

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ, МОЛОДІ ТА СПОРТУ УКРАЇНИ
Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»

ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
«ХПІ»

Серія: Автоматика та приладобудування

№ 8 (982) 2013

Збірник наукових праць

Видання засноване у 2001 р.

Харків
НТУ «ХПІ», 2013

Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ». – 2013. – № 8 (982). – 128 с.

Державне видання

Свідоцтво Держкомітету з інформаційної політики України

КВ № 5256 від 2 липня 2001 року

Збірник виходить українською та російською мовами.

Вісник Національного технічного університету «ХПІ» внесено до «Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук», затвердженого Постановою президії ВАК України від 26 травня 2010 р., № 1 – 05/4 (Бюлетень ВАК України, № 6, 2010 р., с. 3, № 20).

Координаційна рада:

Л. Л. Товажнянський, д-р техн. наук, проф. (**голова**);

К. О. Горбунов, канд. техн. наук, доц. (**секретар**);

А. П. Марченко, д-р техн. наук, проф.; Є. І. Сокол, д-р техн. наук, чл.-кор. НАН України;

Є. Є. Александров, д-р техн. наук, проф.; А. В. Бойко, д-р техн. наук, проф.;

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

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

В. Д. Дмитриченко, д-р техн. наук, проф.; І. Ф. Домнін, д-р техн. наук, проф.;

В. В. Єпіфанов, канд. техн. наук, проф.; Ю. І. Зайцев, канд. техн. наук, проф.;

П. О. Качанов, д-р техн. наук, проф.; В. Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.;

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

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

О. К. Морачковський, д-р техн. наук, проф.; В. І. Ніколаєнко, канд. іст. наук, проф.;

Г. Перерва, д-р екон. наук, проф.; В. А. Пуляєв, д-р техн. наук, проф.;

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

Г. М. Сучков, д-р техн. наук, проф.; Ю. В. Тимофієв, д-р техн. наук, проф.;

М. А. Ткачук, д-р техн. наук, проф.

Редакційна колегія серії:

Відповідальний редактор: П. О. Качанов, д-р техн. наук, проф.

Відповідальний секретар: А. М. Борисенко, д-р техн. наук, проф.

Члени редколегії: В. М. Боев, д-р техн. наук, проф.; А. І. Гапон, канд. техн. наук, проф.;

Л. В. Дербунович, д-р техн. наук, проф.; О. І. Рогачов, д-р техн. наук, проф.; Л. Г. Раскін, д-р

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

проф.; А. Г. Гурін, д-р техн. наук, проф.; М. В. Гунбін, канд. техн. наук, доц.; М. І. Корсу-

нов, д-р техн. наук, проф.; Д. В. Сперанський, д-р техн. наук, проф. (м. Москва);

З номеру 8'2013 Вісник НТУ «ХПІ» має власну подвійну нумерацію: № 8 (982).

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ».

Протокол № 3 від 1 березня 2013 року.

В. М. БАЛЄВ, канд. техн. наук, доц. НТУ «ХПІ»;
К. О. КУЗЬМІНА, студентка, магістр НТУ «ХПІ»

ВИМІРЮВАЧ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ ДЛЯ ПОБУТОВОГО СПОЖИВАЧА

У статті розглянуті питання побудови вимірювача показників якості електричної енергії (ПКЕ) для побутового споживача. Були розглянуті методи та засоби вимірювання ПКЕ, а також структурна схема однофазного вимірювача ПКЕ.

Ключові слова: вимірювач, показники якості, однофазний, електрична енергія.

Вступ. Якість електроенергії – це питання економічне і разом з тим, сьогодні це питання культури виробництва та споживання – якості життя суспільства. Електрична енергія сьогодні все більше стає товаром, а де товар, там і якість товару.

Якість електроенергії є сукупність властивостей електричної енергії, показників якості електроенергії (ПЯЕ) що визначають її якості для споживача.

Електроенергія, в даний час, є одним з найважливіших ресурсів. Застосовується вона в різних сферах діяльності людини, при цьому в абсолютній більшості випадків замінити її використання будь-яким іншим джерелом енергії просто неможливо. Електроенергія виробляється, купується і продається, а значить є товаром. І, як щодо будь-якого товару, до якості електроенергії пред'являються особливі вимоги. Існують і показники якості електроенергії (ПЯЕ):

- відхилення напруги;
- розмах зміни напруги;
- коефіцієнт n -ої складової гармоніки напруги;
- відхилення частоти;
- тривалість провалу напруги;
- імпульсна напруга;
- коефіцієнт тимчасової перенапруги.

Тим не менш, варто відзначити, що електроенергія, хоч і представляє собою товар, але товар цей абсолютно особливого роду. Властивості його можуть змінюватися в часі. У разі виникнення претензій до ПЯЕ, електроенергію можна обміняти в постачальника на аналогічну кращої якості. Наступною особливістю електроенергії є те, що її якість може залежати не тільки від постачальника електроенергії, але і від самого споживача.

Наприклад, постачальник електроенергії здатний підтримувати такі показники якості електроенергії (ПЯЕ), як частота і напруга електричного струму

в точці підключення, але фаза і сила струму, визначається споживачем (таблиця 1).

Таблиця 1 – Властивості електричної енергії

Властивості електричної енергії	ПЯЕ	Найбільш вірогідні винуватці зниження ЯЕ
відхилення напруги	усталене відхилення напруги	енергопостачальна організація
коливання напруги	розмах зміни напруги доза флікера	споживач зі змінним навантаженням
несинусоїдальність напруги	коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги коефіцієнт n -ої складової гармоніки напруги	споживач з нелінійним навантаженням
несиметрія трьохфазної системи напруг	коефіцієнт несиметрії напруг по зворотній послідовності коефіцієнт несиметрії напруг по нульовій послідовності	споживач з несиметричним навантаженням
відхилення частоти	відхилення частоти	енергопостачальна організація
провал напруги	тривалість провалу напруги	
імпульс напруги	імпульсна напруга	
тимчасове перенапруження	коефіцієнт тимчасової перенапруги	

Вимоги до якості електроенергії визначаються нормативними документами. В даний час існують стандарти якості електроенергії, технічні умови, договори між споживачем і постачальником. Ці вимоги встановлюються відповідно до ГОСТ 13109-97 [1]. У цьому стандарті визначені ПЯЕ, що підлягають контролю, їх допустимі значення.

Постановка проблеми. Для того, щоб провести контроль ПЯЕ використовуються різні прилади, які відрізняються кількістю вимірюваних величин, діапазоном, країною виробником та вартістю. В першу чергу такі прилади використовуються на підприємствах для забезпечення контролю ПЯЕ. Вони трьохфазні, мають багато функцій, але їх вартість відповідно дуже висока. Щоб забезпечити контроль ПЯЕ пересічного громадянина, необхідно розробити такий прилад, однофазний, який був би простим в експлуатації, відповідав усім нормам та вимогам, мав достатню кількість параметрів, і був набагато дешевше виробників приладів, які пропонуються на нашому ринку [2].

Аналіз літератури. Згідно з використаною літературою існує багато методів і засобів вимірювання ПЯЕ а також самих показників згідно з якими

можна робити висновки щодо якості електричної енергії, що потрапляє до споживача [3]. Розглянувши різні класифікації вимірювачів показників якості електричної енергії та прилади різних фірм, порівнявши їх та визначивши їх основні недоліки та переваги, було визначено що сучасна електронна база дозволяє створювати високоефективні засоби вимірювання ПЯЕ [3].

Метою статті є визначення характеристик вимірювача ПЯЕ у побутового споживача, вибір контрольованих показників якості електричної енергії, розробка структурної схеми вимірювача.

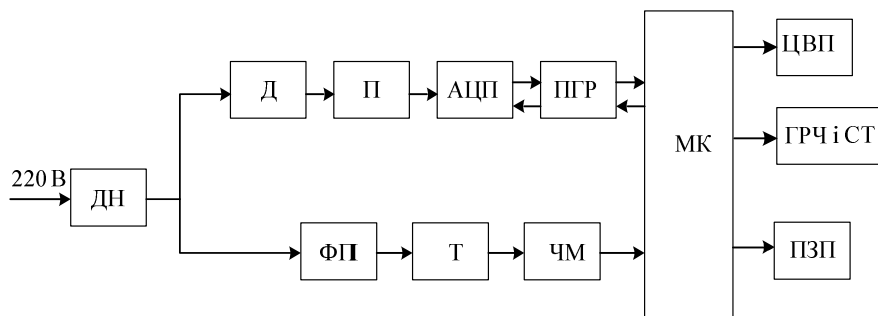


Рис. 1 – Структурна схема вимірювача ПЯЕ

Матеріали досліджень. Вимірювач показників якості електричної енергії (рис. 1) складається з таких функціональних блоків, в яких відбуваються певні перетворення.

На схемі використані такі скорочення: МК – мікроконтролер, головний елемент схеми, який необхідний для проведення арифметико-логічних операцій та допоміжних операцій, реалізації сервісних функцій; ДН – дільник напруги, необхідний для зниження напруги, яка поступає на вхід перетворювача; П – підсилювач, необхідний для того, щоб підсилювати сигнал з дільника напруги; Д – детектор, відокремлює корисний (моделюючий) сигнал від несущої складової; АЦП – аналого-цифровий перетворювач, перетворює вхідну величину в пропорційний їй дискретний код; ППР – пристрій гальванічного розділення сигналів, необхідний для зниження рівня синфазної перешкоди; ФП – формувавч прямокутних імпульсів, який формує прямокутний імпульс з напруги різної форми; Т – тригер, призначений для перетворення безперервно змінюваного сигналу в прямокутні імпульси; ЦВП – цифровий відліковий пристрій, необхідний для відображення інформації отриманої з мікроконтролера, в якості якого виступає рідко кристалічний індикатор (РКІ); ПЗП – постійний запам'ятовуючий пристрій, енергонезалежна пам'ять, використовується для зберігання масиву незмінних даних; ГРЧ і СТ – годинник реального часу та сторожовий таймер. Блок схема алгоритму роботи вимірювача ПЯЕ

складається з 2-х частин. В першій частині відбувається вимірювання напруги а в другій – вимірювання частоти. Завдяки такому розділенню ми зменшуємо похибки при вимірюванні.

Результати досліджень. Зменшення вартості такого приладу головним чином досягається за рахунок меншої функціональності (кількості контрольованих характеристик), порівняно зі спеціалізованими приладами. Також простота його буде полягати в тому що вимірюваних параметрів не буде занадто багато і проаналізувавши їх ми зможемо судити про якість мережі побутового споживача.

Висновки. Таким чином на підставі проведеної роботи буде зібраний однофазний вимірювач показників якості електричної енергії. Основні позитивні якості якого будуть полягати в тому, що даний вимірювач буде простий у використанні мати достатню кількість показників щоб судити про якість електричної енергії і ціна його буде цілком реальною.

Список літератури. 1. 1 Межгосударственный стандарт ГОСТ 13109-97. «Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения», Минск, Издание официальное, 31 с. 2. *Гаврилов Ф.А.* Качество электрической энергии / *Ф.А. Гаврилов.* – Приазовский ГТУ, 2007. – 96с. 3. *Горюнов И.Т., Мозгалев В.С., Дубинский Е.В., Богданов В.А., Карташов И.И., Пономаренко И.С.* Основные принципы построения системы контроля, анализа и управления качеством электроэнергии. Электрические станции / *И.Т. Горюнов, В.С. Мозгалев.* – 1998, №12.

Поступила в редакцию 26.12.2012.

УДК 621.31

Вимірювач показників якості електричної енергії для побутового споживача/ В.М. Балсв/ К.О. Кузьміна // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С. 3–6. – Бібліогр.: 3 назв.

В статье рассмотрены вопросы построения измерителя показателей качества электрической энергии (ПКЭ) для бытового потребителя. Были рассмотрены методы и средства измерения ПКЭ, а также структурная схема однофазного измерителя ПКЭ.

Ключевые слова: измеритель, показатели качества, однофазный, электрическая энергия.

The paper deals with the construction of measuring device of indexes of quality of electric energy (IQE) for domestic consumers. Were considered the methods and means of measuring the IQE and structure diagram of monophas measuring device of IQE.

Keywords: measuring device, indexes of quality, monophas, electric energy.

А.Н. БОРИСЕНКО, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;
А.Б. БОГАЕВСКИЙ, д-р техн. наук, проф. ХНАДУ;
Б.И. КУБРИК, канд. техн. наук, доцент, НТУ «ХПИ»
Е.В. СОСИНА, ассистент, НТУ «ХПИ»

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПОСТРОЕНИЕ СТЕНДА ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ ДВС С ПОВЫШЕННЫМИ ДИНАМИЧЕСКИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

В статье приводятся блок-схема, динамические характеристики и аналитические выражения, которые описывают работу стенда для испытания двигателя внутреннего сгорания, который имеет повышенное быстродействие благодаря наличию в нем интегратора и сумматора.

Ключевые слова: двигатель внутреннего сгорания, динамические характеристики, испытательный стенд, быстродействие.

Постановка проблемы. На практике перед установкой на транспортное средство, землеройную машину и т.д. нового или отремонтированного ВС не обходимо выполнить его испытания по определенной программе, охватывающей достаточно широкую номенклатуру режимов работы двигателя, оснащенного или неоснащенного средствами электронной техники. Как правило, такая программа предусматривает вывод ДВС на заданный скоростной и нагрузочный режимы за определенное время и технические возможности испытательного стенда должны позволять это реализовать, то есть стенд должен обладать быстродействием, не хуже некоторого значения.

Анализ литературы показывает, что например, в [1] синтезируется устройство, позволяющее вывести ДВС на заданный нагрузочный режим при условии, что изначально двигатель работает в близком к номинальному скоростном режиме. В работе [2] рассматриваются технические средства, в том числе испытательные стенды для судовых установок, обеспечивающие работу дизеля по винтовой характеристике при нескольких фиксированных частотах вращения. Работа [3] посвящена достаточно сложным компьютерным системам управления и испытания ДВС, которые предполагают наличие у двигателей электронных регуляторов скорости вращения и т.д. Такие системы и построенные на их базе испытательные стенды крайне сложно применять на большинстве серийных отечественных ДВС, которые мало оснащены электроникой. Технические средства, рассмотренные в [4], также в большей степени подходят в ДВС, оснащенными средствами электроники, а не к серийным отечественным двигателям. В работе [5] описана бортовая система диагностики тепловозной энергоустановки, в состав которой входит стенд для испытания дизель-генератора.

Такой базовый стенд может быть использован для испытания любого серийного ДВС, вал которого имеет механическую связь с валом электродвигателя или генератора, и работающего на скоростной, нагрузочной, тепловозной или винтовой характеристике.

Цель статьи – на основе базового устройства построить испытательный стенд с повышенным быстродействием, составить его математическую модель и исследовать его динамические характеристики.

Основная часть. На рис. 1 представлена блок-схема разработанного стенда; на рис. 2 – временные диаграммы входных и выходных сигналов элементов стенда.

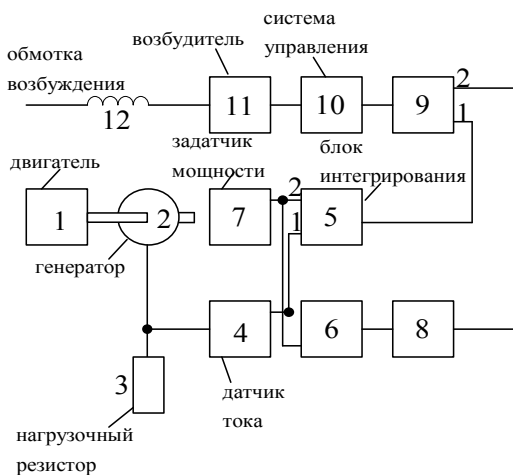


Рис. 1 – Блок-схема стенда с ускоренным выходом в заданный режим

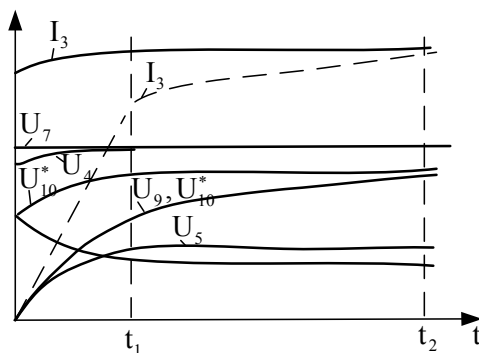


Рис. 2 – Временные диаграммы, иллюстрирующие работу стенда с ускоренным выходом в заданный режим

Описываемый стенд отличается от базового наличием интегратора и сумматора и работает следующим образом.

При заданной частоте вращения двигателя 1 появление сигнала на выходе датчика 7 мощности влечет за собой мгновенное появление напряжения U_8 на выходе усилителя 8 (см. рис. 1), которое проходит через сумматор 9 на вход системы возбуждения 10. В этот начальный момент времени выходное напряжение блока 5 интегрирования сохраняет начальное нулевое значение. Появление входного сигнала системы 10 управления возбудителем приводит к возникновению электрического тока в обмотке 12 возбуждения и появлению ЭДС на обмотке якоря генератора. Под действием последней через нагрузочный резистор 3 протекает ток, в результате чего на выходе 4 датчика тока формируется сигнал, пропорциональный току нагрузки и поступающий на вычитающий вход элемента 6 сравнения. Следовательно, выходной сигнал элемента 6 сравнения равен разности сигналов, пропорциональных заданию мощности и фактическому значению мощности, поскольку сопротивление резистора 3 постоянно. Так как элементы схемы работоспособны лишь при положительных сигналах на их входах и для устойчивой работы системы регулирования мощности генератора в этом случае сигнал датчика обратной связи должен быть меньше уставки, то $U_7 - U_4 > 0$. Именно эта разность в момент $t = 0$ после усиления и соответствующих преобразований определяет ток, протекающий по нагрузочному резистору 3 и, следовательно, мощность генератора 2.

Указанная разность напряжений приложена к входам блока 5 интегрирования, на выходе которого при $t > 0$ действует сигнал, равный интегралу разности по времени

$$U_5(t) = K_5 \int_0^t [U_1 - U_4(t)] dt,$$

где K_5 – коэффициент передачи блока 5 интегрирования.

Указанный сигнал растет с течением времени, вызывая увеличение сигнала U'_{10} на входе системы 10 управления возбудителем, тока возбуждения в обмотке 12 возбуждения, ЭДС генератора 2 и, следовательно, тока в нагрузочном резисторе 3. В результате этого выходное напряжение датчика 4 тока генератора увеличивается, разность $U_7 - U_4$ уменьшается, вызывая уменьшение выходного сигнала усилителя (см. рис. 1), а также снижение скорости нарастания сигнала блока 5 интегрирования

$$U_8 = K_8 [U_2 - U_4(t)],$$

где K_8 – коэффициент передачи усилителя 8.

Последнее приводит к уменьшению скорости возрастания сигналов на входах системы 10 управления возбудителем и возбудителя 11, снижению скорости нарастания тока возбуждения в обмотке 12, ЭДС генератора 2 и тока нагрузочного резистора 3. Вследствие этого сигнал на инвертирующем входе блока 5 интегрирования с течением времени все медленнее растет, приближаясь к сигналу задатчика 7 мощности. В момент наступления равенства $U_7 = U_4$ электрическая мощность генератора, равная $I_3^2 r_3$ (I_3 – ток нагрузочного резистора 3, r_3 – сопротивление резистора 3), совпадает с заданным с помощью задатчика 7 значением, сигналы на выходах элемента 6 сравнения усилителя 8 становятся равными нулю, а выходной сигнал блока 5 интегрирования становится неизменным. На рис. 2 этому соответствует момент $t = t_1$. При постоянстве частоты вращения вала двигателя внутреннего сгорания, испытываемого на стенде, установление такого равновесного режима означает, что мощность ДВС равна установленному с помощью задатчика 7 значению.

Для получения математического выражения, позволяющего определить время установления заданного значения мощности на валу испытываемого двигателя в вышеописанном случае, запишем передаточные функции звеньев, входящих в блок-схему. При этом в качестве индекса передаточной функции примем номер элемента на схеме. Передаточную функцию элемента 6 сравнения примем равной единице, т.е. $K_6(P) = 1$, а остальные элементы имеют следующие передаточные функции:

$$K_5(P) = \frac{K_5}{P}; \quad K_8(P) = K_8; \quad K_9(P) = K_9; \quad K_{10}(P) = K_{10}; \quad K_{11}(P) = K_{11}; \\ K_1(P) = K_2; \quad K_4(P) = K_4; \quad K_3(P) = K_3,$$

где P – оператор Лапласа.

В соответствии с этим передаточная функция системы, в которой входным сигналом является сигнал задатчика 7 мощности, а выходным – ток в нагрузочном резисторе 3, представлена

$$K(P) = \frac{K_8 K_D + K_5 K_D}{P + K_4 K_8 K_D P + K_4 K_5 K_D} \quad (1)$$

где $K_D = K_2 K_3 K_{10} K_{11}$.

Характеристикой, которая наиболее ярко отражает продолжительность переходного процесса, а в данном случае – время установления заданного

значения мощности генератора, является переходная функция. Последняя в данном случае представляет собой зависимость тока нагрузочного резистора от времени при скачкообразном изменении сигнала задатчика 7 мощности от нулевого значения до единичного. Как известно, изображение по Лапласу переходной функции определяется по формуле

$$h(P) = \frac{K(P)}{P}. \quad (2)$$

С учетом (1) выражение (2) примет вид

$$h(P) = \frac{K_8 K_{\mathcal{D}} P + K_5 K_{\mathcal{D}}}{P(K_4 K_8 K_{\mathcal{D}} P + P + K_4 K_5 K_{\mathcal{D}})}.$$

В соответствии с теорией операционного исчисления последнее выражение имеет во временной области следующий оригинал:

$$h(t) = \frac{K_8 K_{\mathcal{D}}}{1 + K_4 K_5 K_{\mathcal{D}}} e^{\frac{K_4 K_5 K_{\mathcal{D}}}{1 + K_4 K_5 K_{\mathcal{D}}} t} - \frac{1}{K_4} e^{\frac{K_4 K_5 K_{\mathcal{D}}}{1 + K_4 K_5 K_{\mathcal{D}}} t} + \frac{1}{K_4}. \quad (3)$$

Если величина указанного скачка сигнала задатчика 7 мощности составляет U_7 , то ток нагрузочного резистора 3 определяется

$$i_3(t) = U_7 \left[\frac{K_8 K_{\mathcal{D}}}{1 + K_4 K_5 K_{\mathcal{D}}} e^{\frac{K_4 K_5 K_{\mathcal{D}}}{1 + K_4 K_5 K_{\mathcal{D}}} t} - \frac{1}{K_4} e^{\frac{K_4 K_5 K_{\mathcal{D}}}{1 + K_4 K_5 K_{\mathcal{D}}} t} + \frac{1}{K_4} \right]. \quad (4)$$

Из полученного выражения следует, что сразу же после появления напряжения задатчика 7, т.е. при $t = 0$ ток резистора 3 равен

$$i_3(0) = \frac{K_7 K_8 K_{\mathcal{D}}}{1 + K_4 K_8 K_{\mathcal{D}}} = \frac{U_7}{1/K_8 K_{\mathcal{D}} + K_4} \quad (5)$$

Заканчивается же переходной процесс при $t \rightarrow \infty$ и величина тока нагрузки определяется выражением

$$i_3(\infty) = \frac{U_7}{K_4}. \quad (6)$$

Во всех случаях, когда мощность двигателя отличается от заданного значения, $U_4 \neq U_7$, разность этих напряжений через элемент 6, усилитель 8 и сумматор 9 мгновенно воздействует на систему 10 управления возбудителем, минуя блок 5 интегрирования, сигнал на выходе которого, изменяется медленно, вызывая практически мгновенное изменение мощности генератора 2 и, следовательно, мощности двигателя 1, приближая ее к заданному с помощью задатчика 7 значению. Далее вступает в работу блок 5 интегрирования, выходной сигнал которого изменяется до тех пор, пока $U_4 \neq U_7$. Как только фактическая мощность двигателя совпадает с заданной, $U_4 - U_7 = 0$, процесс интегрирования прекращается. При этом выходные напряжения сумматора 9 и всех остальных элементов стенда становятся неизменными и переходной процесс заканчивается. В этом случае время переходного процесса (время от перехода стенда от одного установившегося значения мощности двигателя до другого установившегося значения мощности двигателя) равно времени, в течение которого выходной сигнал блока 5 интегрирования изменяется от значения $U_5 = U_8$ до значения, при котором мощность генератора (и двигателя) равна заданной величине, причем сигнал усилителя U_8 однозначно связан с заданием мощности.

В случае же использования штатного стенда тепловозных ДВС время переходного процесса равно времени, в течение которого выходное напряжение блока интегрирования изменяется от некоторого начального значения, которое не связано с новым значением задания мощности, до значения, соответствующего окончанию переходного процесса. Для случая, когда указанное начальное значение нулевое, на рис. 2 приведена штрихпунктирная кривая $U_5(U'_{10})$. Как видно из рисунка $t_1 < t_2$, т.е. время установления требуемой мощности двигателя уменьшается.

Экспериментальные исследования рассмотренного стенда при испытании ДВС с газотурбинным наддувом мощностью 1000 и 2000 л.с. показали, что его быстродействие достаточно высокое, а время выхода двигателя на заданный мощный режим определяется продолжительностью разгона турбокомпрессора до оборотов, при которых обеспечивается требуемое давление наддува.

Вывод. Исследования показали, что введение в схему базового стенда интегратора и сумматора существенно повысило быстродействие испытательного стенда.

Список литературы: 1. Борисенко А.Н., Чемоданов О.И. Анализ показателей качества систем автоматического регулирования скорости дизеля с учетом нелинейности сервопривода// Вестник Национального технического университета «ХПИ». – Харьков, 2003. – №21. – 203 с. – С.7–12.
2. Ле Ван Дием. Модели и алгоритмы технического диагностирования судовых дизельных установок в процессе эксплуатации: Автореф. дис. на соискание ученой степени кандидата

технических наук/Санкт-Петербургский государственный университет водных коммуникаций. – Санкт-Петербург, 2006. – 24с. **3.** Двигуни внутрішнього згоряння. Т.3. Комп'ютерні системи керування. *Марченко А.П., Рязанцев М.К., Шеховцов А.Ф.* – Харків: Прапор, 2004. –314с. **4.** *Борисенко А.Н., Обод П.С., Лавриненко О.В.* Современные системы и средства контроля технического состояния дизельных двигателей// Вестник Национального технического университета «ХПИ». – Харьков: НТУ «ХПИ», 2008. – №56. –165 с. – С. 26 –34. **5.** *Борисенко А.Н., Невяжский Г.Я., Соболев В.Н.* Встроенная (бортовая) система диагностирования ДВС // Двигатели внутреннего сгорания. – Харьков: ХГПУ, 1995, вып. 55. – с.251. – С. 48–54.

Поступила в редколлегию 06.12.2012

УДК 621.625.032

Моделирование и построение стенда для испытаний ДВС с повышенными динамическими характеристиками / А.Н. Борисенко, А.Б. Богаевский, Б.И. Кубрик, Е.В. Сосина // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автомобіле- та приладобудування, 2013. – № 8 (982). – С. 7-13. Бібліогр.: 5 назв.

У статті приводяться блок-схема, динамічні характеристики і аналітичні вирази, що описують роботу стенду для випробування двигуна внутрішнього згоряння, який має підвищену швидкість завдяки наявності в ньому інтегратора і суматора.

Ключові слова: двигун внутрішнього згоряння, динамічні характеристики, випробувальний стенд, швидкодія.

In the article are presented flow-chart, dynamic descriptions and analytical expressions, describing work of stand for the test of combustion engine which possesses the promoted fast-acting due to a presence in it the integrator and summarization.

Keywords: combustion engine, dynamic descriptions, tent-bed test, fast-acting.

Е. А. БОРИСЕНКО, ассистент. НТУ «ХПИ»

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ УМЕНЬШЕНИЯ ФЛУКТУАЦИИ ИНФОРМАТИВНОГО СИГНАЛА ПРИ ИЗМЕРЕНИИ УРОВНЯ ЖИДКИХ И СЫПУЧИХ СРЕД УЛЬТРАЗВУКОВЫМ СПОСОБОМ

В статье рассмотрены причины флуктуации времени пролета ультразвукового сигнала локационного уровнемера. Приведены результаты исследований влияния на величину флуктуации направленности приемника и передатчика. Исследованы сглаживающие способности алгоритмов медианного и экспоненциального сглаживания и сглаживания скользящим средним.

Ключевые слова: ультразвуковой уровнемер, возмущения среды распространения, медианное, экспоненциальное сглаживание, скользящее среднее.

Введение. Наиболее распространенным акустическим методом измерения уровня является локационный [1], при котором информативным параметром является время, которое требуется ультразвуковой волне для преодоления расстояния от излучателя до приемника с отражением от поверхности контролируемой среды. При измерении уровня жидких или сыпучих сред в емкостях средой распространения УЗ сигнала чаще всего является воздух. Это позволяет проводить бесконтактные измерения, что особенно актуально при измерении уровня агрессивных, загрязняющих или разрушающих чувствительные элементы сред.

Анализ литературы показывает, что при хранении некоторых вязких сред (битум, мазут) [2] необходимо поддерживать их высокую температуру (90–150 °С) для осуществления выгрузки/загрузки продукта в емкость. Разность температур вне резервуара и снаружи, особенно в условиях отрицательных температур, приводит к существенной температурной неоднородности в резервуаре. В результате этого образуются воздушные массы различной температуры, которые могут перемещаться. Перемещение воздушных масс может также возникать при использовании пневматического оборудования, для отгрузки сыпучих продуктов [3] или при хранении продуктов, имеющих отличную от окружающей среды температуру [4]. Перемещение воздушных масс приводит к сносу УЗ сигнала, из-за чего он распространяется по разным траекториям, длина которых отличается от расстояния между излучателем и приемником, измеренного по прямой, на некоторую случайную величину, являющуюся случайной мультипликативной погрешностью. Еще одним следствием является появление в воздухе областей, обладающих отличными акустическими сопротивлениями, что приводит к преломлению УЗ луча. В результате на выходе приемника амплитуда сигнала меняется во времени случайным образом, что приводит к

случайному смещению момента срабатывания компаратора и появлению случайной аддитивной погрешности. При высокой интенсивности потоков применение ультразвуковых измерителей уровня становится невозможным [5].

Постановка задачи. В ходе исследований, выполняемых в рамках диссертационной работы, было установлено, что большое влияние на величину этих погрешностей оказывает характеристика направленности приемника/передатчика. Также были исследованы 3 способа сглаживания экспериментальных данных: медианное, экспоненциальное и скользящим средним. Данные алгоритмы были выбраны ввиду их простоты, что делает их применимыми в прошивке микроконтроллера ультразвукового уровнемера. Функции их реализующие включены в состав программного пакета MS Excel, что позволило с легкостью исследовать их свойства на большом объеме данных.

Целью исследований было выбрать метод сглаживания флуктуации информативного параметра и определить условия, при которых он будет наиболее эффективным. Для получения данных, был проведен эксперимент, условия которого показаны на рис. 1. В среде распространения УЗ сигнала создавалось возмущение, источником которого являлся тепловентилятор (ТВ).

На рис. 2 приведены материалы исследований, полученные при работе приемника и передатчика без рупоров, при этом угол их направленности составлял 50° , и с коническим рупором, при использовании которого направленность сужалась до 20° .

Было исследовано 4 режима работы: ТВ0 – в спокойном воздухе; ТВ1 – тепловентилятор дул холодным воздухом; ТВ2 – нагрев воздуха на малой мощности; ТВ3 –нагрев воздуха на максимальной мощности;

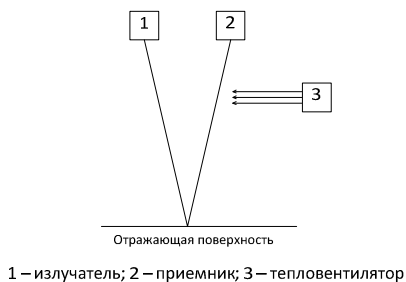


Рис. 1 – Схема проведения эксперимента

В каждом режиме было накоплено 2630 отсчетов, отсчеты совершались с частотой 15 Гц. Расстояние до отражающей поверхности было неизменным и составляло 1,7 м.

Ниже представлены графики изменения числа счетных импульсов N в зависимости от изменения условий измерения при работе приемника и

передатчика без рупора (рис. 2) и с коническим рупором (рис. 3). Все время наблюдения разбито на графике на отрезки, соответствующие режимам работы: АБ – ТВ0, БВ – ТВ1, ВГ – ТВ2, ГД – ТВ3. Далее были исследованы фильтрующие способности трех фильтров.

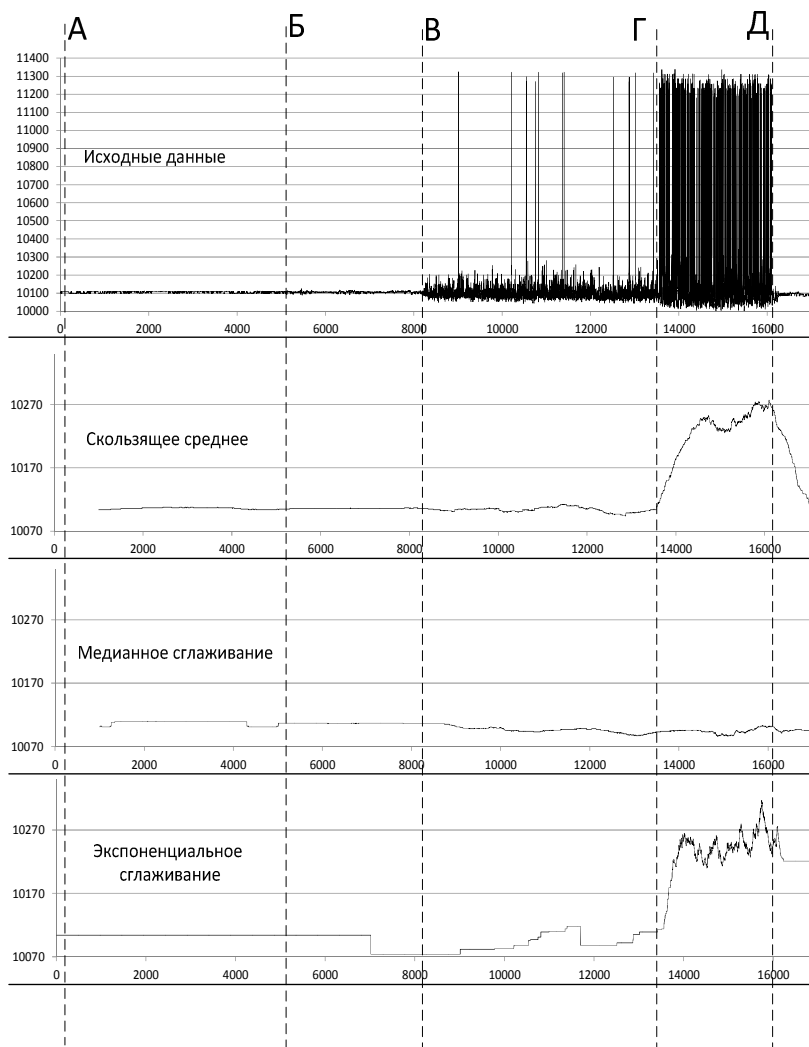


Рис. 2 – Изменение числа счетных импульсов в зависимости от условий измерений при работе приемника/передатчика без рупоров

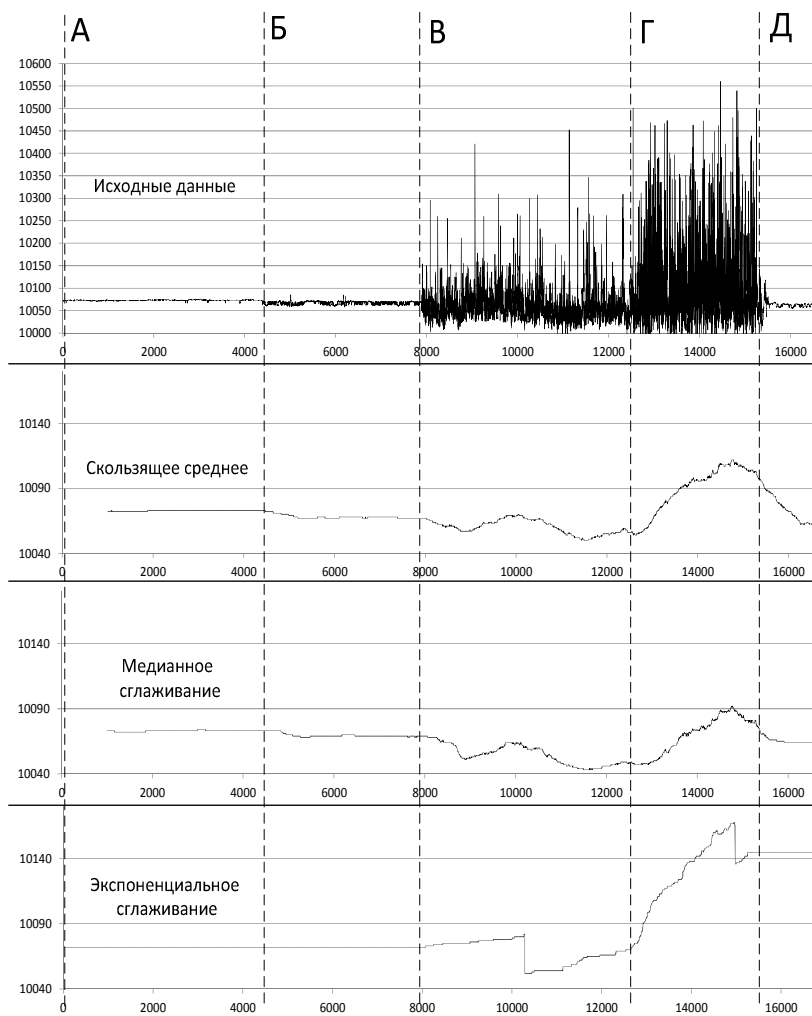


Рис. 3 – Изменение числа счетных импульсов в зависимости от условий измерений при работе приемника/передатчика с рупорами

Первый фильтр, реализует сглаживание скользящим средним по алгоритму $b_i = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n a_i$, где a_i – исходный ряд данных, b_i – сглаженный ряд, n – количество усредняемых отсчетов.

Второй исследуемый фильтр реализует медианное сглаживание. Согласно алгоритму, сглаживаемый ряд из n членов выстраивается по

возрастанию, а затем члену сглаженного ряда b_i присваивается значение среднего по номеру из упорядоченного массива $b_i = a_{n/2}$. Экспоненциальное сглаживание производится по алгоритму $b_i = kb_{i-1} + la_i$, где a_i – исходная, b_i – сглаженная последовательность. k и l – постоянные весовые коэффициенты, причем $k + l = 1$.

На первом этапе стояла задача сравнения сглаживающих способностей фильтров при схожем быстродействии. С этой целью для скользящего среднего и медианного сглаживания было взято $n = 1000$, а для экспоненциального сглаживания $k = 0,999$.

Из полученных рисунков 2 и 3 можно сделать такие выводы:

- наилучшую фильтрацию обеспечивает медианное сглаживание;
- помимо случайной, присутствуют медленно меняющиеся, дрейфовые составляющие погрешности;
- при работе приемника и передатчика без рупоров имеют место случайные погрешности, резко отличающиеся от остальных – промахи; именно наличие промахов резко снижает эффективность сглаживания скользящим средним и экспоненциальное сглаживание.

При предварительном исключении промахов и медианном сглаживании по 2000 отсчетам получается график, показанный на рис. 4. Видно, что дрейфовые и случайные составляющие устранены, а не исключенной осталась случайная погрешность квантования. Также по рисунку можно судить об изменении скорости распространения ультразвука по уменьшающемуся числу счетных импульсов. Полученная зависимость ожидаема, поскольку скорость звука повышается с ростом температуры, следовательно, время пролета измеряемого расстояния уменьшится, что очевидно и наблюдается на рисунке.

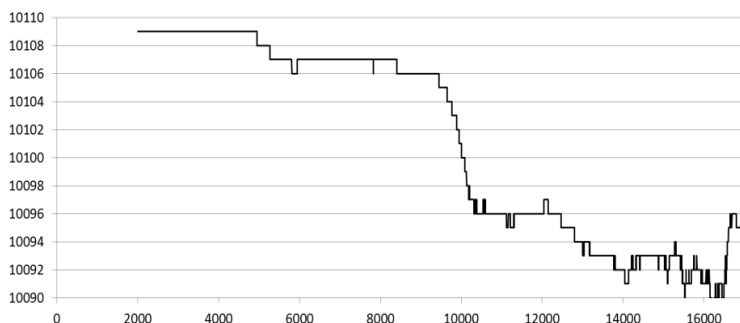


Рис. 4 – Результат сглаживания медианным фильтром по 2000 отсчетам – не исключены погрешность квантования и систематическая погрешность

Далее было исследована сглаживающая способность медианного фильтра в зависимости от количества отсчетов. В качестве количественной

характеристики фильтра было принято СКО на участках АБ – ГД, числовые значения сведены в таблицу. Задача заключалась в достижении компромисса, между быстродействием и сглаживанием. Из табличных данных можно сделать выводы:

- в спокойной среде распространения УЗ сигнала (участок АБ) применение рупора снижает флуктуацию амплитуды эффективнее сглаживающих алгоритмов, что приводит к уменьшению СКО и повышению точности измерений;
- при возмущениях средней интенсивности (БВ и ВГ) эффективность рупора снижается;
- при сильных возмущениях (участок ГД) установка рупоров приводит к увеличению СКО;
- установка рупоров уменьшает количество промахов, однако более эффективное их устранение осуществляется при помощи медианной фильтрации;
- количество отсчетов n , по которым осуществляется сглаживание, следует подбирать опытным путем и представляет собой компромисс между быстродействием и величиной случайных погрешностей.

Графики, построенные по данным табл. 1 приведены на рис. 5.

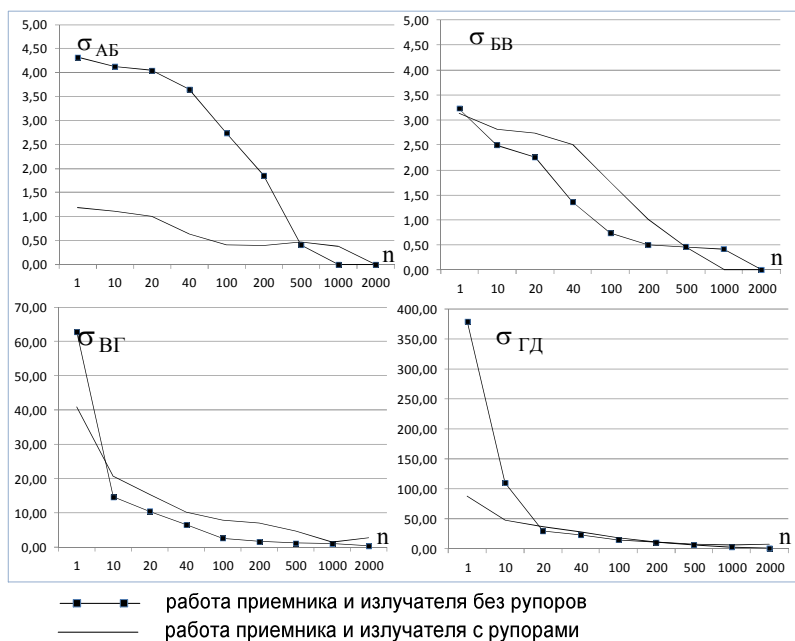


Рис. 5 – Зависимость СКО от числа сглаживаемых отсчетов

Таблица – Изменение СКО в зависимости от параметров фильтра

		количество отсчетов, n								
СКО		1	10	20	40	100	200	500	1000	2000
с рупорами	σ_{AB}	1,18	1,11	1,00	0,64	0,41	0,40	0,47	0,38	0,00
	σ_{BB}	3,14	2,81	2,73	2,50	1,77	1,01	0,45	0,00	0,00
	σ_{BG}	38,1	21,4	16,3	11,3	8,91	7,63	6,73	6,98	4,07
	σ_{GD}	87,6	47,7	36,4	27,7	18,0	11,2	6,60	5,72	6,76
без рупоров	σ_{AB}	4,32	4,13	4,05	3,65	2,74	1,86	0,41	0,00	0,00
	σ_{BB}	3,23	2,50	2,25	1,35	0,73	0,50	0,47	0,42	0,00
	σ_{BG}	82,0	15,7	11,1	6,91	3,72	2,85	2,25	1,64	1,06
	σ_{GD}	379	109,8	29,4	22,7	14,8	10,6	6,37	2,82	0,66

Вывод. Ультразвуковые излучатели с острой направленностью менее подвержены флуктуации информативного сигнала, чем ненаправленные. Для них имеют место промахи, которые могут быть устранены применением сглаживающих алгоритмов. Наилучшее качество фильтрации для ультразвукового уровнемера в исследованиях показал медианный алгоритм.

Список литературы. 1. Опрос: «Какие уровнемеры (преобразователи уровня) преимущественно используются на Вашем предприятии?» (<http://www.rospribor.com/voting/view/6.html>) 2. Измерение уровня в условиях испарений и высоких температур. (<http://www.limaco.ru/ru/production/139/141/>) 3. В. Гусев. Система автоматизированного управления пневмотранспортом сыпучих продуктов / В. Гусев, И. Якимов, Б. Горбатенко // Современные технологии автоматизации. – №2, 2013 СТА–ПРЕСС (<http://www.cta.ru/cms/f/443749.pdf>). 4. В. Гусев. Автоматизированная система контроля уровня и массы цемента в силосах готовой продукции цементных заводов / В. Гусев, М. Бронин, А. Кулешов // Современные технологии автоматизации. – №3, 2006 СТА–ПРЕСС. 5. Уровнемеры Альбатрос для мазута. (<http://forum.kipiasoft.ru/thread.php?postid=6146>).

УДК 621.317

Исследование методов уменьшения флуктуации информативного сигнала при измерении уровня жидких и сыпучих сред ультразвуковым способом / Е. А. Борисенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Системний аналіз, управління та інформаційні технології. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С. 14–20. – Бібліогр.: 5 назв.

У статті розглянуто причини флуктуації часу, що потрібен ультразвуку для подолання вимірюваної відстані. Наведені результати досліджень впливу направленості випромінювача та приймача на величину флуктуації. Проведено дослідження якостей згладжування ковзним середнім, медіанного та експоненціального згладжувань.

Ключові слова: ультразвуковий вимірювач рівня, збурення середи розповсюдження, медіанне згладжування, експоненціальне згладжування, ковзне середнє.

Reasons of ultrasonic time-of-flight fluctuation in this paper are observed. Results of directivity influence on fluctuation size are given. Antialiasing qualities of moving average, median antialiasing and exponential antialiasing are explored.

Key words: ultrasonic level meter, propagation medium disturbance, median antialiasing, exponential antialiasing, moving average.

І.В. ГРИГОРЕНКО, к.т.н., доцент НТУ «ХПІ»,
А.С. БЕЛЄВЦОВА, магістр НТУ «ХПІ»

АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ТЕСТОВОГО КОНТРОЛЮ ЛАЗЕРНИХ СИСТЕМ

У статті розглянуті основні похибки, що виникають при роботі систем лазерного контролю геометричних розмірів та якості поверхні деталей. Висвітлені особливості впровадження тестових методів контролю таких систем.

Ключові слова: системи лазерного контролю, похибки системи лазерного контролю, тестові методи контролю лазерних систем, алгоритм підвищення точності системи.

Вступ. Задача точності оцінювання геометричних розмірів і шорсткості поверхні деталі – основна задача, яку необхідно вирішувати комплексно на стадії виробництва. В даному випадку нас цікавлять автоматизовані системи контролю.

Аналіз основних досягнень і літератури. У роботі [1] проведений аналіз роботи системи лазерного контролю і розглядається приблизна модель оптичної системи, але в ній не розглядаються можливі похибки даної вимірювальної системи, переваги її використання. Але виникає питання: наскільки можна довіряти таким системам, з якою точністю можна отримувати результати вимірювань на виході таких систем?

Мета дослідження, постановка задачі. Механічні системи є менш надійними в силу наявності механічних вузлів і не завжди ці системи можуть бути застосовані, більш цікавою є лазерна система – ця система сучасна, універсальна по області застосування, надійніша. Для того, щоб бути впевненими у результатах, що отримані за допомогою системи лазерного контролю, необхідно проводити її своєчасний тестовий контроль. Тестовий контроль дозволить виключити вплив на результат виміру параметрів вихідного вимірювального пристрою й ряду інших складових похибок виміру шляхом перетворення спеціальних тестів, функціонально пов'язаних з вимірюваною величиною, і обробки результатів перетворень по заданому алгоритму.

Матеріали досліджень. Завдання вимірювання точності лазерної системи може бути вирішене 2 методами: методом еталонів – шляхом введення в систему еталонної системи. Даний метод є апаратно-надлишковим і дорогим, тому використання другого методу, а саме методу тестового контролю, є більш вигідним і зручним для застосування. Але для цього необхідно знати, які фактори впливають на результати вимірювання.

В результаті досліджень було встановлено 5 основних джерел похибки

$$\delta_{\Sigma}^2 = k \sqrt{\delta_{\text{OB}}^2 + \delta_{\text{СЛК}}^2 + \delta_{\text{ПВ}}^2 + \delta_{\text{УВ}}^2 + \delta_{\text{ТД}}^2}, \quad (1)$$

де k – коефіцієнт, який при довірчій ймовірності $P = 0,95$, дорівнює 1,1, $\delta_{\text{ОВ}}$ – похибка об'єкта вимірювання, $\delta_{\text{СЛК}}$ – похибка системи лазерного контролю, $\delta_{\text{ПВ}}$ – похибка приймачів випромінювання, $\delta_{\text{ВВ}}$ – похибка від нестабільності умов вимірювання, $\delta_{\text{ТД}}$ – похибка від температурної деформації виробу. Всі ці складові похибки носять випадковий характер [2].

У формуванні тестів бере участь вимірювана величина, що дозволяє перетворювати тести без її відключення від входу вимірювального пристрою. Це досить важливо при вимірюванні неелектричних величин, а саме геометричних розмірів та якості поверхні виробів.

Тестовий контроль підвищення точності результатів вимірювання за умови дії зовнішніх та внутрішніх дестабілізуючих факторів, запропонований в [3], передбачає визначення невідомих параметрів $a_{R0}, a_{R1}, \dots, a_{Rn}$ за результатами додаткових вимірювань вихідного сигналу ВП $y_i, i = \overline{0, n}$ на $(n+1)$ тактах перетворення як вхідного сигналу x , так і додаткових тестових величин $L_i(x), i = \overline{0, 1}$, кожна з яких сама є функцією вимірюваної величини x .

У загальному випадку, при тестових методах підвищення точності результатів вимірювань процес вимірювання складається з $(n + 1)$ тактів. У першому такті перетворюється вимірювана величина x , а в n інших, додаткових – тести $A_1(x)$, $A_2(x)$, ..., $A_n(x)$, кожен з яких є деякою функцією вимірюваної величини x . Результати основного і додаткових перетворень, можуть бути представлені у вигляді [3]

$$y_0 = a_1 + a_2x + \dots + a_nx^{n-1}, \quad (2)$$

[illegible]

Для одержання тестового алгоритму підвищення точності вимірювання необхідно спочатку визначити реальні параметри $a_1, a_2, \dots, a_n$ математичної моделі вихідного вимірювального пристрою із рівняння (2), а потім знайти значення вимірюваної величини з рівняння (3) при підстановці в нього поточних значень $a_1, a_2, \dots, a_n$. Остаточне співвідношення, що показує зв'язок вхідної величини з результатами y_n перетворень і величинами $A_1(x), A_2(x), \dots, A_n(x)$ тестів, буде являти собою алгоритм підвищення точності вимірювання. У реальних вимірювальних системах знаходять застосування адитивні тести, створювані блоком адитивних тестів (БАТ) і мультиплікативні тести, створювані блоком мультиплікативних тестів (БМТ).

Як адитивні, так і мультиплікативні тести можна розділити на незалежні й функціональні. Незалежні адитивні тести формуються у вигляді суми

$$A_i(x) = x + \theta_i, \quad (4)$$

де θ_i – постійна складова адитивного тесту, що є однорідною, незалежною від x величиною [1].

Незалежні мультиплікативні тести формуються у вигляді добутку

$$A_i(x) = K_i(x), \quad (5)$$

де K - незалежного від x коефіцієнт перетворення БМТ.

Функціональні адитивні й мультиплікативні тести відповідно мають вигляд

$$A_i(x) = x + \theta_i(x); \quad (6)$$

$$A_i(x) = K_i(x) \cdot x, \quad (7)$$

де $\theta_i(x)$ і $K_i(x)$ – деякі відомі функції x .

Функціональні тести використовуються рідко - у вимірювальних системах, що служать для виміру електричних величин. Найбільш широке застосування знайшли незалежні адитивні й мультиплікативні тести, які легко формуються як для електричних, так і для неелектричних величин [3].

Для створення адитивних тестів для тестування даної лазерної системи можна використати світлоподільний куб, який виконує задачу ділення лазерного променя на два (рис. 1). Світлоподільний куб зазвичай характеризується ступенем поляризації і діапазоном. Порядок значень діапазону знаходиться в районі 0,1-1,5 мкм, а ступінь поляризації близько 99 %.

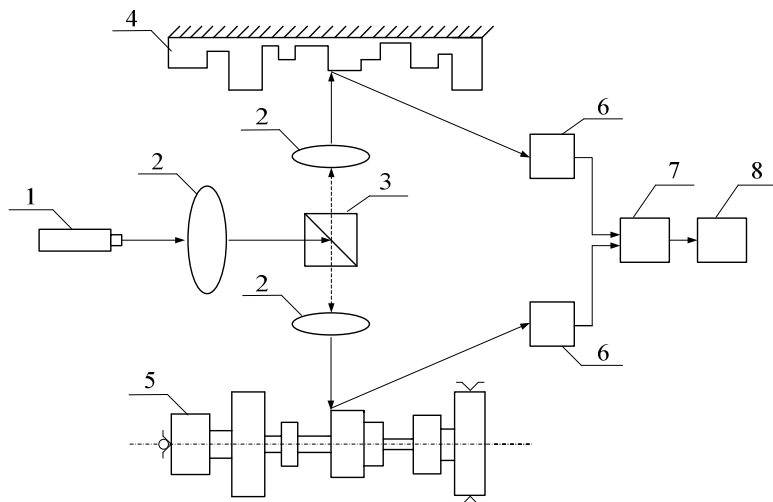


Рис. 1 – Схема системи контролю

Принцип роботи даної схеми полягає в тому, що отримання сигналу здійснюється за допомогою світлоподільного куба 3, що являє собою дві трикутні призми. Після дуалізації променя нові промені фокусуються за допомогою лінз 2, після чого один освітлює еталонну поверхню 4 – еталонний профіль, а інший – об’єкт вимірювання 5. Після потрапляння сигналів з обох поверхонь на приймачі 6, отримані дані порівнюються в цифровому пристрої порівняння сигналів 7 і передаються на блок обробки даних, який може бути під’єднаним до персонального комп’ютера.

Результати досліджень. В результаті аналізу встановлено, що потрібно проводити тестування системи у безперервному процесі експлуатації у динамічному режимі, де немає можливості відключити вхідний сигнал та підключити еталон. Використання світлоподільного куба уможливорює отримання двох незалежних потоків інформації про об’єкт, що дозволяє з більшою точністю визначити похибку вимірювання.

Висновки. В подальших роботах планується використати математичний апарат теорії тестових методів для конкретної системи лазерного контролю та отримати аналітичні співвідношення для оцінки зв’язку між параметрами системи та похибкою вимірювання.

Список літератури: 1. *Афонин В.Л., Макушкин В.А.* Интеллектуальные робототехнические системы / В.Л. Афонин, В.А. Макушкин. – Интернет-университет информационных технологий – ИНТУИТ.ру, 2009. – 208 с. 2. *Кондрашов С.Л., Григоренко І.В., Бєлєвцова А.С.* Система без демонтажного лазерного контролю геометричних розмірів та якості поверхні деталей// Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Автоматика та приладобудування. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2013. - № 37 – 92 с. – 56 - 59с. 3. *Бромберг Э.М.* Тестовые методы повышения точности измерений / Э.М. Бромберг, К.Л. Куликовский – М.: Энергия, 1978. – 176 с.

Надійшла до редколегії 14.12.2012

УДК 681.518

Аналіз можливості тестового контролю лазерних систем / І.В. Григоренко, А.С. Бєлєвцова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С. 21–24. – Бібліогр.: 3 назв.

В статье рассмотрены основные погрешности, возникающие при работе систем лазерного контроля геометрических размеров и качества поверхности деталей. Освещены особенности внедрения тестовых методов контроля таких систем.

Ключевые слова: системы лазерного контроля, погрешности систем лазерного контроля, тестовые методы контроля лазерных систем, алгоритм повышения точности системы.

The article describes the basic errors that occur when using laser control systems geometrical dimensions and surface quality of parts. The specific features of the implementation of test methods for the control of such systems.

Keywords: laser control systems, errors of laser control systems, test methods for laser control systems, the algorithm of improving accuracy of system.

В. И. ГРИЦЮК, канд. техн. наук, доц., ХНУРЭ, Харьков

МОДИФИЦИРОВАННЫЕ УСТОЙЧИВЫЕ МЕТОДЫ ВЫБОРА МОДЕЛИ

Рассматривается алгоритм МНК с весовым параметром, определяемым выбранным пробным решением. Исследуются методы помехоустойчивого оценивания, обладающие численной устойчивостью. Определены асимптотические свойства полученных оценок. Предлагаются численно устойчивые методы помехоустойчивого выбора модели.

Ключевые слова: регуляризация, численная устойчивость, помехоустойчивый выбор модели.

Введение. Основная проблема, возникающая при решении задач восстановления регрессионной зависимости – проблема мультиколлинеарности. Мультиколлинеарность проявляется в сильной корреляции между двумя или более признаками, что затрудняет оценивание параметров модели. На практике встречаются случаи частичной мультиколлинеарности, когда имеется высокая степень корреляции между некоторыми признаками. Тогда решение получить можно, однако оценки параметров модели и их дисперсии могут быть неустойчивыми. Увеличиваются дисперсии оценок и абсолютные значения регрессионных параметров, что усложняет их интерпритацию. Основными методами устранения мультиколлинеарности является либо выбор признаков, либо введение ограничений на параметры [4].

При обработке информации, как правило, считают, что показатели подчиняются нормальному распределению. Однако практика обработки информации показывает, что показатели не так часто подчиняются теоретическому нормальному распределению. Наблюдаются отклонения как односторонние, так и двухсторонние, когда «хвосты» дифференциального закона оказываются более тяжелыми, чем предполагается, исходя из данных таблиц нормального распределения. Иногда статистическая информация, подлежащая обработке, по данному показателю представляет собой смесь нескольких законов распределения с разными дисперсиями. Наблюдаются смеси основного нормального распределения с распределением других видов. Встречаются случаи, когда из-за малого объёма выборки невозможно достаточно точно определить вид закона, засоряющего распределения. Кроме того, известно, что при применении метода наименьших квадратов небольшое число грубых ошибок может существенно исказить значения характеристик распределения. Исследованием и развитием робастных методов занимались П. Хубер, Д. Тьюки. В настоящее время необходима разработка таких методов обработки информации, которые были бы менее

чувствительны к виду закона распределения и влиянию небольшого числа больших случайных отклонений.

Целью настоящей работы является создание методов помехоустойчивого выбора регрессионной модели, обеспечивающих получение наиболее адекватной и наименее мультиколлинеарной модели.

Робастная проверка линейных гипотез. При регуляризации параметры модели находят из минимизации функционала [1, 2]

$$\beta^* = \arg \min_{\beta} \left(\sum_{i=1}^m \left(y_i - \sum_{j=1}^n \beta^j x_j^i \right)^2 + \lambda \|\beta\|^2 \right) \quad (1)$$

Пусть $\hat{\beta}$ является М-оценкой, в качестве модифицированных весов примем

$$\omega_i = \frac{\psi \left[\left(\bar{b}_i - \bar{a}_i \hat{\beta}_1 \right) / \hat{\sigma} \right]}{\left(\bar{b}_i - \bar{a}_i \hat{\beta}_1 \right) / \hat{\sigma}}, \quad i = 1, 2, \dots, M, \quad M = m + n, \quad (2)$$

где $\bar{a}_i$ – i -ая строка матрицы $\bar{A}$.

Помехоустойчивая мера разброса – медиана ненулевых отклонений [3] выражается

$$\hat{\sigma} = \frac{1}{0.675} \text{Med}_i \left(|r_i| \mid r_i \neq 0 \right). \quad (3)$$

Для больших m мы можем выразить для $\hat{\beta}$

$$D(\hat{\beta}) \approx N_{k_1} \left(\beta, \hat{v} \left(\bar{A}^T \bar{A} \right)^{-1} \right), \quad (4)$$

$$\hat{v} = \hat{\sigma}^2 \frac{\text{ave}_i \{ \psi(r_i / \hat{\sigma})^2 \}}{[\text{ave}_i \{ \psi'(r_i / \hat{\sigma}) \}]^2} \frac{M}{M - k_1} \quad (5)$$

где k_1 – ранг матрицы B .

В случае интервала и проверки для одного коэффициента β_i получим

$$\hat{\sigma}_{\beta_i}^2 = \hat{v} \left(\bar{A}^T \bar{A} \right)_{ii}^{-1}, \quad (6)$$

где ii означает i -ый диагональный элемент матрицы $\left(\bar{A}^T \bar{A} \right)^{-1}$.

Пусть

$$\hat{\gamma} = B \hat{\beta}, \quad \hat{\Sigma}_{\gamma} = B \hat{\Sigma}_{\hat{\beta}} B^T = \hat{v} \quad B \left(\bar{A}^T \bar{A} \right)^{-1} B^T \quad (7)$$

Тогда робастная типа Уальда проверка (WTT) определяется отклоненной областью

$$\{T_W > F_{q, M-k_1}(1-\alpha)\} \quad (8)$$

где

$$T_W = \frac{1}{q} (\hat{\gamma} - \gamma_0)^T \hat{\Sigma}_{\gamma}^{-1} (\hat{\gamma} - \gamma_0), \quad (9)$$

$$\gamma = \gamma_0.$$

где $F_{n_1, n_2}(\delta)$ – δ квантиль F – распределения с n_1 и n_2 степенями свободы.

Пусть $\hat{\beta}_R$ – M – оценка, вычисленная при ограничениях $\gamma = \gamma_0$

$$\hat{\beta}_R = \arg \min_{\beta} \left\{ \sum_{i=1}^M \rho \left(\frac{r_i(\beta)}{\hat{\sigma}} \right) : B\beta = \gamma_0 \right\}. \quad (10)$$

Робастная проверка типа отношения правдоподобия (LRTT) может быть определена статистикой с ограниченной функцией ρ .

$$T_L = \sum_{i=1}^M \rho \left(\frac{r_i(\hat{\beta}_R)}{\hat{\sigma}} \right) - \sum_{i=1}^M \rho \left(\frac{r_i(\hat{\beta})}{\hat{\sigma}} \right). \quad (11)$$

Пусть

$$\xi = \frac{E\psi'(u/\sigma)}{E\psi(u/\sigma)^2}. \quad (12)$$

Тогда можно показать [Хэмпел и др.], что при соответствующих условиях регулярности, ξT_L сходится с гипотезой H_0 к распределению хи-квадрат с q степенями свободы. Так как ξ может быть оценена как

$$\hat{\xi} = \frac{\text{ave}_i \{\psi'(r_i(\hat{\beta})/\hat{\sigma})\}}{\text{ave}_i \{\psi(r_i(\hat{\beta})/\hat{\sigma})^2\}}, \quad (13)$$

аппроксимация LRTT для больших m имеет отклоненную область

$$\hat{\xi}T_L > \chi_q^2(1-\alpha), \quad (14)$$

где $\chi_d^2(\delta)$ обозначает δ – квантиль хи – квадрат распределения с n степенями свободы.

Заключение. Таким образом, использование ограничений на параметры в задаче МНК, позволяющего определить необходимое значение весового параметра λ , а также применение методов помехоустойчивого выбора модели, позволяет создать методы, обеспечивающие помехоустойчивый выбор модели, обладающие численной устойчивостью. Применение различных моделей должно расширить область исследований.

Список літератури: 1. Грицюк В. И. Модифицированный алгоритм НК и выбор модели [Текст] / В. И. Грицюк // Вестник национального технического университета "ХПИ". - 2004, №17, С.47-50. 2. Грицюк В. И. Рекуррентный алгоритм идентификации модели, основанный на ортогональном разложении [Текст] / В. И. Грицюк // Радиоэлектроника и информатика. -1998г., №3, с. 46-47. 3. Holland P. W. Robust regression using interactively reweighted least squares [Text] / P. W. Holland, R. E. Welsch // Commun Statist. -1977, v. A6.- p.813-828. 4. Afif, A. A. Computer-aided multivariate analysis [Text] / A. A. Afifi, V. Clark, S. May // CRS Press,-2004.

Надійшла до редколегії 05.02.2013

УДК 519.6

Модифицированные устойчивые методы выбора модели. / В.И. Грицюк // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8(982). – С.25 –28
Бібліогр.: 4 назв.

Досліджується алгоритм МНК з ваговим параметром, визначеним вибраним пробним рішенням. Розглянуті методи завадостійкого оцінювання, які мають чисельну стійкість. Визначені асимптотичні властивості отриманих оцінок. Запропоновано чисельно стійкі методи завадостійкого вибору моделі.

Ключові слова: регуляризація, чисельна стійкість, завадостійкий вибір моделі.

The algorithm of the least squares method with weighting parameter, which determined selected test decision, is researched. The methods of robust estimation, which have numerical stability, are considered. The asymptotic properties of received estimates are determined. Numerical stable methods of robust model choice are offered.

Key words: regularization, numerical stability, robust model choice.

В.Н. ДАШКИЕВ, канд. техн. наук, Приазовский Государственный
Технический Университет, Мариуполь

ПРИМЕНЕНИЕ ОБОБЩЁННЫХ КРИТЕРИАЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ В ЗАДАЧЕ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМ КОМПЛЕКСОМ

Рассмотрена проблема принятия решения интеллектуальной системой управления робототехническим комплексом в сложной, насыщенной информационной обстановке, в агрессивной интеллектуальной среде. Ключевой проблемой является несоответствие зрительного образа внешнего мира текущим условиям задачи. Предложен метод решения путем абстрагирования образа внешнего мира целевыми, критериальными функциями, построения карты распределения значений критериальных функций и принятия решения путем сличения текущей карты критериальных функций с эталонными образами, внесенными в базу знаний на этапе обучения интеллектуальной системы

Ключевые слова: робототехнический комплекс, интеллектуальная система управления, абстрагирование образа внешнего мира

Введение. В настоящее время всё большее распространение получают искусственные интеллектуальные системы. Под интеллектуальностью подразумевается способность системы автономно, т.е. без участия человека-оператора, осуществлять саморегулирование или самоуправление. Однако пока что это реализовано лишь для простейших, самых примитивных случаев. В то же время задача создания интеллектуальной сложной динамической системы (СДС), способной к саморегулированию или самоуправлению в информационно насыщенной среде, в условиях риска или неопределённости – ещё далека от решения.

1. Формулирование проблемы. Все задачи саморегулирования и самоуправления интеллектуальной СДС можно представить в следующем виде. Некая система существует и функционирует во внешнем мире. (Под внешним миром понимаем все объекты, системы объектов и совокупности таких систем, не входящие в данную систему и существенно важные для её существования и функционирования). У системы имеется некая цель, отображённая в виде определённого критерия, которому придана метрика в виде соответствующей критериальной функции. В общем случае целью является некое идеальное состояние внешнего мира и (или) самой системы, которого следует достичь. Здесь метрикой системы будет определенная совокупность значений параметров внешнего мира и (или) самой системы, соответствующая идеальному состоянию. Составляющие внешнего мира (объекты, системы, совокупности систем) имеют опознавательные признаки, позволяющие распознать их самих, а также их состояние и некоторую совокупность параметров. Опознавательные признаки отображаются в виде

излученных или отражённых сигналов, распространяющихся в физических полях – либо в иных носителях информации. СДС оснащена датчиками сигналов, позволяющими воспринять информацию. СДС наделена способностью распознавать в потоке сигналов – с определённой степенью вероятности – образы объектов (систем, совокупностей систем) внешнего мира, их состояние и параметры. Считаем, что во внешнем мире отсутствуют неизвестные объекты, которые в благоприятных условиях не могут быть распознаны данной системой. СДС имеет исполнительные органы, способные воздействовать и изменять состояние внешнего мира либо самой системы. Функционирование системы происходит следующим образом (рис. 1).



Рис. 1 – Общая схема функционирования сложной динамической системы

В США комитетом по автономным транспортным средствам при национальном исследовательском совете национальной академии [1] издан программный документ, ставящий задачу создания, в ближайшей

перспективе, в интересах военно-морских сил США, семейства автономных и полуавтономных роботизированных комплексов, способных без вмешательства человека-оператора вообще выполнять сложные задачи на суше, под водой и в воздухе (разведка и целеуказание, огневое воздействие на противника, разминирование, исследование морского дна, скрытое сообщение с подводными лодками на боевом патрулировании и т.п.). Сходной задачей является создание интеллектуальных систем поддержки принятия решения при управлении сложными техническими системами. Данное обстоятельство вызвано возросшими информационными и психологическими нагрузками на лицо, принимающее решение – что повышает вероятность ошибочного решения с катастрофическими последствиями. [2], [3]. [4]. Однако для упомянутых работ характерен упрощенный подход к решению проблемы. В прикладной задаче (создания системы поддержки принятия решения экипажем истребителя) в базу знаний ИС заносятся простейшие варианты решения: атака, уклонение, постановка радиопомех, бегство. Выбор производится исходя из определения ИС боеспособности и намерений противника путем распознавания наличных на самолете противника внешних подвесок вооружения. Однако очевидно, что чрезмерная упрощенность решения препятствует его применению на практике. В частности, обязательным компонентом решения в данной прикладной задаче является выбор оптимальной траектории. (Оптимальной либо с точки зрения экономии ресурсов – топлива – либо в ином смысле). Кроме того, визуальное распознавание типа и количества наружных подвесок возможно лишь на малых дистанциях, что дополнительно снижает ценность метода.

В [5] задача решается путем замены сложной модели, отображающей состояние управляемого объекта, аппроксимирующей ее, так называемой, номинальной (неполной) моделью с неизвестным входным сигналом или функциональным возмущением, с последующим восстановлением его для конкретных задач. Номинальная модель должна быть достаточно простой для конструктивного решения задач анализа и синтеза, и, с другой стороны, достаточно информативной, чтобы адекватно отображать поведение реальной системы. Однако применимость методики ограниченная – в силу ограниченности номенклатуры объектов управления, поведение которых может быть с достаточной точностью отображено при помощи некоторой упрощенной модели. По мере возрастания сложности управляемых систем возможности описанной методики резко снижаются.

В [6] рассматривается задача, сходная с той, которая решается в данной статье. А именно – нахождение оптимального пути для транспортного средства, с обходом препятствий и опасных зон. Уход от врагов достигается обходом областей их наблюдения. Предполагается, что расположение препятствий и опасных зон заранее известно. Задача сводится к проблеме поиска пути во взвешенном графе. Несомненно, такой подход справедлив в

пределах тех допущений, которые сделал его автор, и полезен для теоретических построений. Однако за пределами допущений остался ряд факторов, существенно влияющих на результат. На практике, внешняя среда имеет динамический характер, и многие ее элементы изменяются во времени случайным образом. В большом числе случаев опасные зоны и препятствия выявляются непосредственно в процессе движения по местности. Во-вторых, в ряде случаев (военного применения) транспортному средству необходимо продолжать движение, находясь в зоне наблюдения противника (и в зоне поражения его огневыми средствами). (В [6] данное обстоятельство учитывается введением некоторого фиксированного «штрафа», добавляемого ко всем граням графа, чей адресат находится на вражеской территории. Естественно, что такое упрощение является чрезмерным)

В [7] принятие решения в условиях неопределенности осуществляется введением логического агента, действующего согласно принципу максимальной ожидаемой полезности. Логический вывод осуществляется на основе полного совместного распределения вероятностей событий, рассматривая его в качестве базы знаний. Поскольку данный источник относится к учебной литературе, в изложенной методике не детализируется решение прикладных задач – именно, в условие которых входит риск, ограничение ресурсов и времени на принятие решения. Тем не менее, он содержит идеи, могущие быть использованными в дальнейшем.

В [8] управление в условиях риска (экономическими проектами) на основе графового представления структурных моделей проектных рисков осуществляется с помощью вероятностного анализа рисков. Недостатком является необходимость вычислять вероятности рисков какими-то иными средствами.

В [9] рассмотрено обеспечение работоспособности информационно-управляющей системы при гарантированном отказе некоторой её части. Моделирование системы с деградацией осуществляется с помощью сетей Петри. Вероятностные оценки отказов определяются с помощью статистических испытаний. Недостатком метода является необходимость получения статистических данных иными средствами.

В [10] управление сложной системой предлагается осуществить в виде взаимодействия системы интеллектуальных агентов, в виде раскрашенной сети Петри. Недостаток: сам по себе, метод не содержит достаточно средств получения данных, необходимых для его практической реализации.

Анализ источников показывает, что решения, касающихся систем военного назначения и транспорта, чрезмерно упрощенные. Они не удовлетворяют совокупности факторов, влияющих на решение.

В силу ограничения времени реакции, объемов базы знания и производительности аппаратной части, интеллектуальная система (ИС) будет способна находить решения только по так называемому «быстрому» алгоритму – то есть адаптируя имеющиеся решения к новым условиям.

Функционирование ИС разделяется на этапы: обучения и практического применения. На этапе обучения ИС оптимальные решения типовых задач вносятся в базу знаний. А на этапе практического применения ИС осуществляет распознавание образа внешнего мира и производит выбор (адаптацию) варианта решения типовой задачи, наиболее близкого текущему образу внешнего мира. Серьёзная проблема, препятствующая воплощению подобной схемы, состоит в очевидном несоответствии между бесконечным разнообразием вариантов состояния внешнего мира (и соответствующим бесконечным разнообразием образов, а также бесконечным разнообразием вариантов решения) – и весьма ограниченным набором типовых задач и их решений. Ситуация усугубляется наличием неопределённости. Некоторая часть воспринимаемой ИС информации может быть неверно истолкованной – и даже заведомо ложной.

2. Решение проблемы. Во-первых, необходимо снизить требования к качеству решения. Если имеется некая функция цели, в численном виде отображающая степень приближения параметров внешнего мира (или самой системы) к идеалу, в соответствии с выбранным критерием. В строгой постановке решение задачи считается найденным, когда достигнут абсолютный (для заданного диапазона) экстремум критериальной функции. Однако априорно очевидно, что точность решения, т.е. степень приближения к оптимуму, находится в функциональной зависимости от степени неопределённости. Невозможно найти точное решение оптимизационной задачи, если какой-либо из параметров (или их совокупность) имеет случайный характер, и его значение, с какой-то степенью вероятности находится в пределах некоторого диапазона. Поэтому следует отказаться от поиска строго оптимального решения и заменить его рациональным (или, иначе, ε -оптимальным решением [11]).

Второй составляющей предлагаемого подхода является разделение решения на качественную и количественную составляющие. Практически в каждом случае, всё бесконечное число решений – и соответствующих им траекторий – может быть сведено к конечному числу классов, каждому из которых может быть придано определённое смысловое значение. Различие между конкретными вариантами решения в пределах одного класса будет сводиться к численным характеристикам соответствующих воздействий и траекторий. Например, для биологического объекта (животного), в случае опасности, характерны такие варианты решений: спастись бегством; атаковать; прятаться; маскироваться (изображать другой объект); подкрадываться и т.п. Примерно такие же варианты решений существуют и для ИС в военной области – например, для ударного летательного аппарата, функционирующего в условиях риска огневого воздействия противника.

Тогда процедура принятия решения будет выполняться в два этапа. Вначале подбирается класс решения, соответствующий текущему образу

мира, а затем вычисляются количественные параметры реализации этого решения (т.е. параметры траектории СДС).

В обобщённом виде нахождение решения для СДС означает: выбор последовательности моментов времени, в которые будут осуществляться управляющие воздействия; выбор исполнительного органа (органов), осуществляющих управляющее воздействие; выбор направления (знака) управляющего воздействия; выбор количественных характеристик управляющего воздействия. Отметим, что в ряде случаев моменты времени приложения управляющего воздействия не назначаются прямо, а определяются косвенным путём – составлением совокупности условий (например, определение состояния либо взаимного положения объектов внешнего мира и самой СДС), при выполнении которых должно быть произведено соответствующее управляющее воздействие. Априорно очевидно, что одному и тому же классу решений будет соответствовать множество весьма различающихся между собой совокупностей состояний и параметров внешнего мира, например, зрительных образов. Налицо несоответствие между воспринимаемым, «видимым» образом и его семантикой.

Очевидно, что образ можно представить в виде некоторого множества элементов, каждый из которых может быть отображён в виде переменной (массива переменных). Например, зрительный образ может быть представлен в виде множества элементарных единиц изображения – пикселей, каждый из которых описывается массивом переменных: координатами, яркостью, цветом и т.п. Определённое множество зафиксированных значений этих переменных принимается в качестве эталонного изображения. Если при обучении ИС предъявляется несколько классов объектов для распознавания, каждому классу приводится в соответствие своё эталонное множество элементов.

Например, если исследуемая СДС функционирует в условиях риска, источником опасности может быть объект, габариты которого пренебрежимо малы в сравнении со всем внешним миром. Естественно, и образ опасного объекта будет пренебрежимо мал в сравнении с изображением всего обозреваемого пространства. Размерность объекта, принципиально важного с точки зрения принятия решения может оказаться гораздо меньше пороговой величины погрешности, допускаемой при классификации образов внешнего мира. Тогда образ этого, принципиально важного объекта может быть отнесён к погрешностям распознавания – и СДС примет принципиально неверное решение.

В качестве иллюстрации можно рассмотреть пример летательного аппарата (ЛА) военного назначения. Одной из необходимых функций системы, управляющей таким ЛА, является ориентировка на местности и привязка к карте. Это подразумевает распознавание образа местности в условиях наблюдения, изменяющихся в очень широких пределах: под разными ракурсами, на разной высоте и разных режимах полёта, в разное

время суток и года, при различной погоде. Естественно, распознаваемый образ изменяется в очень широких пределах – и допустимое отклонение текущего образа от эталонного (погрешность) должно быть велико.

Однако, речь идёт о стационарных, неизменно присущих элементам образа, служащих опознавательными признаками для навигации ЛА, привязке его к карте местности. Однако, помимо них, могут присутствовать объекты иного содержания. Например, зенитно-ракетная установка. В сравнении с ориентирами на местности, размеры её настолько невелики, что (при распознавании образа «напрямую», т.е. существующими методами распознавания образов) она вполне может быть отнесена к погрешности, вызванной условиями наблюдения. Между тем, как факт её наличия (или отсутствия) имеет принципиально важное значение – ибо требует совершенно различных решений. В случае обнаружения опасности СДС вынуждена прекратить выполнение поставленного задания и предпринять меры к собственному спасению.

Как уже отмечалось выше, характерной особенностью СДС является сложность и иерархическая структурированность решаемых ими задач. Очевидно, что образы, которые необходимо распознавать при поиске решения на разных иерархических уровнях – не совпадают.

Итак, главной проблемой является несовпадение границ классов на разных иерархических уровнях задачи. При почти идентичных прямых опознавательных признаках, образы внешнего мира, соответствующие одному и тому же решению задачи могут быть совершенно различными. И, напротив, разные опознавательные признаки могут соответствовать одному и тому же решению. Поэтому распознавание задачи необходимо вести по опознавательным признакам наивысшего уровня – то есть в наиболее обобщенных, абстрактных категориях. Схема действий такова: распознавание начинается с низшего иерархического уровня, с прямых опознавательных признаков физических (или иных элементарных) объектов. Затем из них, поэтапно, синтезируются образы все более высоких уровней – до предельно обобщенной, абстрактной оценки состояния внешнего мира. Затем находится соответствующее абстрактное решение и осуществляется его поэтапная декомпозиция до низшего уровня команд исполнительным органам СДС.

Выше упоминалось допущение о том, что каждой задаче может быть предписана численная мера степени её выполнения – критериальная функция. Часто численную меру лучше представлять в безразмерном виде. Для СДС характерна высокая степень неопределённости процессов, происходящих во внешнем мире. Было бы логично в качестве численной меры успешности решения выбрать вероятность достижения желательного (идеального) состояния объекта (подсистемы) внешнего мира. Успешность функционирования СДС в целом может быть представлена вероятностью достижения идеального состояния всего внешнего мира. Она представляет

собой предельно обобщённую, абстрактную оценку состояния внешнего мира. Все решения задач низших иерархических уровней должны быть направлены на максимизацию этой вероятности. Иерархически ниже абстрактной оценки – эмоциональная направленность внешнего мира, могущая представлять собой совокупность нескольких критериев, типа: «опасность», «интерес», «препятствие», «полезность», прочие – либо оцениваемая по одному, определяющему критерию.

Ключевым моментом предлагаемого метода является разработка способа обобщенного оценивания состояния внешнего мира. Если в качестве обобщенной оценки будет принята вероятность выполнения главной задачи, то возможно применение следующих методов:

- расчет величины вероятности с помощью математического аппарата теории вероятностей;

- построение опережающего прогноза путем моделирования поведения внешнего мира на некоторый промежуток времени вперед;

- предварительное внесение в базу знаний вариантов взаиморасположения элементов внешнего мира и соответствующих им значений вероятности – с последующим распознаванием текущих условий методами распознавания образов.

Конечно, до практического создания подобных систем, априорно, нельзя отдать предпочтение какому-либо из указанных методов, равно как и исключить возможность применения иных методов. Пока что все методы равно заслуживают внимания. Однако любой из методов для своей реализации требует наличия некоторой совокупности исходных данных. Для их получения необходимо:

- распознать объекты внешнего мира, привязать их к карте местности;

- по хранящейся в базе знаний библиотеке характерных признаков каждого объекта дораспознать эти признаки;

- определить состояние каждого распознанного объекта, его количественные и качественные характеристики, например, состояние, параметры движения, временные характеристики жизненного цикла, прочие;

- синтезировать из образов объектов виртуальный внешний мир.

Рассмотрим метод обобщенного оценивания состояния внешнего мира путем распознавания образов. Наибольшую трудность здесь представляет именно создание абстрактного образа внешнего мира. Как уже отмечалось, физическое изображение напрямую здесь не может быть использовано. Однако решение задачи для ИС будет представлять собой выбор некоторой траектории в пространстве и осуществление некоторых действий в заданные моменты времени в заданных точках пространства. Поэтому логично увязать пространственно-временной образ решения задачи с пространственно-временным образом состояния внешнего мира. Тогда абстрактный образ внешнего мира может быть представлен, как изображение некоторых, критичных функций в пространстве и времени. В качестве критичных

функций могут быть использованы такие категории, как «опасность», «интерес», «препятствие», «полезность», «степень неизвестности», «достижимая область пространства» – и прочие.

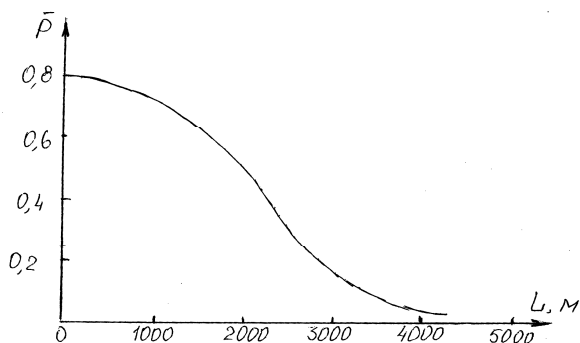


Рис. 2 – Пример графика критерияльной функции – график вероятности поражения летательного аппарата зенитно-ракетным комплексом (критичная функция «опасность»)

Исходя из распознанных образов, ИС синтезирует мгновенную виртуальную «карту» абстрактных категорий – то есть искомый образ задачи. Каждой абстрактной категории на карте соответствует своя зона, «цвет» и интенсивность (весовая оценка). Например, для боевого летательного аппарата, преодолевающего противовоздушную оборону противника зона «опасность» будет совпадать с областью эффективной стрельбы, а весовая оценка (интенсивность) каждой точки этой зоны будет соответствовать вероятности поражения ЛА в этой точке. «Карта» является мгновенной и непрерывно меняется с изменением объектов внешнего мира и ИС.

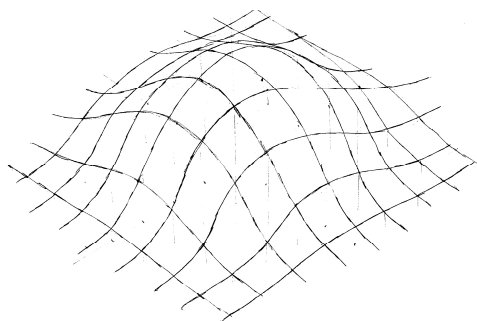


Рис. 3 – Фрагмент карты критичных функций, построенной согласно графику рис. 2

Так, в пространстве существует «мгновенная допустимая область» – в любую точку которой СДС может попасть через определенный промежуток времени. Ее границы определяются как собственными динамическими (энергетическими и инерционными) характеристиками СДС, так и наличием препятствий и опасных зон. «Мгновенная допустимая область» перемещается вместе с самой СДС, а ее форма изменяется с изменением параметров движения СДС и появлением препятствий. Существенно, что за пределы «мгновенной допустимой области» СДС не сможет попасть ни при каких обстоятельствах! Аналогичные области имеются для функции обзора окружающего пространства, предельных условий функционирования исполнительных органов и прочих целевых действий.

Итак, можно предложить общую схема поиска решения при функционировании СДС, выполняющей сложную, иерархически структурированную задачу. Вначале выстраивается иерархия задач. Далее, для каждой задачи, выполняемой СДС, выбирается цель (желаемое состояние внешнего мира) и критерий её достижения, функция цели (критериальная функция), динамические параметры СДС и внешнего мира. Выбираются объекты СДС и внешнего мира, существенно влияющие на достижение цели и на значение критериальной функции. Выделяются опознавательные признаки объектов, их состояния и параметров. Далее определяются зависимости значений критериальных функций от состояния, параметров и взаимного расположения объектов внешнего мира и СДС. На этапе обучения СДС определяется эталонный вариант условий задачи: взаимное расположение, состояния и параметры элементов СДС и внешнего мира. Для каждой точки пространства существования и функционирования СДС (физического пространства или какого-то иного) вычисляется значение соответствующей критериальной функции – псевдоизображение. Этот образ («образ задачи») вносится в базу знаний ИС, как эталонное изображение. Если критериев для данной задачи – несколько, то псевдоизображение критериальной функции вычисляется для каждого критерия по отдельности. Далее осуществляется поиск оптимального решения, соответствующего эталонным условиям, состоянию и параметрам внешнего мира и самой СДС. Найденное решение заносится в библиотеку решений базы знаний. Между псевдоизображением (набором псевдоизображений), т.е. «образом задачи» и решением устанавливается адресная связь. После внесения в базу знаний образов и решений всех, назначенных разработчиком эталонных задач, этап обучения заканчивается. На этапе практического применения вначале осуществляется обзор окружающего СДС пространства, выделение физических (или иных элементарных) объектов, распознавание их образов, определяется состояние объектов и прочие параметры. Далее, для всех, решаемых СДС в текущий момент задач, выбираются цели и критерии. Для каждого иерархического уровня и каждой отдельной задачи на этом уровне в каждой точке обозреваемого пространства вычисляются значения соответствующие

значения критериальной функции (функций). Специальной обработке подвергаются участки пространства, несущие неопределённость (области неуверенного распознавания, скрытые от наблюдения и т.п.). В этих областях неизвестные значения критериальной функции заменяются их прогнозом (исходя из накопленного опыта, эмоциональной «оптимистической» или «пессимистической» настройки, экстраполяции известных значений критериальной функции в областях, где неопределённость отсутствует и т.п.)

Далее полученный образ критериальной функции подвергается распознаванию – точно так же, как зрительное изображение. Т.е. определяется класс образа, по которому находится адрес хранения в базе знаний соответствующего решения. С этой целью успешно могут быть использованы, например, вейвлет-преобразования [] – а также иные методы обработки и распознавания зрительных изображений.

Найденное решение адаптируется к текущим условиям (либо принимается без изменения), и на его основе вырабатываются команды исполнительными органам, которые осуществляют воздействие на внешний мир. Далее процесс циклически повторяется до выполнения поставленной задачи либо до прекращения функционирования СДС по какой-либо иной причине.

Выводы. Предложенный метод критичных функций позволит преодолеть проблему несоответствия границ классов распознаваемых задач при функционировании СДС. Дальнейшее направление исследований, очевидно, будет связано с разработкой методического аппарата прогнозирования значений критериальных функций в областях с неопределённостью, а также с выбором рациональных методов распознавания образов.

Список литературы. 1. Autonomous vehicles in support of naval operations. Committee on Autonomous Vehicles in Support of Naval Operations. Naval Studies Board. Division on Engineering and Physical Sciences. National Research Council of the National Academies. The National Academies Press. 2005 – 257 p. 2. Турновский М.Б., Федунов Б.Е. Сравнение и оценка спецификаций алгоритмов бортового интеллекта самолёта-истребителя в дуэльной ситуации дальнего воздушного боя. // Известия РАН. Теория и системы управления. 2004. № 6, с. 118-131 3. Ткаченко А.П., Федунов Б.Е. Оценка эффективности спецификаций алгоритмов бортового интеллекта антропоцентрического объекта. // Известия РАН. Теория и системы управления. 2003. № 5, с. 102-122 4. Федунов Б.Е. Бортовые оперативнo-советующие экспертные системы для антропоцентрических объектов. // Известия РАН. Теория и системы управления. 2003. № 6, с. 145-152 5. Попов Э.В. Динамические интеллектуальные системы в моделировании и проектировании, Москва: МИФИ, 1996 6. F. Markus Jönsson. Поиск оптимального пути для транспортных средств на оцифрованных картах реальной местности. Пер. с англ. С.Ю. Анисимова. The Royal Institute of Science, School of Engineering Physics, Stockholm, Sweden. 1998. – 50 p. (This paper is presented by the Department of Numerical Analysis and Computing Science). 7. Рассел Стюарт, Норвиг, Питер. Искусственный интеллект: современный подход, 2-е изд.: Пер. с англ. — М.: Издательский дом "Вильямс", 2006. — 1408 с.: ил. — Парал. тит. англ. 8. Бондарева Т.И. Структурные модели и методы оценки рисков при планировании проекта. Дисс. на соискание уч. степ. канд. техн. Наук. На правах рукописи. Харьков: ХНАКУ (ХАИ), 2005. – 156 с. 9. Бородавка Н. П. Методы и информационная технология разработки компонентных

функциональных структур для обеспечения живучести бортовых информационно-управляющих систем. Дисс. на соискание уч. степ. канд. техн. Наук. На правах рукописи. Харьков: ХНАКУ (ХАИ), 2007. – 175 с. **10.** *Quan Bai, Minjie Zhang.* Coordinating Agent Interactions Under Open Environments// *Advances in applied artificial intelligence* // edited by John Fulcher. University of Wollongong, Australia. Idea Group Publishing (an imprint of Idea Group Inc.), 2006. ISBN 1-59140-829-6 (ebook) – 309 p.1. Автор, Заголовок статьи, *International Journal of Science and Technology*, Vol.X, No.X, 19XX, PP. XX-XX. **11.** *Айзекс Р.* Дифференциальные игры. М.: Мир, 1967. – 256 с. **12.** *Дьяконов В.П.* Вейвлеты. От теории к практике. М.: «Солон-Р», 2002. – 448 с.

Поступила в редакцию 28.12.2012

УДК 62-40

Применение обобщённых критериальных функций в задаче управления робототехническим комплексом / В.Н. Дашкиев // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С.29-40 –. Бібліогр.: 12 назв.

Розглянута проблема прийняття рішення інтелектуальною системою керування робототехнічним комплексом в складній, насиченій інформаційній обстановці, в агресивному інтелектуальному середовищі. Ключовою проблемою є невідповідність зорового образу зовнішнього світу та поточних умов задачі. Запропоновано метод рішення шляхом абстрагування образу зовнішнього світу цільовими, критериальними функціями, побудови карти розподілення критериальних функцій та прийняття рішення шляхом співставлення поточної карти критериальних функцій з еталонними образами, внесеними до бази знань на етапі навчання інтелектуальної системи.

Ключові слова: робототехнічний комплекс, інтелектуальна система керування, абстрагування образу зовнішнього світу

The problem of decision-making by the intellectual system managing a robotic complex is considered. A key problem is a disparity between the vision of the outer world and current problem specifications. The method of decision by abstracting of appearance of the outer world by objective, criterion functions, constructions of map of distributing of values of criterion functions and decision-making by collation current map of criterion functions with standard appearances, brought in the base of knowledges on the stage of teaching of the intellectual system is offered

Key words: Robotic complex, intellectual control system, abstracting of appearance of the outer world.

А.В. ИВАШКО, канд. техн. наук, профф. НТУ «ХПИ»

Д.А. ЛУНИН, ст. преп., НТУ «ХПИ»

А.А. ПОДЛОЗНАЯ, студент НТУ «ХПИ»

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ СПЕКТРАЛЬНО-КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ КАРДИОСИГНАЛОВ

В статье рассмотрены алгоритмы цифрового спектрального анализа основанные на преобразовании Фурье. Проведен сравнительный анализ методов спектрального анализа цифровых сигналов. На основе эксперимента сделаны предложения, относительно выбора оптимального метода цифрового анализа.

Ключевые слова: спектр, спектральный анализ, ритмограмма, электрокардиограмма, вариабельность сердечного ритма, алгоритм, цифровой сигнал.

Введение. В настоящее время большинство людей страдают различными патологиями сердца, поэтому остро стоит вопрос о необходимости диагностики сердечнососудистой системы. При оценке состояния сердца и сердечнососудистой системы человека ключевую роль играет анализ электрокардиограммы (ЭКГ).

Образное представление ритмической структуры ЭКГ является особенно актуальным из-за большого объема обрабатываемой информации, который трудно полностью охватить. Для визуального представления последовательности R–R интервалов применяется ритмограммы, представляющие собой график ряда межсистолических интервалов в виде отрезков прямой линии, эквивалентных по длине продолжительности пауз между сокращениями сердца.

Также, актуальной задачей для диагностики, прогнозирования, лечения и предупреждения болезней, является вариабельность сердечного ритма (BCP), которое с большой точностью отражает состояние регуляторных процессов в нашем организме.

При спектральном анализе ритмограмм принято определять следующие параметры: высокочастотные колебания (ВЧ или HF), низкочастотные колебания (НЧ или LF), а также их комбинация (LF/ HF).

Анализ основных достижений и литературы. Разработано большое количество алгоритмов спектрального анализа цифрового сигнала:

- периодограммный метод, как оценка спектральной плотности мощности, основанная на вычислении квадрата модуля преобразования Фурье последовательности данных с использованием статистического усреднения;
- метод Уэлча, как усовершенствованный периодограммный;
- коррелограммный метод, основанный на теореме Винера-Хинчина;
- метод Юла-Уолкера, основанный на решении тёплицевых уравнений;
- метод Берга, как оценка коэффициентов отражения;

© А. В. Ивашко, Д. А. Лу닌, А. А. Подлозная, 2013

- ковариационный метод, который вычисляет решения наименьших квадратов для ковариационных нормальных уравнений;
- модифицированный ковариационный метод, как усовершенствованный ковариационный.

Все они отличаются лишь условиями, которыми необходимо ограничиться при нахождении коэффициентов.

Для периодограммного метода Уэлча характерно усреднение спектральной плотности мощности по ряду перекрывающихся сегментов:

$$^k X(j\omega) = \sum_{i=0}^{D-1} {}^k x_i \cdot e^{-j\omega i} . \quad (1)$$

При этом увеличение числа сегментов повышает помехоустойчивость алгоритма, но уменьшает разрешающую способность.

Коррелограммный метод, основанный на теореме Винера-Хинчина:

$$S(\omega) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} R(i) e^{-j\omega i} \quad (2)$$

где $S(\omega)$ – спектральная плотность мощности; $R(i)$ – i -й отсчет автокорреляционной функции анализируемого сигнала.

Увеличение числа отсчетов АКФ L повышает разрешение, уменьшение L повышает степень сглаживания шума. Очевидно, что с уменьшением L степень сглаживания увеличивается, а разрешение ухудшается.

Наиболее точные спектральные оценки дает группа методов, основанных на параметрическом моделировании. Суть этих методов состоит в том, что сигнал представляется как результат прохождения белого шума ε_i с нулевым средним, дисперсией D_ε и средним квадратическим отклонением σ_ε через цифровой фильтр. Возможны различные методы нахождения коэффициентов фильтра.

Нормальные уравнения Юла-Уолкера для АР-модели.

$$\begin{bmatrix} R(0) & R(-1) & \dots & R(-M) \\ R(1) & R(0) & \dots & R(-M+1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R(M-1) & R(M-2) & \dots & R(1) \\ R(M) & R(M-1) & \dots & R(0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -b_1 \\ \dots \\ -b_{M-1} \\ -b_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_\varepsilon \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Получив из них коэффициенты фильтра $b_1, b_2, \dots, b_M$ и дисперсию шума D_ε , можно рассчитать спектральную плотность мощности $S(\omega)$:

$$S(\omega) = \frac{D_\varepsilon}{\left(1 - \sum_{k=1}^M b_k \cos(\omega k)\right)^2 + \left(\sum_{k=1}^M b_k \sin(\omega k)\right)^2}, \quad (4)$$

а также амплитудный спектр $X(\omega) = \sqrt{S(\omega)}$.

Особенностью уравнений Юла-Уолкера для любой модели сигнала является то, что матрицы коэффициентов систем линейных уравнений имеют специальный вид – в них все элементы, расположенные на любой диагонали идентичны, то есть $a_{i,j} = a_{i+k,j+k}$. Такие матрицы называются *тёплицевы*, а для решения систем с тёплицевыми матрицами коэффициентов разработаны целый ряд методов – алгоритмы *Левинсона*, *Тренча*, *Дурбина*. Применение таких алгоритмов позволяет значительно сократить число операций и объем памяти при решении систем линейных уравнений и, таким образом, упростить процесс нахождения коэффициентов модели и спектральных оценок.

Недостатком метода Юла-Уолкера является слабое спектральное разрешение в случае коротких выборок сигнала, поэтому были разработаны методы оценивания АР-коэффициентов, обеспечивающие улучшение спектрального разрешения. К ним относятся *метод Берга*, *ковариационный метод* и *модифицированный ковариационный метод*.

Алгоритм Берга идентичен геометрическому, однако оценка коэффициента отражения находится следующим образом: при каждом значении параметра p в нем минимизируется арифметическое среднее мощности ошибок линейного предсказания вперед и назад (то есть выборочная дисперсия ошибки предсказания). Приравнявая производные к нулю, имеем оценку для K_p :

$$K_p = - \frac{2 \sum_{n=p+1}^N n_{p-1}^f[n] n_{p-1}^{b*}[n-1]}{\sum_{n=p+1}^N (n_{p-1}^f[n])^2 + \sum_{n=p+1}^N (n_{p-1}^b[n-1])^2} \quad (5)$$

Однако метод Берга обладает серьезным недостатком. Он заключается в расщеплении при некоторых условиях спектрального пика, соответствующего одной гармонической составляющей. Марпл-мл [1] отмечает и другие недостатки данного метода, в том числе появление ложных спектральных пиков и смещение частотных оценок. Учитывая вышесказанное, а также то, что частотное разрешение метода Берга не является самым высоким, можно сделать вывод о нецелесообразности применения его в спектральных моделях.

Ковариационный и модифицированный ковариационный методы основаны на одном и том же алгоритме минимизации методом наименьших квадратов одновременно всех коэффициентов линейного предсказания. Ковариационные методы более точны в оценке частоты и частотного разрешения, но одновременно значительно ухудшается устойчивость этих алгоритмов.

Цель исследования, постановка задачи. С целью проверки работоспособности программ был поставлен ряд экспериментов. Для экспериментальных исследований был взят участок ритмограммы здорового

человека. Оцениваем две ритмограммы длительностью по 5 минут, снятых ночью (0:20) во время сна и днём (18:25) во время физической работы.

Результаты исследования. В ходе анализа было выяснено, что у здорового человека во время сна и в состоянии покоя продолжительность R-R-интервалов увеличивается, дыхание замедляется, следовательно, спектральный анализ показывает преобладание высокочастотной компоненты (HF), а следовательно, активностью парасимпатической вегетативной нервной системы (рис. 1).

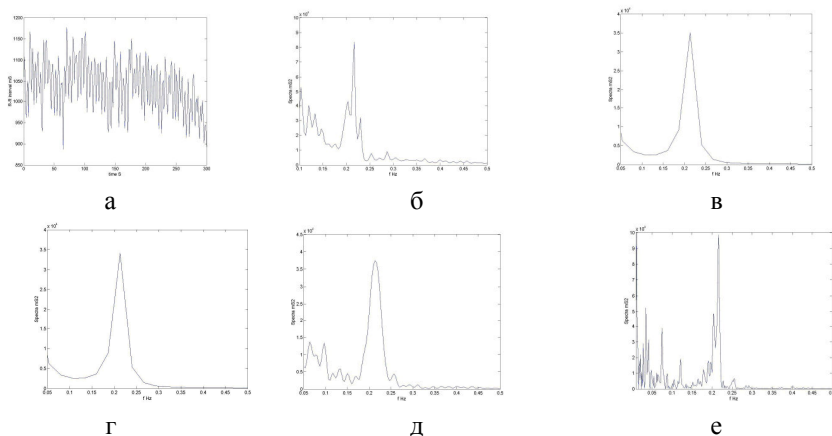


Рис. 1 – Анализ ритмограммы здорового человека в состоянии покоя:
а – ритмограмма, б – периодограммный метод, в – метод Уэлча, г – метод Юла-Уолкера, д – метод Берга, е – ковариационный метод

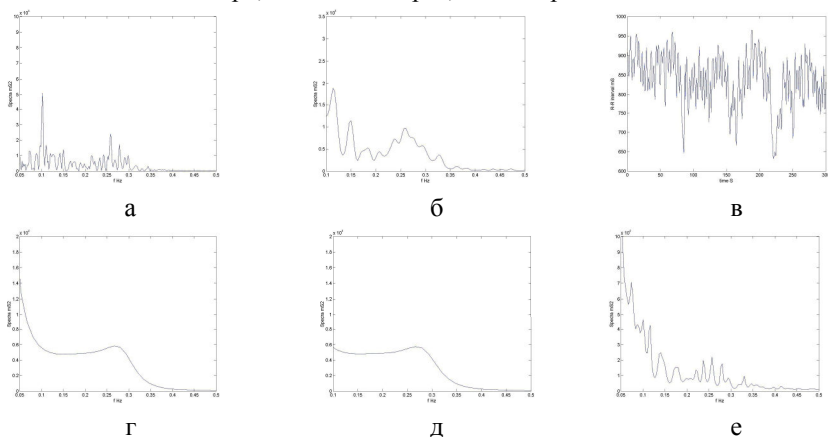


Рис. 2 – Анализ ритмограммы здорового человека в активном состоянии:
а – ритмограмма, б – периодограммный метод, в – метод Уэлча, г – метод Юла-Уолкера, д – метод Берга, е – ковариационный метод

В активном же состоянии у здорового человека, например, при мышечной работе, эмоциональном возбуждении, беге, и как следствие, гипоксии, продолжительность R-R-интервалов уменьшается, и спектральный анализ показывает преобладание низкочастотной компоненты спектра (LF) (рис. 2).

По результатам спектрального анализа может быть вычислен индекс отношения LF/HF, определяющий баланс влияния симпатической и парасимпатической системы на организм человека.

Помимо определения состояния покоя или активности человека, по соотношению составляющих спектра можно диагностировать различные патологии человека.

Для экспериментального исследования был взят участок ритмограммы с патологией в виде фибрилляции предсердий (рис. 3).

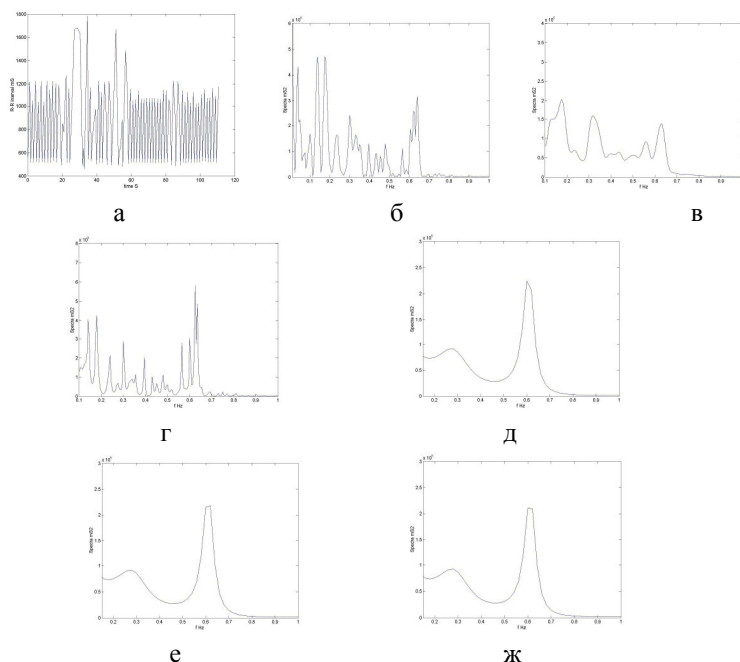


Рис. 3 – Анализ ритмограммы с фибрилляцией предсердий: а) ритмограмма с фибрилляцией предсердий; б) периодограммный метод; в) метод Уэлча; г) метод Юла – Уолкера; д) метод Берга; е) ковариационный метод; ж) мод. ковариационный метод

По тестовым данным видно, что продолжительность R-R-интервалов практически одинакова, с некоторыми непродолжительными скачками, что

уже указывает на наличие патологии, и спектральный анализ показывает преобладание высокочастотной компоненты (HF), а следовательно, активностью парасимпатической вегетативной нервной системы, и нахождение человека в состоянии покоя, но также появляются и другие низкочастотные спектры, которые указывают на патологию и доказывает, что для теста был взят участок ритмограммы с патологией в виде фибрилляции предсердий.

Выводы. В результате испытаний разработанных программ на реальных и тестовых данных выявлены преимущества и недостатки выбранных методов цифрового спектрального анализа (ЦСА). Установлено, что выбирать более подходящий метод ЦСА нужно в зависимости от характеристик анализируемого сигнала. Наиболее устойчивые оценки спектра обеспечивают ковариационный и модифицированный ковариационный методы, позволяющие выделить спектральные составляющие, соответствующие тем или иным характеристикам ритмограммы.

В целом содержание работы носит прикладную направленность, полученные теоретические результаты служат основой разработки конкретных алгоритмов и программ спектрально-корреляционной оценки кардиосигнала как для персональных компьютеров, так и для специализированных микроконтроллерных устройств.

Применение полученных алгоритмов спектрального анализа возможно для широкого класса биомедицинских сигналов, например для обработки энцефалограмм с целью определения биспектрального индекса.

Список литературы: 1. *С.Л. Марпл-мл.* Цифровой спектральный анализ. – М.: МИР, 1990. 2. *А.В. Ивашко* Методы и алгоритмы цифровой обработки сигналов. – Х.: НТУ «ХПИ», 2005-240с. 3. *Баевский Р.М., Иванов Г.Г.* Вариабельность сердечного ритма: теоретические аспекты и возможности клинического применения. – М.: Медицина, 2000.-295с. 4. *Баевский Р.М., Кириллов О.И., Клецкин С.З.* Математический анализ изменений сердечного ритма при стрессе. – М.: Наука, 1984. 5. *Рябыкина Г.В., Соболев А.В.* Вариабельность ритма сердца. – М.: Старко, 1998.

УДК 621.391

Методы и алгоритмы спектрально-корреляционной обработки кардиосигналов / А. В. Ивашко, Д. А. Луний, А. А. Подлюзня // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С. 41–46. – Бібліогр.: 7 назв.

У статті розглянуті алгоритми цифрового спектрального аналізу, на основі перетворення Фур'є. Проведено порівняльний аналіз методів спектрального аналізу цифрових сигналів. На основі експерименту висунуті пропозиції щодо обрання оптимального методу цифрового аналізу.

Ключові слова: спектр, спектральний аналіз, ритмограми, електрокардіограма, варіабельність серцевого ритму, алгоритм, цифровий сигнал.

In this paper algorithms for digital spectral analysis, based on Fourier transform. A comparative analysis of methods of spectral analysis of digital signals. Based on the experiment put forward proposals for the selection of an optimum method of digital analysis.

Keywords: spectrum, spectrum analysis, rhythmogram, electrocardiogram, heart rate variability, the algorithm, the digital signal.

А.В. ИВАШКО, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»

А.И. ПОТАПЕНКО, аспирант НТУ «ХПИ»

АЛГОРИТМ АДАПТИВНОГО ПОВЫШЕНИЯ КОНТРАСТА ДЛЯ СИСТЕМ РАСПОЗНАНИЯ ОБЪЕКТОВ

В статье предложен подход, позволяющий с помощью внедрения обратной связи в систему распознавания объектов адаптивно регулировать степень повышения контраста. Исследовано влияние результатов внедрения на эффективность и надежность работы систем распознавания объектов.

Ключевые слова: повышения контраста, распознавание объектов, адаптивность, алгоритм.

Введение. В настоящее время при решении многих реальных задач возникает необходимость в автоматизированной обработке изображений. Среди таких задач можно выделить распознавание номерных знаков, автомобилей, создание медицинских экспертных систем, анализ спутниковых снимков, обработку фотографий. Из-за изменяющихся условий съемки, контраст полученных изображений может быть недостаточным для применения автоматических алгоритмов поиска объектов. Если учесть сложность, а зачастую и невозможность повторной съемки, то возникает необходимость в качестве одного из первоначальных этапов обработки выполнять автоматизированное повышение контраста у получаемых изображений.

Сложность решения задачи повышения контраста заключается в том, что алгоритм должен быть применим для автоматизированных систем, что требует минимизации количества управляющих параметров, быть адаптивным, позволяя обрабатывать участки изображения, существенно отличающиеся по своим характеристикам. Степень воздействия алгоритма должна варьироваться с учетом контраста исходного изображения. Для решения этой задачи предлагается комплексный подход, использующий статистику работы высокоуровневых алгоритмов поиска объекта для адаптивной настройки параметров алгоритма повышения контраста.

Анализ литературы. В литературе описаны различные методы улучшения контраста изображения. В первом приближении их можно разделить на прямые и не прямые методы. Первые вводят меру контраста и стремятся улучшить её. Вторые улучшают контраст, используя не задействованные участки динамического диапазона. Большинство методов, описанных в литературе, относится ко второй группе [1]. Непрямые методы могут быть далее разделены на несколько подгрупп: 1) методы, раскладывающие изображение на высоко- и низкочастотные составляющие для обработки; 2) методы, работающие с гистограммой изображения и 3) методы, основанные на преобразованиях (ДКП, ДПФ, Вейвлет).

Методы второй и третьей группы имеют высокие показатели быстродействия, но мало учитывают пространственные свойства изображения. К примеру, при модификации гистограммы часто теряются небольшие детали изображения, которые выражены соседними грациями серого.

Высокую точность работы показали методы, выделяющие высокочастотную часть изображения, отвечающую за контуры, характерные точки и другие наиболее информативные элементы. К таким алгоритмам относится Ретинекс с противопоставлением центра-окружения, основанный на физиологии зрительного нерва [2].

Главная цель алгоритма Ретинекс – разделить исходное изображение на два: компоненту, отвечающую за отражение и компоненту, отвечающую за освещение. Так как проблемы в изображении связаны с освещением сцены, то, получив компоненту, отвечающую за освещение, и преобразовав ее, можно повысить контраст изображения [3].

Для вычисления алгоритма Ретинекс требуется вычислить свертку для каждой точки изображения, т.е. необходимо выполнить прямое и обратное преобразования Фурье. Реализация алгоритма показала, что данные вычисления требуют времени, неприемлемого для обработки видеопотока в реальном времени. Возникла необходимость альтернативного подхода, который удовлетворял бы требованиям систем анализа видеоданных в реальном времени. Принимая во внимание, что компонента, отвечающая за освещение, фактически представляет собой размытое исходное изображение, был предложен алгоритм контрастирующего маскирования [4].

Переход к логарифмической мере $Y = \log I$ позволяет заменить мультипликативные операции аддитивными. Для аппроксимации компоненты освещенности используется $Y' = \text{blur}(Y)$, размытая копия исходного изображения. Искомое изображение получается путем вычитания из исходного изображения компоненты освещенности, и последующего преобразования разницы в форму, пригодную для отображения. Коэффициенты k_1 , k_2 – константа, определяет степень воздействия алгоритма.

$$I' = e^Y, \text{ где } Y = k_1 \cdot Y - k_2 \cdot Y'.$$

Цель исследования. При всех преимуществах алгоритма контрастирующего маскирования, возникают трудности при выборе степени воздействия алгоритма. Алгоритм Ретинекс позволяет использовать фиксированные значения констант без потери эффективности. В случае алгоритма контрастирующего маскирования, применение фиксированных констант приводит либо к завышению контраста в случае исходных изображений с хорошим контрастом, либо к недостаточному повышению контраста при слабоконтрастных исходных изображениях. Неправильный выбор коэффициентов ведет к ухудшению изображению по сравнению с исходным и потере информации. Как видно на примере рис. 1, применяя алгоритм

контрастирующего маскирования с большими коэффициентами, оптимальными для низкоконтрастного изображения(д), к изображению с высоким контрастом(а) получаем усиление шума и нежелательные артефакты(б). Низкие коэффициенты не позволяют восстановить детали (е).

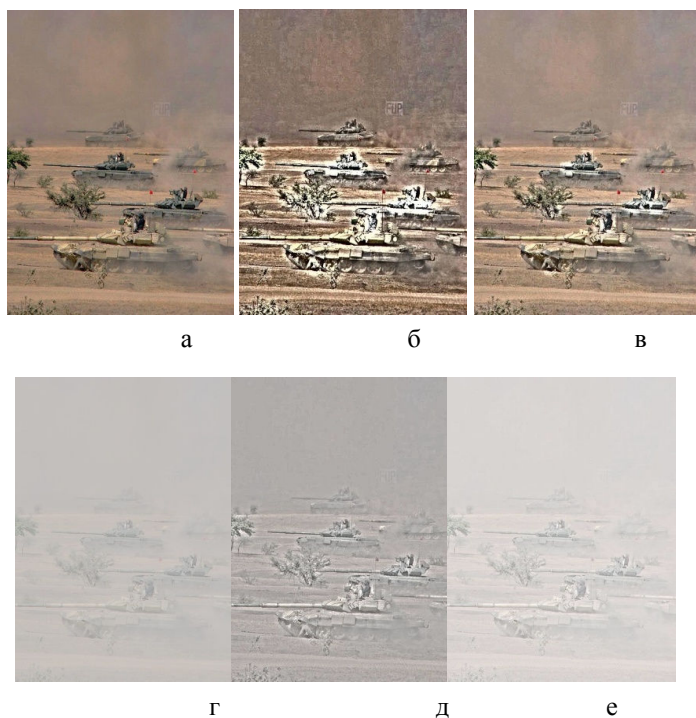


Рис. 1 – Применение алгоритма контрастирующего маскирования:

а, г – исходные изображения с разной контрастностью; б, д – результаты применения алгоритма с большой степенью воздействия; в, е – с малой степенью воздействия

Необходима мера контраста, на основе которой можно корректировать работу алгоритма. В литературе предложено множество критериев контраста, наиболее популярный подход состоит в поблочном анализе изображения с оценкой разности между максимальным и минимальным значением яркости в блоке.

Возникает ряд затруднений. Во-первых, оценка контраста требует дополнительных вычислений, нежелательных при обработке видеопотока. Во-вторых, во многих ситуациях критерий контраста не имеет локальных максимумов, т.е. можно оценить улучшение контраста, но нет точки «достаточного» контраста [5].

Материалы исследований. Для решения данной проблемы рассмотрим структуру систем поиска объектов. Она состоит из трех этапов, см. рис. 2.

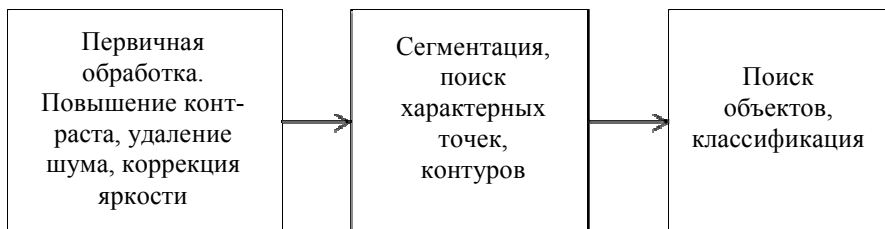


Рис. 2 – Структурная схема системы поиска объектов

Предлагается ввести в систему обратную связь, реализуемую с помощью передачи результатов работы последующих каскадов обработки изображения начальным, в частности, для коррекции работы алгоритма повышения контраста. В качестве необходимой косвенной меры контраста изображения может служить соотношение количества ошибок обнаружения первого и второго родов высокоуровневых алгоритмов поиска объекта. Большое количество ошибок первого рода может означать чрезмерное количество деталей, что может быть результатом завышенного контраста, а, следовательно, усиления шумов, артефактов сжатия изображения, и т.д. Большое количество ошибок второго рода может говорить о потере деталей объектов, т.е. недостаточном контрасте изображения.

Подход применим в системах с фиксированным углом зрения, к примеру, стационарных камерах видеонаблюдения, для которых можно определить относительно постоянные диапазоны вероятностей ошибок алгоритма обнаружения. Кроме того, мера контраста не должна зависеть от количества объектов, реально находящихся в кадре. Для этого необходим ступенчатый процесс, позволяющий сравнить количество срабатываний на разных ступенях, соответствующих предположениям разной степени сложности.

Для примера возьмем метод поиска объектов на основе алгоритма усиления слабых классификаторов Хаара. Каскад состоит из K ступеней, каждая ступень – комитет простых классификаторов построенный алгоритмом с «усилением» обучения. Если ступень принимает решение о том, что вектор признаков относится к классу объекта, принимается, только если все ступени каскада это подтвердили, иначе вектор признаков классифицируется, как не искомый объект[6]. Простые классификаторы соответствующие первым ступеням лишь немногим превосходят случайное предположение, но последовательное их применение позволяет достичь высоких вероятностей правильного обнаружения объекта.

Требуется небольшая модификация метода: введем дополнительные переменные, учитывающие число положительных срабатываний начальных и

конечных ступеней каскада отдельно, x_1 и x_2 . Для относительно постоянных условий съемки с фиксированной точки можно выделить ограниченный диапазон колебаний для данного каскада классификаторов. Существенное отклонение позволяет сделать вывод об изменении параметров исходного кадра и необходимости настройки параметров алгоритма повышения контраста.

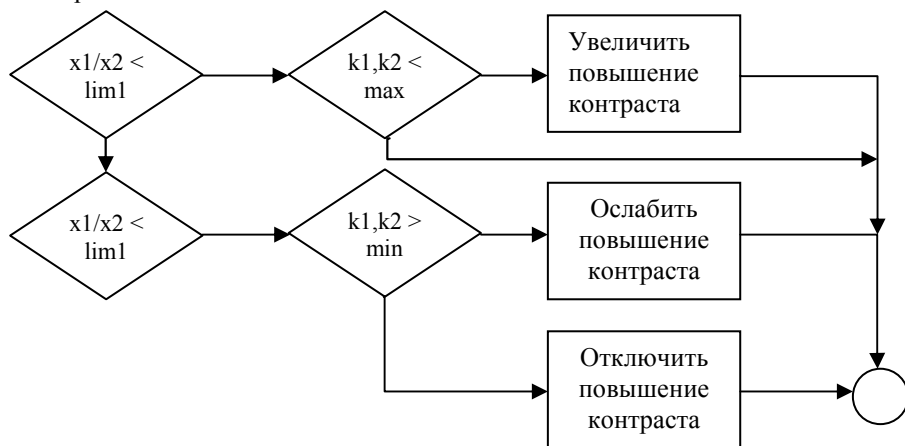


Рис. 3 – Алгоритм регулирования коэффициентов

Предложенный алгоритм приведен на рис. 3. Из соотношения числа срабатываний начальных и конечных ступеней каскада определить соотношение ошибок первого и второго рода. Если число срабатываний первичных ступеней каскада понижается при большом количестве срабатываний последующих ступеней, $x_1/x_2 < \lim_1$ то алгоритм делает вывод о недостаточной детализации сцены, и принимает решение о повышении коэффициентов алгоритма повышения контраста. Если же число ложных срабатываний превышает предел, т.е. много срабатываний начальных ступеней каскада, при небольшом количестве срабатываний последующих ступеней (обнаруженных объектов), $x_1/x_2 > \lim_2$ то алгоритм делает вывод о чрезмерном усилении шумов и ошибок изображения в следствии завышенного контраста, коэффициенты снижаются. Для избегания дребезга целесообразно принимать решение в случае постоянного превышения пределов на протяжении 5 и более кадров. Кроме того, для коэффициентов алгоритма усиления контраста устанавливаются пределы допустимых значений. В случае успешной работы алгоритмов поиска объектов повышение контраста можно отключать полностью, чем дополнительно снижать ресурсоемкость вычислений.

Результаты исследований. Для оценки эффективности подхода, был проведен сравнительный анализ работы системы распознавания и

сопровождения объектов с использованием алгоритмов повышения контраста с фиксированными и адаптивными коэффициентами. Принцип работы системы следующий: после обнаружения объекта с помощью каскада слабых классификаторов, в области обнаружения выделяются характерные точки, далее на каждом кадре определяется их новое положение. Кроме того, отсеиваются точки, смещение которых существенно отличается от среднего смещения всех остальных. Данный алгоритм чувствителен как к шуму, вызванному чрезмерным усилением контраста, так и к потере деталей, в следствии недостаточного контраста. Оценивая среднюю длительность сопровождения характерных точек (в кадрах), мы можем оценить эффективность работы алгоритма.

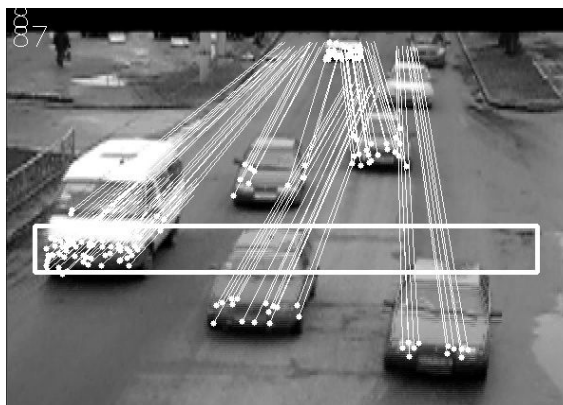


Рис. 4 – Работа системы распознавания и сопровождения объектов

Исследования проводились на системе подсчета автомобилей с каскадом распознавания фронтальной проекции машины, см. рис. 4. По результатам исследований, адаптивное повышение контраста позволяет увеличить средний срок жизни отслеживаемой точки с 65-72 кадров до 79-82. Таким образом, не теряя в эффективности работы системы, можно повысить быстродействие системы в случае хороших условий съемки, при этом на 15-25 % увеличить точность работы системы в условиях низкого контраста исходного кадра. Более того, применение автоматического регулирования позволяет сделать систему распознавания объектов всепогодной и способной работать в условиях сильных помех – задымления, тумана и т.д., что потребовало бы вмешательства оператора либо дополнительных внешних систем контроля. Для условий плохого освещения без адаптивного повышения контраста система вообще не могла работать – срок жизни характерной точки не превышал 5-10 кадров, что было недостаточно для постоянного сопровождения движущегося объекта. После внедрения предложенного подхода удалось добиться показателей в 35-42 кадров.

Выводы. Полученные результаты подтверждают, что описанный подход позволяет с минимальными дополнительными вычислениями получить алгоритм с возможностью адаптироваться к условиям съемки в широком диапазоне. Необходимо добавить, что описанный подход универсален и имеет большие перспективы для дальнейшего изучения. Он применим для целого ряда алгоритмов повышения контраста, в которых необходимо регулировать степень воздействия алгоритма, к примеру, выбираю величину сдвига гистограммы БПФ изображения. Также можно использовать различные параметры для передачи по обратной связи, в зависимости от используемого алгоритма распознавания объектов.

Список литературы: 1. Ахметшина Л.Г., Егоров А.А. Методика автоматизированного повышения яркости и контраста мультиспектральных изображений / Л.Г. Ахметшина, А.А. Егоров // «Искусственный интеллект». - Днепропетровский национальный ун-т – У. – 3'2009. – с. 506-515. 2. Jobson D.J., Rahman Z., Woodell G.A. A Multiscale Retinex for Bridging the Gap Between Color Images and the Human Observation of Scenes / D.J. Jobson, Z. Rahman, G.A. Woodell // IEEE TRANSACTIONS ON IMAGE PROCESSING. – Вып. 6, № 7, – Июль, 1997. – с. 965-976. 3. Rahman Z., Woodell G.A., Jobson D.J. A Comparison of the Multiscale Retinex With Other Image Enhancement Techniques / Z. Rahman, G.A. Woodell, D.J. Jobson // IS&T's 50th Annual Conference. – College of William & Mary, NASA Langley Research Center. – 1997. – с. 426—431. 4. Руднева В. Методы повышения цветового качества изображений и восстановления цветов в старом видео / В. Руднева // Компьютерная графика и мультимедиа. – Выпуск №4(3). – 2006. 5. Agaian S.S., Silver B., Panetta K.A. Transform Coefficient Histogram-Based Image Enhancement Algorithms Using Contrast Entropy / S.S. Agaian, B. Silver, K.A. Panetta // IEEE TRANSACTIONS ON IMAGE PROCESSING. – Вып. 16, № 3 – Март, 2007. – с. 741- 758. 6. Viola P., Jones M.J. Rapid Object Detection using a Boosted Cascade of Simple Features / P. Viola, M.J. Jones // IEEE CVPR. – 2001. 7. Schapire R.E., Singer Y. Improved Boosting Algorithms Using Confidence-rated Predictions / R. E. Schapire, Y. Singer // Machine Learning, 37. – 1999. – с. 297-336.

Надійшла до редколегії 05.11.2012

УДК 621.391

Алгоритм адаптивного повышения контраста для систем распознавания объектов / А.В. Ивашко, А.И. Потапенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С.47–53. Бібліогр.: 7 назв.

У статті запропоновано підхід, що дозволяє, за допомогою запровадження зворотнього зв'язку у систему розпізнавання об'єктів, адаптивно регулювати ступінь підвищення контрасту. Досліджено вплив результатів запровадження на ефективність і надійність роботи системи розпізнавання об'єктів.

Ключові слова: підвищення контрасту, розпізнавання об'єктів, адаптивність, алгоритм.

There has been proposed approach that allows adjusting the level of contrast enhancement by implementing the feed back into the object recognition system. Influence of the approach implementation on the effectiveness and robustness of the recognition system was studied.

Keywords: contrast enhancement, object recognition, adaptive, algorithm.

А. В. ИВАШКО, канд. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;
К. Н. ЯЦЕНКО, студент НТУ «ХПИ»

РЕАЛИЗАЦИЯ МЕДИАННЫХ И КВАЗИМЕДИАННЫХ ФИЛЬТРОВ НА ЦИФРОВЫХ СИГНАЛЬНЫХ ПРОЦЕССОРАХ

В статье рассмотрена программная реализация медианных и квазимедианных фильтров на языке ассемблера сигнальных процессоров TMS320C24xx и ADSP – 218x. Исследовано быстродействие программ, реализующих базовые алгоритмы данных видов фильтрации.

Ключевые слова: медианные фильтры, квазимедианные фильтры, сигнальные процессоры.

Введение. В настоящее время ставшие классическими методы линейной фильтрации нашли широкое применение в различных областях науки и техники. В то же время использование теории линейной фильтрации не позволяет получить приемлемое решение в ряде практически важных приложений. В таких случаях оптимальное решение следует искать в классе нелинейных фильтров.

Медианная фильтрация является методом нелинейной обработки сигналов, часто применяемым на практике как средство предварительной обработки цифровых данных, изображений. Она имеет следующие основные преимущества: медианная фильтрация сохраняет резкие перепады, тогда как линейная низкочастотная фильтрация смазывает такие перепады; медианные фильтры очень эффективны при сглаживании импульсного шума [1].

Эффективность выполнения алгоритмов медианной фильтрации во многом зависит от выбора аппаратных средств на которых они реализуются. Предлагается программная реализация алгоритмов медианной фильтрации на языке ассемблера сигнальных процессоров TMS320C24xx и ADSP – 218x [2].

Анализ литературы. В литературе описаны различные алгоритмы медианной фильтрации. Медианный фильтр представляет собой оконный фильтр, последовательно скользящий по массиву сигнала, и возвращающий на каждом шаге один из элементов, попавших в «окно» (апертуру) фильтра. Фильтрация реализуется в виде процедуры локальной обработки отсчетов в скользящем окне, которое включает определенное число отсчетов сигнала. Выделяют несколько алгоритмов поиска медианы отсчетов сигнала попавших в окно фильтра: вычисление медианы на основе сортирующей цепи, гистограммный метод, поиск медианы на основе древовидных псевдомедианных фильтров.

Наиболее распространенными являются схемы, включающие линейку из N элементов задержки и блок вычисления медианы на основе сортирующей цепи (СЦ) (см. рис. 1).

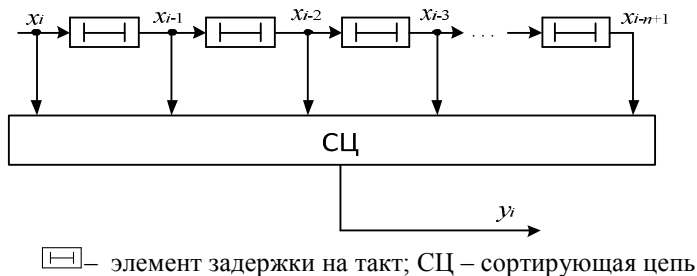


Рис. 1 – Медианный фильтр с применением сортирующей сети

Сложность и быстродействие данной системы определяется в первую очередь структурой сортирующей сети, выполняемой, как правило, из элементов сравнения и перестановки [3]. При этом сортирующие сети могут быть построены на основе таких методов сортировки, как «пузырьковый» метод, сортировка Бэтчера, эвристические сети.

При использовании сортирующих цепей ключевую роль играет количество сортируемых значений N . Сортировка по методу «пузырька» считается наиболее медленной, из-за чего не находит широкого применения. Более эффективным решением задачи сортировки являются сортирующие сети Бэтчера, где по существу, происходит слияние пар отсортированных подпоследовательностей. Сортировка Бэтчера может быть представлена эквивалентной сортирующей сетью. На основе данного алгоритма можно построить сеть для большого числа отсчетов, количество элементов в которой будет приближаться к оптимальному.

Существенно сократить аппаратные затраты и значительно упростить структуру СЦ при поиске медианы позволяет древовидный псевдомедианный фильтр (ДПМФ), базовым элементом которого является одномерный МФ с апертурой M ($M=3,5,7,\dots$), который в свою очередь является узлом M -арного дерева [4]. При этом наиболее простыми и, следовательно, эффективными в реализации, оказываются ДПМФ на основе МФ с апертурой 3, т.е. при $M=3$.

С увеличением N сложность реализации медианных фильтров быстро растет, и приблизительно равна квадрату окна. В таких случаях используют гистограммный метод, который позволяет с приемлемыми затратами вычислять медиану для больших N [5].

Гистограммный метод основан на том факте, что в соответствии с рисунком 1 при поступлении очередного отсчета из окна уходит лишь один крайний правый отсчет, а остальные $(N-1)$ сохраняются с предыдущего такта и сводится к следующему: гистограмма полностью строится только для первой выборки, а затем при каждом смещении окна она только модифицируется в соответствии с ушедшим и поступившим отсчетами. Для поиска медианы необходимо суммировать элементы гистограммы до тех пор, пока их сумма не превысит $(N-1)/2$ или не станет ей равной. Индекс

последнего просуммированного элемента гистограммы равен медиане. Соответственно для данного алгоритма играет важную роль диапазон фильтруемых значений.

Цель исследования. Целью исследования является определение быстродействия выполнения программ для сигнальных процессоров, реализующих алгоритмы медианной фильтрации: сортирующих цепей на основе сетей Бэтчера, древовидный псевдомедианный фильтр, гистограммный метод и выбор оптимального метода.

Материалы исследований. Для написания и отладки исследуемых программ были использованы программные симуляторы процессоров TMS320C24xx и ADSP – 218x, которые входят в состав интегрированных сред разработки Code Composer Studio v.2.1 и VisualDSP++ v.3.5.

Результаты исследований. Сравнение быстродействия программ реализующих описанные выше методы основывается на сравнении количества программных циклов затрачиваемых на выполнение программы.

Для исследования было загружено в память данных процессора числовую последовательность длиной 512 значений в диапазоне от 0 до 256. Исследовались программы одномерной фильтрации. Апертуры медианного фильтра были выбраны из ряда $N = 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15$. Результаты исследования графически отображены на рис. 2 и рис. 3.

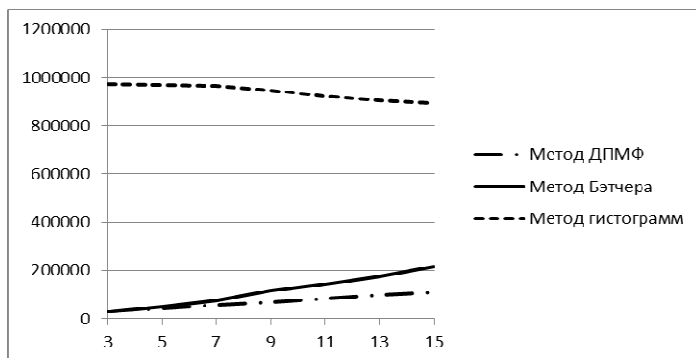


Рис. 2 – График зависимости количества циклов при фильтрации последовательности от выбранной апертуры для процессора TMS320C24xx

Из графиков видно, что программа медианной фильтрации, основанная на методе ДПМФ, выполняется примерно в два раза быстрее, чем программа на основе метода Бэтчера. При этом график для ДПМФ сохраняет линейность с увеличением апертуры и его возрастание не так стремительно как при использовании метода Бэтчера. Значительно больше времени занимает выполнение программы основанной на методе гистограмм.

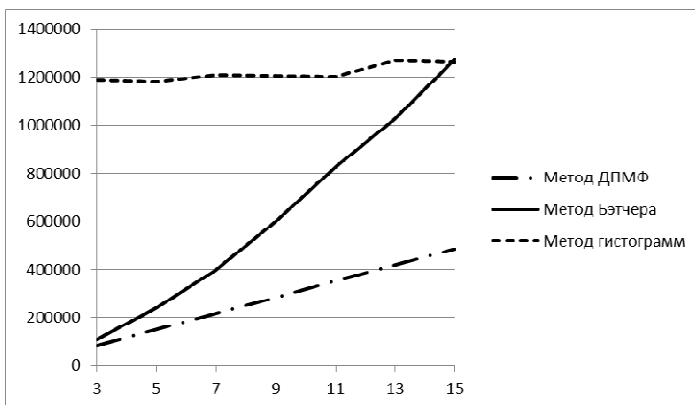


Рис. 3 – График зависимости количества циклов при фильтрации последовательности от выбранной апертуры для процессора ADSP-218x

Однако программа на основе метода гистограмм вне зависимости от выбранного процессора и исходных значений при увеличении апертуры окна выполняется в пределах одного и того же значения циклов. Максимальное значение циклов выполнение программы займет в том случае, когда поступающие значения будут равны 255, а минимальное – когда 0. График сохраняет свою линейность в случае, когда поступающие элементы выборки близки по значению.

Существенная разница в числе циклов процессора между методом гистограмм и остальными методами объясняется тем, что значения чисел, которые поддаются фильтрации, влияют на гистограмму и скорость нахождения медианы будет тем выше, чем меньше будет диапазон значений. К примеру, при фильтрации нулей и единиц программе на основе метода гистограмм понадобится значительно меньшее время для нахождения медианы, нежели программам на основе сортирующих сетей, поскольку при гистограммном методе необходимая сумма будет состоять из значений первых двух ячеек гистограммы, а для других алгоритмов понадобится время для проверки всех условий и перестановки значений.

Выводы. Полученные результаты подтверждают, что число операций для выполнения медианной фильтрации методом гистограмм не зависит от величины окна N , а зависит лишь от разрядности отсчетов сигнала и от разности Δ между предыдущими и текущими значениями медианы. При использовании медианной фильтрации на основе сортирующих цепей наибольшее быстродействие обеспечивает метод древовидных псевдо-медианных фильтров. Данные результаты наблюдаются на обоих используемых сигнальных процессорах. При фильтрации сигналов с достаточно малым диапазоном входных значений необходимо отдавать предпочтение

методу гистограмм, при условии, что при выбранном значении апертуры метод ДПМФ выполняется медленней.

Список литературы: 1. Под. ред. Т.С. Хуанга. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений / Под. ред. Т.С. Хуанга. – М.: Радио и связь, 1984. – 224с. 2. Бондарев В.Н., Трёстер Г., Чернега В.С. Цифровая обработка сигналов : методы и средства : Учеб. пособие для вузов / Бондарев В.Н., Трёстер Г., Чернега В.С. – Севастополь : Изд-во СевГТУ, 1999.- 398с. 3. Кнут Д. Искусство программирования для ЭВМ. Т.3. Сортировка и поиск / Кнут Д. – М. : Мир, 1978. – 844с. 4. Дорошенко Ю.И., Ивашко А.В. Об одном классе нелинейных цифровых фильтров для обработки изображений / Дорошенко Ю.И., Ивашко А.В. // Информационные технологии : наука, техника, технология, образование, здоровье : Сб. научн. трудов ХГПУ. Вып 7.ч.1. – Харьков ХГПУ, 1999, с.280-285. 5. Очин Е.Ф. Вычислительные системы обработки изображений / Очин Е.Ф. – Л. : Энергоатомиздат, 1989.- 136с.

Надійшла до редколегії 05.02.2013

УДК 621.391

Реализация медианных и квазимедианных фильтров на цифровых сигнальных процессорах / А. В. Ивашко, К. Н. Яценко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8(982). – С.54–58.Бібліогр.: 5 назв.

У статті розглянута програмна реалізація медіанних і квазімедіанних фільтрів на мові асемблера сигнальних процесорів TMS320C24xx и ADSP – 218x. Досліджено швидкодію виконання програм що реалізують базові алгоритми даних видів фільтрації.

Ключові слова: медіанні фільтри, квазімедіанні фільтри, сигнальні процесори.

There has been proposed realization of median and quasimedian filters on assembler language for signal processors TMS320C24xx and ADSP - 218x. A speed of programs performance implementing basic algorithms was studied for these types of filtration.

Keywords: median filters, quasi median filters, signal processors.

С. И. КОНДРАШОВ, д-р техн. наук, проф., зав. кафедрой НТУ «ХПИ»,
Т. В. ДРОЗДОВА, аспирант НТУ «ХПИ.

О ПРИМЕНЕНИИ УНИВЕРСАЛЬНЫХ ШКАЛ ПРИ ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА СЛАБОФОРМАЛИЗУЕМЫХ СИСТЕМ НА ПРИМЕРЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ В ВУЗЕ

Рассматривается класс интеллектуальных систем, отличающихся сложной формализацией. Оценку качества предлагается осуществлять с помощью универсальной шкалы, для которой присущи относительная независимость от условий функционирования и простота построения. Приведен пример использования универсальной шкалы при определении качества учебного процесса.

Ключевые слова: оценка качества, интеллектуальная система, теория нечетких множеств, нечеткая модель управления, универсальная шкала.

Постановка проблемы. Формы представления знаний на базе современных интеллектуальных систем, способы их извлечения и пополнения, варианты организации логического вывода успешно реализуются в широком спектре различных практических приложений. Ярким примером такой интеллектуальной системы может быть система оценки качества образования в вузе [1, 2].

Обеспечение качества и его оценка требуют анализа всего образовательного процесса. Образовательная система – это система, которая характеризуется большим количеством параметров, иерархичностью структуры, разнородностью элементов. В современной литературе исследователями предложены различные подходы к определению понятия качества образования и способов его оценки [3, 4]. Но требуют дальнейшего исследования вопросы учета и уменьшения НЕ-факторов [5] при принятии управленческих решений в университете.

Разработки вопросов, связанных с качеством, опираются на модели, построенные на основании обработки информации, получаемой в результате опроса экспертов. При этом задачи оценки качества образовательных систем, можно отнести к задачам, в которых исходные данные являются ненадежными и слабоформализуемыми. Известно, что для их решения успешно применяется математический аппарат нечетких множеств. Использование данного аппарата связано с работами таких ученых, как Л. Заде [6], А. Кофман, Д. А. Поспелов и др.

На сегодняшний день не теряют своей актуальности проблемы использования баз знаний для анализа и оценки качества плохо формализуемых многокритериальных систем с существующими в них конфликтными ситуациями.

Наиболее предпочтительным является использование нечеткой модели управления типа «ситуация-действие». В работах [7, 8] рассмотрены примеры практического применения такой модели управления. Основой данного подхода служит концепция ситуационного управления. Исходя из ее ключевых положений, каждому классу ситуаций ставится в соответствие некоторое решение по управлению (управляющее воздействие, программно-алгоритмическая управляющая процедура и т. д.).

Процедура оценки качества образования предполагает использование теории шкал. Оценивание качества сложных систем изображается с помощью шкал порядка. В работе [9] принято во внимание, что при исследовании особенностей сложного объекта возможно использование шкалы квази-порядка, но такие шкалы характеризуются большим объемом выборки, не учитывают качественную оценку и неполные данные.

В результате представляется целесообразной разработка автоматизированной информационно-измерительной системы, которая бы учитывала сложность и многокритериальность исследуемой системы.

Цель статьи. Разработка подхода к оцениванию качества многокритериальных слабоформализуемых систем в условиях неопределенности и нечеткости имеющихся исходных данных.

Использование универсальной шкалы. При построении функций принадлежности на основании экспертного опроса можно столкнуться с существенным недостатком: изменение условий функционирования нечетких моделей управления и разнородность показателей, которыми характеризуется такая модель, предполагают корректировку нечетких множеств, описывающих значения лингвистических переменных, используемых моделью, с целью сохранения адекватности ее объекту. Такая корректировка может быть произведена путем повторного опроса экспертов с целью построения новых функций принадлежности [7].

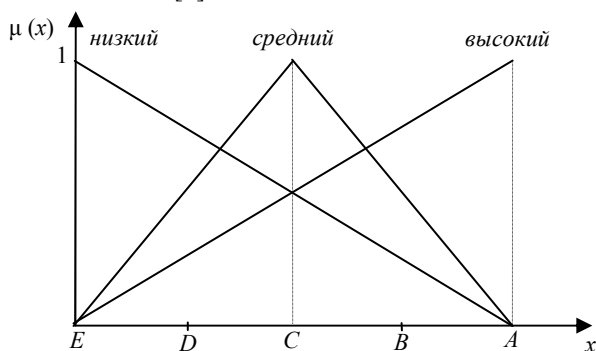


Рис. 1 – Функции принадлежности нечетких множеств, описывающих значения лингвистической переменной «Уровень полученных студентами знаний»

Пусть имеется модель нечеткой оценки качества образовательных услуг. Для описания состояний образовательного процесса с другими лингвистическими переменными используется лингвистическая переменная «Уровень полученных студентами знаний» с терм-множеством: «низкий», «средний» и «высокий». Допустим, что в результате проведенного опроса экспертов построены функции принадлежности соответствующих нечетких множеств (см. рис. 1) при условии, что в соответствии с европейской шкалой ECTS минимальная оценка полученных знаний – E, а максимальная – A.

В связи с частой практикой разделения студентов на магистров и специалистов, пусть требуется оценить уровень полученных магистрами знаний. Такое разграничение предполагает, что к магистрам относят студентов с высокой успеваемостью, и, следовательно, оценивание их уровня знаний оценками D и E скорее всего будет неприемлемым. Необходимо скорректировать нечеткие множества, описывающие значения лингвистической переменной «Уровень полученных студентами знаний», построив для них новые функции принадлежности. Для этого нужно провести новый опрос экспертов.

Одним из путей преодоления такого недостатка является переход к универсальным шкалам измерения значений оцениваемых параметров. Наличие универсальной шкалы позволяет рассуждать одновременно о событиях и фактах, для которых нечеткие оценки, совпадая внешне, имеют различную количественную интерпретацию [10].

Достоинством использования универсальных шкал является их относительная независимость от условий функционирования нечеткой системы. Переход от предметной шкалы к универсальной осуществляется с помощью функции отображения π . При постоянном базовом терм-мноестве лингвистической переменной, которая используется для описания некоторого оцениваемого параметра, приведение ее задания в соответствие изменяющимся условиям производится корректировкой функции отображения π , с помощью которой осуществляются прямые и обратные переходы с предметной шкалы на универсальную.

Пусть для рассмотренного выше примера с оцениванием качества образования построена универсальная шкала лингвистической переменной «Уровень полученных студентами знаний» (см. рис. 2).

В зависимости от минимально допустимой оценки уровня знаний построены две функции отображения π_1 и π_2 для диапазона оценок A-E и A-C соответственно. Новая функция отображения определяется в результате менее трудоемкого экспертного опроса относительно соответствия понятий универсальной шкалы точкам предметной шкалы и наоборот.

В случае корректировки базового терм-мноества для сохранения адекватности нечеткой модели, нельзя ограничиться корректировкой функции отображения. В таких случаях целесообразно проводить новый опрос для построения функций принадлежности нечетких множеств, описывающих значения лингвистической переменной в новых условиях.

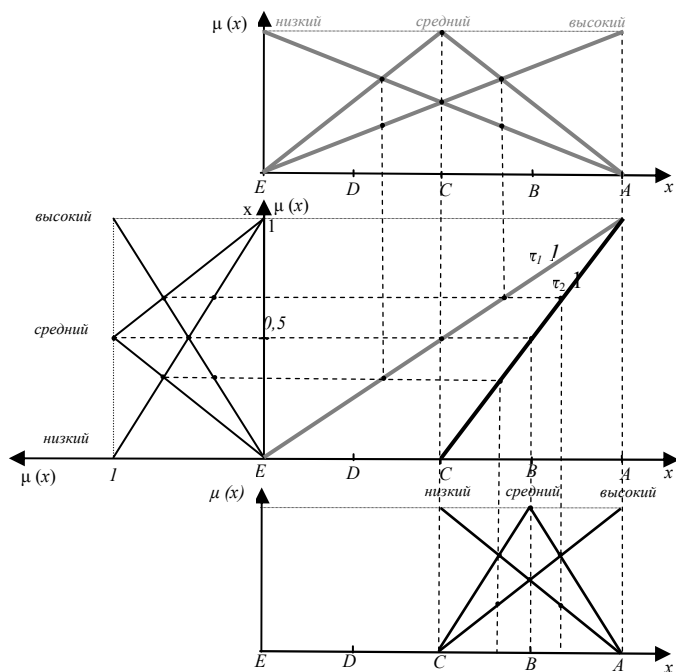


Рис. 2 – Построение универсальной шкалы по базовому терм-множеству лингвистической переменной «Уровень полученных студентами знаний»

При качественном анализе чувствительность выражается коэффициентом чувствительности, равным тангенсу угла наклона линейной зависимости. Для оценки чувствительности исследуемого параметра по двум критериям (уровень знаний специалистов и уровень знаний магистров) можно использовать тангенсы углов наклона, получаемые при построении функций отображения π_1 и π_2 . Из рис. 2 видно, что чувствительность по исследуемому критерию для магистров будет больше.

Система оценки качества сложной системы предполагает одновременный учет различных условий и критериев. Так как количество оцениваемых параметров и их качественный состав часто определяются с помощью экспертов, то можно предположить, что некоторые параметры будут принадлежать «теневому» множеству. В модели учет «теневых» множеств параметров будет осуществляться введением дополнительных функций отображения, которые соответствуют степени уверенности эксперта в правильности своих оценок. Таким образом, имеет место понятие множественной функции отображения π_i , анализ которой будет являться темой будущих исследований.

Выводы. Предложенная методика оценки качества сложной системы на примере образовательной системы в вузе базируется на принципах нечеткой логики, что решает проблему оценивания качества функционирования сложной системы при неполных исходных данных. Полученные теоретические и практические результаты свидетельствуют о целесообразности применения универсальной шкалы для оценки качества как способа учета разнородности показателей качества системы образования.

Построенная универсальная шкала для оценки качества вуза по показателю качества «Уровень полученных студентами знаний» для студентов-специалистов и студентов-магистров позволила выявить возросшую чувствительность оценки качества образованности магистров.

Список литературы: 1. Искусственный интеллект и интеллектуальные системы управления / И. М. Макаров, В. М. Лохин, С. В. Манько, М. П. Романов. Отделение информ. технологий и вычислит. Систем РАН. – М.: Наука, 2006. – 333с. 2. Рыбина Г.В. Основы построения интеллектуальных систем. Учеб. Пособие / Г. В. Рыбина. – М.: Финансы и статистика ИНФРА М 2010. – 432 с. 3. Системы качества в образовании / Под общ. ред. Ю. П. Адлера. М., 2000. 4. Управление качеством высшего образования: теория, методология, организация и практика. Коллект. научн. моногр. / Под научн. ред А.И. Субетто. В 3-х томах. – СПб.: Смольный университет РАО; Кострома: Изд-во КГУ, 2005 – 406с.; 340с.; 318с. 5. Нариньяни А. С. Недоопределенность в системе представления и обработки знаний. – Изв. АН СССР. Техн. кибернетика. – 1986. – №5. – с.3-28. 6. Заде Л. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. М.: Мир, 1976. 7. Мелихов А. Н., Берштейн Л. С., Коровин С. Я. Ситуационные советующие системы с нечеткой логикой. – М.: Наука. Гл. ред. физ-мат. лит., 1990. 8. Кондрашов С. І. Методи підвищення точності систем тестових випробувань електричних вимірювальних перетворювачів у робочих режимах/ монографія – Харків: НТУ «ХПІ», 2004. 9. Аналіз переходу від рейтингової шкали до шкали квазіпорядку за умов поліморфізму / Яремчук Н. А., Сікоза О. М. // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2009. – № 5. – С. 96-103. 10. Ежкова И. В., Поспелов Д. А. Принятие решений при нечетких основаниях. I. Универсальная шкала. – Изв. АН СССР. Техн. кибернетика. – 1977. – №6. – С.3-11.

Поступила в редакцию 14.11.2012

УДК 519.2

О применении универсальных шкал при оценке качества слабоформализуемых систем на примере образовательной системы в ВУЗе. / С. И. Кондрашов, Т. В. Дроздова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С. 59–63. Бібліогр.: 10 назв.

Розглядається клас інтелектуальних систем, що відрізняються складною формалізацією. Оцінку якості пропонується здійснювати за допомогою універсальної шкали, для якої властиві відносна незалежність від умов функціонування та простота побудови. Наведено приклад використання універсальної шкали при визначенні якості навчального процесу.

Ключові слова: оцінка якості, інтелектуальна система, теорія нечітких множин, нечітка модель управління, універсальна шкала.

Class of intelligent systems with a complex formalization is considered. By using a universal scale, which is characterized by the relative independence of the conditions of operation and ease of construction, is proposed to estimate the quality. An example of using a universal scale for determining the quality of the educational process is cited.

Keywords: estimation of the quality, intelligent system, theory of fuzzy sets, universal scale.

В.А. КРЫЛОВА, ассистент каф. АУТС, НТУ «ХПИ»

ОЦЕНКА ИНФОРМАЦИОННОГО СОСТОЯНИЯ КАНАЛА СВЯЗИ В АДАПТИВНЫХ СИСТЕМАХ КОДИРОВАНИЯ/ДЕКОДИРОВАНИЯ

Рассмотрена адаптивная система передачи данных. Предложена методика оценки информационного состояния канала связи. При известном числе состояний матрице вероятностей переходов предложен расчет интервалов наблюдения для подсчета ошибочных блоков.

Ключевые слова: адаптивная система, интервал наблюдения, канал связи, вероятность битовой ошибки.

Введение. Надёжность передачи информации обеспечивается использованием различных видов помехоустойчивого кодирования, в которых оптимальный код выбирается в зависимости от текущих параметров канала связи. В качестве кодов, исправляющих ошибки, в адаптивных схемах кодирования/декодирования используются гнездовые свёрточные коды, параметры которых меняются в зависимости от оценки информационного состояния канала связи. Эффективность адаптивного кодирования в значительной степени зависит от методов оценки состояния канала связи.

Цель статьи – разработка методов оценки информационного состояния канала передачи данных в гибких системах кодирования/декодирования.

Постановка проблемы. При построении адаптивных систем передачи данных на основе гнездовых свёрточных кодов с переменными параметрами возникает необходимость в оценке информационного состояния канала связи. В настоящее время методы контроля информационного состояния канала осуществляются с использованием критерия достоверности, но модифицированного применительно к процедуре контроля.[1] Качество канала связи оценивается по числу искаженных кодовых блоков. Однако при построении адаптивных систем кодирования/декодирования, существующие методы оценки не позволяют осуществлять адаптацию к состоянию канала связи параметров гнездовых свёрточных кодов.[2]

Материалы исследований. Предположим, что число состояний канала связи и матрица вероятностей переходов известны. Для конкретного канала они могут быть вычислены из экспериментальных данных. Т.к. передаваемые данные в большинстве цифровых систем связи имеют блочную структуру, процедура оценки основывается на подсчёте числа ошибочных блоков, т.е. блоков, содержащих, по меньшей мере, один ошибочный бит. Будем считать, что сообщение разделено на блоки по k бит.

Для каждого состояния S_i канала задается интервал наблюдения N_{0i} , выраженный в числе блоков, задается также два порога $N_{i,i-1}$ и $N_{i,i+1}$ для каждого состояния S_i и число ошибочных блоков N_g . Если выполняется условие $N_{i,i+1} < N_g < N_{i,i-1}$, то принимается решение оставить канал в состоянии S_i . Если $N_g < N_{i,i+1}$ 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.

Возможно, также приниматься ошибочное решение о переходе в состояние $(i+1)$, в то время как оно перешло в состояние $(i-1)$, и наоборот. Однако эти ошибки значительно менее вероятны, чем ошибки первого и второго вида.

Для выбора интервалов наблюдения с точки зрения уменьшения ошибок используется следующая процедура. Так как состояния каналов расположены в соответствии с уменьшающимися средними вероятностями ошибки бита, и, следовательно, состояние $(i+1)$ лучше, а $(i-1)$ хуже состояния i , то интервал наблюдения для перехода из состояния i в $(i+1)$ должен быть больше интервала для перехода из состояния i в $(i-1)$. Пусть интервал наблюдения для перехода из состояния i в $(i+1)$ будет N_{0i} блоков. Разделим его на f_i подинтервалов и выберем подинтервал наблюдения для перехода из i в $(i-1)$ равным N_{0i}/f_i блоков. Если число ошибочных блоков N_g , подсчитанное оценщиком, больше порога $N_{i,i-1}$ за подинтервал наблюдения N_{0i}/f_i , то система переходит в состояние $(i-1)$, если нет, то остается в состоянии i . Если $N_g < N_{i,i+1}$ за интервал N_{0i} блоков, то оценщик считает (решает), что система находится в состоянии $(i+1)$. Вероятности ошибок первого и второго вида определяются, соответственно, следующими выражениями

$$\alpha_{i,i+1}^{(i)} = \sum_{N_g=0}^{N_{i,i+1}} P(N_g / S_i) \quad (1)$$

$$\beta_{i+1,i}^{(i+1)} = \sum_{N_g=N_{i,i+1}}^{N_{0i}} P(N_g / S_{i+1}), \quad (2)$$

где $P(N_g/S_i)$ – вероятность того, что в состоянии i из последовательности N_{0i} блоков N_g блоков ошибочны.

Учитывая независимость блоков, вследствие перемежения получим общую ошибку оценки

$$S = P(S_i) \alpha_{i,i+1}^{(i)} + P(S_{i+1}) \beta_{i+1,i}^{(i+1)} \quad (3)$$

где $P(S_i)$ и $P(S_{i+1})$ – вероятности состояний i и $i+1$ соответственно.

Оптимальному значению N_{0i} будет соответствовать минимум S . Дифференцируя (2) получим

$$N_{0,opt} = \frac{\ln\left(\frac{P(S_i)}{P(S_{i+1})}\right) + N_{i,i+1} \ln \frac{P_i}{P_{i+1}}}{\ln\left(\frac{1-P_{i+1}}{1-P_i}\right)} + N_{i,i+1} \quad (4)$$

Аналогично вычисляется интервал N_{0i}/f_i

$$\frac{N_{0i}}{f_i} = \frac{\ln\left(\frac{P(S_{i-1})}{P(S_i)}\right) + N_{i,i+1} \cdot \ln\left(\frac{P_{i-1}}{P_i}\right)}{\ln\left(\frac{1-P_i}{1-P_{i-1}}\right)} + N_{i-1,i} \quad (5)$$

Используя (4) и (5) вычисляем

$$f_i = \frac{N_{i,i+1} \cdot \ln \frac{P_i}{P_{i+1}}}{N_{i+1,i} \ln \frac{P_{i+1}}{P_i}} \quad (6)$$

Для расчета средней вероятности битовой ошибки определим вероятность $P_{bc}(j/i)$, которая обозначает битовую ошибку адаптивной системы в случае, когда приемное устройство считает, что канал находится в состоянии j , хотя в действительности он находится в состоянии i . В матричной форме можно записать

$$\begin{bmatrix} P_{bc}(1/1) & \dots & P_{bc}(1,M) \\ \dots & \dots & \dots \\ P_{bc}(M/1) & \dots & P_{bc}(M,M) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Для учета ошибки оценки определим матрицу $[A]$ вида

$$A = \begin{bmatrix} A(1/1) & \dots & A(1/M) \\ \dots & \dots & \dots \\ A(M/1) & \dots & A(M/M) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где $A(j/i)$ – вероятность того, что мы считаем, что канал находится в состоянии j , в то время как он находится в состоянии i .

Для всех $|j-1|>1$ $A(j/i)=0$. Остальные вероятности записываются в виде

$$A(i-1/i) = \beta_{i,j-1}^{(i)}, \quad (9)$$

$$A(i+1/i) = \alpha_{i,i+1}^{(i)} (1 - \beta_{i,i-1}^{(i)}) f_{i-1}, \quad (10)$$

$$A(i/i) = 1 - \beta_{i,i-1}^{(i)} - \alpha_{i,i+1}^{(i)} (1 - \beta_{i,i-1}^{(i)}) f_{i-1}. \quad (11)$$

Влияние задержек решения на ошибки оценки состояния не учитывалось, так как их влияние незначительно, если переходы редкие.

Средняя вероятность битовой ошибки с учетом ошибки оценки состояния канала определяется по формуле

$$P_b = \sum_{i=1}^M W_i \sum_{j=1}^M P_b(j/i) A(j/i). \quad (12)$$

Выводы. Таким образом, оценка информационного состояния канала связи в адаптивных системах передачи информации для гнездовых свёрточных кодов может быть осуществлена с помощью описанной выше методики.

Список литературы: 1. Живица Н.И. Теоретические основы передачи данных/ Н.И. Живица, А.Г. Пушко., В.А. Лукин – К.: КВВИДКУС, 1991. – 479 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. Золоторев В.В.. Т Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: Справочник/ В.В. Золоторев, Г.В. Овечкин – М.: Горячая линия –Телеком, 2004. – 126 с. 4. Качанов П.А. Основы теории информации и управления/ П.А.Качанов, В.В. Горбачов – Х.: НТУ «ХПИ», 2005 – 368 с.

Поступила в редакцию 26.12.2012.

УДК 621.394

Оценка информационного состояния канала связи в адаптивных системах кодирования/декодирования / В.А. Крылова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С. 64–67. – Бібліогр.: 4 назв.

Розглянута адаптивна система передачі даних. Запропонована методика оцінки інформаційного стану каналу зв'язку. При відомому числі станів матриці вірогідності переходів запропонований розрахунок інтервалів спостереження для підрахунку помилкових блоків.

Ключові слова: адаптивна система, інтервал спостереження, канал зв'язку, вірогідність бітової помилки.

The adaptive system of data transmission is considered. The technique of an assessment of information condition of a communication channel is offered. At known number of conditions calculation of intervals of supervision for calculation of erroneous blocks is offered a matrix of probabilities of transitions.

Keywords: adaptive system, interval of supervision, communication channel, probability of bit error.

В.П. КУЗЬМЕНКО, аспирант НТУУ «КПИ», инженер ООО «ППА Славутич», Киев;

Н.И. СИРЕНКО, главный инженер ООО «ППА Славутич», Киев;

А.П. МОВЧАН, канд. техн. наук, доц. НТУУ «КПИ»;

КОНТРОЛЬ УРОВНЯ ТЕПЛОНОСИТЕЛЯ В РЕАКТОРЕ ВВЭР-1000 ПРИ ТЯЖЕЛЫХ АВАРИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТИУ

Обсуждаются проблемы контроля и оценки запаса теплоносителя в первом контуре реакторной установки с ВВЭР-1000. Проводится краткий обзор существующих подходов к решению данной задачи и указываются их недостатки. Предлагается применение термоанемометрического метода измерения с использованием термоэлектрических индикаторов уровня типа ТИР-1509.

Ключевые слова: ВВЭР-1000, измерение уровня, термоанемометр, термоэлектрический индикатор уровня.

Введение. По результатам анализа аварий на ядерных установках (ЯУ) в мире идет постоянное ужесточение требований к системам контроля и диагностики в аварийных режимах. Украина как член МАГАТЭ является непосредственным участником этого процесса. В соответствии с [1] для успешного управления ядерной установкой во время аварий с потерей теплоносителя оператору необходимо иметь в своем распоряжении информацию, по которой можно оценить запас теплоносителя в первом контуре. На реакторных установках с ВВЭР-1000 (РУ), которые эксплуатируются в Украине, не предусмотрены проектные средства контроля уровня теплоносителя в реакторе и системе первого контура.

Высокий уровень ионизирующего излучения в реакторе оказывает разрушительное воздействие на средства измерения. К тому же, накладываются конструктивно-эксплуатационные ограничения на средства измерения, связанные с особенностями конструкции ЯУ.

Известны следующие методы измерения и оценки запаса теплоносителя в первом контуре ЯУ: гидростатический, гидродинамический, томографический, радиационный. Помехи со стороны работающего технологического оборудования, под влияние которых попадают измерительные каналы и бороться с которыми сложно и не всегда удается, вносят дополнительную погрешность в работу этих методов. К недостаткам методов следует так же отнести сложность их наладки и внедрения на АЭС Украины из-за конструктивных особенностей ЯУ.

Термоанемометрический метод. Одними из самых адаптируемых к условиям всех режимов работы энергоблока, вплоть до «тяжелых» аварий, являются температурные измерения. Для индикации уровня теплоносителя на определенных отметках реактора предлагается использовать термоэлектри-

ческие индикаторы уровня (ТИУ) типа ТІР-1509 (ТУ У ТУ 33.2-04850451-090:200) производства НПО «Термопрылад», г. Львов. ТИУ был специально разработан для использования в системе контроля уровня теплоносителя (СКУТ) на Украинских АЭС. В основу работы заложен термоанемометрический метод: изменение коэффициента теплоотдачи с поверхности прибора в зависимости от среды (вода, пароводяная смесь, воздух и т.д.), в которой находится индикатор (см. рис. 1).

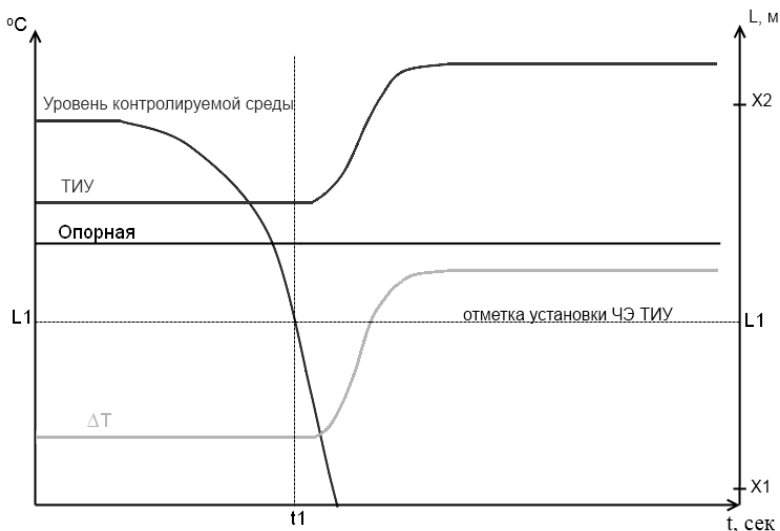


Рис. 1 – Принцип действия ТИУ: опорная – температура контролируемой среды; ТИУ – температура ТИУ; ΔT – разница между температурой ТИУ и опорной; $L1$ – отметка размещения чувствительного элемента ТИУ (ЧЭ ТИУ); $t1$ – время падения уровня контролируемой среды ниже $L1$; $X1$ – $X2$ – зона установки, контролируемая ТИУ

Устройство индикатора изображено на рис. 2. ТИУ состоит из двудвоенной термопары типа ТХА-1590 ($T1$ и $T2$) и нагревательной нити.

Для разработки метода оценки запаса теплоносителя в первом контуре ЯУ с применением ТИУ проведены следующие исследования:

1. получена статическая характеристика нагревателя и изучены возможные режимы нагрева ТИУ;
2. получены и проанализированы динамические характеристики ТИУ;
3. разработан алгоритм определения уровня теплоносителя.

Для испытаний ТИУ был разработан и сертифицирован полнофакторный термодинамический испытательный стенд температурных каналов реактора ВВЭР-1000, 440 (ПТИС). Стенд позволяет создавать основные рабочие параметры теплоносителя первого контура и производить контролируемый набор и сброс воды.

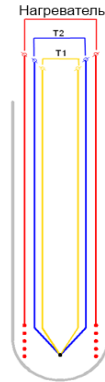


Рис. 2 – Устройство ТИУ: T_1 , T_2 – термодатчики

Предложено две структуры построения системы контроля ТИУ. Они приведены на рис. 3.

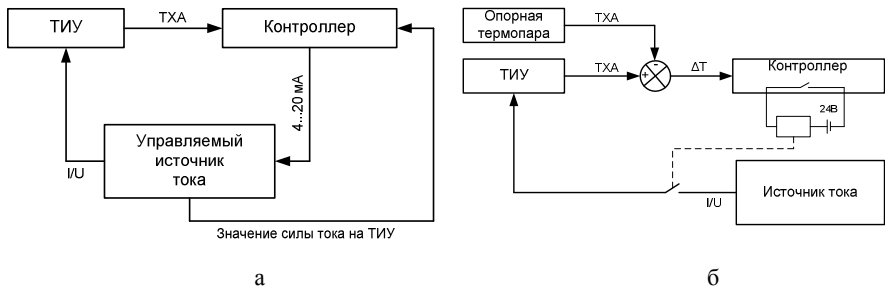


Рис. 3 – Структуры построения системы контроля ТИУ: а – поддержание температуры ТИУ с помощью управляемого источника тока; б – измерение разницы температур теплоносителя и подогреваемого датчика ТИУ

Принцип работы структуры, изображенной на рис. 3, а, заключается в поддержании с помощью управляемого источника тока температуры ТИУ в «мокром» состоянии на, скажем, 30°C выше, чем температура теплоносителя. Если уровень теплоносителя начнет падать и ТИУ охолит, то номинальное значение тока, которое необходимо для его подогрева уменьшится. Анализируя изменение тока можно производить индикацию ТИУ «сухой»-«мокрый».

Принцип работы структуры, изображенной на рис. 3, б, заключается в измерении разницы температур теплоносителя и подогреваемого датчика ТИУ. Источник тока нагреет ТИУ в «мокром» состоянии, к примеру, на 30°C выше температуры теплоносителя (опорная температура). Если датчик перейдет в состояние «сухой», то температура ТИУ увеличится. Анализируя

динамику изменения разницы температур можно производить индикацию ТИУ «сухой»-«мокрый».

В данной работе предлагается использование структуры, которая изображена на рис. 3, б.

Важным является исследование и выбор режима подогрева ТИУ, поскольку граничное значение температуры нагревателя, при которой сохраняется его работоспособность, – 400 °С. Питание осуществляется от трансформатора, который имеет несколько обмоток с разным коэффициентом трансформации и обеспечивает выходное напряжение от 5 до 60 В с шагом в 5 В. Опытным путем были получены статические характеристики ТИУ в граничных условиях работы: «сухой» при температуре среды 30 °С, «мокрый» при температуре среды 30 °С, «сухой» при температуре среды 320 °С, «мокрый» при температуре среды 320 °С.

Для определения наиболее подходящего режима нагрева ТИУ необходимо учитывать следующие ограничения:

1. Максимальная температура ТИУ – 400 °С.
2. Инерционность определения состояния ТИУ «сухой»-«мокрый» должна составлять не более 50 с [1, 2].
3. Нужно обеспечить оптимальную разность температур между ТИУ и опорной температурой, для достоверного определения работоспособности ТИУ и состояния «сухой»-«мокрый».

Анализируя полученные статические характеристики был сделан вывод о том, что наиболее подходящее напряжение для запитки ТИУ – 30 В.

Разгонные характеристики ТИУ при температуре среды 320 °С и питающем напряжении 30 В в состояниях ТИУ «мокрый» и «сухой» приведены на рис. 4 и рис. 5 соответственно.

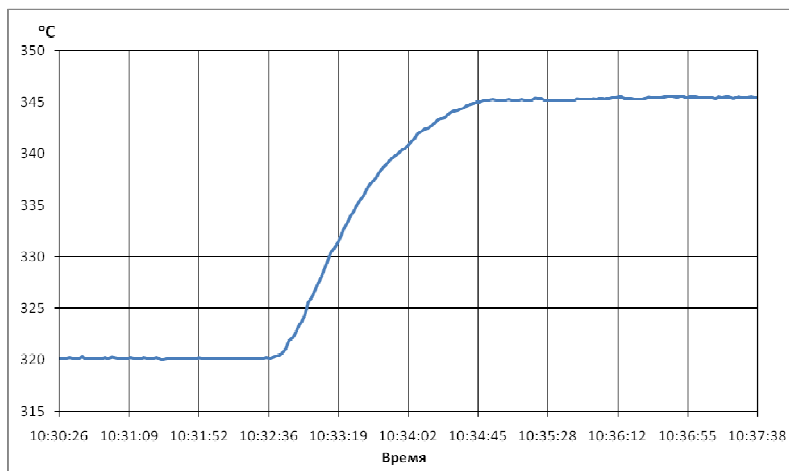


Рис. 4 – Разгонная характеристика ТИУ в состоянии «мокрый»

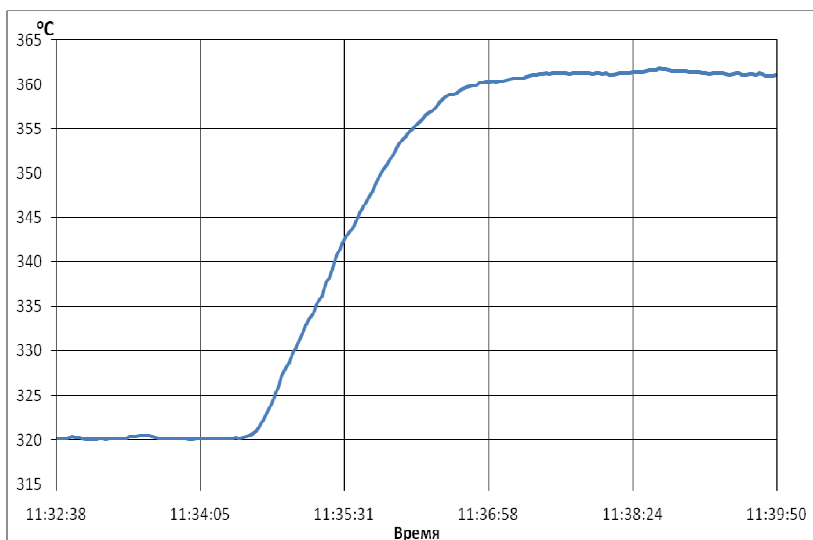


Рис. 5 – Разгонная характеристика ТИУ в состоянии «сухой»

На рис. 6 изображены полученные разгонные характеристики при проведении эксперимента по переводу ТИУ с состояния «мокрый» в состояние «сухой» при температуре среды 320 °С и давлении 16 МПа.

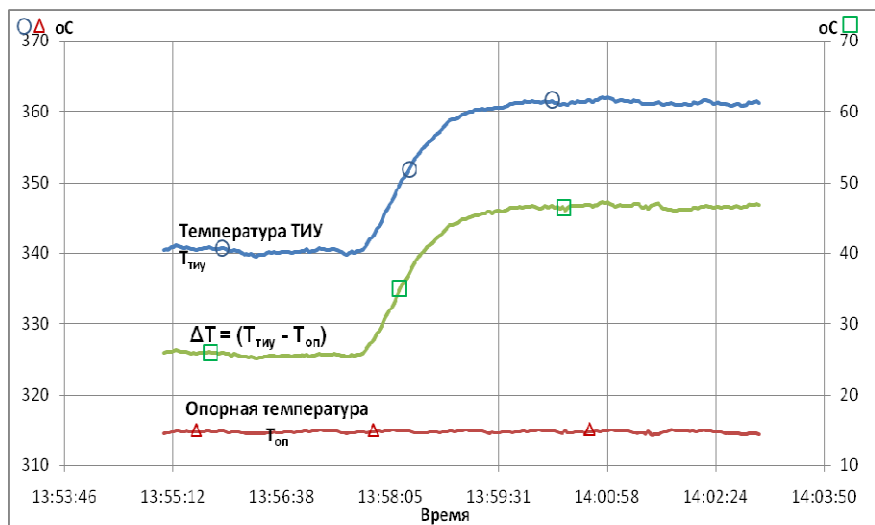


Рис. 6 – Иммитация аварии с потерей теплоносителя

Алгоритм определения работоспособности ТИУ заключается в непрерывном анализе разницы температур $\Delta T = T_{\text{тиу}} - T_{\text{оп}}$. Если ΔT на протяжении 3 секунд находится близкой либо равной нулю, то это является признаком неработоспособности ТИУ и приводит к формированию соответствующей тревоги.

Алгоритм определения состояния ТИУ «сухой»/«мокрый» заключается в непрерывной проверке условия $\Delta T \leq T_{\text{уст}}$. $T_{\text{уст}}$ – это динамическая уставка срабатывания ТИУ. $T_{\text{уст}}$ зависит от режима работы энергоблока и является функцией от температуры среды, в которой находится ЧЭ ТИУ: $T_{\text{уст}} = f(T_{\text{оп}}) + \delta$. Составляющая δ является константой и определяется в результате опытов на термодинамическом стенде имитации температурных каналов реактора ВВЭР-1000. Самым показательным является пуск энергоблока с режима «холодного останова».

Во время вывода энергоблока №1 Южно-Украинской АЭС на мощность, т.е. по время пуска, были сняты тренды изменения $T_{\text{оп}}$ и ΔT . По полученным данным была найдена зависимость $T_{\text{уст}} = f(T_{\text{оп}})$, график которой изображен на рис. 7.

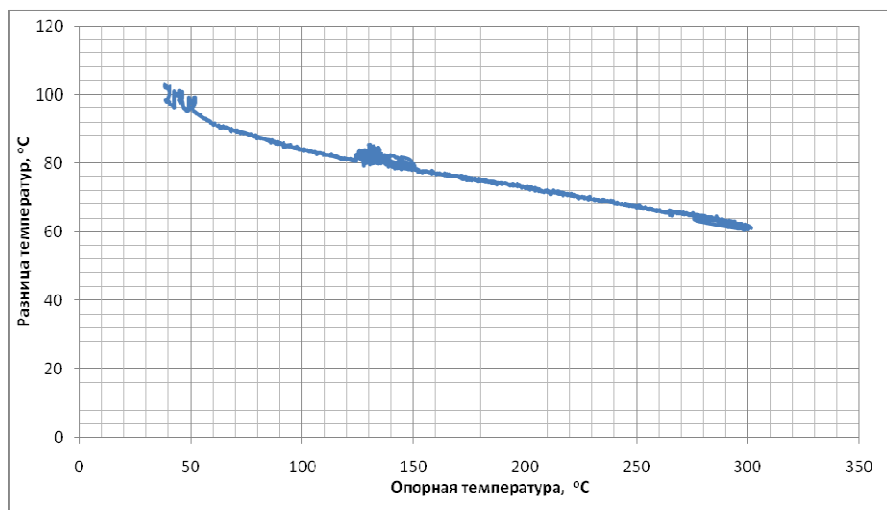


Рис. 7 – Зависимость $T_{\text{уст}} = f(T_{\text{оп}})$

Полученная зависимость была аппроксимирована методом линейной аппроксимации. В результате была получена формула расчета динамической уставки для определения состояния ТИУ «сухой»-«мокрый»:
 $T_{\text{уст}} = -0,135 \cdot T_{\text{оп}} + 100,9 + \delta$.

С учетом ограничений по времени на индикацию падения уровня (50 с) константа δ была выбрана равной 12 °C.

Для того чтобы избежать влияния случайных помех со стороны работающего оборудования ЯУ и класса точности ТИУ в алгоритм срабатывания ТИУ был введен дополнительный таймер. Как только разница температур ΔT превышает уставку, включается таймер. Решение о срабатывании ТИУ принимается в том случае, если по истечению 4 секунд ΔT будет оставаться за пределами уставки.

Результаты разработок. В результате проведенных исследований был разработан метод индикации наличия среды на уровне ЧЭ ТИУ. Данный метод был использован как один из методов определения запаса теплоносителя в системе контроля уровня теплоносителя в первом контуре ядерной установки с реактором ВВЭР-1000. СКУТ анализирует состояние десяти ТИУ, которые расположены таким образом, что позволяют контролировать наличие теплоносителя на трех отметках в корпусе реактора (над активной зоной) и в холодных и горячих нитках всех главных циркуляционных контуров ЯУ.

Выводы. Температурные индикаторы уровня – один из наиболее надежных инструментов, позволяющий оценивать запас теплоносителя в реакторной установке (РУ) во время протекания аварий сопровождаемых малыми и средними течами. Но на стабильность, скорость и достоверность определения перехода ТИУ из состояния «мокрый» в состояние «сухой» и обратно оказывают некоторое влияние дисбалансы в работе РУ в результате останова одного или нескольких циркуляционных насосов, насыщения пароводяной смеси, изменения направления циркуляции теплоносителя и прочее. В результате возможно как ложное срабатывание индикатора так и аварийное не срабатывание. Ведутся исследования по усовершенствованию и оптимизации алгоритмов работы датчика, с целью повышения надежности его работы.

Список литературы: 1. Отчет по анализу безопасности. Вероятностный анализ безопасности. Блок 1 Южно-Украинской АЭС. Итоговый отчет. 23.1.27.ОБ.00. – К.: Министерство энергетики и угольной промышленности Украины ГП НАЭК «Энергоатом» ОП «Южно-Украинская АЭС». 2. АЗЧА СКУТ.01.ТЗ «Система контроля уровня теплоносителя в реакторе и системе первого контура. Техническое задание».

Надійшла до редколегії 22.10.2012

УДК 621.039:681.5

Контроль уровня теплоносителя в реакторе ВВЭР-1000 при тяжелых авариях с использованием ТИУ / В.П. Кузьменко, Н.И. Сиренко А.П., Мовчан // Вісник НТУ «ХП». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХП», 2013. – № 8 (982). – С. 69–75. Бібліогр.: 2 назв.

Обговорюються проблеми контролю та оцінки запасу теплоносія в першому контурі реакторної установки з ВВЕР-1000. Проводиться короткий огляд існуючих підходів до рішення даної задачі і вказуються їх недоліки. Пропонується використання термоанемометричного методу виміру з використанням термоелектричних індикаторів рівня типу ТІР-1509.

Ключові слова: ВВЕР-1000, вимірювання рівня, термоанемометр, термоелектричний індикатор рівня.

Discusses the problems of monitoring and evaluation of the coolant in the first loop of reactor setting with WVER-1000. Provides a brief review of existing approaches to solving this problems and discusses their shortcomings. Suggests the use of thermo-anemometer measurement method using thermoelectric level indicators TIP-1509.

Keywords: WVER-1000, level measurement, thermo-anemometer, thermocouple indicator.

В.С. ОСАДЧУК, д-р техн. наук, проф. ВНТУ, Вінниця;
О.В. ОСАДЧУК, д-р техн. наук, проф. ВНТУ, Вінниця;
О.П. БІЛИЛІВСЬКА, аспірант ВНТУ, Вінниця;
О.М. ЖАГЛОВСЬКА, асистент ВНТУ, Вінниця

ОГЛЯД ГАЛЬВАНОМАГНІТНИХ ВИМІРЮВАЧІВ ПАРАМЕТРІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ

Розглянуті гальваномагнітні вимірювачі параметрів магнітного поля, виконано їх порівняння з урахуванням таких характеристик, як здатність реєструвати напрямок магнітного поля, чутливість, діапазон вимірювань, температурна стабільність і т.д. Запропоновано провести дослідження двостокових магнітотранзисторів у складі приладів з частотним виходом.

Ключові слова: магнітне поле, гальваномагнітний ефект, магніторезистор, магнітодіод, магнітотранзистор, двостоковий магнітотранзистор.

Вступ. На сьогодні магнітні сенсори набули поширення у багатьох галузях промисловості, адже їх використання для контролю частоти та напрямку обертання, реєстрації лінійних і кутових переміщень, вимірювання струму, гальванічної розв'язки, безконтактного перемикавання, побудови аналітичних приладів, виконання завдань дефектології та геологорозвідки, розпізнавання образів феромагнітних об'єктів, моніторингу позиції поршня в пневматичних та гідравлічних циліндрах тощо забезпечує дотримання більшості сучасних вимог до чутливості, роздільної здатності та інших важливих параметрів вимірювальних систем.

На ринку магнітної сенсорної техніки представлені вимірювачі параметрів магнітного поля різних типів та конструкцій, проте значну роль у цій галузі відіграють напівпровідникові сенсори, оскільки вони при достатній для промислових застосувань точності мають невеликі габарити, низьку ціну, споживають малу потужність та прості в експлуатації. Найбільш поширеними є сенсори Холла та магніторезистори, однак вітчизняні та закордонні наукові установи проводять інтенсивні дослідження інших типів напівпровідникових пристроїв: магнітодіодів, біполярних та польових магнітотранзисторів, магнітотиристорів, а також складних інтегральних магніточутливих структур [1-7]. Така увага до нових конструкцій сенсорів пов'язана із необхідністю підвищення точності безконтактних вимірювань, покращення температурних характеристик перетворювачів магнітного поля тощо.

Метою статті є порівняльний огляд гальваномагнітних вимірювачів магнітного поля та вибір первинного перетворювача для подальших досліджень його параметрів і характеристик у складі приладу контролю параметрів магнітного поля.

Огляд гальваномагнітних приладів. Гальваномагнітні перетворювачі базуються на фізичних ефектах, що виникають у поміщених в магнітне поле твердих тілах при русі в них заряджених частинок: ефект Холла (виникнення поперечної різниці потенціалів на бічних гранях пластини при проходженні електричного струму в поперечному до нього магнітному полі) та ефект Гауса (зміна електричного опору напівпровідника під дією магнітного поля).

Магнітрезистори умовно поділяють на монолітні і плівкові. Монолітний магнітрезистор являє собою підкладку з розміщеним на ній магніточутливим елементом, опір якого збільшується при дії магнітного поля за рахунок ефекту Гауса. Такі магніточутливі елементи виготовляються з напівпровідникових матеріалів із високою рухливістю носіїв заряду: антимоніду індію (*InSb*) та його сполук, арсеніду індію (*InAs*) та ін [3]. Принциповий вигляд монолітного магнітрезистора показаний на рис. 1, *а, б*. При такій конструктивній формі шляхом зміни геометричних параметрів та матеріалу меандра можна змінювати початковий опір магнітрезистора в широких межах [4].

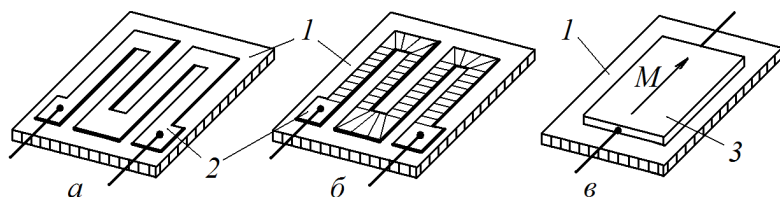


Рис. 1 – Конструкція магнітрезисторів: *а* – монолітний із напівпровідниковою пластиною у формі меандру, *б* – монолітний з поперечними провідними смугами на пластині, *в* – плівковий

На рис. 1 позначено: 1 – підкладка, 2 – напівпровідниковий магніточутливий елемент, 3 – феромагнітна плівка, *M* – головний напрям вектора намагніченості. Магніточутливий елемент плівкових приладів (рис. 1, *в*) виготовлений з феромагнітних плівок, що використовують анізотропний магнітрезистивний ефект (АМР). Максимальне значення магнітоопору тонкоплівкових магнітрезисторів відповідає нульовому зовнішньому магнітного поля, тобто при впливі магнітного поля опір такого магніточутливого елемента зменшується [3]. На сьогодні такі сенсори пропонують провідні виробники сенсорної техніки: Philips, Honeywell, HL-Planartechnik і т.д. Для лінеаризації функції перетворення плівкових магнітрезисторів широко використовують чутливі елементи, які складаються із магнітрезистивних плівок пермалою, осаджених на кремнієву пластину у вигляді смужок [8,9].

Магнітрезистори знаходять широке застосування в якості чутливих елементів магнітних датчиків електричного струму і напруги, швидкості і

напрямку обертання, кута повороту і положення, лінійного переміщення і т.д., проте при малих магнітних полях функція перетворення таких датчиків є нелінійною [3].

Елемент Холла (ЕХ) являє собою пластину з напівпровідникового матеріалу, з чотирьох сторін якої розташовані контакти. Конструктивно перетворювачі Холла можуть бути виконані як у вигляді дискретних елементів, так і у вигляді напівпровідникових структур, розташованих в кристалі напівпровідникового матеріалу, в тому числі і разом з електронною схемою підсилення і обробки сигналу ЕХ [3].

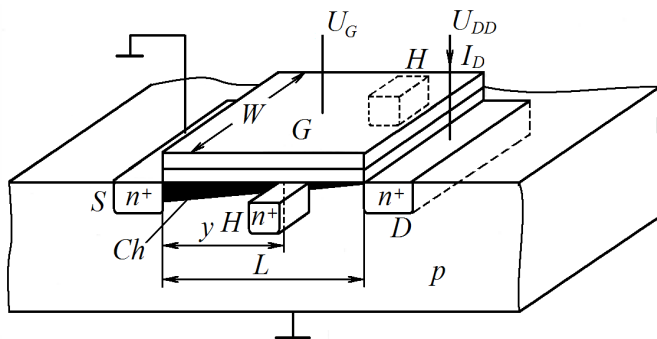


Рис. 2 – Принципова структура польового МОН-елемента Холла [5]

Польовий МОН-елемент Холла (див. рис. 2) відрізняється від звичайного тим, що у звичайному ЕХ носії заряду забезпечуються самим матеріалом, а у МОН-приладі вони генеруються завдяки поверхневому ефекту поля. Напрягу Холла в польовому елементі значно залежить від місця розташування холлівських контактів. Це пояснюється тим, що поле Холла при зменшенні концентрації носіїв заряду збільшується. На практиці оптимальне положення холлівських контактів визначається з умови $0,7 \leq y/L \leq 0,8$. Розрахована абсолютна чутливість такого ЕХ складає $280 \text{ В}/(\text{А} \cdot \text{Т})$ [5]. Значним недоліком польового ЕХ є вплив поверхневої рекомбінації на напругу Холла.

Перетворювачі на основі ефекту Холла використовуються для вимірювання параметрів постійних, змінних та імпульсних магнітних полів, а також для визначення характеристик феромагнітних матеріалів. Суттєвим недоліком таких датчиків є значна температурна залежність ЕРС Холла, висока залишкова напруга.

Магнітодіод (МД) – напівпровідниковий прилад з $p - n$ переходом і непрямою контактами, між якими знаходиться область високоомного напівпровідника.

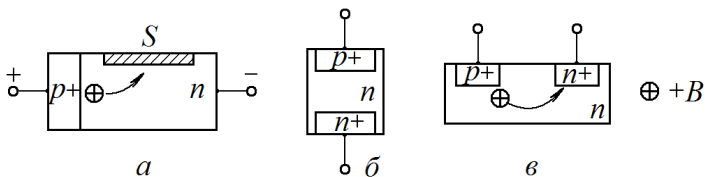


Рис. 3 – Принципова структура магнітодіодів: *a* – з областю високої швидкості рекомбінації, *б* – торцева структура, *в* – планарна структура

Відмінність від звичайних напівпровідникових діодів полягає в тому, що МД (рис. 3, *a*, *б*, *в*) виготовляється з високоомного напівпровідникового матеріалу, провідність якого близька до власної, ширина бази d у кілька разів більша за дифузійну довжину пробігу носіїв L [1]. Перевагою МД є висока питома магнітна чутливість при низьких напругах джерела живлення. Таким чином, ефект магнітоопору за рахунок зміни рівня інжекції підсилюється в сотні разів.

Магнітотранзистор (МТ) – це транзистор, структура та параметри якого оптимізовані для отримання магнітної чутливості їх колекторних струмів. Дія магнітного поля на звичайні біполярні транзистори виявляється у викривленні траєкторії інжекттованих із емітера носіїв заряду, що приводить до збільшення ефективної довжини бази та відхилення частини носіїв від колектора [2]. Роль останнього ефекту збільшується зі зменшенням ширини емітера та колектора, що забезпечує збільшення магніточутливості. Тому латеральна конструкція виявляє найбільшу магніточутливість. На рис. 4 зображена структура такого магнітотранзистора; пунктиром показана область об'ємного заряду колекторного $p-n$ переходу.

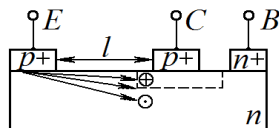


Рис. 4 – Структура біполярного одноколекторного магнітотранзистора

На рис. 4 лінії із стрілками указують напрям руху носіїв заряду: верхня – в магнітному полі $\oplus B$, нижня – в полі $\ominus B$, середня лінія – при $B = 0$.

Двоколекторні магнітотранзистори (ДКМТ) характеризуються лінійною залежністю вихідного сигналу від напруженості магнітного поля в широкому діапазоні значень магнітної індукції, чутливістю до напрямку магнітного поля і високою реальною чутливістю, оскільки ДКМТ є балансними приладами [1–3]. При тих самих робочих струмах чутливість двоколекторних магнітотранзисторів на два-три порядки вища, ніж чутливість сенсорів

Холла. Висока чутливість і лінійність характеристики при малих магнітних полях дозволяють використовувати магнітотранзистори як сенсори слабких магнітних полів (відтворюючі магнітні голівки, електронні компаси і т.д.). У великих магнітних полях чутливість зменшується за рахунок того, що всі носії вже перерозподілені, і напруга. Біполярні магнітотранзистори мають великі значення керуючих струмів, високий рівень шумів.

Магніточутливі польові транзистори (МПТ). Принципова структура двостокового магніточутливого польового транзистора зображена на рис. 5 [5]. Транзистор має два стоки, D_1 та D_2 , які розташовані один біля одного та розділені ізолятором, тому струм витоку S розділяється між обома стоками рівномірно. При дії зовнішнього магнітного поля перпендикулярно до поверхні транзистора носії заряду під дією сили Лоренца відхиляються в бік одного зі стоків (залежно від напрямку складової індукції B_z), внаслідок чого струм одного стоку збільшується, а іншого – зменшується.

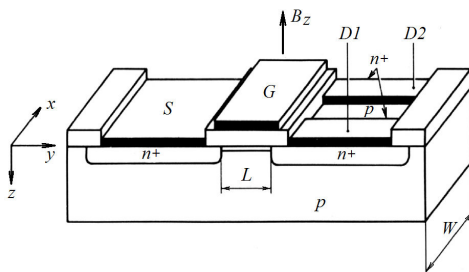


Рис. 5 – Принципова структура двостокового магнітотранзистора [5]

Відносна чутливість багатостокових магнітних сенсорів при малих значеннях магнітної індукції визначається як похідна відносного розбалансу струмів по магнітній індукції, узята при нульовій індукції. Через низьку холлівську рухливість носіїв в області каналу чутливість S_R виявляється низькою (2...3 %/Тл). Проте можна одержати високі значення абсолютної чутливості, якщо транзистор працює в режимі насичення з підключеними до стокових елементів високоомними резисторами навантаження. У такому випадку корисний сигнал є різницею напруг між двома стоками. До недоліків польових магнітотранзисторів відносять температурну залежність опору каналу, однак такі вимірювачі характеризуються також низьким рівнем шумів, низькими керуючими струмами, високою швидкодією.

Ще одним класом гальваноманітних приладів є магнітотиристри. Будь-який тиристор можна розглядати як з'єднання транзистора з транзистором, причому колектор кожного із них з'єднаний із базою другого. На відміну від інших існуючих магнітних датчиків, магніточутливі тиристри

можуть бути використані і як магнітокеровані перемикачі, і як вимірювачі магнітного поля, забезпечуючи при цьому струми від десятків міліампер до сотень ампер [1]. Магніточутливі симістори можуть виконувати ту ж роль, при чому в обох напрямках провідності. Через невисоку абсолютну чутливість дискретні магнітотристори не знайшли широкого застосування і їх використовують переважно в інтегральних магнітних датчиках [3].

Гальваномангніторекомбінаційні (ГМР) перетворювачі базуються на зміні середньої концентрації носіїв заряду під дією магнітного поля, що проявляється в провідниках, які мають поверхні з різною швидкістю рекомбінації носіїв зарядів.

На рис. 6 перетворювач являє собою тонку напівпровідникову пластину, у якій поверхня 1 погано оброблена, а поверхня 2 відполірована. Внаслідок цього біля поверхні 1 швидкість рекомбінації носіїв зарядів на 2-3 порядки більша, ніж біля поверхні 2. Якщо перетворювач знаходиться в магнітному полі так, що вектор магнітної індукції направлений перпендикулярно вектору густини струму і паралельно площинам, то під дією сила Лоренца відбувається відхилення носіїв заряду до однієї з бічних поверхонь, змінюється опір ГМР перетворювача. Основними недоліками цього типу приладів є вплив температури, шумів та контактів, складність виготовлення. ГМР перетворювачі використовуються для вимірювання індукції постійних та змінних магнітних полів, безконтактного вимірювання струму, малих переміщень тощо [11].

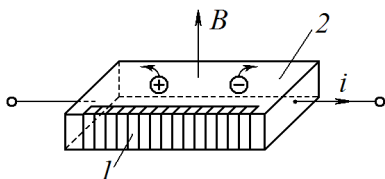


Рис. 6 – Гальваномангніторекомбінаційний перетворювач

У таблиці зведені найважливіші параметри розглянутих гальваномангнітних приладів на основі джерел [1–5, 8–11].

Серед розглянутих вимірювачів магнітного поля для подальших досліджень обрано польові магнітотранзистори, які технологічно та електрично сумісні із МДН-транзисторами, завдяки чому такі елементи можна виготовляти на одному кристалі зі схемами обробки. Окрім того, багатостокові МОН-магнітотранзистори мають значно вищу чутливість, ніж інші гальваномангнітні перетворювачі, на їх основі можна побудувати вимірювачі трьох просторових складових магнітної індукції.

Таблиця – Порівняння гальваномagnetних перетворювачів

Тип приладу	Нелінійність, %	Споживаний струм, мА	Діапазон робочих частот, Гц	Чутливість, В/Тл	Діапазон вимірювань, Тл
Магніто-резистори:	1	2,5	$0-10^2$	біля 0,1 (монолітні), 5-32 (плівкові)	$10^{-2}-1$ (монол.), $10^{-10}-3 \cdot 10^{-2}$ (плівкові)
Елементи Холла	1	0,5	$0-10^6$	0,0056-6,4	$10^{-4}-2 \cdot 10^{-2}$
Магнітодіоди	0,5	1	$0-10^8$	до 30	$10^{-6}-1$
Біполярні магніто-транзистори	0,3	4-10	$0-10^9$	біля 40 (1колектор), до 500 (ДКМТ)	$10^{-6}-0,5$
Польові магніто-транзистори	0,3	$5 \cdot 10^{-7}-0,3$	$0-10^9$	до 400	$10^{-6}-0,5$
Магніто-тиристори та магніто-симістори	0,3	10	$0-10^5$	10-100	$10^{-5}-10$
ГМР перетворювачі	0,4	10	$0-10^4$	16-80	$5 \cdot 10^{-7}-1$

Подальшим напрямком досліджень є використання двостокового МОН-магнітотранзистора у складі структури з від'ємним опором для побудови частотного приладу контролю магнітної індукції. Використання частоти як інформативного параметру дозволяє уникнути застосування підсилювальних пристроїв і аналого-цифрових перетворювачів при обробці інформації [6]. У напівпровідникових структурах з від'ємним опором, що призначені для вимірювання магнітного поля, напівпровідниковий прилад виступає і в якості магніточутливого елемента, і в якості елемента, який утворює генератор електричних коливань [6, 7, 12].

Висновки. На основі огляду літератури проведено порівняльний аналіз гальваномagnetних вимірювачів параметрів магнітного поля (в першу чергу, магнітної індукції) із врахуванням їх найважливіших метрологічних параметрів. Для подальших досліджень обрано МОН-магнітотранзистори, які мають низький рівень шумів, низькі керуючі струми, високу швидкодію, при чому чутливість двостокових польових транзисторів наближається до чутливості біполярних двоколекторних транзисторів. Також чутливість та точність вимірювання магнітної індукції можна підвищити шляхом побудови автогенераторного пристрою з використанням чутливого елемента.

Список літератури: 1. Викулин И.М. Гальваномагнитные приборы / И.М. Викулин, В.И. Стафеев. – М. : Радио и связь, 1983. – 104 с. 2. Викулин И.М. Магниточувствительные транзисторы / И.М. Викулин, Л.Ф. Викулина, В.И. Стафеев // Физика и техника полупроводников. – 2001. – №1. – С. 3–10. 3. Бараночников М.Л. Микромагнитозлектроника. – М. : ДМК Пресс, 2001. – Т.1. – 364 с. 4. Котенко Г.И. Магниторезисторы. – Л. : Энергия, 1972. – 80 с. 5. Popovic R.S. Hall effect devices. – Bristol ; Philadelphia : Institute of Physics, 2004. – 419 p. 6. Осадчук В.С. Напівпровідникові перетворювачі інформації: Навч. посібн. / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук. – Вінниця: ВНТУ, 2004. – 208 с. 7. Осадчук В.С. Сенсори тиску і магнітного поля: Моногр. / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 207 с. 8. Three-Axis Magnetic Sensor HMC1043. Проспект фірми «Honeywell». 2013. – 6 р. 9. Борисов А. Современные АМР-датчики для детектирования скорости, положения и слабых магнитных полей // Компоненты и технологии. – 2006. – №7. – С. 56–60. 10. Heremans J. Solid state magnetic field sensors and applications // Journal of Physics D : Applied Physics. – 1993. – Vol. 26. – No 8. – P. 1149-1168. 11. Левшина Е.С. Электрические измерения физических величин : (Измерительные преобразователи). Учеб. Пособие для вузов. – Л. : Энергоатомиздат, 1983. – 320 с. 12. Пат. 70192 Україна, МПК H01L29/82, H01L43/00, G01R33/06. Мікроелектронний вимірювач магнітної індукції / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, О.П. Білилівська; Заявник та патентовласник Вінн. нац. техн. ун-т. – №u201115372; Заявл. 26.12.2011; Опубл. 25.05.2013, Бюл. №10. – 3 с.

Надійшла до редколегії 18.10.2012

УДК 681.586.72

Огляд гальваномагнітних вимірювачів параметрів магнітного поля / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, О.П. Білилівська, О.М. Жагловська // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С. 76–83. – Бібліогр.: 12 назв.

Рассмотрены гальваномагнитные измерители параметров магнитного поля, выполнено их сравнение с учетом таких характеристик, как способность регистрировать направление магнитного поля, чувствительность, диапазон измерений, температурная стабильность и т.д. Предложено провести исследования двухстоковых магнитотранзисторов в составе приборов с частотным выходным сигналом.

Ключевые слова: магнитное поле, гальваномагнитный эффект, магниторезистор, магнитодиод, магнитотранзистор, двухстоковый магнитотранзистор.

Galvanomagnetic devices for measuring of the magnetic field parameters are considered and compared. Their characteristics such as the ability to sense the direction of the magnetic field, sensitivity, measurement range, thermal stability, etc are taken into account. It is purposed to research the split-drain magnetotransistor as a component of the devices with a frequency output.

Keywords: magnetic field, galvanomagnetic effect, magnetoresistor, magnetodiode, magnetotransistor, split-drain magnetic field-effect transistors.

Ю. Ф. ПАВЛЕНКО, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»

В. А. ЛАВРІК, студентка, магістр НТУ «ХПИ»

А.В.ХАЛМУРАДОВА, студентка, магістр НТУ «ХПИ»

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ ДЕВІАЦІЇ ЧАСТОТИ ЧАСТОТНО-МОДУЛЬОВАНОГО СИГНАЛУ З ВИКОРИСТАННЯМ ЕЛЕКТРОННО-ЛІЧИЛЬНОГО ЧАСТОТОМІРУ

У статті ставиться завдання розробити універсальний калібратор для перевірки та калібрування засобів вимірювань ЧС обох типів (генераторів і девіометров), а також забезпечити перевірку не тільки вітчизняних, але й зарубіжних приладів.

Ключові слова: частотно – модульований сигнал, електронно – лічильний частотомір, девіація частоти, калібратор.

Вступ. Цифрова вимірювальна техніка аналізу параметрів ЧМ сигналів інтенсивно розвивається. Створені сучасні методи та засоби вимірювання девіації частоти (ДЧ), але кожен із них охоплює лише властиву йому зону використання діапазонів параметрів модульованого коливання. Практична реалізація цих методів потребує значних матеріальних витрат, а низький ступінь автоматизації – використання кваліфікованого персоналу.

Мета статті – розробка універсального калібратора для перевірки і калібровки засобів вимірювань ЧМ обох типів (генераторів і девіометрів), який має таку особливість як надання прямих результатів вимірювання девіації частоти. Також ставиться задача забезпечення перевірки не тільки вітчизняних, а і закордонних приладів.

Постановка проблеми. Існуючі вимірювачі девіації частоти, засновані на перетворенні змінної частоти ЧМ коливань в змінну напругу, яка пропорційна девіації, і вимірювання амплітуди цієї напруги дозволяють визначати девіацію частоти з похибкою 5 – 7 %. Метод вимірювання девіації частоти за допомогою електронно – лічильних частотомірів забезпечують похибку вимірювання при певних умовах менше 2 %. А якщо ЕЛЧ ввімкнути в режимі вимірювання відношення частот, то можна отримувати прямі результати вимірювання девіації частоти, а не через інші величини.

Матеріали досліджень. Фундаментальним поняттям радіоелектроніки є модуляція, за допомогою якої здійснюється передача різноманітної інформації, а також вирішуються багато задач керування, контролю, вимірювання, кодування, виявлення й т.і. На практиці використовуються досить різноманітні види модуляції.

Частотна модуляція застосовується для високоякісної передачі звукового (низькочастотного) сигналу в радіомовленні (у діапазоні УКВ), для звукового супроводу телевізійних програм, передачі сигналів кольоровості в телевізійному стандарті SECAM, відеозапису на магнітну стрічку, музичних синтезаторах.

ЧМ сигнал при синусоїдальному законі може бути записаний в виді

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \frac{\Delta\omega_{\text{дев}}}{\Omega_{\text{мод}}} \sin \Omega_{\text{мод}} t). \quad (1)$$

Методика вимірювання девіації частоти з в наступному: гетеродин налаштовується на максимальну і мінімальну частоту ЧМ сигналу і його частота вимірюється з великою точністю електронно – лічильним частотоміром, а девіація частоти знаходиться за формулою

$$\Delta f_{\text{дев}} = 0,5(f_1 - f_2)m, \quad (2)$$

де m – номер гармоніки сигналу гетеродина.

Розглянемо найбільш поширений метод вимірювання девіації частоти ЧМ сигналів за допомогою еталонних вимірювачів, а саме лічильний. Спрощену структурну схему, за якою реалізується лічильний метод, наведено на рис. 1.

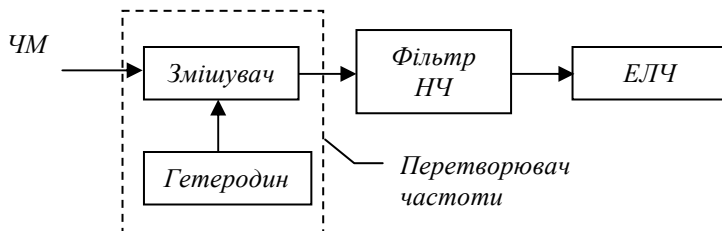


Рис. 1 – Структурна схема реалізації лічильного метода

ЧМ сигнал з гармонічною модуляцією змішується із сигналом гетеродина, на виході перетворювача частоти виділяється сигнал різницевої частоти

$$u(t) = U_m \cos[(\omega - \omega_r)t + \Delta\omega \cos \Omega t] \quad (3)$$

а також виконується умова, що $\omega - \omega_r = \omega_{пч} \ll \Delta\omega$.

Цей сигнал подається на стандартний електронно-лічильний частотомір (ЕЛЧ). Накопичення фази ЧМ сигналу за період $T=2\pi/\Omega$ буде

$$\psi = \int_0^T (\omega_{пч} + \Delta\omega \cos \Omega t) dt \quad (4)$$

а кількість проходжень фази через 2π (які рахує ЕЛЧ)

$$N_{\Omega} = \frac{\psi}{2\pi} = \text{ent} \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^T (\omega_{пч} + \Delta\omega \cos \Omega t) dt \right] \quad (5)$$

де ent – символ цілого чисельного значення.

Рішення цього інтеграла приводить до виразу (6)

$$N_{\Omega} = \text{ent} \left\{ \frac{\Delta\omega}{\Omega\pi} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{пч}}{\Delta\omega} \right)^2} - \frac{\omega_{пч}}{\Delta\omega} \right] \right\} + \\ \text{ent} \left\{ \frac{\Delta\omega}{\Omega\pi} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{\omega_{пч}}{\Delta\omega} \right)^2} + \frac{\omega_{пч}}{\Delta\omega} \left(\pi - \arccos \frac{\omega_{пч}}{\Delta\omega} \right) \right] \right\}.$$

Якщо $\Delta\omega/\Omega p$ – велике число (тобто при великих індексах модуляції), тоді $N_{\Omega} = 2\Delta\omega/\Omega p = 2\Delta f/Fp$.

Показ ЕЛЧ за 1 с (час рахування стандартного ЕЛЧ) N можна одержати, помноживши N_{Ω} на F

$$N = (2\Delta f/Fp) * F = 2\Delta f/p \quad (7)$$

тобто ЕЛЧ рахує величину, пропорційну девіації частоти.

Як показано в [1.4], при $\omega_{пч} \ll \Delta\omega$ і $\omega_{пч} \neq 0$ ця рівність справедлива і при малих індексах модуляції, тобто коли $\Delta\omega/\Omega p$ – будь-яке число.

Структурна схема універсального калібратора девіації частоти наведена на рисунку 2.

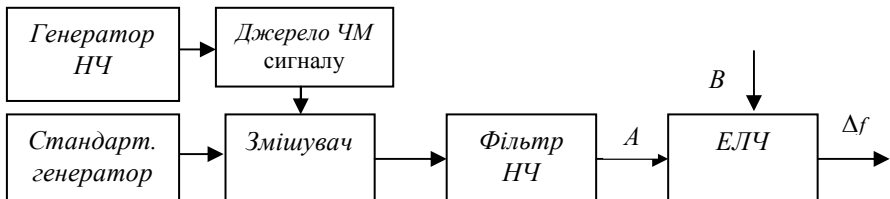


Рис. 2 – Універсальний калібратор ДЧ ЧМ сигналу

Для отримання прямопоказуючого приладу ЕЛЧ треба поставити в режим вимірювання відношення частот А/В, на вхід А подати сигнал, який надходить із змішувача і фільтру НЧ, а на вхід В – гармонійний сигнал з частотою $2/p = 0,6367$ кГц (девіація вимірюється в кГц), тоді отримаємо

$$N^* = N/(2/p) = \Delta f. \quad (8)$$

Таким чином на виході ми отримуємо прямий результат вимірювання девіації частоти.

Висновки. В ході написання статті був розглянутий метод вимірювання девіації частоти ЧМ сигналу за допомогою ЕЛЧ. Дивлячись с результатів розробки даного приладу можна зазначити, що метод який базується на використанні ЕЛЧ, є досить ефективним і дає не тільки меншу похибку ніж інші прилади, а і може давати прямі результати вимірювання девіації, не використовуючи інші величини.

Список літератури: 1. Ю.Ф. Павленко *Забезпечення єдності електрорадіовимірювань* / Ю.Ф. Павленко, І.П. Захаров, С.І. Кондрашов, В.К. Гусельников. – Х. : НТУ «ХПИ», 2009. – С. 171–177. 2. Горшков А.П. *Аппаратура для частотных и временных измерений*/ Горшков А.П / Изд. Советское радио. – 1971.– С. 259–264. 3. Чинков В.М. *Основы метрологии та вимірювальної техніки.* – Харків: НТУ ХПІ, 2005. – 112 с. 4. Захаров В. С. *Актуальные проблемы метрологии в радиоэлектронике* / под ред. В. К. Коробкова. – М.: Издательство стандартов, 1985. – 296 с.

Поступила в редакцію 06.02.2013.

УДК 621.31

Дослідження методу вимірювання девіації частоти частотно – модульованого сигналу з використанням електронно – лічильного частотоміру / В.А. Лаврік, А.В. Халмурадова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. - №8 (982). – С. 84 – 87. – Бібліогр.: 4 назв.

В статті ставиться задача розробити универсальный калибратор для поверки и калибровки средств измерений ЧМ обоих типов (генераторов и девиометров), а также обеспечить поверку не только отечественных, но и зарубежных приборов.

Ключевые слова: частотно – модулированный сигнал, электронно – счетный частотомер, девиация частоты, калибратор.

In article the task to develop the universal calibrator for checking and calibration of measuring instruments of FM of both types (generators and deviometers) is put, and also to provide checking not only domestic, but also foreign instruments.

Keywords: frequency is the modulated signal, electronic is an account cymometer, deviation of frequency, calibrator.

Н. Р. ПОПОВ, канд. тех. наук, доц. НТУ «ХПИ»

И. Н. ПОПОВ, зав. лаб. ХГАДИ

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ НЕПРЕРЫВНЫХ, ИМПУЛЬСНЫХ И ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

В статье рассмотрены вопросы нарушения размерности при определении дискретных сигналов, формул дискретных преобразований Лапласа, Фурье, z-преобразований, а также математических моделей импульсных и цифровых фильтров.

Ключевые слова: математическая модель, непрерывные, импульсные, цифровые фильтры, преобразования Лапласа, Фурье, z-преобразования.

Введение. В непрерывных, импульсных и цифровых автоматических системах управления для их исследования вводятся соответственно понятия непрерывных, импульсных и цифровых фильтров. Безошибочность их математических моделей является гарантией соответствия теоретических и экспериментальных результатов исследования. Правильность размерности полученной математической модели является одной из объективных контрольных показателей её истинности.

В литературе по теории непрерывных систем автоматического управления (САУ) нарушение размерностей является большой редкостью. В литературе по импульсным и цифровым САУ нарушение размерности начинается с записи решетчатых функций и, как следствие этого, при записи дискретных преобразований Лапласа, Фурье, z-преобразования и соответственно дискретных передаточных функций и частотных характеристик.

В этой статье рассмотрим эти вопросы на примере типового (элементарного) фильтра, представляющего собой, например, интегрирующее звено.

Дифференциальное уравнение у идеального интегрирующего звена имеет вид и размерности как у входного $x(t)$ и выходного $y(t)$ сигналов (рис. 1), т. е.

$$T_{\text{и}} \frac{dy(x)}{dt} = x(t), \quad (1)$$

где $T_{\text{и}}$ – постоянная времени интегрирования с размерностью секунда, компенсирующая размерность секунда дифференциала dt ; $dy(t)$ имеет размерность сигнала $y(t)$.

$$\frac{x(t)}{X(p)} \rightarrow \boxed{\frac{k(t)}{K(p)}} \frac{y(t)}{Y(p)}$$

Рис. 1 – Идеальное интегрирующее звено

Весовая функция

$$k(t) = y(t) \left|_{x(t) = \delta(t) = \frac{1}{T_n} 1(t)} \right. \quad (2)$$

имеет размерность C^{-1} , а передаточная функция $K(p)$, полученная как отношение изображений по Лапласу при нулевых начальных условиях $Y(p)$ к $X(p)$, полученная при применении к уравнению (1) или как преобразование Лапласа к весовой функции (2) будет безразмерной, т.е.

$$K(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \int_0^{\infty} k(t) e^{-pt} dt = \frac{1}{T_n p} \quad (3)$$

поскольку оператор p имеет размерность C^{-1} .

При замене $p = j\omega$, получим из $K(p)$ амплитудно-фазо-частотную характеристику

$$K(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \int_0^{\infty} k(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{j\omega T_n} = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)} \quad (4)$$

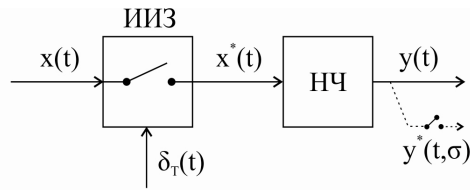
$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \frac{1}{\omega T_n}, \quad (5)$$

где (5) – амплитудно-частотная характеристика, также безразмерна за счет статического коэффициента по скорости $1/T_n$;

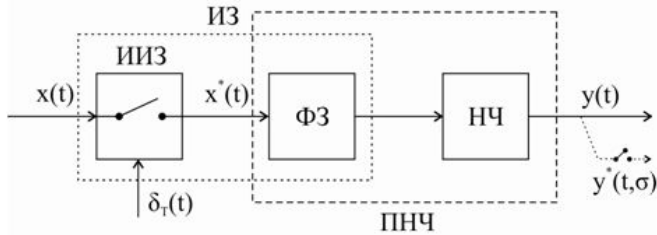
Фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \arg K(j\omega) = -\frac{\pi}{2}. \quad (6)$$

Функциональные схемы двух типов импульсных фильтров можно представить в виде последовательного соединения идеального импульсного звена (ИИЗ, δ -ключа) и непрерывной части (НЧ) (рис. 2, а), а также импульсного звена (ИЗ) и НЧ (рис. 2, б). Поскольку импульсное звено можно представить в виде последовательного соединения ИИЗ и формирующего звена (ФЗ), отражающего реальные импульсы на выходе ИЗ, то вторую схему импульсного фильтра можно свести, аналогично первой, к последовательному соединению ИИЗ и приведенной непрерывной части (ПНЧ), которая объединяет ФЗ и НЧ. Хотя выходной сигнал $y(t)$ является непрерывной функцией времени, для получения дискретных математических моделей импульсных фильтров сигнал $y(t)$ рассматривают в дискретные моменты времени $y^*(t, \sigma) = y[nT + \sigma T]$, т. е. к выходу импульсных фильтров подключаются фиктивные идеальные импульсные элементы, с помощью которых можно получать решетчатые функции $y^*(t, \sigma)$ не только в моменты nT , но и смещенные на σT в пределах периода дискретизации T , где $0 \leq \sigma \leq 1$.



а



б

Рис. 2 – Функциональные схемы двух типов импульсных фильтров:
а – последовательное соединение идеального импульсного звена (ИИЗ, δ -ключа) и непрерывной части (НЧ); б – последовательное соединение импульсного звена (ИЗ) и НЧ

На рис. 2 в соответствии с [6,7] $\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT)T$ и решетчатые функции

$$x^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] \delta(t - nT)T \quad (7)$$

$$y^*(t, \sigma) = \sum_{n=0}^{\infty} y[nT + \sigma T] \delta(t - nT)T \quad (8)$$

не изменяют свои размерности по сравнению с сигналами $x(t)$, $y(t)$ в отличие от [1÷5], где $\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT)$ и тогда

$$x^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] \delta(t - nT) \neq x[nT] \quad (9)$$

так как в моменты nT в (9) конечные значения дискретных выборок $x[nT]$ умножаются на бесконечное значение $\delta(t - nT)$, кроме того, в $x^*(t)$ за счет размерности дельта-функции изменяется размерность в C^{-1} по сравнению с размерностью $x(t)$. Заметим также, что в выражении (7) $\lim_{T \rightarrow 0} x^*(t)$, в отличие от (9), стремится к исходному непрерывному сигналу $x(t)$, т. е.

$$\lim_{T \rightarrow 0} x^*(t) = \lim_{T \rightarrow 0} \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] \delta(t - nT)T = \int_0^{\infty} x(\tau) \delta(t - \tau) d\tau = x(t), \quad (10)$$

Что отвечает условиям билинейности преобразований, а, следовательно, подтверждает истинность (7).

Применение преобразований Лапласа и Фурье к дискретному сигналу в виде (7) дают формулы соответственно дискретных преобразований Лапласа и Фурье в [6,7]

$$\begin{aligned} X^*(p) &= \int_0^{\infty} x^*(t) e^{-pt} dt = \int_0^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] \delta(t - nT) T e^{-pt} dt = \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] T \int_0^{\infty} \delta(t - nT) e^{-pt} dt = \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] e^{-pnT} T = X(e^{pT}). \end{aligned} \quad (11)$$

Аналогично

$$X^*(j\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] e^{-j\omega nT} T = X(e^{j\omega T}) \quad (12)$$

Как известно, для исключения периодичности дискретных преобразований Лапласа и Фурье, вводится z-преобразование при замене $e^{pT} = e^{j\omega T} = z$, т. е. (11,12) преобразуются в формулу однозначного z-преобразования

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] z^{-nT} \quad (13)$$

Из (11), (12), (13) видно, что дискретные изображения отличаются по размерности от дискретных оригиналов в секунду за счет T , как и в непрерывных фильтрах за счет dt .

Применение преобразований Лапласа, Фурье, z-преобразования к дискретному сигналу (9) [1÷5] дают формулы:

$$X^*(p) = \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] e^{-pnT} \quad (14)$$

$$X^*(j\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] e^{-j\omega nT} \quad (15)$$

$$X^*(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] z^{-n} \quad (16)$$

в которых дискретные изображения имеют ту же размерность, что и дискретные оригиналы (сигналы).

Правильность формул (11), (12), (13) и их билинейность можно показать также из формул преобразования Лапласа, Фурье для непрерывных сигналов при переходе к дискретным сигналам, учитывая, что при квантовании непрерывного времени t на nT , т. е. при замене $t = nT$, от бесконечно малого дифференциала dt переходят к конечному интервалу T и от непрерывного интеграла к сумме, т. е., например:

$$X(p) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-pt} dt \doteq \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] e^{-pnT} T = X^*(p) \quad (17)$$

или

$$\lim_{T \rightarrow 0} X^*(p) = \lim_{T \rightarrow 0} \sum_{n=0}^{\infty} x[nT] e^{-pnT} T = \int_0^{\infty} x(t) e^{-pt} dt = X(p). \quad (18)$$

Рассмотрим отличие математических моделей импульсных фильтров, например, в [1÷5] от тех, которые предлагаются нами на основе дискретных преобразований Лапласа, Фурье, z-преобразования в [6,7] на примере интегрирующего звена в НЧ, представленного выражениями (1) и (2). Для однозначного сравнения с цифровым фильтром, берем $\sigma = 0$. В соответствии с [1÷5] и формул (14÷16) дискретные передаточные функции и частотные характеристики для импульсного фильтра на рис. 2,а имеют вид:

$$K_{НЧ}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} k_{НЧ}[nT] z^{-n} = \frac{1}{T_H} \frac{z}{z-1} = \frac{1}{T_H} \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (19)$$

$$K_{НЧ}(e^{j\omega T}) = \hat{K}_{НЧ}(j\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} k_{НЧ}[nT] e^{j\omega nT} = \frac{1}{z T_H \sin \frac{\omega T}{2}} e^{j(-\frac{\pi}{2} + \frac{\omega T}{2})}, \quad (20)$$

$$K_{НЧ}(j\lambda) = \frac{1}{T_H} \frac{1+j\frac{T_H\lambda}{2}}{j\lambda} \quad (21)$$

где $K_{НЧ}[nT] = \frac{1}{T_H} 1[nT]$, которая получается из (2) при замене $t = nT$;

λ – размерная $[C^{-1}]$ псевдочастота.

В соответствии же с [6,7] и формул (11÷13) дискретные передаточные функции и частотные характеристики выглядят следующим образом:

$$K_{НЧ}(z) = \sum_{n=0}^{\infty} k_{НЧ}[nT] z^{-n} T = \frac{T}{T_H} \frac{z}{z-1} = \frac{T}{T_H} \frac{1}{1-z^{-1}} \quad (22)$$

$$K_{НЧ}(e^{j\omega T}) = \hat{K}_{НЧ}(j\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} k_{НЧ}[nT] e^{j\omega nT} T = \frac{T}{z T_H \sin \frac{\omega T}{2}} e^{j(-\frac{\pi}{2} + \frac{\omega T}{2})}, \quad (23)$$

$$K_{НЧ}(j\lambda) = \frac{1}{T_H} \frac{1+j\frac{T_H\lambda}{2}}{j\lambda} \quad (24)$$

В выражениях (22÷24) передаточные функции и амплитудно-частотные характеристики являются безразмерными, в (19÷21) аналогичные характеристики из-за неправильных формул (14÷16) имеют размерность $[C^{-1}]$, что противоречит их сущности, т. е. являются ошибочными.

Рассмотрим математические модели импульсного фильтра на рис. 2,б. Пусть формирующее звено соответствует импульсному звену (ИЗ) с амплитудно-импульсной модуляцией, прямоугольными импульсами длительностью T , статическим коэффициентом, равным единице (экстраполятор нулевого порядка эоп). В [7] показано, что правильная запись передаточной функции $K_{\Phi 3}(p)$ такого звена имеет вид

$$K_{\Phi 3}(p) = (1 - e^{-Tp})(Tp)^{-1} \quad (25)$$

В отличие от [1÷5], где

$$K_{\Phi 3}(p) = (1 - e^{-Tp})p^{-1} \quad (26)$$

Дискретные передаточные функции и частотные характеристики согласно [1÷5] и [6,7] совпадают и соответственно имеют вид:

$$K_{\Pi\text{НЧ}}(z) = TT_n^{-1}(z-1)^{-1} \quad (27)$$

$$K_{\Pi\text{НЧ}}(e^{j\omega T}) = K_{\Pi\text{НЧ}}^*(j\omega) = \frac{T}{zT_n \sin \frac{\omega T}{2}} e^{j(-\frac{\pi}{2} - \frac{\omega T}{2})} \quad (28)$$

$$K_{\Pi\text{НЧ}}(j\lambda) = \frac{1}{T_n} \frac{1 - j\frac{T_n \lambda}{2}}{j\lambda} \quad (29)$$

Таким образом, дважды допущенные ошибки в [1÷5], а именно: отсутствие в знаменателе $K_{\Phi 3}(p)$ множителя T и отсутствия множителя T в формулах прямых дискретных преобразований Лапласа, Фурье и z -преобразования (14÷16) при применении их к дискретной весовой функции $K_{\Pi\text{НЧ}}[nT]$ – взаимно компенсировалось как и в [6, 7] (11÷13,25) взаимно сократились. В [3, с.19] эти ошибки выдаются за «математическую тонкость», но эта «тонкость» приводит к тому, что нарушена размерность и величина дискретного сигнала $x^*(t)$ в T^{-1} раз, следовательно, предел этой последовательности импульсов при $T \rightarrow 0$ не стремится к исходной непрерывной функции $x(t)$; неверны формулы дискретных преобразований Лапласа, Фурье и z -преобразования, а, следовательно, и дискретные передаточные и частотные функции (19÷21) импульсных фильтров рис.2,а; неверны формулы статических и динамических характеристик формирующих звеньев импульсных звеньев (ИЗ) в импульсных фильтрах рис. 2, б, так как АЧХ ФЗ уменьшается в T раз [1, ф.13.7, рис. 13.2]. Чтобы избежать такого казуса в [9] предлагается «не изменяя общности выводов» принять $T = 1$, а в [10] $T = 1$, с.

Для цифровых фильтров (рис.3) в [4,с.317÷321] приведены три приближенных равенства вычисления цифрового оператора интегрирования ввиду невысоких требований к их точности, но высоких требований к устойчивости программ:

$$\frac{1}{p} \approx \frac{T}{z-1} = \frac{Tz^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (30)$$

$$\frac{1}{p} \approx \frac{Tz+1}{2z-1} = \frac{T(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})} \quad (31)$$

$$\frac{1}{p} \approx \frac{Tz}{z-1} = \frac{T}{1-z^{-1}} \quad (32)$$

в которых оператор p получают из известного выражения $z = \exp(pT)$, т.е. $p = \frac{1}{T} \ln z$. В последнем выражении $\ln z$ может быть разложено в ряд тремя способами [8]:

$$p \approx \frac{1}{T} [(z-1) - \frac{1}{2}(z-1)^2 + \frac{1}{3}(z-1)^3 - \dots] \quad (33)$$

$$p \approx \frac{2}{T} \left[\frac{z-1}{z+1} + \frac{1}{3} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^3 + \frac{1}{5} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^5 + \dots \right] \quad (34)$$

$$p \approx \frac{1}{T} \left[(1-z^{-1}) + \frac{1}{2}(1-z^{-1})^2 + \frac{1}{3}(1-z^{-1})^3 + \dots \right] \quad (35)$$

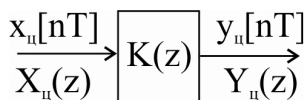


Рис. 3 – Цифровой фильтр

Так как входной цифровой сигнал $x_n[nT]$ и выходной цифровой сигнал $y_n[nT]$ цифровых интеграторов обычно имеют одинаковую физическую природу, то в [4] признают, что их передаточные функции $K(z)$ должны быть безразмерными и тогда в [4] ошибочно предлагается в формулах (30÷32) исключить «масштабный множитель T », т. е. в этом случае дискретные передаточные функции $K(z)$ и псевдочастотные характеристики $K(j\lambda)$ всех трех разновидностей цифровых интеграторов имеют вид:

$$K(z) = \frac{1}{z-1} = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}; \quad K(j\lambda) = \frac{1-j\lambda T/2}{j\lambda T} \quad (36)$$

$$K(z) = \frac{z+1}{z(z-1)} = \frac{1}{z} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}; \quad K(j\lambda) = \frac{1}{j\lambda T} \quad (37)$$

$$K(z) = \frac{z}{z-1} = \frac{1}{1-z^{-1}}; \quad K(j\lambda) = \frac{1+j\lambda T/2}{j\lambda T} \quad (38)$$

Из псевдочастотных характеристик (36÷38) следует, что коэффициент передачи цифровых интеграторов равен $1/T$. Изменение его в соответствии с расчетом динамики проектируемой системы управления в [4] рекомендуется осуществлять путем умножения на коэффициент ν увеличения периода дискретности $\nu T = T_n$, тогда частотная характеристика, например в формуле (37), будет иметь вид

$$K(j\lambda) = \frac{1}{j\lambda \nu T} = \frac{1}{j\lambda T_n} \quad (39)$$

где $\nu = T_n / T$ – коэффициент увеличения периода дискретности. Эти «рекомендации» похожи на то, что вначале «исключают», а потом «восстанавливают».

На наш взгляд, правильным является то, что выражения (30÷32) будут передаточными функциями интеграторов в том случае, если левые и правые части операторов интегрирования умножить на статический коэффициент преобразования интегратора, равный $1 / T_n$ (T_n – постоянная времени интегрирования), т. е.:

$$\frac{1}{T_{нр}} = K(p) \approx \frac{T}{T_n} \frac{1}{z-1} = \frac{T}{T_n} \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} = K(z); \quad K(j\lambda) = \frac{1-j\lambda T/2}{j\lambda T_n} \quad (40)$$

$$\frac{1}{T_{нр}} = K(p) \approx \frac{T}{2T_n} \frac{z+1}{z-1} = \frac{T}{2T_n} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} = K(z); \quad K(j\lambda) = \frac{1}{j\lambda T_n}; \quad (41)$$

$$\frac{1}{T_{нр}} = K(p) \approx \frac{T}{T_n} \frac{z}{z-1} = \frac{T}{T_n} \frac{1}{1-z^{-1}} = K(z); \quad K(j\lambda) = \frac{1+j\lambda T/2}{j\lambda T_n}. \quad (42)$$

В этом случае в выражениях (40÷42) дискретные передаточные функции $K(z)$ и частотные характеристики $K(j\lambda)$ цифровых интеграторов являются безразмерными и имеют статический коэффициент передачи, равный $1 / T_n$, как и у непрерывного интегратора.

Выводы. Проведенная сравнительная оценка математических моделей непрерывных, импульсных и цифровых фильтров на примере интегрирующего звена показала, что в литературе, например в [1÷5], по импульсным и цифровым САУ допущены нарушения мер и размерностей решетчатых функций и, как следствие, формул дискретных преобразований Лапласа, Фурье z -преобразований и соответственно дискретных передаточных

функций и частотных характеристик импульсных и цифровых фильтров. Полученные результаты подтверждают адекватность предлагаемых математических моделей и могут быть использованы для исследования импульсных и цифровых САУ.

Список литературы: 1. Теория автоматического управления. Под ред. А. В. Нетушила. – М.: Высш. шк., 1976, 400с. 2. Изерман Р. Цифровые системы управления. М.: Мир, 1984, 541с. 3. Шамриков Б. М. Основы теории цифровых систем управления. М.: Машиностроение, 1985, 296с. 4. Микропроцессорные системы автоматического управления. Под общ.ред. В. А. Бесекерского. - Л.: Машиностроение, 1988, 365с. 5. Александров Є. Є., Козлов Е. П., Кузнецов Б. І. Теорія автоматичного керування. Т. 1. – Харків, НТУ «ХПІ», 2002, 490с. 6. Попов Н. Р., Попов И. Н. О формулах дискретного преобразования Лапласа, Фурье, z-преобразования и их применение.// Радиотехника. 2000. Вып. 116. с. 28 – 34 7. Попов Н. Р., Попов И. Н. О математических моделях экстраполяторов.// Вестник НТУ «ХПІ», 17: 2004. с. 159 – 168 8. Справочник по специальным функциям. Под ред.. М. Абрамовица и И. Стиган (перевод с англ. под. ред.. В. А. Диткина и Л. Н. Кармазиной). М., Наука, 1979г., 832 стр. 9. Дёч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и z-преобразования. - М., 1971, 288с. 10. Шамриков Б. М. Основы теории цифровых систем управления. М.: Машиностроение, 1985. – 296с.

Поступила в редколлегию 09.12.2012

УДК 62:681.3

Сравнительная оценка математических моделей непрерывных, импульсных и цифровых фильтров / Н. Р.Попов, И. Н.Попов// Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С. 88–95. – Бібліогр.: 10 назв.

У статті розглянуті питання порушення розмірності при визначенні дискретних сигналів, формул дискретних перетворень Лапласа, Фур'є, z-перетворень, а також математичних моделей імпульсних і цифрових фільтрів.

Ключові слова: математична модель, безперервні, імпульсні, цифрові фільтри, перетворення Лапласа, Фур'є, z-перетворення.

The article deals with the questions of violations of dimension in defining discrete signals, formulas of discrete Laplace, Fourier, z-transforms, as well as mathematical models of pulse and digital filters.

Keywords: mathematical model, continuous, pulse, digital filters, Laplace, Fourier transforms, z-transform.

М.М. РЕЗИНКИНА, д-р техн. наук, гл.н.с., Научно-технический центр магнетизма технических объектов НАН Украины, Харьков
В.С. ГРИНЧЕНКО, м.н.с., Научно-технический центр магнетизма технических объектов НАН Украины, Харьков

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ МНОГОСЛОЙНЫХ ПЛОСКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ ДЛЯ ТРЕХФАЗНЫХ ТОКОПРОВОДОВ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Исследована эффективность экранирования магнитного поля трехфазного токопровода системой плоских электропроводных элементов. Показано, что эффективность экранирования системой двух плоских электропроводных элементов, расположенных на высотах δ и 2δ над трехфазным токопроводом, где δ – расстояние между его фазами, на 15% выше эффективности экранирования одним плоским электропроводным элементом эквивалентного объема.

Ключевые слова: электромагнитное экранирование, многослойный плоский экран, подземные кабельные линии, промышленная частота, численное моделирование.

Введение. Традиционно для передачи электрической энергии используются воздушные линии (ЛЭП). Ширина охранной зоны воздушных ЛЭП составляет 10–40 м [1]. Стоимость земли в городах велика, поэтому, как показывает опыт зарубежных стран [2–4], замена в жилой зоне воздушных ЛЭП подземными кабельными линиями (КЛ) является экономически целесообразной, поскольку позволяет существенно уменьшать размеры охранной зоны.

В настоящее время в качестве токопроводов подземных КЛ используют кабели с изоляцией из сшитого полиэтилена. Действующее значение силы тока в токопроводах КЛ составляет 500–1000 А, а в некоторых случаях достигает 3000 А [4]. Поэтому на поверхности земли над КЛ действующее значение магнитной индукции промышленной частоты зачастую превышает допустимые санитарно-обоснованные уровни.

Одним из распространенных методов снижения величины переменного магнитного поля (МП) является электромагнитное экранирование. Как правило, электромагнитные экраны выполняют из алюминия, который обладает высокой электропроводностью при относительно низкой стоимости. Для количественного описания степени ослабления МП экраном используют понятие эффективности экранирования, определяемое как отношение магнитной индукции B_0 в отсутствии экрана к магнитной индукции B при его наличии: $k=B/B_0$. Повышение эффективности экранирования МП трехфазных токопроводов достигается за счет применения электромагнитных экранов, состоящих из U-образных элементов [5, 6]. Однако в ряде случаев использование конструктивно более простых плоских экранов оказывается предпочтительным [3, 4]. Обеспечение необходимой эффективности экранирования

© Резинкина М.М., Гринченко В.С., 2013

МП за счет увеличения толщины экрана экономически нецелесообразно. В [7] экспериментально показана возможность повышение эффективности экранирования МП трехфазного токопровода экраном, состоящим из двух параллельных плоских проводящих элементов.

Целью данной работы является исследование эффективности экранирования МП трехфазного токопровода подземной КЛ плоскими проводящими элементами в зависимости от их толщины и высоты расположения над токопроводами.

Параметры системы. Рассмотрим наиболее распространенный на практике случай, когда источником первичного МП является подземная КЛ, представляющая собой трехфазный токопровод с горизонтальным расположением фаз. Параметры трехфазного токопровода следующие: расстояние между фазами $\delta=20$ см, глубина заложения кабелей $h=1$ м, действующее значение тока – 500 А.

Ширина элементов экрана ограничена размерами кабельного канала, в который помещают трехфазный токопровод. Обычно ширина кабельного канала не превышает 4δ . Таким образом, ширина плоских проводящих элементов, из которых состоят рассматриваемые в работе экраны, не должна превышать 0,8 м. Толщина электромагнитных экранов, применяемых в таких случаях на практике, составляет порядка нескольких миллиметров, что существенно меньше толщины скин-слоя, который для алюминия при промышленной частоте равен 12 мм. Исследование электромагнитных процессов при помощи стандартных пакетов (таких как ANSYS, Microwave Studio, OPERA) в случаях наличия проводящих элементов, ширина которых на два порядка превышает их толщину, затруднительно в связи с чрезвычайно высокими требованиями к используемым вычислительным средствам. Поэтому для проведения ряда численных экспериментов по исследованию эффективностей экранирования МП трехфазного токопровода различными системами плоских проводящих элементов воспользуемся методом численного моделирования, который описан в [8]. Этот численный метод основывается на использовании метода конечных разностей, ограничении расчетной области при помощи метода поглощающих граничных условий, ее разделении на ряд дополнительных подобластей, которые содержат проводящие элементы, и применении неравномерной расчетной сетки для вычисления поля в толще стенок экрана с последующей «сшивкой» полученных в каждой подобласти решений. Причем рассматриваемая в данной работе задача снижения МП КЛ может решаться в двумерной постановке, т.к. длина токопроводов КЛ и экранирующих элементов намного превышают расстояние между фазами.

Определение числа плоских проводящих элементов экрана. Для нахождения числа плоских проводящих элементов, из которых должен состоять электромагнитный экран подземной КЛ, проведем две серии численных экспериментов. Стоит отметить, что приближение экрана к

токопроводам улучшает эффективность экранирования, но, как показал анализ литературы, минимально допустимая высота расположения экрана над токопроводами равна δ . В первой серии экспериментов рассмотрим экранирование МП трехфазного токопровода системой $N=2-6$ плоских алюминиевых элементов шириной 4δ , в которой нижний элемент расположен на высоте $h_1=\delta=20$ см над токопроводами, верхний – на высоте $h_2=4\delta=80$ см, расстояния между соседними элементами равны $\Delta = \frac{h_2 - h_1}{N - 1}$, а суммарная

толщина всех элементов равна 6 мм. Тогда при $N=2$ расстояние между элементами равно $\Delta=60$ см, толщина каждого элемента $d=3$ мм, при $N=3$ – $\Delta=30$ см, $d=2$ мм, при $N=4$ – $\Delta=20$ см, $d=1.5$ мм и т.д. Полученное в результате численного моделирования распределение линий равных уровней магнитной индукции ($B_d=4-500$ мкТл) поля трехфазного токопровода, экранированного системой 3-х элементов, представлено на рис. 1, а («1» – трехфазный токопровод, «2» – плоские проводящие элементы).

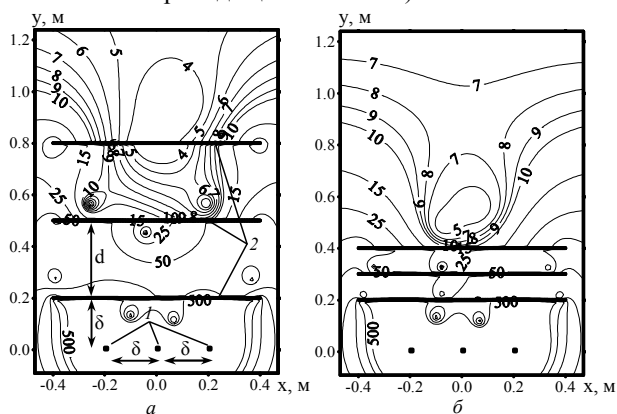


Рис. 1 – Распределение линий равных уровней магнитной индукции поля трехфазного токопровода, экранированного системой 3-х элементов:
а – $B_d=4-500$ мкТл; б – $B_d=5-500$ мкТл

В каждом случае найдем максимальное действующее значение магнитной индукции B_d экранированного поля на уровне земли (который находится на высоте h над токопроводами) и построим зависимость B_d от числа N плоских Al элементов, из которых состоит экран (рис. 2, а). Аналогично проведем вторую серию численных экспериментов с тем отличием, что верхний элемент расположим на высоте $h_2=2\delta=40$ см над токопроводами. На рис. 1, б представлено распределение линий равных уровней магнитной индукции ($B_d=5-500$ мкТл) поля трехфазного токопровода при наличии 3-х элементов, верхний из которых расположен на высоте $h_2=2\delta$. Варьируя число элементов экрана, построим зависимость $B_d(N)$ (рис. 2, б).

Из графиков, представленных на рис. 2, видно, что использование более трех плоских проводящих элементов не ведет к существенному улучшению экранирующих свойств системы. Поэтому сосредоточим внимание на исследовании систем, состоящих из двух и трех элементов.

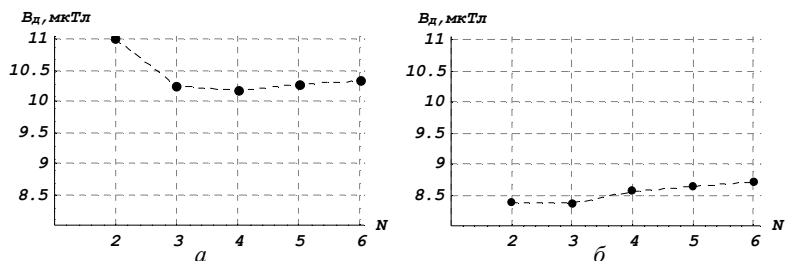


Рис. 2 – Зависимость B_d от числа N плоских АІ элементов, из которых состоит экран:
а – верхний элемент расположен на высоте h (на уровне земли) над токопроводами;
б – верхний элемент расположен на высоте $h_2=2\delta=40$ см над токопроводами

Сравнивая величины, до которых была снижена магнитная индукция в первом (рис. 2,а) и втором (рис. 2,б) случаях, можно сделать вывод, что лучшими экранирующими свойствами обладает система, верхний и нижний элементы которой находятся на высотах, соответственно, δ и 2δ над токопроводами.

Экранирование МП трехфазного токопровода системой трех плоских проводящих элементов. Исследуем экранирующие свойства системы трех плоских АІ элементов толщиной 2 мм в зависимости от высот их расположения над токопроводами. В первой серии численных экспериментов нижний элемент расположим на высоте $h_1=\delta=20$ см и будем варьировать расстояние Δ между соседними элементами. Полученная зависимость максимального действующего значения магнитной индукции B_d на уровне земли от Δ представлена на рис. 3, а.

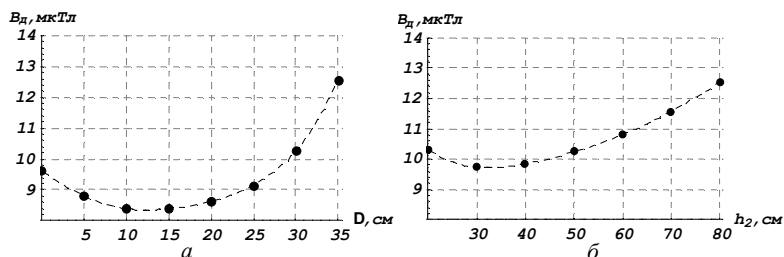


Рис. 3 – Экранирующие свойства системы трех плоских АІ элементов толщиной 2 мм в зависимости от высот их расположения над токопроводами: а – зависимость максимального действующего значения магнитной индукции B_d на уровне земли от Δ ; б – зависимость значения магнитной индукции B_d от расположения среднего элемента $B_d(h_2)$

Во второй серии численных экспериментов нижний элемент расположим на высоте $h_1=\delta=20$ см над токопроводами, верхний – на высоте $h_3=4\delta=80$ см. Варьируя высоту h_2 расположения среднего элемента построим зависимость $B_d(h_2)$, которая представлена на рис. 3, б.

Из рис. 3, а видно, что снижение МП максимально при $\Delta=10$ см, а дальнейшее увеличение расстояния между элементами системы ухудшает ее экранирующие свойства. Значению $\Delta=10$ см соответствует следующий набор высот расположения элементов: $h_1=20$ см, $h_2=30$ см, $h_3=40$ см.

Зависимость $B_d(h_2)$ для случая $h_3=4\delta$ представлена на рис. 3, б, и она также имеет немонотонный характер. Сравнивая ее с зависимостью, представленной на рис. 3, а, можно сделать вывод, что система, в которой верхний элемент расположен вблизи защищаемой области, обладает худшими экранирующими свойствами.

Экранирование МП трехфазного токопровода системой двух плоских проводящих элементов. Теперь рассмотрим экранирующие свойства системы двух плоских проводящих элементов толщиной 3 мм: нижний элемент расположим на высоте $h_1=\delta=20$ см над токопроводами, верхний элемент будем перемещать от токопроводов к защищаемой области. В результате получим зависимость максимального действующего значения магнитной индукции B_d на уровне земли от высоты h_2 расположения верхнего элемента (см. рис. 4, а). Наибольшая эффективность экранирования достигается при $h_2=2\delta=40$ см. В этом случае магнитная индукция на уровне земли снижается до 8,4 мкТл. Этот результат аналогичен тому, который был получен при экранировании системой трех элементов. Однако система из двух элементов конструктивно проще.

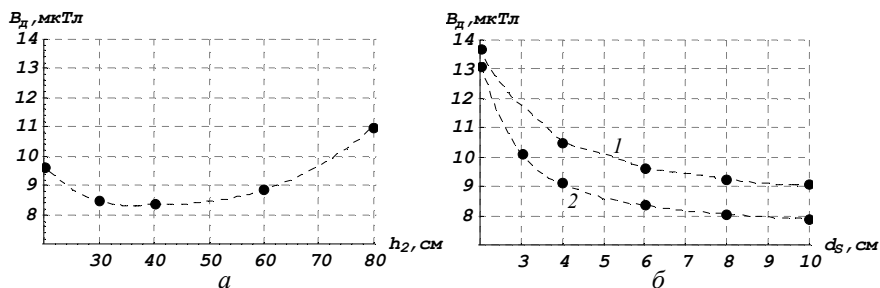


Рис. 4 – Экранирование МП трехфазного токопровода системой двух плоских проводящих элементов: а – зависимость максимального действующего значения магнитной индукции B_d на уровне земли от высоты h_2 расположения верхнего элемента; б – рассчитанные зависимости максимального действующего значения магнитной индукции B_d на уровне земли от d_s

Таким образом, целесообразно использовать экран, состоящий из двух плоских проводящих элементов, расположенных на высотах δ и 2δ над

токопроводами. Суммарную толщину элементов обозначим $d_s=2d$, где d – толщина каждого из элементов. Сравним экранирующие свойства такой системы двух элементов (кривая 2 на рис. 4, б) и одинарного плоского электропроводного элемента равной ширины и эквивалентного объема (кривая 1 на рис. 4, б), расположенного на высоте δ над токопроводами. Толщина одинарного элемента составляла d_s . На рис. 4, б представлены рассчитанные зависимости максимального действующего значения магнитной индукции B_d на уровне земли от d_s . Можно отметить характерную горизонтальную асимптотику полученной зависимости при увеличении d_s . Как видно из рис. 4, б, в области малых d_s экранирующие свойства одинарного элемента толщиной d_s и системы двух элементов (толщиной d каждый) эквивалентны.

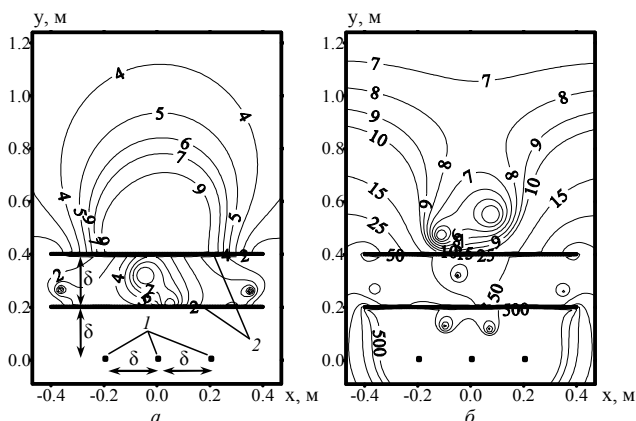


Рис. 5 – Экранированное поле трехфазного токопровода: а – распределение линий равных уровней эффективности экранирования ($k=2-9$); б – линий равных уровней магнитной индукции ($B_d=7-500$ мкТл)

В то же время, если толщина d элементов составляет 2–4 мм, эффективность экранирования системой двух таких элементов на 15 % выше эффективности экранирования одним элементом удвоенной толщины.

В качестве иллюстрации рассмотрим систему двух плоских Al элементов толщиной $d=3$ мм, расположенных на высотах $\delta=20$ см и 2δ над токопроводами. На рис. 5 трехфазный токопровод обозначен «1», экранирующие элементы – «2». Найденные в результате численного моделирования распределение линий равных уровней эффективности экранирования ($k=2-9$) и распределение линий равных уровней магнитной индукции ($B_d=7-500$ мкТл) экранированного поля трехфазного токопровода представлены, соответственно, на рис. 5, а и рис. 5, б.

Выводы. С помощью численного моделирования показано, что для более эффективного снижения магнитной индукции трехфазного токопровода может быть использован экран, состоящий из двух параллельных

плоских проводящих элементов, расположенных на высотах δ и 2δ над токопроводами. Эффективность экранирования МП трехфазного токопровода такой системой примерно на 15 % выше эффективности экранирования одинарным плоским электропроводным элементом эквивалентного объема.

Список литературы: 1. Правила устройства электроустановок. – Х.: Форт, 2009. – 704 с. 2. Battistelli L. Underground power cables in urban areas: of the magnetic field a simple technique for the passive shielding / L. Battistelli, A. Geri, P. Prignani, G.M. Veca – The Sustainable City III: Urban Regeneration and Assessment, Edited By: C.A. Brebbia, N. Marchettini. – WIT Press, 2004. – 748 p. – P. 581-590. 3. Bascom C. Magnetic field management considerations for underground cable duct bank / C. Bascom, J. Cooper, W. Banker, R. Piteo, A. Regan, S. Boggs // The transactions of the IEEE Transmission & Distribution Conference and Exposition, 9-14 October 2005. – New Orleans, Louisiana, 2005. – Paper 05TD0399. 4. Conti R. Technical solutions to reduce 50 Hz magnetic fields from power lines / R. Conti, A. Giorgi, R. Rendina, L. Sartore, E.A. Sena // IEEE Bologna Power Tech Conference, 23-26 June, 2003. – Bologna, 2003. – Paper 147. 5. Zucca M. Magnetic field mitigation above a double trefoil HV underground power line / M. Zucca, P. Ribaldone // 18th International Conference on Electricity Distribution, 6-9 June 2005. – Turin, 2005. – Paper 91. 6. del Pino López J.C. Parametric analysis of magnetic field mitigation shielding for underground power cables / J.C. del Pino López, P. Cruz Romero, P. Dular // International conference on renewable energies and power quality, 28-30 Mach, 2007. – Sevilla, 2007. – Paper 326. 7. Резинкина М.М. Экспериментальное исследование распределения магнитной индукции трехфазного токопровода при наличии электропроводных пластин / М.М. Резинкина, В.С. Гринченко // Вісник НТУ «ХПІ». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2013. – № 61. – С. 75-81. 8. Резинкина М.М. Расчетный выбор параметров электромагнитных экранов сложной пространственной конфигурации / М.М. Резинкина, А.А. Щерба, В.С. Гринченко, К.О. Резинкина // Технічна електродинаміка. – 2013. – № 1. – С. 10-16.

Поступила в редколлегию 18.12.2012

УДК 621.3.013

Моделирование статистических процессов при ударе молнии в наземные объекты для выбора средств молниезащиты повышенной надежности. / М.М. Резинкина В.С. Гринченко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С. 96–102. Бібліогр.: 8 назв.

Досліджена ефективність екранування магнітного поля трифазного струмопроводу системою плоских електропровідних елементів. Показано, що ефективність екранування системою двох плоских електропровідних елементів, що розташовані на висотах δ і 2δ над трифазним струмопроводом, де δ – відстань між його фазами, на 15% вища за ефективність екранування одним плоским електропровідним елементом еквівалентного об'єму.

Ключові слова: електромагнітне екранування, багаточаровий плоский екран, підземні кабельні лінії, промислова частота, чисельне моделювання.

The three-phase busbar magnetic field shielding effectiveness with the help of flat conductive elements has been investigated. It was shown that shielding effectiveness by means of two flat conductive elements, located on the distances δ and 2δ above the three-phase busbar, where δ is distance between its phases, is on 15% higher then shielding effectiveness of the equal volume single conductive element.

Keywords: electromagnetic shielding, multilayer shield, underground cable transmission lines, power frequency, numerical simulation.

М.М. РЕЗИНКИНА, д.т.н., гл.н.с. НТЦ МТО НАН Украины,
Е.Е. СВЕТЛИЧНАЯ, аспирант НТУ «ХПИ»

МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ПРИ УДАРЕ МОЛНИИ В НАЗЕМНЫЕ ОБЪЕКТЫ ДЛЯ ВЫБОРА СРЕДСТВ МОЛНИЕЗАЩИТЫ ПОВЫШЕННОЙ НАДЕЖНОСТИ

Рассмотрено использование математической модели, которая описывает статистические процессы при ударе молнии в нестандартный объект (цилиндрическую емкость для хранения нефтепродуктов), для выбора параметров средств молниезащиты, которые обеспечивают существенное снижение прогнозируемого числа поражений молнией.

Ключевые слова: молниеотвод; лидерный канал молнии; молниезащита; протяженный объект; примерная зона.

Введение. В настоящее время, зоны защиты молниеотводов определяются в соответствии с нормативными документами (см. например [1, 2]). Однако практическое применение подобных стандартов применительно к выбору средств молниезащиты протяженных объектов весьма затруднительно. Ущерб от удара молнии в некоторые объекты, например стартовые комплексы или емкости для хранения нефтепродуктов, могут привести к существенным материальным убыткам и даже техногенным катастрофам. Физическое моделирование электромагнитных процессов, сопровождающих удар молнии, является весьма дорогостоящим и, к тому же, не обеспечивает полное представление происходящих при ударе молнии явлений. Это вызывает необходимость разработки математических моделей процессов, сопровождающих продвижение лидерного канала молнии, позволяющих оценить надежность выбираемых средств молниезащиты.

Одним из наиболее распространенных методов оценки защищаемых зон является так называемый электрогеометрический метод [2, 3]. При этом полагается, что зона защиты молниеотвода лежит внутри области, внешняя граница которой образована «катящейся сферой» радиуса $R_{last\ stroke}=30$ м (*last stroke* – среднее расстояние, с которого начинается «выбор» молнией места удара). Несмотря на наглядность, данный подход является весьма упрощенным представлением процесса молниезащиты, не учитывающим такие важные характеристики как, например, разброс значений $R_{last\ stroke}$. В то же время, более сложные модели для прогнозирования процессов продвижения молнии к земле (см. например [4–6]), как правило, весьма далеки от решения задач практической молниезащиты.

Для того чтобы смоделировать статистический процесс продвижения лидерного канала молнии применительно к оценке эффективности разрабатываемых систем молниезащиты может быть использован подход, описанный в [7].

© М. М. Резинкина, Е. Е. Светличная, 2013

Математическая модель статистических процессов при ударе молнии в наземные объекты. Модель, описанная в [7], основана в обобщении экспериментальных исследований импульсных высоковольтных разрядов в длинных промежутках «стержень-плоскость» и молнии [8]. При ее разработке полагалось, что последний этап продвижения лидерного канала молнии при ее ориентировке на наземный объект, так называемый «last stroke», начинается, когда стримерная зона лидерного канала нисходящей молнии достигает его. Полагается, что «последний удар» явится процессом перемещения канала лидера через стримерную зону. При этом учитывалось, что величины скорости и ускорения лидера молнии зависят от ее потенциала, а также от угла между векторами скорости ее продвижения и напряженности электрического поля в окружающем пространстве.

При работе модели полагалось, при выполнении хотя бы одного из двух описанных ниже условий соответствующая заземленная область может быть поражена молнией в рассматриваемом численном эксперименте. Первым условием является уменьшением удельного сопротивления одного из каналов стримеров до уровня, близкого к удельному сопротивлению лидерного канала молнии. Второе условие предполагает, что один из конкурирующих каналов искры, перемещающихся в стримерной зоне лидерного канала молнии, достигает рассматриваемую заземленную область.

Для описания процесса «выбора» лидером молнии места удара на земле был использован принцип, аналогичный принципу «Least Time – Maximum Probability» (наименьшее время – максимальная вероятность) [9]. Полагается, что вероятность удара молнии в заземленную область обратно пропорциональна времени его достижения лидерным каналом молнии на завершающей стадии его движения.

На область исследуемого объекта накладывается прямоугольная расчетная сетка (назовем ее «сетка 1»). На область над объектом, откуда может произойти развитие лидерного канала молнии, также накладывается прямоугольная расчетная сетка (назовем ее «сетка 2»). Причем площадь сетки 2 существенно превышает площадь исследуемого объекта, поскольку она соответствует зоне, из которой в рассматриваемый объект может ударить молния. При работе модели рассчитываются вероятности удара молнии в каждую из ячеек сетки 1 из каждой ячейки сетки 2. При этом учитывается вероятность появления молний, несущих к земле различные потенциалы.

Сравнение рассчитанных и нормируемых [1] соотношений между прогнозируемым числом прорывов молнии на молниевотвод и защищаемый объект при оговоренных в [1] зонах защиты показало их совпадение в пределах 10 % (см. [10]).

Расчетный выбор средств молниезащиты повышенной надежности. Рассмотрим использование данной модели для выбора системы молниезащиты емкости для хранения нефтепродуктов, представляющей собой

цилиндр радиусом 39 м и высотой 34 м. С помощью разработанной модели было рассмотрено несколько вариантов систем молниезащиты данного объекта.

При определении вероятности поражения молнией использовалось N – прогнозируемое для данной географической области число прямых ударов молнии в год в объект площадью S_o (см. например [11]):

$$N \approx N_m \cdot S_o,$$

где N_m – среднее количество ударов молнии в год на 1 км^2 в данной географической зоне; $S_o [\text{км}^2]$ – площадь объекта.

Расчеты были выполнены для случая средней за год плотности ударов молнии на квадратный километр, равной: $N_m=1$.

На рис. 1 представлено рассчитанное распределение прогнозируемого числа ударов молнии в год в емкость для хранения нефтепродуктов для случая отсутствия средств молниезащиты. При этом суммарное прогнозируемое число ударов молнии о данный объект таково, что молния может в него попасть 1 раз в 6 лет. Неравномерность распределения количества пробоев вдоль внешнего края цистерны вызвана дискретностью задания узлов, попадание молнии в которые рассчитывается, а также в связи с использованием прямоугольной расчетной сетки применительно к цилиндрическому объекту.

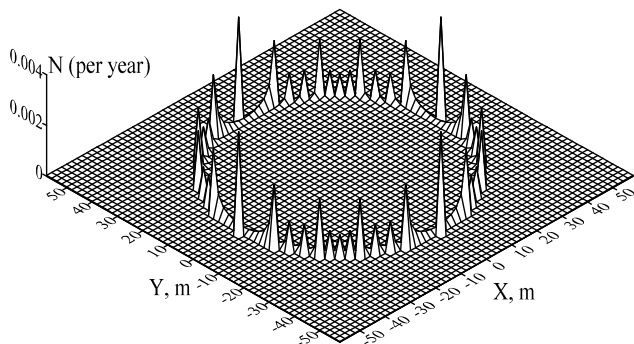


Рис. 1 – Рассчитанное распределение количества ударов молнии в рассматриваемую цистерну

На рис. 2–4 показаны рассчитанные распределения прогнозируемого числа ударов молнии в год в исследуемый объект при наличии соответственно 1-го, 2-х и 4-х молниеотводов высотой 90 м. При этом суммарное прогнозируемое число ударов молнии о данный объект таково, что молния может в него попасть 1 раз в 8, 11 и 19 лет соответственно.

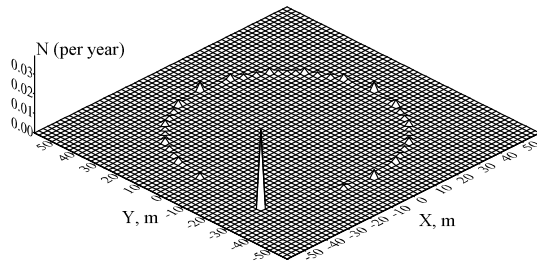


Рис. 2 – Рассчитанное распределение количества ударов молнии в системе «цистерна – молниеотвод высотой 90 м»

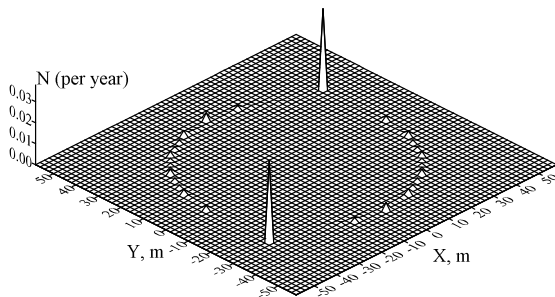


Рис. 3 – Рассчитанное распределение количества ударов молнии в системе «цистерна – 2 молниеотвода высотой 90 м»

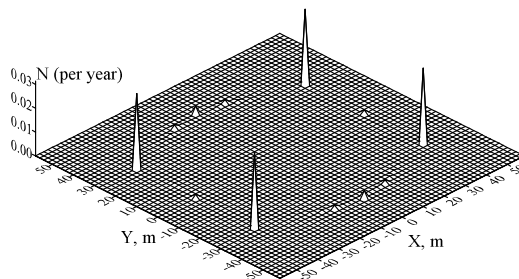


Рис. 4 – Рассчитанное распределение количества ударов молнии в системе «цистерна – 4 молниеотвода высотой 90 м»

Если по соображениям безопасности требуется еще снизить суммарное прогнозируемое число попаданий молнии в исследуемый объект, могут быть использованы тросовые молниеотводы. Рассчитанное распределение вероятности попадания молнии в этом случае показано на рис. 5 (высота, на которую подняты тросы, составляет 50 м). При таком расположении

тросовых молниеотводов прогнозируемое число прорывов молнии на рассматриваемый объект не выше, чем один за 100 лет. Причем, как показало проведенное компьютерное моделирование (см. рис. 6), использование 14 молниеотводов высотой 90 м, расположенных так же, как для случая, показанного на рис. 5, дает прогнозируемое число прорывов молнии на рассматриваемый объект один раз в 43 года.

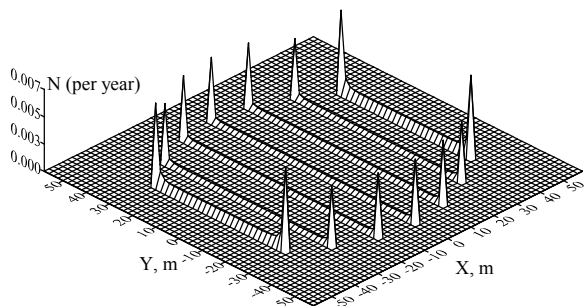


Рис. 5 – Рассчитанное распределение количества ударов молнии в системе «цистерна – 7 тросовых молниеотводов»

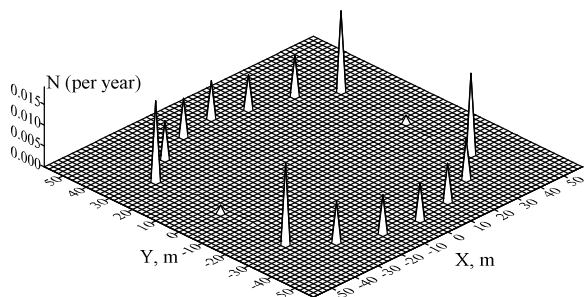


Рис. 6 – Рассчитанное распределение количества ударов молнии в системе «цистерна – 14 молниеотводов высотой 90 м»

Заключение. Проведенное компьютерное моделирование процессов, сопровождающих продвижение лидерного канала молнии на последнем этапе перед «выбором» места удара заземленного объекта позволило определить прогнозируемое число поражений молниеотводов и защищаемого нестандартного объекта (цистерны с нефтепродуктами), оценить степень влияния числа используемых молниеотводов, а также показать, что применение тросовых молниеотводов выбранной конфигурации позволяет практически исключить попадание молнии в рассмотренный объект в течении всего срока его эксплуатации.

Список литературы: 1. РД 34.21.122-87. Инструкция по устройству молниезащиты зданий и сооружений. — М.: Энергоатомиздат, 1989. 2. NFPA 780 Standard for the installation of lightning protection systems. - 2011. 3. *Uman M., Rakov V.* A critical review of nonconventional approaches to lightning protection // American Meteorological Society. — 2002. — P. 1809—1820. 4. *Петров Н., Петрова Г.* Физические механизмы развития молниевых разрядов между грозовым облаком и ионосферой // Журнал технической физики. — 1999.— Т. 69, вып. 4. — С. 134—137. 5. *Mansell E., MacGorman D., Ziegler C., Straka J.* Simulated three-dimensional branched lightning in a numerical thunderstorm model // Journal of Geophysical Research. — 2002. — № D9, vol. 107. 6. *Agoris D.P., Charalambakos V.P., Pyrgioty E., Grzybowski S.* Estimation of the protection zone of a Franklin rod using a stochastic model // Proc. of 26th Int. Conf. on Lightning Protection. — Cracow (Poland). - 2002. — P. 270—274. 7. *Резинкина М.М.* Методика расчета прогнозируемого числа поражений молнией протяженных объектов // Журнал технической физики — 2008. — Т. 78, № 5. — С. 1—7. 8. *Базелян Э.М., Райзер Ю.П.* Физика молнии и молниезащиты. — М.: Физматлит, 2001, 319 с. 9. *R. Briet* Verification of the least-time/maximum-probability theory of lightning propagation and lightning protection systems design. // Proc. of. 11th ISHVE (London). - 1999. - Vol. 2. - P. 228 – 233. 10. *Щерба А.А., Резинкина М.М.* Электромагнитные поля и их воздействие на объекты. - Киев: Наукова думка, 2009, 191 с. 11. Техника высоких напряжений / Под общей ред. *М.В.Костенко*. — М.: Высшая школа, 1973, 527 с.

Поступила в редколлегию 09.12.2012

УДК 621.317.42

Моделирование статистических процессов при ударе молнии в наземные объекты для выбора средств молниезащиты повышенной надежности. / М.М. Резинкина Е.Е. Светличная // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. — Х. : НТУ «ХПІ», 2013. — №8 (982). — С. 103—108. Бібліотека: 11 назв.

Розглянуто використання математичної моделі, що описує статистичні процеси при ударі блискавки в нестандартний об'єкт (циліндричну ємність для зберігання нафтопродуктів), для вибору параметрів засобів блискавко захисту, що забезпечують істотне зниження прогнозованого числа його поразок блискавкою.

Ключові слова: блискавководід; лідерний канал блискавки; блискавкозахист; протяжний об'єкт; стримерная зона.

Usage of the mathematical model, describing statistical processes at lightning attachment to a nonstandard vulnerable object (an oil storage tank) for providing its lightning protection with substantial reduction of prognosticated lightning strokes has been considered.

Keywords: rod; leader channel lightning, lightning protection; the object; streamer zone.

Н. Д. САХНЕНКО, д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
О. Л. РЕЗИНКИН, канд. техн. наук, с.н.с. НТУ «ХПИ»;
М. В. ВЕДЬ, д-р техн. наук, проф., НТУ «ХПИ»;
Н. Н. ПРОСКУРИН, асп., НТУ «ХПИ»;
В. И. РЕВУЦКИЙ, асп., НТУ «ХПИ»

ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА СЛОИСТЫХ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОКРЫТИЙ

Исследованы свойства слоистого сегнето-магнитного покрытия. Сделаны выводы о возможности использования выбранного слоистого покрытия в качестве рабочей среды для формирования ударной электромагнитной волны (УЭМВ).

Ключевые слова: генераторы импульсов, формирующие линии, активный диэлектрик, ударные волны.

Введение. Одним из возможных путей получения мощных электромагнитных импульсов с малым временем нарастания является использование формирующих устройств на основе нелинейных линий передачи. В качестве активной среды данных нелинейных формирующих линий могут быть использованы ферромагнитные среды [1]. Волновые системы на основе линий с ферритовым заполнением, обладающие малыми потерями и нелинейными свойствами, работают при сравнительно слабых полях в весьма широком диапазоне частот [2]. Недостатком линий с нелинейной магнитной проницаемостью (μ) является высокое волновое сопротивление, обусловленное большими значениями магнитной проницаемости ферромагнетиков. В схемах наносекундного диапазона нелинейные элементы используются, главным образом, как элементы, формирующие волны с крутыми перепадами из сформированных генератором исходных импульсов волн с относительно медленно нарастающим фронтом.

Генерация мощных электромагнитных импульсов с коротким временем нарастания возможна и в средах с нелинейными электрическими параметрами, так как при распространении электромагнитных волн в средах с нелинейной диэлектрической проницаемостью (ϵ) при определенном соотношении электрофизических параметров также возникают ударные электромагнитные волны (УЭМВ).

Анализ публикаций. Активные диэлектрики широко используются во многих областях современной техники: радиотехнике, электроакустике, квантовой и измерительной электронике [3]. Данные материалы применяются для изготовления малогабаритных конденсаторов, пьезоэлементов, нелинейных емкостных элементов, параметрических генераторов, для стабилизации частоты, в фильтрах, термометрах, модуляторах, умножителях

частоты. Изменение диэлектрической проницаемости и, следовательно, емкости сегнетоэлектриков с температурой используется для измерения температуры.

В других устройствах, например, в ультразвуковых детекторах, тензомерах, микрофонах, и устройствах для измерения вибраций, активные диэлектрики предназначены для преобразования малых механических смещений в электрические сигналы.

Для того, чтобы использовать максимальные значения пьезоэлектрических коэффициентов, необходимо поддерживать температуру сегнетоэлектрика постоянной с высокой точностью. Это не всегда достижимо, особенно в тех случаях, когда устройства на основе сегнетоэлектрических керамик работают в высокочастотных электрических полях, и несоблюдение температурного режима может привести к значительным поляризационным потерям, поэтому возникает необходимость в создании таких веществ, которые обладают требуемыми свойствами при комнатной температуре, либо близкой к ней.

Постановка задачи. Синтез активных диэлектриков с заданными электрофизическими характеристиками посредством изменения состава твердых растворов. Воздействие на характеристики активных диэлектриков путем введения определенных добавок в процессе изготовления нелинейных материалов.

Материалы исследований. Одним из опробованных химических составов является титанат бария – стронция, допированный цирконием ($\text{Ba}_{0,8}\text{Sr}_{0,2}\text{Ti}_{0,95}\text{Zr}_{0,05}\text{O}_3$). Созданию опытных образцов из керамического материала предшествовало физическое моделирование формирующей линии.

На рис. 1 показаны осциллограммы напряжения, зарегистрированные в физической модели линии.

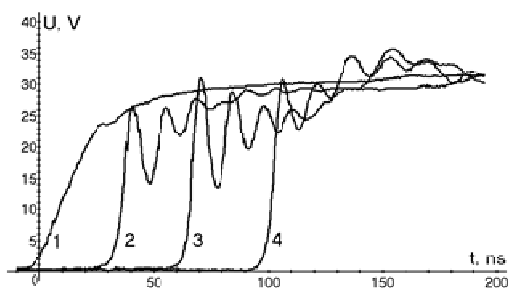


Рис. 1 – Осциллограммы напряжения, зарегистрированные в физической модели линии

Общим недостатком, присущим как линиям на нелинейной μ , так и линиям на нелинейной ϵ , является изменение волнового сопротивления

линии при прохождении по ней электромагнитной волны, делающее полное согласование источника на УЭМВ с постоянной омической нагрузкой невозможным. Данная проблема может быть решена при использовании для формирования УЭМВ среды, в которой изменение ϵ и μ будет происходить одновременно и синхронно, так, чтобы отношение μ/ϵ оставалось близким к постоянному (рис. 2, 3). Для такой изоимпедансной среды волновое сопротивление в процессе формирования УЭМВ будет иметь фиксированное значение [4].

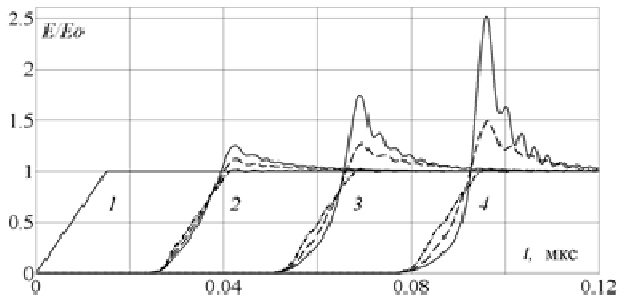


Рис. 2 – Результаты расчета напряженности электрического поля электромагнитной волны, распространяющейся по линии: 1 – исходный импульс ($Z=0$); 2 – $Z=0,2 \cdot Z_{\max}$; 3 – $Z=0,4 \cdot Z_{\max}$; 4 – $Z=0,6 \cdot Z_{\max}$

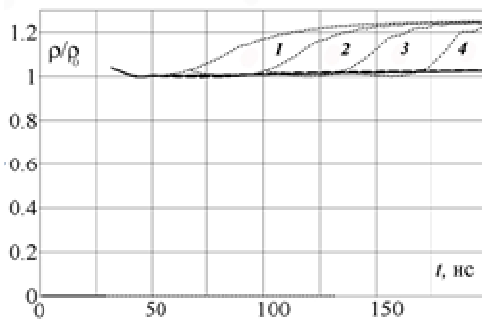


Рис. 3 – Результаты расчета волнового сопротивления ЛП при распространении в ней электромагнитной волны: 1 – $Z=0,2 \cdot Z_{\max}$; 2 – $Z=0,4 \cdot Z_{\max}$; 3 – $Z=0,5 \cdot Z_{\max}$; 4 – $Z=0,6 \cdot Z_{\max}$, где $Z_{\max}$ – длина линии передачи

Предварительные расчеты и эксперименты со статистическими смесями диспергированных сегнетокерамик и ферритов с полимерными наполнителями и без наполнителей показали, что практически необходимое процентное содержание ферромагнитной составляющей в этих смесях

таково, что смесь теряет электрическую прочность при меньших значениях напряжения на электродах формирующей линии, чем те, при которых достигается уровень электрического поля, необходимый для проявления нелинейных свойств сегнетоэлектрической составляющей. Возможным вариантом реализации процесса обострения фронта импульса, за счет УЭМВ, в такой системе рассматривается применение слоистой сегнето - магнитной среды, экспериментальный подбор оптимального материала и синтез которой обусловили цель данной работы.

В качестве материала для нанесения покрытий использовали сплавы алюминия, в виде пластинок размером 10×10 мм. Дисперсными материалами служили порошки феррита ($\text{Zn Fe}_2 \text{O}_4$) и сегнетоэлектрика ($\text{Ba}_{0,8} \text{Sr}_{0,2} \text{Ti}_{0,95} \text{Zr}_{0,05} \text{O}_3$) с размером частиц 10 мкм. Магнитный слой наносили методом микродугового оксидирования из щелочного раствора, последующий диэлектрический слой – методом электрофоретического осаждения из раствора оксалатной кислоты. Для определения зависимости электрической индукции от напряженности электрического поля использовалась классическая схема Сойера-Тауэра [5], представляющая собой цепочку из последовательно включенных емкостей – образца и измерительной емкости. Регистрация напряжения проводилась цифровым двухканальным осциллографом Tektronix TDS 1012. Измерительная цепь для регистрации напряжения на образце состояла из высоковольтного делителя и пассивного пробника-делителя HP9258 (250 МГц). Посредством омического делителя проводилась регистрация напряжения на измерительной емкости.

На рис. 4 изображена измерительная ячейка стенда, верхний электрод которой выполнен в виде конуса.

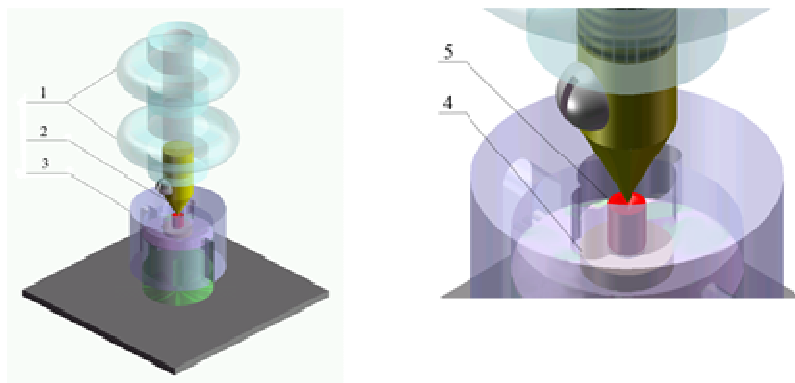


Рис. 4 – Схема измерительного узла: 1 – изолятор (оргстекло); 2 – высоковольтный электрод; 3 – измерительная ячейка; 5 – образец (сегнето - магнитное покрытие)

Для предотвращения электрического пробоя по поверхности образца, а также снижения уровня электромагнитных помех, возникающих вследствие развития электрической короны и воздействующих на измерительные цепи экспериментального стенда, его размещали в заполненном трансформаторным маслом контейнере.

В области создания нелинейных систем большой интерес представляет исследование свойств диэлектриков в окрестности температуры фазового перехода, соответствующего превращению структуры твердого тела из сегнетоэлектрической фазы в параэлектрическую. В данном диапазоне температур наблюдается сильная нелинейность диэлектрической проницаемости при сравнительно низких диэлектрических потерях. Для поддержания требуемой температуры образцов был организован контролируемый нагрев исследуемого образца, и термостат UDS – 12.R обеспечивал возможность поддерживать температуру образца с погрешностью не более $\pm 2^\circ\text{C}$. Контейнер с образцом был снабжен системой токоподводов, термостатом и термопарным измерительным преобразователем для регистрации температуры. Таким образом, было обеспечено исследование характеристик поляризации образцов при различных температурах.

Результаты измерений с помощью цифрового осциллографа Tektronix TDS 1020 записывались в файлы, дальнейшая обработка которых проводилась с помощью редактора электронных таблиц Microsoft Excel.

Результаты исследований. Ранее был предложен способ формирования слоистых сегнето-магнитных покрытий [6], который включал два последовательных электрохимических процесса: микродуговое окисление и электрофоретическое осаждение. Данный способ позволяет получать плотные, равномерные по толщине осадки с высокой адгезией к металлической подложке.

По полученной зависимости диэлектрической проницаемости от температуры (рис. 5) была определена точка Кюри полученного покрытия (50–55 $^\circ\text{C}$), также была определена электрическая прочность, которая составила – 20 – 25 кВ/мм.

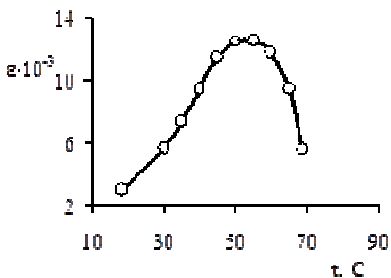


Рис. 5 – Зависимость диэлектрической проницаемости слоистого покрытия от температуры

Методом импедансной спектроскопии были исследованы физико-химические свойства монослойных покрытий (МДО пленка, феррит, сегнетоэлектрик), а также слоистых покрытий (алюминий / феррит / сегнетоэлектрик) на образцах из сплава алюминия (А99). Результаты измерений представлены в виде зависимостей полного сопротивления от логарифма частоты – диаграммы Боде (рис. 6).

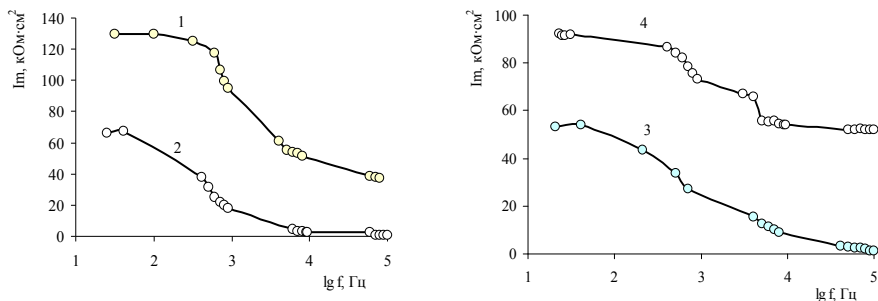


Рис. 6 – Зависимость полного сопротивления от частоты: 1 – МДО пленка алюминия; 2 – алюминий/сегнетоэлектрик; 3 – алюминий/феррит; 4 – алюминий/феррит/сегнетоэлектрик

Выводы. В отличие от монослойных осадков (рис. 6, зависимость 1–3), слоистые покрытия (рис. 6, зависимость 4) характеризуются наличием трех плато, каждое из которых, вероятно, соответствует отклику определенного слоя покрытия, т. е. в определенной области частот происходит отклик ферромагнитной и сегнетоэлектрической составляющих. Таким образом, синтезированные слоистые среды обладают выраженными сегнето – магнитными свойствами и электрической прочностью, достаточной для их использования в качестве активной диэлектрической среды нелинейного формирующего устройства.

Список литературы: 1. *Белянцев А.М.* Генерация высокочастотных колебаний фронтом ударной электромагнитной волны в связанных линиях передачи с аномальной и нормальной дисперсией / *А.М. Белянцев, А.Б. Козырев* // Журнал технической физики. – Т. 71. – №. 7. – 2001. – С. 79–82. 2. Импульсные устройства с нелинейными распределенными параметрами / *Богатырев Ю.К.* – М. : Сов. радио, 1974. 3. Сегнетоэлектрики и антисегнетоэлектрики / *Г.А. Смоленский, В.А. Боков, В.А. Исупов, и др.* – Л. : Наука, 1971. 4. *Резинкин О.Л., Резинкина М.М., Лисачук Г.В.* Численное исследование процессов образования ударной электромагнитной волны в композитной среде с синхронно изменяющимися диэлектрической и магнитной проницаемостями // Техн. электродинамика. Тем. вып. «Силовая электроника та енергоефективність». - 2013. - Ч.2. - С. 163-168. 5. *Sawyer C. B., Tower C. N.* Phys. Rev. – 1930. – 85, 269. 6. Пат. на корисну модель 66123 Україна, МПК C25D 11/00. Спосіб створення магнітоелектричних покриттів шаруватої структури / *Сахненко М.Д., Ведей М.В., Лисачук Г.В.* та ін. – u 201106713, заявл. 30.05.2011; опубл. 26.12.2011; Бюл. № 24. 7. *Резинкин О.Л., Резинкина М.М., Лисачук Г.В.*

Численное моделирование процесса формирования ударных электромагнитных волн в линии передачи с нелинейным диэлектриком // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроенергетика та енергоефективність». – 2007. – Ч. 3. – С. 82-85.

Надійшла до редколегії 05.02.2013

УДК 621.373

Электрофизические свойства слоистых магнитоэлектрических покрытий / Н. Д. Сахненко, О. Л. Резинкин, М. В. Ведь, Н. Н. Проскурин, В. И. Ревуцкий // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С.109–115. – Бібліогр.: 7 назв.

Досліджені властивості шаруватого сегнето-магнітного покриття. Зроблені висновки щодо можливості використання обраного шаруватого покриття у якості робочого середовища для формування ударної електромагнітної хвилі (УЕМХ).

Ключові слова: генератори імпульсів, формуючі лінії, активний діелектрик, ударні хвилі.

The forming technology and the initial stages of the researching ferroelectric - ferromagnetic composite are described in this article. The obtained data allow making conclusions about the possibility of using the composite medium as a forming line base.

Keywords: pulsers, forming lines, active dielectric, shock waves.

О. Л. ХАРЧЕНКО, канд. техн. наук, доц. НТУ «ХПІ»,
К. М. ОРЛОВА, студент-магістр НТУ «ХПІ»

ЦИФРОВИЙ МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ АМПЛІТУДНО-МОДУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ

У статті наведено аналіз методу вимірювання коефіцієнта модуляції амплітудно-модульованих (АМ) сигналів, реалізованого в цифрових приладах, а також розробка цифрового амплітудного модулометра з підвищеними метрологічними характеристиками і високою роздільною здатністю. Обґрунтовано і розроблено метод вимірювання амплітудно-модульованих сигналів на основі дискретної вибірки миттєвих значень.

Ключові слова: амплітудна модуляція, сигнал, цифровий модулометр, миттєві значення, цифрова обробка, аналогово-цифровий перетворювач, метрологічне забезпечення.

Постановка проблеми. У зв'язку з широким розповсюдженням модульованих сигналів виникає потреба дослідження їх параметрів та розробки методів і засобів вимірювання характеристик амплітудно-модульованих (АМ) сигналів. Це пов'язано з необхідністю метрологічного забезпечення розробки, виготовлення та експлуатації радіоелектронних пристроїв та систем з АМ інформативними сигналами. Безумовно, лідером в цьому напрямку виступають цифрові вимірювальні прилади. На цей час відсутні комбіновані (уніфіковані) вимірювачі модуляції, призначені для вимірювання вказаних характеристик АМ сигналів. До того ж відомі промислові вимірювачі модуляції не в повній мірі задовольняють сучасні вимоги до їх метрологічних характеристик та автоматизації вимірювань.

Аналіз літератури. На цей час вимірювачі модуляції, аналогові та цифрові, базуються на методи двократного детектування [1–4]. Цей метод призводить до суттєвого обмеження функціональних можливостей вимірювача, подальшого підвищення його метрологічних характеристик, зменшення частоти несучої, автоматизації вимірювань, використання сучасної інтегральної мікросхемотехніки, зокрема мікропроцесорів. Тому подальше принципово якісне удосконалення цифрових вимірювачів модуляції можливе тільки на основі цифрової вимірювальної техніки, зокрема на цифрових методах вимірювання сигналів.

Мета статті – дослідження та розробка цифрового амплітудного модулометра з підвищеними метрологічними характеристиками і високим рівнем вимірювань на основі методу вимірювання АМ сигналів за вибірковими миттєвими значеннями.

Основний матеріал. Модуляція здійснюється шляхом схемного впливу модулюючого сигналу (обвідної) на один з інформаційних параметрів несучого сигналу. Найчастіше у вимірювальній техніці в якості несучого застосовується гармонічний сигнал

$$i(t) = A \sin(\omega t + \varphi),$$

де A , ω , ϕ – амплітуда, кругова частота та фазовий зсув відповідно.

Цифрові амплітудні модулометри засновані на вимірюванні максимального $U_{\text{макс}}$ і мінімального $U_{\text{мін}}$ значень модульованого сигналу і обчислення за цими значеннями коефіцієнта амплітудної модуляції.

Максимальне й мінімальне значення АМ сигналу можуть бути виміряні за «вибірковими» миттєвими значеннями та методом сканування [5]. Більш досконалим є метод вимірювання параметрів АМ сигналів за допомогою їх скануванням. Розглядаючи метод вимірювання параметрів АМ сигналів за вибірковими миттєвими значеннями, можна сказати, що при використанні високоточних АЦП та цифрового компаратора амплітудний цифровий модулометр дозволяє забезпечити високі метрологічні характеристики.

Миттєві значення АМ сигналу $u(t)$ вимірюють у точках дискретизації

$$t_q = [(2q-1)/2](\pi/\omega), \quad (q=1, 2, 3, \dots, 2n),$$

де $n = (\omega/\Omega) > 1$.

Цифрові коди сусідніх миттєвих значень N_q та $N_{(q+1)}$ почергово порівнюються один з одним, доки не будуть виявлені максимальне та мінімальне значення

$$N_{\text{макс}} = \max |N_q| = k_u U_{\text{нес.макс}} \left[1 + \mu \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2} + \delta_1 \right) \right];$$

$$N_{\text{мін}} = \min |N_q| = k_u U_{\text{нес.макс}} \left[1 - \mu \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2} + \delta_2 \right) \right],$$

де δ_1 та δ_2 – фазові похибки визначення моментів, що відповідають максимальному та мініимальному значенням напруги обвідної.

Підсумовуючи та віднімаючи $N_{\text{макс}}$ та $N_{\text{мін}}$, знаходимо

$$N_+ = N_{\text{макс}} + N_{\text{мін}} = 2k_u U_{\text{нес.макс}} (1 + \delta N_+); \quad (1)$$

$$N_- = N_{\text{макс}} - N_{\text{мін}} = 2k_u \mu U_{\text{нес.макс}} (1 + \delta N_-). \quad (2)$$

У виразах (1) та (2) δN_+ та δN_- – відносні методичні похибки визначення кодів N_+ та N_- , причому

$$|\delta N_+| = \frac{1}{2} \mu |\cos \delta_1 - \cos \delta_2| \cong \mu \frac{|\delta_1^2 - \delta_2^2|}{4}; \quad (3)$$

$$|\delta N_-| = 1 - \frac{1}{2} (\cos \delta_1 + \cos \delta_2) \cong \frac{\delta_1^2 + \delta_2^2}{4}. \quad (4)$$

Зазвичай n – величина досить велика ($n \gg 1$), тому $|N_+| \ll 1$ та $|N_-| \ll 1$. Завдяки цьому методичними похибками в визначенні кодів N_+ та N_- можна знехтувати (див. (1) та (2)).

Амплітуда несучої (без модуляції) та коефіцієнт модуляції обчислюються за визначеними кодами N_+ та N_- :

$$U_{\text{нес.макс}} = N_+ / 2k_u; \quad (5)$$

$$\mu = N_- / N_+. \quad (6)$$

Їхні відносні методичні похибки

$$\delta U = \delta N_+; \quad (7)$$

$$\delta \mu \leq |\delta N_-| + |\delta N_+|. \quad (8)$$

В основу побудови амплітудного цифрового модулометра покладені співвідношення (3)–(8). Його структурна схема наведена на рис. 1.

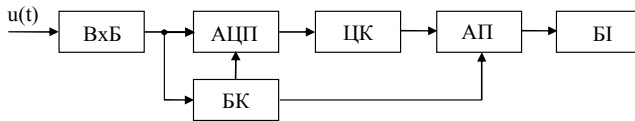


Рис. 1 - Загальна структурна схема цифрового амплітудного модулометра за «вибілковими» миттєвими значеннями

Уточнена схема цифрового амплітудного модулометра наведена на рис. 2.

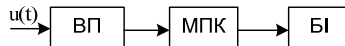


Рис. 2 - Уточнена схема цифрового модулометра

Модулометр працює за наступним алгоритмом. АМ сигнал $u(t)$ через вхідний пристрій (ВП) надходить до мікроконтролера (МПК), який виділяє моменти часу, що відповідають максимальним значенням напруги несучої $u(t)$ та запускає в ці моменти аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Останній перетворює миттєві значення напруги в цифровий двійковий код, що через порт вводу/виводу (ПВВ) надходить до МПК, де вони по черзі порівнюються одне з одним до виділення максимального та мінімального значення. Після цього проводиться математична обробка отриманих сигналів. Отриманий результат виводиться на блок індикатора (БІ).

При виборі АЦП необхідно звернути увагу на розрядність та швидкодію. Залежно від розглянутих вище показників та поставлених у роботі завдань можна зробити висновок, що доцільно та економічно вигідно обрати мікроконтролер, який матиме у своєму складі АЦП. Порівнюючи ряд мікроконтролерів з вбудованим АЦП, ми зупинили свій вибір на мікросхемі MSP430F133.

Головним завданням блоку відображення інформації є висвітлення результатів вимірювання оператору. Індикатор повинен мати достатню кількість розрядів для висвітлення результатів, також він повинен відповідати вимогам яскравого світіння та низької потужності живлення.

Алгоритм роботи програми можна побудувати за двома майже протилежними принципами вимірювання:

1. Занесення даних, отриманих з АЦП, до комірок оперативного запам'ятовуючого пристрою (ОЗП). Після проведення N вимірювань проводять математичну обробку даних.

2. Порівняння даних, отриманих з АЦП з «еталонними» та занесення до комірок ОЗП тільки тих даних, які пройшли «відбір». Після проведення N вимірювань проводять математичну обробку даних.

Оскільки в даному методі нас цікавлять тільки два значення сигналу: максимальне та мінімальне, а також враховуючи те, що заданий об'єм ОЗП всього 2 КБ, то побудову алгоритму роботи програми будемо проводити за другим варіантом. Спочатку треба виконати ініціалізацію портів вводу/виводу та індикатора, а також встановити «еталонні» значення максимуму та мінімуму сигналу. Після проведення N вимірювань, запускається математична обробка даних, результатом якої є значення коефіцієнта модуляції сигналу. Для виводу його на індикатор необхідно попередньо це значення розділити на декади.

Висновок. Аналіз джерел похибок приладу показує, що цей метод має більш високу точність у порівнянні з аналогічними, а також більш просту апаратну реалізацію. Перевагами даного методу є швидкодія, досить висока точність, у порівнянні з іншими, невисока похибка вимірювання, у розглянутому приладі присутній мікропроцесор із вбудованим АЦП.

Оскільки в даному методі нас цікавлять тільки два значення сигналу: максимальне та мінімальне, то побудова алгоритму роботи програми проводиться за варіантом порівняння даних, отриманих з АЦП з «еталонними» та занесення до комірок ОЗП тільки тих даних, які пройшли «відбір».

Список літератури: 1. Измерения в электронике: Справочник / В.А. Кузнецов, В.А. Долгов, В.М. Коневских и др.; Под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 512 с. 2. Мирский Г.Я. Электронные измерения. – М.: Радио и связь, 1986. – 440 с. 3. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения. – М.: Радио и связь, 1985. – 368 с. 4. Чинков В.М. Цифрові вимірювальні прилади : навчальний посібник з грифом МОН України / В.М. Чинков. – Харків : НТУ «ХПІ», 2008 – 508 с. 5. Горлач А.А., Минц М.Я., Чинков В.Н. Цифровая обработка сигналов в измерительной технике. – К.: Тех-ніка, 1985. – 151 с.

Надійшла до редколегії 22.12.2012

УДК 681.3.088.8

Цифровий метод вимірювання параметрів амплітудно-модульованих сигналів / О. Л. Харченко, К. М. Орлова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8 (982). – С. 116–119. – Бібліогр.: 5 назв.

В статтю приведено аналіз методу вимірювання коефіцієнта модуляції амплітудно-модульованих (АМ) сигналів, реалізованого в цифрових приладах, а також розробка цифрового амплітудного модулометра з підвищеними метрологічними характеристиками та високої розрешаючої здатності. Обґрунтовано та розроблено метод вимірювання амплітудно-модульованих сигналів на основі дискретної вибірки миттєвих значень.

Ключевые слова: амплитудная модуляция, сигнал, цифровой модулометр, мгновенные значения, цифровая обработка, аналогово-цифровой преобразователь.

The article offers an analysis of the method of measuring the coefficient of modulation of amplitude-modulated (AM) signals, implemented in digital devices, and the development of digital amplitude modulometer with high metrological characteristics and high resolution.

Keywords: amplitude modulation signal, digital modulometer, instantaneous values, digital processing, analog-to-digital converter.

П. Ф. ЩАПОВ, д-р. техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»;

И. И. КАМБАЕВ, аспирант НТУ «ХПИ»;

М. П. РЕБЕНОК, студентка НТУ «ХПИ»;

И. А. ТАРАН, студентка НТУ «ХПИ»

ИНФОРМАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ

Рассмотрена структурная схема информационных преобразований в многоканальной ИИС контроля и диагностики. Определены условия планирования измерительных экспериментов на этапе обучения системы контроля.

Ключевые слова: контроль, первичный преобразователь, информация, модель, дисперсия, фактор, неопределенность.

Постановка проблемы. Основой повышения эффективности промышленного производства, качества продукции, надежности промышленного оборудования является совершенствование методов неразрушающего контроля и функциональной диагностики, расширения номенклатуры объектов и параметров контроля независимо от их физической или функциональной сложности. В отличие от объектов с повторяющимися свойствами (серийно выпускаемая продукция, типовые технологические операции и т.д.), объекты с неоднозначными или меняющимися во времени свойствами (сельскохозяйственное сырье, технологические процессы, изоляция энергетического оборудования, биологические системы и т.д.) характеризуются значительной неопределенностью своих параметров. Для их контроля, наряду с традиционными средствами и методами, необходимо привлекать новые информационные технологии при обучении систем контроля, уменьшающих неопределенность последующих решений. Иначе достоверность и, следовательно, эффективность контроля останется невысокой.

Анализ литературы. Существующие тестовые, структурно-алгоритмические методы повышения достоверности контроля позволяют корректировать параметры ИИС контроля и диагностики за счет адаптивных процедур увеличения точности измерений, при нормированной неопределенности контролируемых статических параметров [1–3]. Для совершенствования методов повышения достоверности, с учетом изменений во времени вероятностных свойств контролируемых измерительных динамических сигналов, особенно при неразрушающем контроле и мониторинге сложных объектов, используют для обучения систем контроля статистические методы, базирующиеся на вероятностных моделях в виде временных рядов с разными видами нестационарности, особенно по математическому ожиданию [4, 5].

Информационные модели параметрической оптимизации ИИС контроля и диагностики практически не используются.

Цель статьи. Показать возможности математических моделей информационной теории измерений для планирования числа каналов и количества многократных группированных измерений при синтезе ИИС контроля и диагностики сложных объектов с частичной неопределенностью физических свойств.

Структурная модель информационных преобразований. Рассмотрим обобщенную структурную схему получения и преобразования измерительной информации о значении контролируемого параметра Y по результатам измерения $X_1^*, \dots, X_k^*$ значений контролируемых величин (рис. 1).

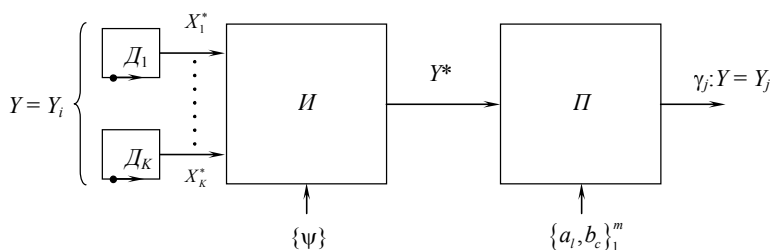


Рис. 1– Структурная схема информационных преобразований

Блок $И$ (измерение) осуществляет преобразование измеренных значений $X_1^*, \dots, X_k^*$ контролируемых величин, полученных первичными преобразователями (датчиками) $D_1, \dots, D_k$, в оценку Y^* значения параметра Y

$$Y^* = \mathcal{F}(X_1, \dots, X_n | a_1, \dots, a_p), \quad (1)$$

где $a_1, \dots, a_p$ – коэффициенты математической модели $\mathcal{F}(\square)$ преобразования $M[Y] = F(M[X_1], \dots, M[X_k])$.

Такая структура эквивалентна ИИС контроля и диагностики с k входными измерительными каналами. Оценка коэффициентов $a_1, \dots, a_p$ производится на этапе изучения объекта контроля по выборке объема n для каждой из фиксированных величин $Y_j, j = \overline{1, m}$ уровней параметра Y (этап обучения системы контроля). Блок $П$ (принятия решений) осуществляет выбор $\{a_l, b_c\}_1^m$ одного $\gamma_j \{a_l, b_c\}_1^m$ из множества $\{\gamma_l\}_1^m$ решений о значении Y , после сравнения Y^* с нормой $(a_l, b_l), l = \overline{1, m}$ в соответствии с правилом выбора решения

$$\forall Y^* [Y^* \in (a_j, b_j) \rightarrow Y^* \in Y_j]. \quad (2)$$

Множество $\{\Psi\}$ – это факторы, влияющие на правильность выбора модели преобразования $\mathcal{F}(\cdot)$ и на точность оценивания коэффициентов $a_1, \dots, a_p$ этой модели.

Найдем оценку количества информации о параметре Y , предполагая, что ширина Δ допусковых интервалов $(a_j, b_j), j = \overline{1, k}$ одинакова, а общее их число равно k . В этом виде количество информации определяется разностью исходной $H(Y)$ и условной $H(Y|Y_j)$ энтропии [6, 7]

$$I = H(Y) - H(Y|Y_j),$$

где $H(Y) = -\sum_{j=1}^k \left[\int_{a_j}^{b_j} f(y) dy \right] \ln \left[\int_{a_j}^{b_j} f(y) dy \right];$

$f(y)$ – плотность распределения величины Y в диапазоне A_y .

Условную энтропию определим через условную вероятность $P(Y_i|Y_j)$ того, что истинное значение $M[Y] = Y_i$, в то время как результат контроля (решение y_j) дал значение $Y = Y_j$:

$$H(Y_i|Y_j) = -\sum_{i=1}^k P(Y_i|Y_j) \ln P(Y_i|Y_j).$$

При равновероятном распределении значений $Y_1, \dots, Y_k$ и нормальном законе распределения отклонения Y^* от действительного значения $M[Y] = \text{const}$, если дисперсия этого отклонения равна σ_y^2 , имеем [7]:

$$H(Y) = \ln \frac{A_y}{\Delta};$$

$$H(Y|Y_j) = \ln \frac{\sigma_y \sqrt{2\pi e}}{\Delta}.$$

Оценка снизу количества информации, с учетом двух последних выражений [6], имеет вид:

$$I = \ln \frac{A_y}{\sigma_y \sqrt{2\pi e}}. \quad (3)$$

Рассмотрим теперь СКО σ_y , предполагая, что модель $\mathcal{F}()$ представлена линейной множественной регрессией [8]

$$\mathcal{F} = a_0 + \sum_{i=1}^k a_i x_i.$$

Пусть, для простоты анализа абсолютные погрешности определения коэффициентов $a_0, \dots, a_k$ одинаковы и равны Δ_ψ , что обусловлено фактором ψ (ограниченность обучающей выборки объемом n). И пусть контролируемые

величины $X_1, \dots, X_k$ являются независимыми и имеют одинаковую размерность и дисперсии $\sigma_{X_1}^2 = \sigma_{X_2}^2 = \dots = \sigma_{X_k}^2 = \sigma_X^2$.

В этом случае дисперсия σ_y^2 может быть представлена выражением:

$$\sigma_y^2 = \Delta_\Psi^2 (1 + k\sigma_X^2) n^{-1}.$$

При многократных измерениях параметра Y (число измерений равно N) имеем:

$$\sigma_y^2 = \Delta_\Psi^2 \left(1 + \frac{k}{N} \sigma_X^2 \right) n^{-1}.$$

Подставляя последнее выражение в уравнение (3) получим:

$$I = \ln \frac{A_y}{\Delta_\Psi \sqrt{2\pi e \left(\frac{1}{k} + \frac{\sigma_X^2}{N} \right)}} \sqrt{\frac{n}{k}}. \quad (4)$$

Анализ информационной модели. Выражение (4) можно рассматривать, как количество ожидаемой измерительной информации [6] о контролируемой величине Y при неустранимой дисперсии σ_X^2 входных измеряемых величин $X_1, \dots, X_k$. Существование этой дисперсии (одинаковой, в данном примере, для всех входных величин) не мешает увеличивать количество измерительной информации, для задач контроля, за счет увеличения k этих величин. Однако, в этом случае, отношение объема обучающих выборок n к числу k входных величин должно оставаться величиной либо постоянной, либо тоже увеличиваться. Это означает, что объем обучающей выборки должен расти, по мере привлечения для контроля новых входных величин. Фактически должно соблюдаться условие:

$$n / k = \text{const}. \quad (5)$$

Оно хорошо согласуется с известными положениями теории классификации сигналов в условиях неопределенности [9] и дискриминантного анализа [10-11]. Наличие в знаменателе, под знаком логарифма в выражении (4), смещения Δ_Ψ указывает на то, что этап обучения системы контроля или диагностики играет важную роль. Он определяет величину неустранимых систематических смещений при оценках коэффициентов модели измерительного преобразования. Уменьшить эти смещения, а, следовательно, повысить достоверность контроля за счет увеличения количества информации, можно лишь увеличивая объем обучающей выборки n . Повышение лишь числа N многократных измерений не устраняет негативные эффекты факторов $\{\Psi\}$.

Завершая анализ информационных свойств системы контроля (диагностики) объектов со случайными параметрами, следует сказать, что

величини k , n , N , а также число уровней m контролюемого параметра не могут выбираться поодиночке. Они взаимосвязаны в рамках модели (4) и выбор их – это оптимизационная задача, в которой критерием качества является количество возможной ожидаемой информации.

Выводы. 1. Получено условие (5) выбора числа измерений n при фиксированном значении количества k входных каналов ИИС.

2. Определены условия повышения числа входных каналов без уменьшения достоверности контроля, если велика неопределенность входных измеряемых величин.

Список литературы: 1. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю : навч. посіб. / Володарський Є. Т., Кухарчук В. В., Поджаренко В. О. – Вінниця : Велес, 2001. – 219 с. 2. Кондрашов С. І. Методи підвищення точності систем тестових випробувань електричних вимірювальних перетворювачів у робочих режимах : Монографія / С. І. Кондрашов. – Х. : НТУ «ХПІ», 2004. – 224 с. 3. Евтухов П. С. Властивості алгоритму корекції систематичних похибок з використанням розрахункових поправок. / П. С. Евтухов // Методи та прилади контролю якості. Івано-Франківськ – 2006. – № 16. – С. 93 – 94. 4. Малайчук В. П. Інформаційно-вимірювальні технології неруйнівного контролю: [навч. посіб.] / В. П. Малайчук, О. В. Мозговой, О. М. Петренко – Дніпропетровськ : РВВ ДНУ, 2001. – 240 с. 5. Малайчук В. П. Обработка многомерных нестационарных случайных пространственно-временных рядов в задачах мониторинга. / В. П. Малайчук, А. В. Мозговой // Методи та прилади контролю якості. – Івано-Франківськ – 2005. – № 15 – с. 90-93. 6. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники / П. П. Орнатский – К. : Вища школа, 1983. – 455 с. 7. Рабинович В. И. Информационные характеристики средств измерения и контроля / В. И. Рабинович, М. П. Цапенко – М. : Энергия, 1968. – 91 с. 8. Володарський Є. Т. Статистична обробка даних: [навч. посіб.] / Є. Т. Володарський, Л. О. Кошева. – К. : НАУ, 2008. – 308 с. 9. Montgomery D. C. Introduction to Statistical Quality Control / D. C. Montgomery – [4th ed] – New York : John Wiley & Sons, 2001. – 796 p. 10. Джонсон Н., Лион Ф. Статистика и планирование эксперимента в технике и науке : Методы планирования эксперимента / Н. Джонсон, Ф. Лион; пер. с англ. под ред. Э. К. Лецкого. – М. : Мир, 1981. – 520 с. 11. Шефе Г. Дисперсионный анализ / Г. Шефе; пер. с англ. Б. А. Севостьянов. – [2-е изд.] – М. : Наука, 1980. – 512 с.

Поступила в редколлегию 04.02.2013

УДК 621.317

Информационная модель многопараметрического контроля / П.Ф. Щапов, И.И. Камбаев, М.П. Ребенок, И.А. Таран // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автоматика та приладобудування. – Х. : НТУ «ХПІ», 2013. – № 8(982). – С. 120-124. – Бібліогр.: 11 назв.

Розглянута структурна схема інформаційних перетворень у багатоканальній ІВС контролю і діагностики. Визначені умови планування вимірювальних експериментів на етапі навчання системи контролю.

Ключові слова: контроль, первинний перетворювач, інформація, модель, дисперсія, фактор, невизначеність.

The structural diagram of the information transformation is considered in multi-IMS monitoring and diagnosis. Planning environment of measurement experiments were determined at the training stage control system.

Keywords: control, sensing device, information, model, variance, factor, uncertainty.

БАЛЄВ В.М., КУЗЬМІНА К.О. Вимірювач показників якості електричної енергії для побутового споживача	3
БОРИСЕНКО А.Н., БОГАЕВСКИЙ А.Б., КУБРИК Б.И., СОСИНА Е.В. Моделирование и построение стенда для испытаний двс с повышенными динамическими характеристиками	7
БОРИСЕНКО Е.А. Исследование методов уменьшения флуктуации информативного сигнала при измерении уровня жидких и сыпучих сред ультразвуковым способом	14
ГРИГОРЕНКО І.В., БЄЛЄВЦОВА А.С Аналіз можливості тестового контролю лазерних систем	21
ГРИЦЮК В.И. Модифицированные устойчивые методы выбора модели	25
ДАШКИЕВ В.Н. Применение обобщённых критериальных функций в задаче управления робототехническим комплексом	29
ІВАШКО А. В., ЛУНИН Д. А., ПОДЛОЗНАЯ А. А. Методы и алгоритмы спектрально-корреляционной обработки кардиосигналов	41
ІВАШКО А.В., ПОТАПЕНКО А.И. Алгоритм адаптивного повышения контраста для систем распознавания объектов	47
ІВАШКО А.В., ЯЦЕНКО К.Н. Реализация медианных и квазимедианных фильтров на цифровых сигнальных процессорах	54
КОНДРАШОВ С.И., ДРОЗДОВА Т.В. О применении универсальных шкал при оценке качества слабоформализуемых систем на примере образовательной системы в вузе	59
КРЫЛОВА В.А. Оценка информационного состояния канала связи в адаптивных системах кодирования/декодирования	64
КУЗЬМЕНКО В.П., СИРЕНКО Н.И., МОВЧАН А.П. Контроль уровня теплоносителя в реакторе ВВЭР-1000 при тяжелых авариях с использованием ТИУ	68
ОСАДЧУК В.С., ОСАДЧУК О.В., БЛИЛИВСЬКА О.П., ЖАГЛОВСЬКА О.М. Огляд гальваномагнітних вимірювачів параметрів магнітного поля	76
ПАВЛЕНКО Ю.Ф. , ЛАВРІК В.А., ХАЛМУРАДОВА А.В. Дослідження методу вимірювання девіації частоти частотно – модульованого сигналу з використанням електронно – лічильного частотоміру	84
ПОПОВ Н.Р., ПОПОВ И.Н. Сравнительная оценка математических моделей непрерывных, импульсных и цифровых фильтров	88
РЕЗИНКИНА М.М., ГРИНЧЕНКО В.С. Выбор параметров многослойных плоских электромагнитных экранов для трехфазных токопроводов кабельных линий электропередачи	97

РЕЗИНКИНА М.М., СВЕТИЧНАЯ Е.Е. Моделирование статистических процессов при ударе молнии в наземные объекты для выбора средств молниезащиты повышенной надежности	104
САХНЕНКО Н.Д., РЕЗИНКИН О.Л., ВЕДЬ М.В., ПРОСКУРИН Н.Н., РЕВУЦКИЙ В.И. Электрофизические свойства слоистых магнитоэлектрических покрытий	110
ХАРЧЕНКО О.Л., ОРЛОВА К.М. Цифровой метод вимірювання параметрів амплітудно-модульованих сигналів.....	117
ЩАПОВ П.Ф., КАМБАЕВ И.И., РЕБЕНОК М.П., ТАРАН И.А. Информационная модель многопараметрического контроля	121

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

**ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
«ХПІ»**

Збірник наукових праць

Серія:
Автоматика та приладобудування

№ 8 (982)

Наукові редактори: проф. П. О. Качанов
Технічний редактор: ас. О. В. Сосіна

Відповідальний за випуск канд. техн. наук Г. Б. Обухова

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЙ: Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ «ХПІ».
Кафедра теоретичних основ електротехніки.
Тел.: (057) 707-69-61; e-mail: elenasosina09@gmail.com

Обл.-вид № 89–12.

Підп. до друку 12.03.2013 р. Формат 60×84 1/16. Папір Сору Paper.
Друк ризографія. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 8,4. Облік.-вид. арк. 7,7.
Тираж 300 пр. Зам. № 23. Ціна договірна.

НТУ «ХПІ», 61002, Харків, віл Фрунзе, 21

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