным анализом понимают экспериментальный анализ спектров сигналов, при котором определяют одну или несколько спектральных характеристик случайных сигналов [1]. Одной из важнейших таких характеристик является спектральная плотность мощности, а при аппаратном анализе - её оценка.

Известные методы аппаратного спектрального анализа могут быть сведены в пять взаимосвязанных групп [2,3,4]:

- метод, основанный на временном усреднении квадрата фильтрованной реализации исследуемого случайного сигнала $x(t)$ или так называемый «фильтровый метод»;
- метод, использующий усеченное преобразование Фурье оценки корреляционной функции реализации случайного сигнала;
- метод, использующий усреднение коэффициентов Фурье реализации случайного сигнала по частотам;

- метод, основанный на временном усреднении квадратов коэффициентов Фурье реализации случайного сигнала;
 - корреляционно-фильтровый метод.
- Рассмотрим эти методы.

Метод, основанный на непосредственной фильтрации. Суть метода следует из определения СПМ, которое основано на соотношении:

$$P_x = \int_{-\infty}^{\infty} G_x(f) df, \quad (1)$$

где P_x – мощность случайного сигнала $x(t)$, которая выражается в виде интеграла от СПМ $G_x(f)$ по всем частотам f этого сигнала.

Для СПМ стационарного эргодического случайного сигнала $x(t)$ получим:

$$G_x(f_0, \Delta f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T \Delta f} \int_0^T x^2(t, f_0, \Delta f) dt, \quad (2)$$

где $x(t, f_0, \Delta f)$ – часть случайного сигнала $x(t)$, выделенная идеальным узкополосным фильтром, имеющим прямоугольную ФСО (АЧХ), с центральной частотой f_0 и полосой пропускания Δf ($\pm \Delta f / 2$ относительно f_0);

$\lim_{T \rightarrow \infty}$ – предел в среднем квадратическом.

Аппаратурно выражение (2) реализуется следующим образом. Вначале пропускают исследуемый случайный сигнал $x(t)$ через узкополосный фильтр.

Для реальных фильтров анализаторов спектра, выходной сигнал имеет вид:

$$y(t) = \int_0^T h(\tau) x(t - \tau) d\tau = \int_0^T h(t - \tau) x(\tau) d\tau. \quad (3)$$

Выходной сигнал фильтра $y(t)$ возводят в квадрат, результат усредняют за время анализа T . Соотношение для точечной оценки СПМ имеет вид:

$$G_1^2(f_0, \Delta f) \equiv G_1^2 = \frac{1}{T \Delta f} \int_0^T y^2(t) dt. \quad (4)$$

Метод аппаратного спектрального анализа, основанный на усечённом преобразовании Фурье оценки корреляционной функции. Метод основан на формуле прямого преобразования Фурье, или теореме Винера–Хинчина, корреляционной функции $R_x(\tau)$ стационарного

эргодического случайного сигнала с конечной мощностью:

$$G_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (5)$$

Оценка СПМ, соответствующая выражению (5), в обобщенном виде:

$$\mathcal{G}_2(f) \equiv \mathcal{G}_2^2 = \int k(\tau) \cos \omega\tau \hat{R}_2(\tau) d\tau, \quad (6)$$

где $\hat{R}_2(\tau)$ - оценка корреляционной функции стационарного эргодического случайного сигнала $x(t)$; $k(\tau)$ - некоторая усекающая, или выделяющая функция, называемая также корреляционным окном.

Приборы, реализующие этот метод, сначала измеряют корреляционную функцию, а затем вычисляют оценку СПМ. Устройство управления обеспечивает синхронное поступление напряжений $\hat{R}_2(\tau)$ и $\cos 2\pi f_i\tau$ в схему перемножения. После усреднения произведения получают значение оценки СПМ на частоте анализа f_i . Затем устанавливается новое значение частоты генератора и повторяют процесс измерения. Таким образом, определяются все необходимые значения оценки СПМ $\mathcal{G}_2^2(f)$ при различных частотах f_i .

Метод аппаратного спектрального анализа, основанный на преобразовании Фурье. В методе используется определение СПМ выражением:

$$G_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} A^2(\omega), \quad (7)$$

где $A(j\omega) = \int_0^T x(t) e^{-j\omega t} dt$ - преобразование Фурье сигнала $x(t)$;

$$A^2(\omega) = \left| \int_0^T x(t) e^{-j\omega t} dt \right|^2. \quad (8)$$

Оценку СПМ данного метода представим следующим образом:

$$\mathcal{G}_3 = \int_{-\infty}^{\infty} f(\omega) A^2(\omega) d\omega, \quad (9)$$

где функция $f(\omega) \neq 0$ лишь в узком диапазоне вблизи частоты анализа $\pm\omega_0$.

Для измерения спектральной плотности во всем диапазоне частот

необходимо последовательно изменять частоту опорного генератора дискретно или непрерывно. Этому методу теоретически присуща бесконечно большая разрешающая способность. Однако неидеальность функциональных узлов при аппаратурной реализации анализатора не позволяет её реализовать. Кроме того, аппаратурное построение таких анализаторов представляет большие технические трудности.

Метод аппаратурного спектрального анализа, основанный на временном усреднении квадратов коэффициентов Фурье стационарного эргодического случайного сигнала. Для этого метода исходной является оценка СПМ, определяемая выражением:

$$\hat{G}_4(\omega) = \frac{1}{n} \sum_{q=1}^n \hat{G}_3(\omega) = \frac{1}{n} \sum_{q=1}^n A_q^2(\omega), \quad (10)$$

где $A_q(\omega) = \int_{(q-1)T_1}^{qT_1} x(t) e^{-j\omega t} dt$;

$$A_q^2(\omega) = \left| \int_{(q-1)T_1}^{qT_1} x(t) e^{-j\omega t} dt \right|^2, \quad (11)$$

т.е. $A_q(\omega)$ – коэффициент Фурье, вычисленный по q -ой реализации стационарного эргодического случайного сигнала $x(t)$ длиной T_1 . Полное время измерения оценки СПМ $T = nT_1$.

Корреляционно–фильтровый метод измерения оценки спектральной плотности мощности. Данный метод измерения оценки СПМ основан на временном усреднении произведения исходной и фильтрованной, на выходе узкополосного фильтра, $y(t)$ реализаций исследуемого случайного сигнала [5]. Эта оценка определяется выражением:

$$\hat{G}_5(\omega_0, \Delta\omega) = \int_0^T x(t) y(t) dt \quad (12)$$

где $x(t)$ – исследуемый (исходный) случайный сигнал; $y(t)$ – его фильтрованная реализация, T – время усреднения (анализа) оценки СПМ сигнала $x(t)$.

Функция $y(t)$ описывает выходной сигнал узкополосного фильтра с переходной характеристикой $h(\tau)$, на вход которого поступает сигнал $x(t)$. Она определяется выражением (3).

Подставляя выражение (3) в формулу (12), имеем

$$\hat{G}_5 = \int_0^T dt \int_0^t d\tau h(\tau)x(t)x(t-\tau) = \int_0^T d\tau \int_\tau^T dt h(\tau)x(t)x(t-\tau)$$

или

$$\hat{G}_5 = \int_0^T H_5(\tau) \hat{R}_5(\tau) d\tau, \quad (13)$$

где: $H_5(\tau)$ - преобразующая, выделяющая функция, или корреляционное окно, для корреляционно-фильтрового метода измерения оценки СПМ;

$$H_5(\tau) = (T - \tau)h(\tau) \quad (14)$$

$$\hat{R}_5 = \frac{1}{T - \tau} \int_\tau^T x(t)x(t-\tau) dt = R_{\text{опт}}(\tau) - \text{оценка корреляционной функции сигнала}$$

$x(t)$.

Построение цифрового корреляционно-фильтрового анализатора спектра целесообразно выполнять на микропроцессоре или микро ЭВМ. Но возможна реализация прибора и на специализированных аппаратно-программных средствах, широко выпускаемых ведущими зарубежными фирмами.

Упрощенная структурная схема аналогового корреляционно-фильтрового анализатора спектра приведена на рис. 1.

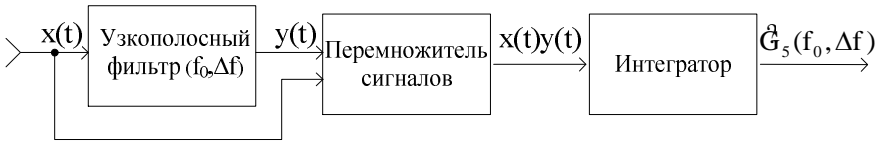


Рис. 1. Структурная схема аналогового корреляционно-фильтрового анализатора спектра

Исследуемый электрический случайный сигнал $x(t)$ поступает на узкополосный фильтр (УПФ) и один из входов перемножителя сигналов, на другой вход которого подается сигнал $y(t)$ с выхода УПФ, т.е. отфильтрованная реализация сигнала $x(t)$. На выходе перемножителя сигналов образуется сигнал произведения $x(t) \cdot y(t)$, который поступает на интегратор, или усреднитель.

Сравнительный анализ методов измерения оценок СПМ случайных сигналов. Приведем здесь основные результаты сравнительного анализа рассмотренных выше четырех классических и корреляционно-фильтрового

метода измерения оценки СПМ случайных сигналов, проведенного на основе обобщенной математической модели оптимальных оценок СПМ, описываемых выражением:

$$\hat{G}(\omega_0, \Delta\omega) \equiv \hat{G} = \int_0^T L(\tau) \hat{R}(\tau) d\tau, \quad (15)$$

где $L(\tau)$ - преобразующая функция, имеющая конкретный вид для каждого из рассмотренных методов, в частности, для корреляционно-фильтрового метода она определяется формулой (14); $\hat{R}(\tau)$ - оценка корреляционной функции, её вид также зависит от метода измерения оценки СПМ случайного сигнала.

В качестве обобщенного показателя для сравнения методов измерения оценок СПМ электрического случайного сигнала $x(t)$ предложена условная функция распределения $W[\{\hat{R}(\tau)/x(t)\}]$. С использованием этого показателя и статистической теории принятия решений определена оптимальная оценка корреляционной функции $\hat{R}(\tau)$ по критерию максимума функции правдоподобия $W[\{x(t)R(\tau)\}]$:

$$\hat{R}_{\text{опт}}(\tau) = \frac{1}{T-\tau} \int_0^{T-\tau} x(t)x(t+\tau) d\tau. \quad (16)$$

Эта оценка корреляционной функции обеспечивает наименьшую дисперсию. Применение оценки $\hat{R}_{\text{опт}}(\tau)$, согласно равенству (16), позволяет получить из формулы (15) оптимальную оценку СПМ $\hat{G}_{\text{опт}}(\omega_0, \Delta\omega) \equiv \hat{G}_{\text{опт}}$, имеющую наименьшую, по сравнению с другими оценками СПМ, дисперсию, т.е. $\hat{G}_{\text{опт}}$ имеет наибольшую точность измерений.

Для проведения сравнительного анализа методов измерения оценок СПМ все они сведены к обобщенной математической модели (15). Различие между оценками СПМ для конкретных методов измерения состоит, во-первых, в различном виде преобразующей функции $L(\tau)$ и, во-вторых, в различном выборе оценок корреляционной функции $\hat{R}(\tau)$. Эти оценки являются оптимальными для методов, основанных на усеченном преобразовании Фурье оценки корреляционной функции случайного сигнала $x(t)$ и на усреднении коэффициентов Фурье сигнала $x(t)$ по частотам, а также для корреляционно-фильтрового метода, что видно из сопоставления формулы (14) для оптимальной оценки функции $\hat{R}_5(\tau)$ этого метода и

формулы (16) для обобщенной оценки оптимальной корреляционной функции $\hat{R}_{\text{опт}}(\tau)$.

Для метода непосредственной фильтрации, или возведения в квадрат, и метода, основанного на временном усреднении квадратов коэффициентов Фурье случайного сигнала $x(t)$ оценки корреляционных функций $R(\tau)$ не являются оптимальными. Возможности варьирования преобразующей функцией $L(\tau)$ сильно ограничены для метода непосредственной фильтрации и отсутствуют вовсе для метода с временным усреднением квадратов коэффициентов Фурье случайного сигнала $x(t)$, что приводит к большой дисперсии оценки СПМ [6].

Таким образом, корреляционно-фильтровый метод измерения оценки СПМ \hat{G} случайного сигнала $x(t)$ относится к оптимальным методам, но он значительно проще двух других оптимальных методов спектрального анализа. Поэтому **дальнейшие исследования** должны быть направлены на предпочтение из указанных пяти методов измерения оценки СПМ стационарного случайного сигнала $x(t)$ корреляционно-фильтровому методу.

Список литературы: 1. *Мирский Г.Я.* Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. –М.: Энергия. –1972. –456с. 2. *Куликов Е.И.* Методы измерения случайных процессов. –М.: Радио и связь. –1986. –272с., ил. 3. *Бендат Дж., Пирсол А.* Применение корреляционного и спектрального анализа. Пер. с англ./Под ред И.Н. Коваленко. –М.:Мир 1983. –312с.,ил. 4. *Тищенко В.А. Чинков В.Н.* Приведение аппаратных методов оценки спектральной плотности мощности к обобщенной математической модели.// Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье: Сборник научных трудов ХГПУ. Вып. 6. В четырех частях. Ч. 1.-Харьков: Харьк. гос. политехн. ун-т 1998. –567с. стр.446-451. 5. *Тищенко В.А., Чинков В.Н.* Методические основы анализа аппаратурных методов спектрального анализа // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте №3(18) 1999. 6. *Чинков В.Н., Тищенко В.А.* Корреляционно-фильтровый метод и его место среди других аппаратурных методов измерения оценки спектральной плотности мощности случайных сигналов // Украинський метрологічний журнал. -1999. – Вып.3. – С. 46-50.

Поступила в редколлегию 18.05.08

П.Ф. ЩАПОВ, Т.Г. ОСИНА, ГАЙДАШ А.М. (г. Харьков)

ПРИМЕНЕНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ РЕШАЮЩИХ ПРАВИЛ ПРИ ЭКСПРЕСС-КОНТРОЛЕ НЕОПРЕДЕЛЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ СЫПУЧИХ МАТЕРИАЛОВ

У статті розглянуто результати використання метода параметричної дискримінації рівній клейковини насіння пшениці в мовах виключення вектору вхідних вимірювальних сигналів системи контролю.

In the article the results of the use of method of self-reactance discrimination of levels of gluten of grain of wheat on condition of exception of vector of entrance measuring signals of the checking system are considered.

Постановка проблемы. Основные трудности, возникающие при оценке параметров, характеризующих состав, например, биологически сложных сыпучих материалов, связаны с отсутствием не только стандартных образцов, воспроизводящих заданные значения, но и с невозможностью прямых измерений для этих параметров. Если рассматривать такие комплексные параметры, как качество и количество клейковины в зерне пшеницы, то эти трудности усугубляются влиянием человеческого фактора [1], снижающим объективность результатов количественного и качественного анализа. Этот же фактор присутствует и при измерении уровня масляности семян подсолнечника.

Анализ литературы. Несмотря на очевидные преимущества и распространенность методов и технических средств экспресс-контроля следует отметить принципиальные сложности и недостатки такого контроля, особенно если речь идет об измерительном контроле качественных параметров сыпучих сырьевых материалов.

Подавляющее число методов экспресс-контроля сыпучих материалов основано на косвенных измерениях параметров качества, что не позволяет устранять мешающее влияние неконтролируемых факторов (насыпная плотность, гигроскопичность, когезионные и адгезионные свойства и т.д.), уровни которых не только плохо поддаются нормировке, но и зависят от меняющихся условий измерительного эксперимента [2].

Многopараметрический экспресс-контроль отличается пониженной достоверностью, поскольку информационные сигналы используемых измерительных преобразователей взаимно коррелированы, что снижает количество суммарной ожидаемой измерительной информации [3].

Метрологическое обеспечение измерений при контроле технологических параметров сыпучих материалов со сложной биохимической структурой оставляет желать лучшего, поскольку однозначное воспроизведение уровней таких параметров при обучении (градуировке) системы контроля

затруднено из-за неопределенности физико-механических свойств сыпучих материалов, вызывающих статистическую неоднородность результатов измерений [4].

Цель статьи – статистическое обоснование применения методов многомерной дискриминации уровней априорно неопределенных параметров органических сыпучих материалов.

Общая модель принятия решений. Пусть объект контроля характеризуется p -мерным вектором $X = (X_1, \dots, X_p)$, составляющие которого являются информационными признаками (единичными показателями контроля). В этом случае вектор X можно рассматривать как комплексный показатель. Предполагается, что распределение признаков X_1, \dots, X_p для каждого класса π_1, \dots, π_q состояний объекта контроля можно описать условной функцией плотности распределения вероятностей $f(X_i / \pi_r), i = 1, p; r = 1, q$.

Если цены неправильных решений как первого, так и второго рода неизвестны, а априорные вероятности классов π_1, \dots, π_q одинаковы, то в соответствии с байесовым принципом минимизации среднего риска [5], решение о выборе класса принимается по максимуму функции правдоподобия

$$F(x_1, \dots, x_p / \pi_r) = \prod f(x_i / \pi_r),$$

где x_1, \dots, x_p – результаты измерения значений единичных показателей по всем соответствующим векторам \bar{X} .

Для случая двух классов (π_1 и π_2) используют дискриминантную (решающую) функцию, представляющую логарифм отношения правдоподобия

$$g(x) = \sum [\ln F(x_1, \dots, x_p / \pi_1) - \ln F(x_1, \dots, x_p / \pi_2)]. \quad (1)$$

Принятие одного из двух возможных решений сводится к тестированию выборки (x_1, \dots, x_p) , где критериальной статистикой является $g(x)$, а выбор решений $\gamma_1, (\pi \in \pi_1)$, или $\gamma_2, (\pi \in \pi_2)$, принимают в соответствии с правилом выбора:

$$\begin{cases} \gamma_1 : g(x) \geq 0, \\ \gamma_2 : g(x) < 0. \end{cases}$$

Если условные плотности $f(x_i / \pi_r)$ результатов измерения независимых составляющих X_1, \dots, X_p имеют нормальный закон распределения со средними значениями $\mu_i^{(r)}$, дисперсиями $\sigma_i^2, i = 1, p; r = 1, 2$, то дискриминантная функция (1) имеет вид [7]

$$g_2(x) = [X - 0,5(\bar{x}^{(1)} - \bar{x}^{(2)})] D^{-1} (\bar{x}^{(1)} - \bar{x}^{(2)}), \quad (2)$$

где $\bar{x}^{(1)}, \bar{x}^{(2)}$ – оценки средних, D – оценка дисперсии.

Таблица 1 – Результаты регрессионного анализа многомерных измерений

№	Уравнение с коэффициентами	P	R ²	Стандартная ошибка, %	F _{p-1, n-p} расчет	\bar{R}_p^2	Нормирован- ный R ²
1	$y = 33,09717084 - 0,822683501 \cdot X_1$	2	0,158115081	3,473418574	22,16167451	0,143845845	0,150980463
2	$y = 30,71424 - 0,22736 \cdot X_2$	2	0,06671	3,657118	8,434475	0,050892	0,058801
3	$y = 30,05615 - 0,40261 \cdot X_3$	2	0,061161	3,667975	7,687098	0,045248	0,053204
4	$y = 39,97278 - 6,3313 \cdot X_4$	2	0,040138	3,708816	4,934286	0,023869	0,032003
5	$y = 38,6644401 - 0,753722051 \cdot X_1 - 0,291838671 \cdot X_3$	3	0,19951	3,401392	14,58027	0,178985	0,185827
6	$y = 37,56509 - 0,72882 \cdot X_1 - 0,1369 \cdot X_2$	3	0,180241	3,442087	12,86245	0,159222	0,166228
7	$y = 52,412118 - 0,82597 \cdot X_1 - 6,42992 \cdot X_4$	3	0,189315196	3,422983821	13,66121	0,168528	0,175457336
8	$y = 31,30758 - 0,14963 \cdot X_2 - 0,17418 \cdot X_3$	3	0,070341	3,665564	4,426269	0,046503	0,054449
9	$y = 31,43604 - 0,22009 \cdot X_2 - 0,34457 \cdot X_4$	3	0,066761	3,672614	4,184899	0,042832	0,050808
10	$y = 22,999 - 0,57049 \cdot X_3 + 3,609656 \cdot X_4$	3	0,063667	3,678697	3,977768	0,039658	0,047661
11	$y = 38,71142112 - 0,750209838 \cdot X_1 - 0,276691443 \cdot X_3 - 0,010413434 \cdot X_2$	4	0,189356872	3,437618034	9,032086757	0,161403661	0,1688391964
12	$y = 54,00207 - 0,84853 \cdot X_1 + 0,032234 \cdot X_2 - 7,30941 \cdot X_4$	4	0,199963	3,415057	9,664406	0,172375	0,179272
13	$y = 23,43186 - 0,15505 \cdot X_2 - 0,35414 \cdot X_3 + 4,051524 \cdot X_4$	4	0,073486	3,675097	3,066829	0,041537	0,049524
14	$y = 55,78698 - 0,85063 \cdot X_1 + 0,099706 \cdot X_3 - 8,19187 \cdot X_4$	4	0,200105	3,414753	9,67301	0,172522	0,179418
15	$y = 56,09012 - 0,86003 \cdot X_1 + 0,021175 \cdot X_2 + 0,078302 \cdot X_3 - 8,3826 \cdot X_4$	5	0,200271	3,42921	7,199698	0,165501	0,172455

Сравнение моделей непрямого измерения (регрессионной и линейной дискриминации). Для оценки эффективности применения измерительных процедур на базе линейной дискриминации контролируемых уровней клейковины были построены регрессионные модели функции преобразования и выбрана оптимальная (по максимуму скорректированного коэффициента детерминации \bar{R}_p^2 [7]) модель множественной регрессии. Одновременно с вычислением \bar{R}_p^2 и F -статистики значимости регрессии ($F_{p-1, n-p}$, где p – число параметров регрессии, а n – объем выборки), вычислялась стандартная ошибка σ_e , как среднеквадратическое отклонение случайного остатка регрессионной модели. Вычислялся и нормированный коэффициент множественной корреляции R^2 .

В таблице 1 приведены результаты расчета коэффициентов уравнений множественной регрессии y (клейковины), предикторы которых сформированы на основе четырех показателей контроля:

- X_1 – влажность;
- X_2 – масса 1000 семян;
- X_3 – теплофизический показатель;
- X_4 – линейный размер (в) зерновки.

Как видно из таблицы, уравнение регрессии № 5 ($\bar{R}_p^2 = 0,178985$, $\sigma_e = 3,401392\%$), имеет не только максимум по \bar{R}_p^2 , но и минимальную стандартную ошибку (в процентах содержания клейковины). Учитывая нормальный закон распределения результатов измерения y_i уровней клейковины ($i = 1, 120$), можно вычислить величину достоверности при контроле двух, трех и четырех уровней клейковины ($\mu = 2, 3, 4$).

В таблице 2 представлены результаты расчетов достоверности контроля с использованием описанных четырех показателей $X_1 \dots X_4$:

- а) функциональной (регрессионной) модели измерительного преобразования;
- б) классификационной модели измерительного преобразования (модель дискриминации).

Таблица 2

μ	Достоверность контроля	
	регрессионная модель	дискриминационная модель
2	0,702	0,722
3	0,680	0,754
4	0,669	0,725

Из таблицы 2 видно, что с увеличением числа контролируемых уровней достоверность контроля функциональной модели падает. Она эффективна при $\mu=2$, но при $\mu=3$ и, тем более $\mu=4$, более эффективна классификационная модель. Результаты статистического анализа показали, что СКО измерения (для $\mu=3$ и $\alpha=\beta$) равна, для классификационной модели, величине $\sigma_{\Delta}=1,99\%$, что меньше, чем $\sigma_e = 3,40\%$.

Практические результаты. Описанная система контроля была использована в экспресс-контроле содержания клейковины в зерне на предприятии "Инженерная группа "ТФК", что позволило решить задачу оптимизации процессов дозирования зерна при измерении содержания клейковины по трем контролируемым уровням.

Выводы. Проведен сравнительный анализ регрессионной и классификационной моделей измерительного преобразования при физическом моделировании многопараметрической системы контроля уровня количественного содержания клейковины в зерне пшеницы. Подтверждено преимущество модели линейной дискриминации по сравнению с функциональными (регрессионными) моделями измерительных преобразований в задаче повышения достоверности контроля количества клейковины зерна пшеницы.

Список литературы: 1. Данильчук П.В., Торжинская Л.Р. Оценка качества зерна в хозяйствах и на хлебоприемных предприятиях: Справочник. – К.: Урожай, 1990. 2. Шубин И.Н., Свиридов М.М., Таров В.П. Технологические машины и оборудование. Сыпучие материалы и их свойства: Учебн. пособие. – Тамбов: Изд-во ТГТУ, 2005. – 76 с. 3. Щанов П.Ф., Осина Т.Г. Оценка информационной значимости показателей измерительного контроля метрологических неопределенных параметров зерна пшеницы. Сб. науч. труд. Том VII. МНК «Метрология и измерительная техника». – Харьков: ХНУРЭ, 2005. – С. 146-149. 4. Щанов П.Ф., Качанов М.П., Гайдаш А.М. Анализ факторного влияния влажности и плотности сыпучих материалов на информационные параметры резонансного преобразователя // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – 2005. – №7. – С. 167-172. 5. Осина Т.Г. Использование параметрических дискриминантных функций в задачах измерительного контроля качества // Вестник Национального Технического Университета «ХПИ». – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2006. – вып. 9. – С. 103-107. 6. Себер Дж. Линейный регрессионный анализ. – М.: Мир, 1980. – 456 с.

Поступила в редакцию 18.06.08

СОДЕРЖАНИЕ

Балев В.Н., Сузек А.Н. Опыт использования Labview для обучения специалистов в области измерительной техники	3
Бондаренко В.Е., Шутенко О.В., Аулова Н.В. Формирование подмножеств однородных временных рядов показателей качества трансформаторного масла	7
Борисенко А.Н., Обод П.С., Халанская Е.В., Богомолова Н.С. Имитационное моделирование девиации угловой скорости вала дизель-генератора и получение информативных параметров для системы управления и диагностики на базе гистограммного анализа	14
Горбачёв В.В., Гавриленко С.Ю., Крылова В.А. Методы адаптивного кодирования для каналов с изменяющимися параметрами.....	20
Гусельников В.К., Борисенко Е.А., Литвиненко С.А. Исследование влияния формы напряжения питания пьезоизлучателя на его выходной сигнал	26
Гусельников В.К., Волков Д.Г., Гусельников А.В., Хоменко Д.В. Установка для тарировки тензорезисторов.....	31
Давиденко А.П., Вольянская Е.Н. Характеристика преобразования измерительного преобразователя уравнивания	36
Дербунович Л.В., Абрамова Л.С. Иерархические структуры систем управления дорожным движением	40
Дербунович Л.В., Бережная М.А., Королева Я.Ю., Рыжикова М.Г. Тестовое диагностирование одномерных однородных структур	49
Дербунович Л.В., Суздаль В.С., Епифанов Ю.М., Герасимчук Л.И., Козьмин Ю.С. Система управления выращиванием скнтилляционных монокристаллов.....	58
Качанов П.А., Бондарь А.А. Виртуальное пространство в нелинейной перспективе.....	66
Качанов П.А., Зуев А.А. Метод сглаживания границ на компьютерно-синтезированных изображениях	71
Клитной В.В. Исследование вибрационных свойств бортовых плат летательных аппаратов	77
Колосов В.И., Губарь В.И. Погрешности передачи среднеквадратического напряжения соединительным кабелем вольтметра	84
Кондрашов С.І., Григоренко І.В., Тюрін М.С. Дослідження можливості корекції динамічної похибки тестового контролю при нелінійній моделі зміни вхідного сигналу.....	95
Кондрашов С. І., Забара В. Ф., Чернишова К. К. Дослідження методу вимірювання електричного потенціалу в задачах контролю дефектів нафто-, газопроводів	99

Мащенко Т. Г., Борченко Е. А. Адаптивное сглаживание шумов при анализе биопотенциалов мозга	103
Мащенко Т.Г., Шматок Т.А. Синтез обобщенных оценок состояния информационных блоков медицинских систем на примере сердечно-сосудистой системы	107
Мигущенко Р.П., Бакум В.И., Кропачек О.Ю., Тверитникова Е.Е., Опришкина М.И. Стенд отладки микропроцессорных приборов	113
Мирошников В.В., Котуза А.И., Обзор существующих методов и средств измерения температуры.....	118
Никитина Т.Б. Многокритериальный синтез системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированной машины	128
Розагачёв А.И., Гурьев В.В. Оптимальные управления механизмами реверсивного стана горячей прокатки	139
Сапрыка А.В. Анализ современного состояния системы наружного освещения г. Полтавы.....	145
Тверитникова О.Є., Дульфан А.Я. Формування теоретичної бази для розвитку електротехніки як галузі технічних наук у ХІХ ст.	149
Удовиченко В.М. Взаємозв'язок двовимірних інтегралів Фур'є та Хартлі для фінітних функцій	153
Фисун А.В. Восстановление измеренных корреляционных функций некогерентно рассеянного сигнала	159
Харченко А.Л., Чмутова Е.А., Кунах Т.А. Методы аппаратурного спектрального анализа случайных сигналов	164
Щапов П.Ф., Осина Т.Г., Гайдаш А.М. Применение статистических решающих правил при экспресс-контроле неопределенных параметров сыпучих материалов.....	171

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ “ХПІ”

Збірник наукових праць
Тематичний випуск
Автоматика та приладобудування
№31

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

Обл. вид. № 83-08
Підписано до друку . Формат 60 × 84 1/16. Папір Copy Paper.
Друк-ризографія. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 10,0.
Облік. вид. арк. 9,8. Наклад 300 прим. 1 – й завод 1-65. Зам. №
Ціна договірна.

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

Надруковано в типографії ТОВ “Сучасний друк” на цифровому лазерному
видавничому комплексі Rank Xerox Docutech 135
м. Харків, вул. Лермонтівська, 27, тел. (057)752-47-90