НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ФАКУЛЬТЕТ АВІАЦІЙНИХ І КОСМІЧНИХ СИСТЕМ

НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ ВИКЛАДАЧІВ, НАУКОВЦІВ, АСПІРАНТІВ ТА СТУДЕНТІВ

присвячена Дню Науки – 2018

17 – 18 ТРАВНЯ 2018 РОКУ

СЕКЦІЇ «АВТОМАТИЗАЦІЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ», «МЕТРОЛОГІЯ ТА ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА»

ЗБІРНИК ДОПОВІДЕЙ

Том 2

КИЇВ – 2018

УДК: 681.327+656.34-523

Загальною метою науково-технічної конференції є плідне спілкування науково-промислової спільноти, викладачів, науковців, аспірантів, студентів факультету авіаційних і космічних систем з наукових проблем в сфері розвитку авіаційно-космічної галузі України.

У збірнику опубликовані доповіді, які зроблені на конференції з наступних напрямків: автоматизація експериментальних досліджень; метрологія та вимірювальна техніка; літаки та вертольоти; прилади та системи керування літальними апаратами і теоретичної та прикладної механіки.

В роботі секцій «Автоматизація експериментальних досліджень» і «Метрологія та вимірювальна техніка» брали участь 60 викладачів, науковців, аспірантів, студентів.

Том 2 збірника містить 27 наукові праці за результатами наукових та практичних досліджень з актуальних проблем в галузі авіаційно-космічної техніки, інформаційних технологій, метрології та автоматизації експериментальних досліджень.

Використання матеріалів збірника можливе за умови обов’язкового посилання.

Адреса Оргкомітету науково-технічної конференції: 03056, Київ-56, пр. Перемоги, 37, корп. 28. Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Факультет авіаційних і космічних систем.

Рекомендовано до публікації Вченою радою факультету (протокол № 9 від 23 квітня 2018 року).

Відповідальний редактор: Мариношенко О П.

Редактор: Добролюбова М. В.

Технічні редактори: Бурлака Д. А.

Коваленко М. П.

В авторській редакції.

Збірник доповідей науково-технічної конференції викладачів, науковців, аспірантів, студентів факультету авіаційних і космічних систем, том 1, 17 - 18 травня 2018 року, м. Київ, ФАКС, КПІ ім. Ігоря Сікорського. – 2018. – 109 с.

Підписано до друку

Зам. № _____. Наклад 100 прим.

Надруковано з оригінал-макету замовника ВПК «Політехніка» КПІ ім. Ігоря Сікорського

03056, Київ -56, пр. Перемоги, 37, корп. 15

ОГРАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ:

1. Збруцький Олександр Васильович – професор, доктор технічних наук, декан ФАКС, голова, керівник секції «Чутливі елементи, навігаційні системи, системи керування рухомими об'єктами та конструювання авіаційно-космічної техніки».

2. Мариношенко Олександр Петрович – доцент, кандидат технічних наук, заступник декана ФАКС з наукової роботи, заступник голови.

3. Туз Юліан Михайлович – професор, доктор технічних наук, завідувач кафедри АЕД, керівник секції «Автоматизація експериментальних досліджень».

4. Федоров Володимир Миколайович – доцент, кандидат технічних наук, завідувач кафедри ТМ, керівник секції «Теоретична та прикладна механіка».

5. Єременко Володимир Станіславович – доцент, доктор технічних наук, завідувач кафедри ІВТ, керівник секції «Метрологія та вимірювальна техніка».

6. Добролюбова Марина Валеріївна – доцент, кандидат технічних наук, заступник завідувача кафедри АЕД з наукової роботи.

7. Можаровська Тамара Миколаївна – доцент, кандидат технічних наук, заступник завідувача кафедри теоретичної механіки з наукової роботи.

8. Прохорчук Олександр Віталійович – доцент, кандидат технічних наук, заступник завідувача кафедри ПСКЛА з наукової роботи.

9. Синиця Валентин Іванович – доцент, кандидат технічних наук.

10. Павлишин Микола Михайлович – доцент, кандидат технічних наук.

Збірник доповідей науково-технічної конференції викладачів, науковців, аспірантів, студентів факультету авіаційних і космічних систем, том 1, 17-18 травня 2018 року, м. Київ, ФАКС, КПІ ім. Ігоря Сікорського. – 2018. – 109 с. У збірнику опубліковані тези доповідей конференції з наступних напрямків: автоматизація експериментальних досліджень; метрологія та вимірювальна техніка; літаки та вертольоти; прилади та системи керування літальними апаратами; теоретична та прикладна механіка.

За зміст опублікованих у збірнику праць відповідальність несуть їх автори.

Сборник докладов научно-технической конференции преподавателей, научных работников, аспирантов, студентов факультета авиационных и космических систем, том 1, 17 - 18 мая 2018 года, г. Киев, ФАКС, КПИ им. Игоря Сикорского. – 2018. – 109 с. В сборнике опубликованы тезисы докладов конференции по следующим направлениям: автоматизация экспериментальных исследований; метрология и измерительная техника; самолеты и вертолеты; приборы и системы управления летательными аппаратами; теоретическая и прикладная механика.

За содержание опубликованных в сборнике докладов ответственность несут их авторы.

The collection of reports scientifically-technical conference of teachers, science officers, post-graduate students, students of faculty of aviation and space systems, on May, Vol. 1, 17 - 18th 2018, Kiev, the FASS, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute. – 2018. – 109 p. In the collection theses of reports of the conference on following branches: automation of experimental researches; metrology and the measuring technics; planes and helicopters; devices and control systems of flying machines are published; theoretical and applied mechanics.

The authors bare the responsibility for the content of the reports published in the collection.

ЗМІСТ
Секції «Автоматизація експериментальних досліджень», «Метрологія та вимірювальна техніка»

БОБКОВ Ю.В., ГОЛЬДИЧ О.О.
Динамічні конвеєрні ваги. 9

БОБКОВ Ю.В., ПАХАЛЬЧУК О.В.
Розробка системи розпізнавання цифр номерних знаків автомобілів та її віртуального макету в LabVIEW.....12

ГАПОН М.В., ШЕВЧЕНКО К.Л.
Зв'язування даних в веб-інтерфейсах систем збору акустичної інформації. 16

ГОРІН О.А., ПАВЛІШИН М.М.
ІВС моніторингу стану складних промислових об'єктів. 18

ГОРОХ А.В.
Дослідження методів і засобів моделювання інформаційно-вимірювальних систем. 20

ГРАЩЕНКО М.В., ШУМКОВ Ю.С.
Метод формування випробувальних сигналів спеціальної форми на основі експоненціальних сплайнів. 22

ДАРАГАН В.С., ШУМКОВ Ю.С.
Аналіз похибки визначення параметрів електричних кіл за методом нулів і полюсів. 32

ЖДАНОВ В.О.
Розробка метеостанції для вимірювання атмосферного тиску, вологості та температури. 43

КОБЕЦЬ Д.В., ШАНТИР С.В.
Моніторинг швидкості обертання силової установки та допоміжних механізмів гелікоптера.....44

КОВАЛЬ К.А., ЗАТОКА С.А.
Комп'ютерна тренувальна програма повірки цифрового фазометра. 47

КОВРОВА А.М.
Дослідження кореляційних параметрів трьохосних давачів лінійного прискорення. 51

МАЗУРЕНКО О.В., ПАВЛІШИН М.М.
ІВС моніторингу зміни положення об'єкту в просторі.....54

МАЙСТРОВИЙ В.В.
Розробка інтелектуальної системи прогнозування погодних показників 57

МАЛЬОВАНИЙ А.О.
Розробка скануючої інформаційно-вимірювальної системи для вимірювання температурного поля. 58

МИКИТИН І.В., НАЗАРЕНКО О.О.
Метод підвищення точності вимірювання низьких температур. 59

МОГОЛІВЕЦЬ Ю.І., ЗАТОКА С.А.
Комп'ютерне моделювання повірки електронного осцилографу.....63

НАЗАРЕНКО О.О., МИКИТИН І.В.
Система моніторингу та контролю теплоспоживання з використанням альтернативних джерел енергії 68

ПАВЛІШИН М.М., ХРИСТЕНКО С.К.
Інформаційно-вимірювальна система параметрів процесу теплопостачання. 74

ПЛЮЩ Д.С.
Дослідження регульованого селективного підсилювача гармонік електричної 78

СЕМЕНОВ В.Е., ПАВЛИШИН Н.М.
Распределенная вспомогательная радиосистема для пожарников. 81

СКРИПКОВСЬКА М.Г., ЧЕРНЯК М.Г., ДОБРОЛЮБОВА М.В.
Розробка пристрою вимірювання кутів крену та тангажу нахилу нерухомого об'єкту від площини місцевого горизонту 85

ТУМАНОВ О.Ю., ПАВЛІШИН М.М.
ІВС параметрів магнітного поля. 91

ХОМІЦЬКИЙ Б.І.
Дослідження методів підвищення точності датчиків тиску. 95

ШЕВЧЕНКО О.С.
Дослідження впливу ключів-транзисторів на гармонічну складову сигналу на базі високовольтного ЦАП. 97

ШЕЙНИЧ С.І., ШАНТИР С.В.
Вимірювач частоти системи internet-калібровки 100

ШИНКАРЬОВА А.С.
Технічні аспекти оцінки захисту інформації каналами витоку ПЕМВН. 103

ШИНКАРЬОВА А.С.
Метрологічне забезпечнення захисту інформації в Україні 105

ШУБА Б.М., ЗАТОКА С.А.
Імітаційна модель повірки калібратора зсуву фаз.....107

Науково-технічна конференція викладачів, науковців, аспірантів та студентів, присвячена Дню Науки

СЕКЦІЇ
«АВТОМАТИЗАЦІЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ»,
«МЕТРОЛОГІЯ ТА ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА»

УДК 621.317

БОБКОВ Ю.В., ГОЛЬДИЧ О.О.

ДИНАМІЧНІ КОНВЕЄРНІ ВАГИ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, alexogold@gmail.com

Вступ. В сучасному промисловому виробництві широко застосовуються різноманітні конвеєрні лінії. Одним з важливих показників продукції, що випускається, є її вага. При вимірюванні ваги продукції, що переміщується по конвеєрній лінії, виникає перехідний процес і вимірювання здійснюється в динамічному режимі. Це потребує спеціальних методів обробки інформації, корегування результатів вимірювання за багатьма параметрами, які враховують показники як конвеєрної лінії, так і самої продукції, зокрема: геометричні розміри конвеєрної лінії, швидкість переміщення транспортеру, габарити та вагу продукції, параметри оточуючого середовища тощо.

У випадку необхідності контролю вагових параметрів продукції з функцією її відбраківки доцільно застосувати інтелектуальні вагові системи. Така система повинна додатково здійснювати функції сортування продукції та сповіщення про вихід ваги за гранично допустимі норми.

В більшості випадків застосування серійних промислових вимірювальних систем для вирішення вказаних проблем не є можливим. Тому такі системи доцільно розробляти індивідуально за конкретними технічними вимогами замовника. Це обумовлює актуальність роботи.

Постановка задачі. Метою даної роботи є розробка інтелектуальних динамічних ваг для застосування на конвеєрній лінії з виробництва кисломолочних продуктів, що дозволяють вимірювати вагові параметри продукції та контролювати вихід загальної ваги упаковки продукції за гранично допустимі норми.

Результати розробки та досліджень. Для вирішення поставленої задачі було розроблено структурну схему інтелектуальних динамічних конвеєрних ваг, яка зображена на рисунку 1. Робота схеми пояснюється наступним чином. З датчика Д сигнал поступає через нормуючий пристрій НП на аналого-цифровий перетворювач АЦП. Для досягнення необхідних метрологічних характеристик для АЦП було застосовано високоточне джерело опорної напруги ДОН. Цифровий код з АЦП передається до мікроконтролера МК, де здійснюється вся необхідна обробка інформації. Для надання багатофункціональності щодо вибору виду продукції та її вагових характеристик, обрання границь контрольованих параметрів та можливого відхилення в схемі передбачений пристрій вводу інформації ПВІ. Для відображення результатів вимірювань використовуються цифро-відліковий пристрій ЦВП на основі рідкокристалічного багато функціонального індикатора для узгодження з яким використовується окремий

буферний контролер БК. Для сповіщення про поточний стан і вихід параметрів продукції за встановлені границі застосований пристрій сигналізації ПС, що виконаний у вигляді світлових та звукових сигналізаторів.

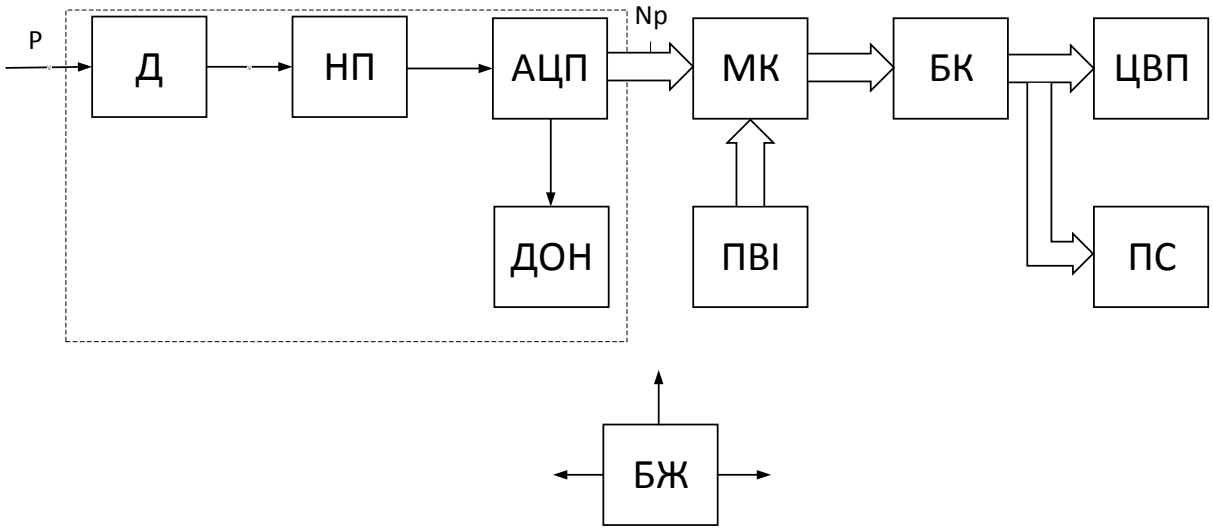


Рис. 1. Структурна схема інтелектуальних динамічних ваг

На основі розробленої структурної схеми були розроблені принципові схеми і конструктивні елементи інтелектуальних динамічних ваг. В якості датчика було застосовано тензометричний датчик MP55 фірми Sartorius. [1]

Пристрій сигналізації виконаний багатофункціональним трьох кольоровим з метою відображення поточної легко сприймаючої персоналом інформації щодо поточного стану ваги продукції: зелений – в нормі; жовтий – вага відрізняється від нормативної, але не виходить за межи одиниці продукції в упаковці; червони – вага виходить за межи одиниці продукції в упаковці і повинна бути знята з конвеєрної лінії.

Основною конструктивною проблемою, що виникає при проектуванні динамічних конвеєрних ваг є узгодження вимірювальної платформи з датчиками з транспортером конвеєрної лінії. Узгодження досягалося в першу чергу шляхом оптимізації форми та розмірів переднього краю вимірювальної платформи з оптимізації перехідного динамічного режиму, що виникає в момент потрапляння продукції на ваги. Це узгодження відбувалося в значній мірі експериментальним шляхом.

На основі проведеної розробки на базі фірми «Sartokarat» (м. Київ) був виготовлений промисловий зразок динамічних конвеєрних ваг ВН30-1, загальний вигляд яких приведено на рисунку 2.

Виготовлений зразок має наступні основні технічні характеристики:

- найбільша границя зважування - 30,0 кг;
- робочий діапазон - від 5 до 30000 г;
- ціна дійсної поділки - 5,0 г.
- максимальна допустима похибка < 20,0 г;

- максимальна продуктивність – 15 штук/хв;
- максимальна ширина продукту – 300 мм;
- модуль індикації і управління з відображенням: бруто, нето;
- режими роботи: автоматичні ваги з 3-ма зонами контролю;
- пам'ять на 20 артикулів продукту;
- інтерфейс передачі даних RS 232, RS 485, Ethernet.

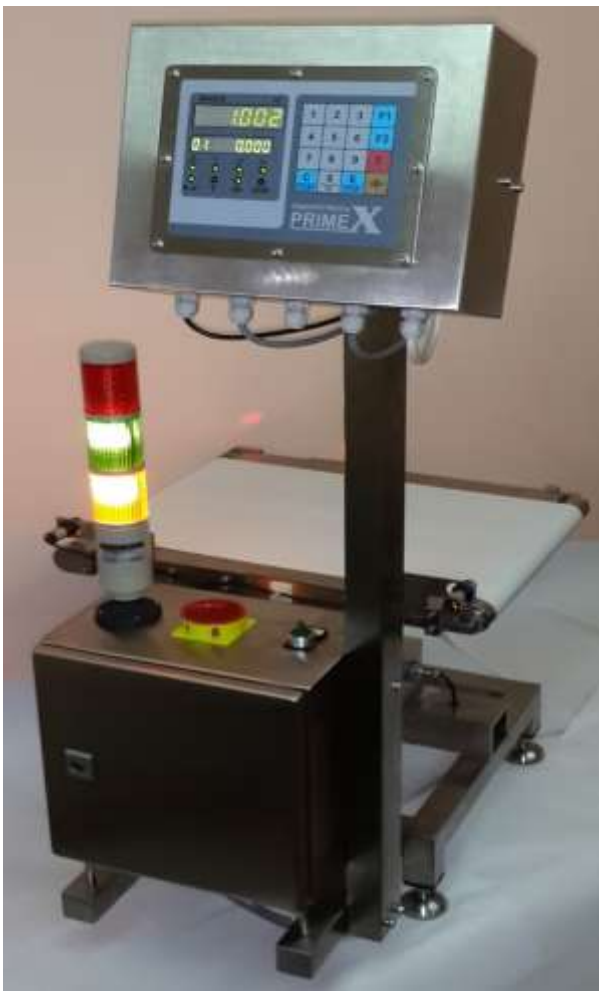


Рис. 2 Динамічні конвеєрні ваги

Якщо вага виходить за рамки вимірювань для кожного з чотирьох продуктів, то зважування повинно зупинитися та показати помилку.

Висновки. За результатами роботи були розроблені та виготовлені на фірмі «Sartokarat» (м. Київ) динамічні конвеєрні ваги ВН30-1, що були запроваджені на конверні лінії з виробництва кисломолочної продукції компанії «Вімм-Біль-Данн» (м. Шостка). Проведені дослідження промислового зразку повністю підтвердили прийняті інженерні рішення та заявлені технічні характеристики.

Література

1. *Sartorius AG – «Operating Instructions. Sartorius WM.. Models. Weighing in Motion» – Goettingen, Germany, 2004р. - 29 с.*

УДК 004.932.75, 004.4'236, 004.942

БОБКОВ Ю.В., ПАХАЛЬЧУК О.В.

РОЗРОБКА СИСТЕМИ РОЗПІЗНАВАННЯ ЦИФР НОМЕРНИХ ЗНАКІВ АВТОМОБІЛІВ ТА ЇЇ ВІРТУАЛЬНОГО МАКЕТУ В LABVIEW

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: oleg.pahalchuk@gmail.com

Вступ. З вступом в дію нової редакції правил дорожнього руху одним з суттєвих елементів є фото- та відео фіксація порушень ПДР та ідентифікація порушників. Для цього необхідна система розпізнавання номерних знаків автомобілів.

На сьогоднішній день існує ряд систем, що вирішують подібну задачу. Наприклад, система розпізнавання номерних знаків на основі камери Bosch REG-X, система розпізнавання «Vehicle Vision», система VNR для автоматичного збору штрафів. Основними недоліками цих систем є: складність програмної та апаратної реалізації; потреба в спеціалізованих відеокамерах, що обмежує їх використання в межах України; висока вартість. Тому створення системи, що не потребує великих апаратних і програмних затрат є актуальним завданням.

Постановка задачі. Метою даної роботи є розробка системи розпізнавання цифр, які зображені на автомобільних номерних знаках, та створення її віртуального макету в середовищі LabVIEW для проведення попередніх досліджень. Система розпізнавання повинна бути достатньо простою в програмному плані, щоб її можна було використовувати на пристроях із невеликими технічними і обчислювальними характеристиками, а також мати високу швидкодію. Також дана система має бути стійкою до різноманітних спотворень, а саме: повороту зображення, зміни розмірів, «розмиття» границь, - що виникають за рахунок зміни погодних умов, пори дня, швидкості об’єкту, на якому розташований номерний знак, тощо.

Найпростішим та найбільш розповсюдженим методом розпізнавання цифр є еталонний метод. Проте він має суттєві вади, зокрема, чутливість до зміни шрифту зображення цифри, чутливість до різноманітних спотворень. Шрифт, що застосовується для номерних знаків автомобілів є стандартним, тобто не змінним. Тому доцільно обрати саме еталонний метод. З урахуванням способу отримання зображення номерного знаку – цифрове зображення від фото- або відеокамери, що поступає на вхід алгоритму розпізнавання, доцільно використовувати один з варіантів еталонних методів, а саме метод проекцій. [1]

Для вирішення проблеми щодо стійкості до можливих спотворень зображення цифр номерних знаків пропонується застосування апарату нечіткої логіки. Комбіноване використання методу проекцій разом із апаратом нечіткої логіки дозволяє досягти, в певних межах, інваріантності до факторів, що впливають на спотворення зображення цифр.

Результати розробки та досліджень. В рамках роботи була розроблена структурна системи розпізнавання цифр номерних знаків автомобілів, яка зображена на рисунку 1.

Схеми працює наступним чином. Світловий потік Ф, проходячи через систему лінз і дзеркал в оптичному блоці (ОБ), фокусується на фотоматриці (ФМ) у вигляді перетвореного світлового потоку Ф’, та формує на ній зображення об’єкту. За рахунок діафрагми ОБ може обмежуватися світловий потік. ФМ перетворює світловий потік в напругу U, яка нормується до рівня Uн в нормуючому пристрої (НП) та поступає на вхід аналогово-цифрового перетворювача (АЦП). Потрапляючи в АЦП, нормована напруга перетворюється в цифровий код (Nx).

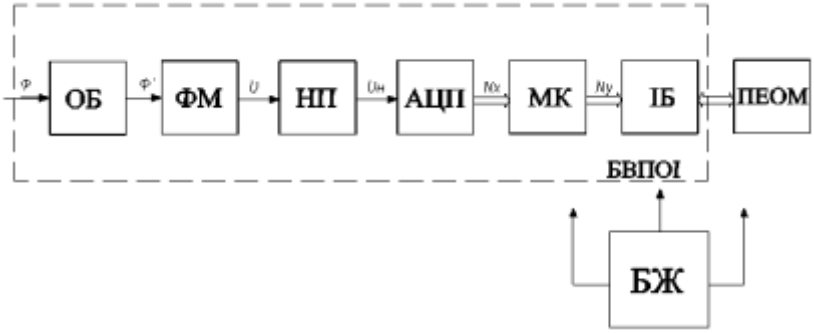


Рис. 1. Структурна схема системи розпізнавання цифр номерних знаків

Цифровий код Nx з виходу АЦП передається в мікроконтролер (МК), який опрацьовує отримані данні від АЦП і передає цифровий код Ny за допомогою інтерфейсного блоку (ІБ) на персональну електронно-обчислювальну машину (ПЕОМ). В ПЕОМ за допомогою програмного забезпечення відбувається розпізнавання цифр номерного знаку.

ОБ, ФМ, НП, АЦП, МК та ІБ разом утворюють блок вимірювання та попередньої обробки інформації (БВПОІ). Цей блок, як правило, є стандартною фото- або відеокамерою. При цьому основне навантаження щодо реалізації алгоритму розпізнавання покладається на програмно-алгоритмічне забезпечення в ПЕОМ. Блок-схема обробки інформації в ПЕОМ представлена на рисунку 2.

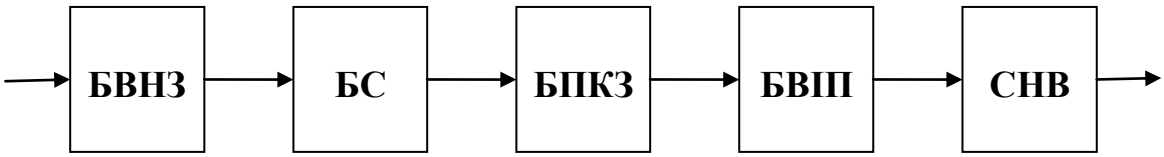


Рис. 2. Блок-схема обробки інформації в ПЕОМ

В ПЕОМ проводиться: попередня обробка вхідного зображення, зокрема, виділення номерного знаку на зображенні в блоці виділення номерного знаку (БВНЗ); його сегментація в блоці сегментації (БС) і перетворення кольору зображення в блоці перетворення кольору зображення (БПКЗ); виділення інформативних параметрів в блоці виділення інформативних параметрів (БВІП);

розпізнавання за допомогою системи нечіткого виводу (СНВ). Результат розпізнавання виводиться на дисплеї ПЕОМ.

На основі вище наведеної схеми і попередньо розробленої системи нечіткого виводу [2], було розроблено віртуальний макет в програмному середовищі LabVIEW. Діаграма віртуального макету системи розпізнавання цифр автомобільних номерних знаках зображено на рисунку 3.

На рисунку 3 позначено: 1 – БВІП і СНВ 2 – БПКЗ; 3– БС; 4 – БВНЗ.

БВНЗ включає в собі дві процедури: ініціалізацію та зйомку веб-камерою, та процедуру виділення номерного знаку. Ініціалізація веб-камери і зйомки зображення реалізовні за допомогою експрес-блоку «Vision Acquisition». Блок виділення номерного знаку робиться за допомогою процедури «Vision Assistant». Блок сегментації зображення реалізовано за допомогою: віртуальних інструментів

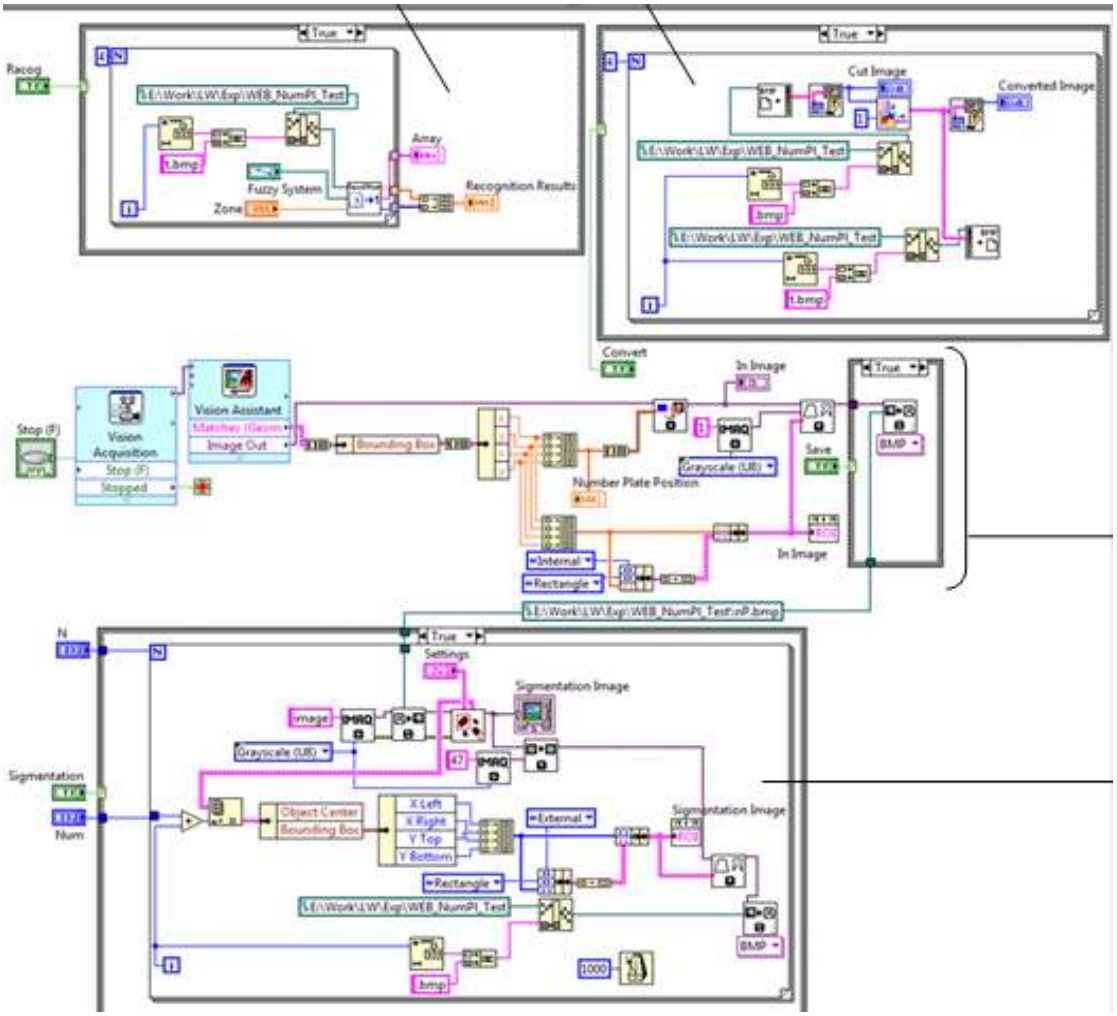


Рис. 3. Діаграма віртуального макету системи розпізнавання цифр номерних знаків в середовищі LabVIEW

«IMAQ ReadFile VI», «IMAQ Count Objects 2 VI», «IMAQ Extract Tetragon VI», «IMAQ Write File 2 VI», які відповідають за зчитування зображення, сегментацію цифр на номерному знаку і збереження сегментованих зображень цифр. Блок

перетворення кольору зображення реалізований за допомогою віртуального інструменту «Picture to Pixmap VI» та переводить формат зображення до чорно-білого (двобітного).

Інтерфейс користувача розробленої системи реалізується у вигляді цифрових та графічних елементів і наведений на рисунку 4.

Інтерфейс дозволяє відобразити: значення координат номерного знаку на зображенні; значення переходів для кожної цифри; результат розпізнавання в точному вигляді; результати розпізнавання в округленому вигляді. Також виводиться графічна інформація про зйомку зображення веб-камерою, про сегментацію зображення і перетворення кольору зображення.

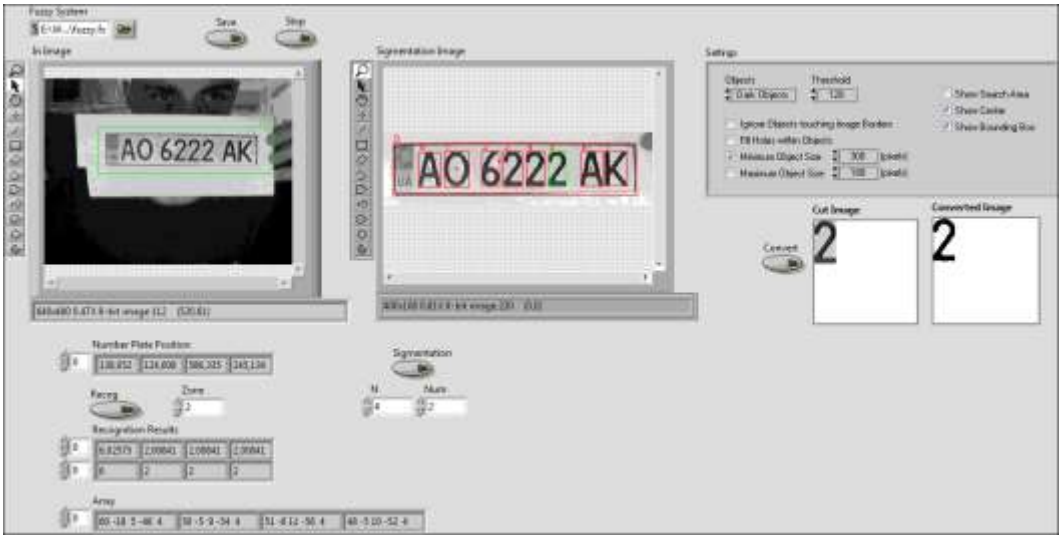


Рис. 4. Інтерфейс користувача системи

В рамках роботи були проведені дослідження розробленої системи розпізнавання номерних знаків автомобілів із застосування стандартної веб-камери.

Висновки. В результатів роботи була розроблена структурна схема системи розпізнавання цифр номерних знаків та її програмно-алгоритмічний комплекс у вигляді віртуального макету в LabVIEW. Розроблений віртуальний макет може використовуватися у якості незалежного елементу в будь-якій системі розпізнавання цифр.

Проведені дослідження підтвердили правильність запропонованих рішень та показали, що розроблена система стабільно працює в умовах спотворення зображень цифр з кутами повороту до 6° та зміню їх лінійних розмірів до 5 %.

Література

1. *Ковалевский В. А. – Методы оптимальных решений в распознавании изображений, В. А. Ковалевский. – «Наука», М., 1976, 328 стр.*

2. *Бобков Ю.В., Пахальчук О. В. - Розробка та дослідження системи розпізнавання цифр на базі нечіткої логіки в середовищі LabVIEW, - «Інформаційні системи, механіка та керування» №16, 2017р. - ст. 39-49*

УДК 004.514

ГАПОН М.В., ШЕВЧЕНКО К.Л.

ЗВ'ЯЗУВАННЯ ДАНИХ В ВЕБ-ІНТЕРФЕЙСАХ СИСТЕМ ЗБОРУ АКУСТИЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail marynahapon@gmail.com

Постановка задачі. Інтерфейси систем збору даних, де в якості даних виступає акустична інформація, мають тенденцію до браузерного середовища виконання та розробки. Браузерна трансляція акустичної інформації стала можлива з випуском специфікації Web Audio API робочою групою World Wide Web Consortium в 2011 році. У веб-інтерфейсах систем збору даних постає проблема зв'язування моделі даних та відображення стану системи. Зв'язування даних (data-binding) гарантує відображення актуальної інформації в інтерфейсі високонавантаженої системи. Розробка браузерних інтерфейсів систем збору даних зобов'язує усвідомлювати нюанси рендерингу веб-сторінок, побудови об'єктної моделі документа, побудови об'єктної моделі кастадних таблиць стилів. Браузер не здатний автоматично синхронізувати модель та стан, тому варто розробити власний апарат зв'язування даних, чи використати існуючий, для веб-інтерфейсу. Веб-інтерфейс, як частина системи збору даних, грає ключову роль, так як це кінцевий блок по візуалізації даних. Відображення неактуальних даних може звести нанівець роботу всієї системи, тому варто приділяти увагу до динамічної синхронізації даних та моделі.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. Передовою технологією синхронізації моделі та стану є метод Object.observe(), який відноситься до стандарту ECMAScript 7 інтерфейсу MutationObserver. Також існує метод Object.prototype.watch() та інтерфейс DOM Mutation events. Інтерфейс MutationObserver визначений в специфікації DOM3 Events. Інформаційним джерелом, відносно синхронізації стану та моделі, є специфікації World Wide Web Consortium. Двосторонню прив'язку даних також реалізують сучасні фреймворки по типу Angular, AngularJS, Aurelia.js, Ractive.js, Vue.js.

Мета доповіді. Основною метою даної доповіді є з'ясування найкращого способу синхронізації моделі даних та стану програми.

Основна частина. Метод Object.observe() має статус експериментальної технології, слабку браузерну підтримку, при розробці стабільних систем його використання недоцільне. Метод Object.prototype.watch() є нестандартизованим рішенням для синхронізації. Інтерфейс DOM Mutation events застарілий. Отже, задачу зв'язування даних слід делегувати сучасним фреймворкам, або кастомним скриптам. Сценарії розробника для вирішення проблеми синхронізації базуються на зберіганні полів, для яких необхідна двостороння зв'язка даних, в певному об'єкті та моніторингу змін даного об'єкта порівняно з попереднім його станом. До переваг даного способу зв'язування даних можна віднести кросбраузерність та легковісність рішення. Кастомні сценарії для вирішення синхронізації можуть

дублюватись та ускладнюватись з ростом програми. Тобто, сценарії розробника доцільно використовувати в невеликих проектах, де заздалегідь відомі кінцеві об'єкти зв'язування. Передові фреймворки, по типу Angular, мають вбудовані рішення для вирішення проблеми синхронізації. Перевагою використання готових рішень є механізм на рівні асемблерної, C, C++ оптимізації, що додає в швидкодії інтерфейсу. Angular підтримує механізм прив'язки даних, оснований на чотирьох формах. Прив'язка елемента DOM до компонента: <h1>hi,{{name}}!</h1>, прив'язка властивості компонента html до значення компонента: <input type="text" [value]="name"/>, прив'язка метода компонента до DOM-події: <button (click)="addAudio(blob)">Add</button>, є односторонніми прив'язками даних. Двостороння прив'язка даних в Angular виглядає наступним чином: <input [(ngModel)]="text" placeholder="text">. Елемент DOM прив'язаний до значення компонента, при цьому зміна моделі даних призводить до зміни представлення і навпаки. Використання фреймворк прив'язок даних зосереджує розробника на прямих задачах системи, абстрагує від прямого втручання в механізми прив'язок, гарантує повну синхронізацію даних та моделі. Недолік використання фреймворку прив'язок даних – це завантаження додаткових бібліотек до проекту, що збільшує об'єм програмного коду. В свою чергу бібліотеки з відкритим кодом можуть містити програмні вразливості, тому варто пильно контролювати вхідні бібліотеки фреймворків.

Висновки. Делегуючи задачу синхронізації моделі та представлення сучасним фреймворкам розробник має змогу зосередитись на виконанні конкретної задачі системи, абстрагуючись від даної проблеми. В розробці фреймворків часто задіяна велика кількість кваліфікованих спеціалістів, що гарантує імплементацію найбільш влучного рішення. В той же час кожен фреймворк має свій унікальний стиль програмування, тому для їх використання необхідне додаткове вивчення відповідної документації. Реалізація зв'язування власним методом може мати досить елегантне рішення для невеликої системи та для систем, де використання сторонніх бібліотек є небажаним. Наявність в специфікаціях World Wide Web Consortium інтерфейсів, які виконують задачу синхронізації, окреслює дану проблему як досить значущу. Подальші дослідження синхронізації моделі та представлення найбільше зачіпають робочу групу World Wide Web Consortium та розробників браузерних движків, які мають вплив на специфікації консорціуму. Отже, вибір апарату зв'язування необхідно проводити з потреб системи. Для розробки уніфікованого прикладного програмного продукту необхідно використовувати сучасні надбання фреймворків та бібліотек.

Література

1. *MDN web docs [Електронний ресурс] : [Веб-сайт]. – Електронні дані. – Лондон : mozilla.org, 2005-2018. – Режим доступу: https://developer.mozilla.org/en-US (дата звернення 04.05.2018). – Resources for developers, by developers.*

2. *W3C [Електронний ресурс] : [Веб-сайт]. – Електронні дані. – Кембридж : W3C, 2018. – Режим доступу: https://www.w3.org/standards (дата звернення 04.05.2018). – W3C STANDARDS.*

3. *Angular [Електронний ресурс] : [Веб-сайт]. – Електронні дані. – Каліфорнія : Angular, 2012-2018. – Режим доступу: https://angular.io/docs(дата звернення 04.05.2018). – Angular.*

УДК 621.008

ГОРІН О.А., ПАВЛІШИН М.М.

ІВС МОНІТОРИНГУ СТАНУ СКЛАДНИХ ПРОМИСЛОВИХ ОБ'ЄКТІВ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: alexeyhorin@gmail.com

Актуальність. Сучасні промислові об'єкти – це складні динамічні системи, часто з непрогнозованими змінами режимів роботи та алгоритму їх функціювання. Як правило, це багатопараметричні об'єкти.

В даній роботі розглянуті особливості моніторингу розподільчої системи енергогенеруючих підстанцій. В Україні працює потужний енергетичний комплекс з виробництва, розподілу та збуту елктричної та теплової енергії. На електростанціях в 2015 році було вироблено 178 млрд. кВт/ч електроенергії. Кількість електроенергії, яка була вироблена на найпотужніших з типів електростанцій показана на рисунку 1.

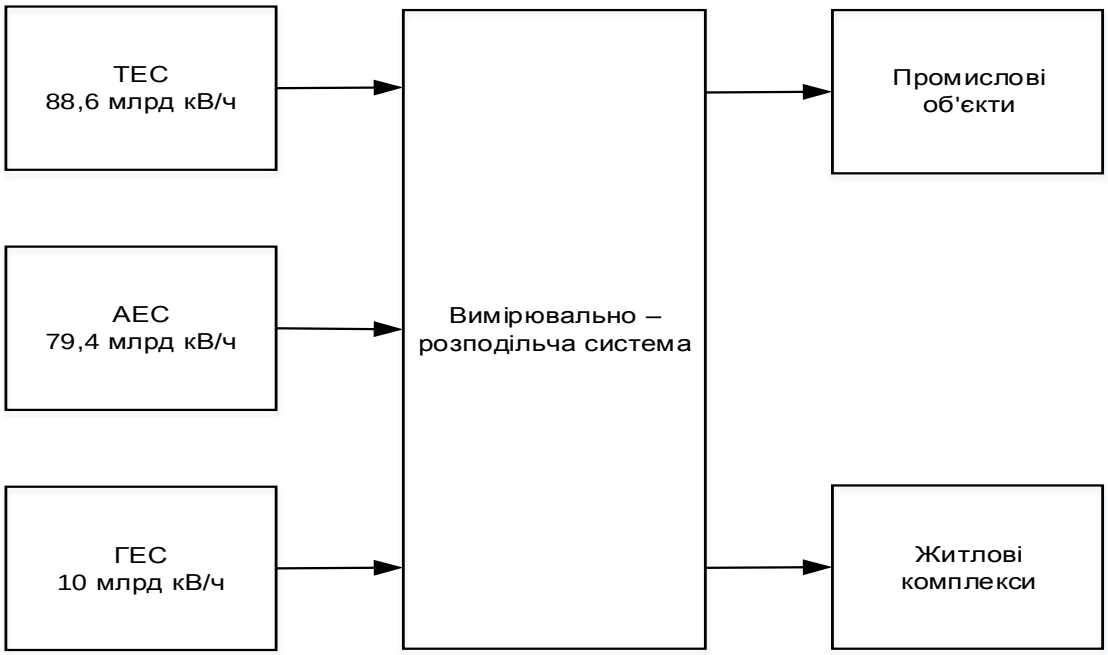


Рис. 1. Кількість електроенергії, яка була вироблена на найпотужніших з типів електростанцій

Системи моніторингу призначені для збору, аналізу та накопичення даних від різнотипних і розподілених датчиків з метою визначення технічного стану обладнання, виявлення відхилень та несправностей в його роботі та своєчасного попередження про необхідність технічного обслуговування і прийняття рішень, що забезпечують надійну і безпечну експлуатацію.

Узагальнена структура ІВС та алгоритм її функціювання. Системи моніторингу можуть застосовуватися при контролі технічного стану складних технічних комплексів, таких як полігони та космодроми, насосні станції, гідро- і

теплоелектростанції та ін. Цю задачу може вирішити ІВС структурна схема якої показана на рис. 2.

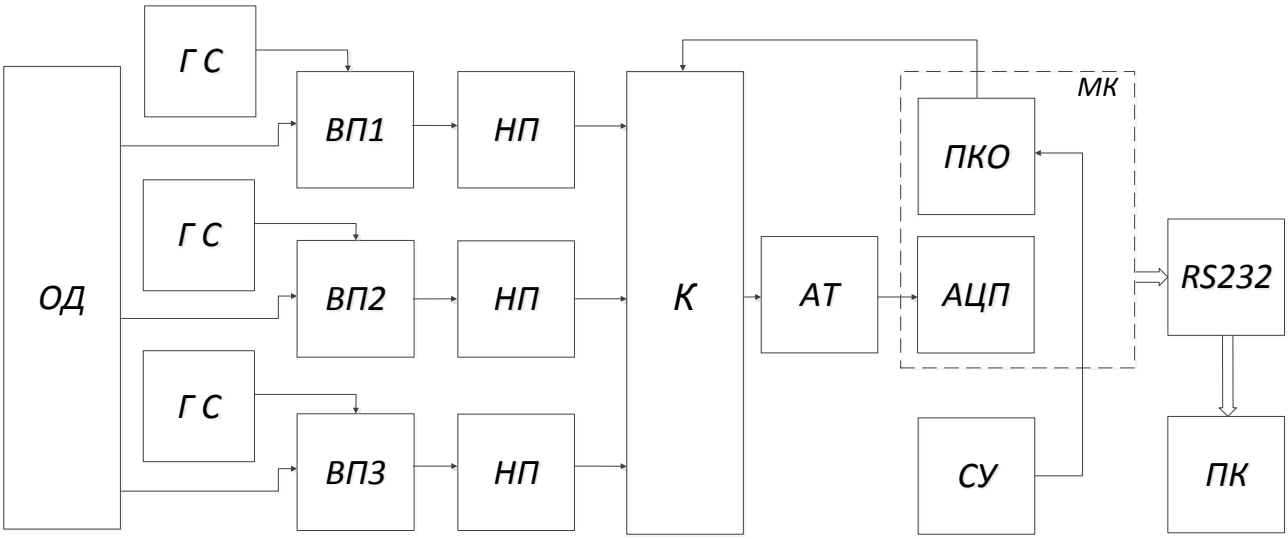


Рис. 2. Структурна схема ІВС

Висновки. Загальною проблемою технічної діагностики є досягнення адекватної оцінки розпізнавання істинного стану об'єкта і класифікації цього стану. При проведенні технічного діагностування для підтвердження нормального стану об'єкта виділяють дві основні задачі: забезпечення отримання достовірної інформації та постачання якісної оперативності отримання інформації. При проведенні технічного діагностування для виявлення аномалій виділяють дві основні проблеми: ймовірність пропуску несправності та ймовірність «помилкової тривоги». Чим вища ймовірність «помилкової тривоги», тим менше ймовірність пропуску несправності, і навпаки. Завдання технічної діагностики несправностей полягає в знаходженні «золотої середини» між цими двома проблемами. Проектована ІВС може бути використана в промислових цілях на різноманітних об’єктах, таких як: теплоелектростанції, атомні електростанції, гідроелектростанції та інші.

Література

1. *Уставич Г.А., Мамлин К.Н., Обидин Ю.С. - «Моніторинг технічного стану промислових об’єктів» - Інтерэкспо, 2007 р.*
2. *Клюєв В.В., Пархоменко П.П. – «Технічні засоби діагностування: Довідник» - Машино будівництво, 1989 р. – 672 ст.*
3. *Костюков А.В., Костюков В.Н. – «Підвищення операційної ефективності підприємств на основі моніторингу в реальному часі» - Машино будівництво, 2009 р. – 192 ст.*

УДК 681.3

ГОРОХ А.В.

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ МОДЕЛЮВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: algorokhvlad@gmail.com

Вступ. Потреба в імітаційному моделюванні виникає в зв'язку з дорогими або неможливими дослідженнями над реальним об'єктом, а також з причини великої тривалості проведення експерименту в повному обсязі. Отже, актуальність моделювання буде підвищуватися з плином часу.

Постановка проблеми. При проведенні дослідження було розглянуто напрямки представлення імітаційного моделювання, які відповідно мають свої методології**.** Імітаційне моделювання, як визнаний метод експериментального дослідження в галузі аналізу обробки інформації.

Аналіз останніх досягнень. Основною перспективою імітаційного моделювання є вдосконалення наукового фундаменту, відповідно до появи нових інформаційно-вимірювальних систем в наукових дослідженнях. Розвиток імітаційного моделювання призведе до появи нових способів вирішення завдань і аналізу великих систем, в основу яких входить організація імітаційних досліджень з їх моделями.

Імітаційне моделювання дозволяє вирішувати ряд складних завдань і має переваги:

- при створенні ІМ закони функціонування системи можуть бути невідомі, тому постановка задачі дослідження є неповною і ІМ служить засобом вивчення особливостей процесу. При цьому можна керуватися зв'язками між компонентами і алгоритмами їх поведінки;
- при проведенні ІМ можна виявити характер зв’язків між внутрішніми параметрами системи и вихідними характеристиками;
- при проведенні ІМ можна змінювати темп моделювання: прискорювати при моделюванні явищ макросвіту (наприклад, процесів на Сонці) або сповільнювати – при моделюванні явищ мікросвіту
- при проведенні порівняння і вибору альтернатив;
- при вивченні вузьких місць в системі;
- при підготовці фахівців, які освоюють нову техніку.

Мета. Мета імітаційного моделювання полягає у відтворенні поведінки досліджуваної системи на основі результатів аналізу найбільш суттєвих взаємозв'язків між її елементами або іншими словами – розробці симулятора (англ. Simulation modeling) досліджуваної предметної області для проведення різних експериментів. Імітаційне моделювання дозволяє імітувати поведінку системи в часі. Причому плюсом є те, що часом в моделі можна управляти:

уповільнювати у випадку швидкоплинних процесів і прискорювати для моделювання систем з повільною мінливістю. Можна імітувати поведінку тих об'єктів, реальні експерименти з якими дорогі, неможливі або небезпечні. Принципи, покладені в основу імітаційного моделювання дали поштовх до розвитку об'єктного програмування. Тому зусилля розробників програмних засобів імітації спрямовані на спрощення створення програмних реалізацій імітаційних моделей. Для цього створюються спеціалізовані мови і системи імітаційного моделювання. Програмні засоби імітації в своєму розвитку пройшли кілька поколінь, починаючи з мов моделювання і засобів автоматизації конструювання моделей до генераторів програм, інтерактивних і інтелектуальних систем. Основне призначення всіх цих засобів – зменшення трудомісткості створення програмних реалізацій імітаційних моделей. Одною з перших мов моделювання, які полегшують процес написання імітаційних програм, була мова GPSS, створений фірмою IBM. Вивчення і програмування на цій мові дозволяє зрозуміти принципи розробки імітаційних програм і навчитися працювати з імітаційними моделями. Об'єкти мови GPSS – це найбільш прості математичні моделі, що входять до складу мови, за допомогою яких можна конструювати більш складні моделі, моделі складних реальних систем. Завдяки тому, що об'єкти GPSS відображають лише певний вид відносин в реальних системах, число основних об'єктів GPSS невелика. До числа основних об'єктів GPSS відносяться блоки, транзакти, пристрої пам'яті і черги. Блоки представляють собою просторові частини або вузли реальних систем. Виявляється, що практично будь-яку складну систему можна розділити на частини, кожна з яких функціонує по одному з типових алгоритмів. Такі типові частини систем і представлені блоками GPSS. Транзакти – це динамічні об'єкти, які переміщаються в моделі і вступають у взаємодію з іншими об'єктами. Число транзактів може бути будь-яким, транзакти можуть породжуватися, розмножуватися, склеюватися і знищуватися. Етапи імітаційного моделювання: постановка завдання, схема процесу і попередній аналіз, розробка моделі, планування експерименту.

Висновки. Безумовно, за імітаційним моделюванням велике майбутнє. Будь-яка знову створювана або модернізована система стане ефективніше, якщо пройде етап системного рівня проектування: буде оптимізована її структура, скорочені експлуатаційні витрати - а в результаті заощаджені не один мільйон цілком реальних грошових одиниць.

Література

1. *Советов Б.Я., Яковлев С.А. Моделирование систем: Учебник для вузов. – 4-е изд., стер. – М.: Высшая школа, 2005. – 343 с.*
2. *Д. Н. Шевченко, И. Н. Кравченя ,Имитационное моделирование на GPSS, Гомель 2007г.*
3. *Дворецкий С.И., Муромцев Ю.Л., Погонин В.А. Моделирование систем. – М.: Изд. центр “Академия”, 2009. — 320 с.*
4. *Кудрявцев Е.М. GPSS Word. Основы имитационного моделирования различных систем.- М. ДМК Пресс, 2004*

УДК 621.317

ГРАЩЕНКО М.В., ШУМКОВ Ю.С.

МЕТОД ФОРМУВАННЯ ВИПРОБУВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ СПЕЦІАЛЬНОЇ ФОРМИ НА ОСНОВІ ЕКСПОНЕНЦІАЛЬНИХ СПЛАЙНІВ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: 13simmak13@gmail.com

Постановка задачі. Під час технологічних випробувань важливою задачею є внутрішньосхемний неруйнівний контроль параметрів електро-радіоелементів вузлів радіоелектронної апаратури, плат друкованого монтажу [1,2]. У загальному випадку вимірювальна задача формулюється як визначення R,L,C-параметрів пасивніх багатоелементних двополюсних електричних кіл (БДЕК), які можна виділити шляхом створення спеціального електричного режиму [3].

Для забезпечення універсальності вимірювального перетворення, тобто незалежно від моделі БДЕК, отримання легко аналізованих вихідних сигналів і при цьому забезпечення мінімального часу контролю використовують імпульсні випробувальні сигнали (ВС), які описуються сумами експонент [4].

Основна складність при реалізації високопродуктивних методів контролю R,L,C-параметрів полягає у розв'язку задачі синтезу та формування зазначеного класу ВС в широкому діапазоні тривалості. Метод формування повинен забезпечувати високу точність відтворення заданої форми, тобто моделі ВС, можливість перебудови моделі і її параметрів.

Один із шляхів вирішення зазначеного завдання полягає в дискретному способі формування сигналів з використанням цифро-аналогових засобів. Адекватним аналітичним апаратом по відношенню до реальних сигналів при дискретному синтезі є наближення функцій сплайнами [5,6]. Сплайни, побудовані на основі експоненціальних функцій, утворених з розв'язків деякого лінійного однорідного диференціального рівняння, отримали назву експоненціальних сплайнів (ЕС) [7]. Зазначені сплайни відомі, в основному, в обчислювальній математиці та є ефективними для опису релаксаційних процесів. Таким чином, актуальним є розробка дискретного методу формування ВС спеціальної форми на основі ЕС, що дозволить застосовувати зазначені сигнали при вимірах.

Мета. Розробка дискретного методу синтезу та формування випробувальних сигналів спеціальної форми на основі експоненціальних сплайнових моделей.

Викладення основного матеріалу. Надамо означення ЕС, які будуються на основі функцій, що відповідають реальним сигналам в електричних колах та можуть бути використані при синтезі. Відповідно, описують реальні сигнали при дискретному синтезі. Розглянемо наступний вид сплайнів [8]. Нехай на відрізку $[a,b]$ задана система вузлових точок (сітка) $\Delta_N : a = t_0 < t_1 < ... < t_N = b$.

Позначимо через $C^{m-\nu}[a,b]$ множину $(m-\nu)$-раз неперервно-диференційовних функцій на відрізку $[a,b]$.

Означення 1. *Експоненціальний сплайн (ЕС) порядку* m *класу* $C^{m-\nu}$ $(1 \le \nu \le m)$ *з вузлами на сітці* Δ_N *є кускова функцію* $sf_{Gm}(t)$, *яка* ***(а)*** *– на кожному відрізку* $[t_i, t_{i+1}]$, $i = 0, 1, ..., N-1$ *- є розв'язком деякого лінійного неоднорідного диференціального рівняння (ЛНДР) з постійними коефіцієнтами*

$$\sum_{j=0}^{l} a_j \cdot D^{l-j} s_i(t) = \mu_i \cdot 1(t); \quad D^j = \left(\frac{d}{dt}\right)^j, \tag{1}$$

(б) *– при цьому -* $sf_{Gm}(t) \in C^{m-\nu}[a,b]$.

Експоненціальні сплайни можуть бути представлені через систему базисних сплайнів, відмінних від нуля на кінцевому інтервалі.

Означення 2. *Базисні експоненціальні сплайни (БЕС) або G-сплайни порядку m класу* $C^{m-\nu}[a,b]$ *– є такі функції* $G_{m,i}(t) \in sf_{Gm}(t)$, *які* $G_{m,i}(t) \ne 0$ *на інтервалі* $t \in [t_i, t_{i+m}]$ *и* $G_{m,i}(t) \equiv 0$ *поза інтервалом* $t \in [t_i, t_{i+m}]$.

Під порядком сплайнів $m = l+1$ розуміємо "порядок" відтворюючих сплайн-функцій, який визначається числом коренів характеристичного поліному $Q_m(p)$ із врахуванням правої частини ЛНДР (описує перехідні процеси в деякому лінійному електричному колі). Інтервал, на якому *G*-сплайн відмінний від нуля, – є мінімальним та однозначно визначається порядком сплайна. Функції $G_{m,i}(t)$, $i = \overline{0, N-1}$ лінійно незалежні та складають базис у просторі сплайнів $sf_{Gm}(t)$.

Розглянемо відносний масштаб. Введемо змінну $\overline{t} = n + \varepsilon$ – відносний час, пов'язаний з дійсним часом $\overline{t} = t/h$, де h – рівномірний інтервал дискретизації; $n = 0, 1, 2, ...$; $0 \le \varepsilon \le 1$. Базисний *G*-сплайн (фінітний) порядку m може бути в загальному вигляді представлений:

$$G_{\mathrm{m}}(\boldsymbol{a}, \overline{t}) = \begin{cases} A^{\bullet}(\boldsymbol{a}) \cdot b_0(\varepsilon), & \overline{t} \in [0,1]; \\ A^{\bullet}(\boldsymbol{a}) \cdot b_1(\varepsilon), & \overline{t} \in [1,2]; \\ \qquad ..... \\ A^{\bullet}(\boldsymbol{a}) \cdot b_{\mathrm{m-1}}(\varepsilon), & \overline{t} \in [m-1, m]; \\ 0, \quad \overline{t} < 0, \quad \overline{t} > m, \end{cases} \tag{2}$$

де $A^{\bullet}(\boldsymbol{a}) = 1 \big/ |b_0(\varepsilon)|_{/\varepsilon=1}$ (або $A^{\bullet}(\boldsymbol{a}) = 1 \Big/ \left| \sum_{k=0}^{m-1} b_{\mathrm{k}}(\varepsilon) \right|_{/\varepsilon=1}$) – нормуючий множник; m – порядок характеристичного полінома ЛНДР з урахуванням правої частини;

$\bar{t} \in [0, m]$ – прив'язка до часового інтервалу; $\boldsymbol{a}$ – параметри, що визначаються коренями характеристичного поліному. Функції $b_{\mathrm{k}}(\varepsilon)$ визначаються сумами $b_{\mathrm{k}}(\varepsilon) = \sum_{i=0}^{k} \mu_i \phi(k - i + \varepsilon)_+$, $k = \overline{0, m-1}$; $0 \le \varepsilon \le 1$ деяких усічених функцій $\phi(\bar{t})_+ = \begin{cases} \phi(\bar{t}), \bar{t} \ge 0; \\ 0, \quad \bar{t} < 0, \end{cases}$ де $\phi(\bar{t})$ – є розв'язок ЛНДР за нульових початкових умов, для якого $\phi(0)_+ = \phi^{/}(0)_+ = ... = \phi^{(m-v)}(0)_+ = 0$. Значення коефіцієнтів μ_i при елементарних функціях $\phi(k - i + \varepsilon)_+$ у виразах $b_{\mathrm{k}}(\varepsilon)$ визначаються з умови $G_{\mathrm{m}}(\bar{t}) \equiv 0$ поза інтервалу $\bar{t} \in [0, m]$.

За аналогією з відомим поданням ступеневих поліноміальних сплайнів через *B*-сплайни [5,6], ЕС теж можуть бути представлені через систему фінітних базисних сплайнів. Отже, експоненціальна сплайн-функція (ЕСФ) або просто сплайн $sf_{\mathrm{G}m}(\bar{t})$ порядку m може бути представлений сумою:

$$sf_{\mathrm{G}m}(\bar{t}) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} f[n+1-i] \cdot G_m(i+\varepsilon), \tag{3}$$

де $\{f_i\}_{i=-\infty}^{\infty}$ – коефіцієнти ЕСФ, що представляють, наприклад, дискретні відліки (миттєві значення) деякої неперервної, відновлюваної за допомогою ЕСФ, залежності $f(\bar{t})$. Приклади деяких *G*-сплайнів (рис. 1).

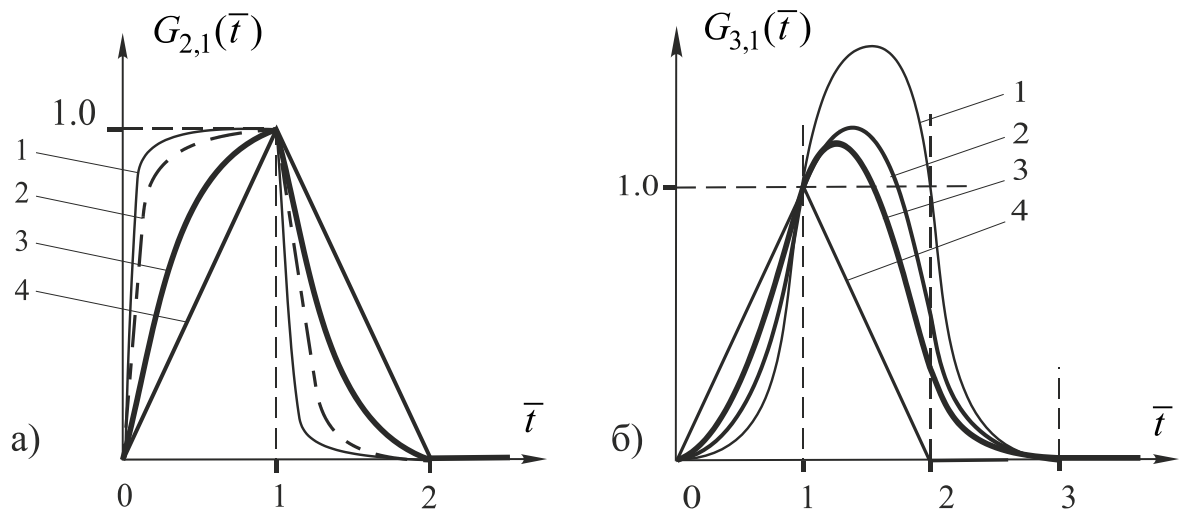


Рис. 1. Базисні експоненціальні сплайни 2-го і 3-го порядків:
а – *G*-сплайн 2-го порядку: $1. \alpha \to \infty$; $2. \alpha = 5{,}0$; $3. \alpha = 0{,}5$; $4.\ \alpha \to 0$;
б – *G*-сплайн 3-го порядку: $1.\ \alpha \to 0$; $2.\ \alpha = 1{,}0$; $3.\ \alpha = 2{,}0$; $4.\ \alpha \to \infty$

Вираз (3), представлений через кускові функції $b_k(\varepsilon)$, $k = \overline{0, m-1}$, має вигляд (4):

$$sf_{\mathrm{Gm}}(\bar{t}) = A^{\bullet}(\boldsymbol{a})\left\{ f[n+1]b_0(\varepsilon) + f[n]b_1(\varepsilon) + ... + f[n+1-(m-1)]b_{\mathrm{m-1}}(\varepsilon)\right\}, \qquad (4)$$

БЕС другого порядку (рис. 1,а):

$$G_{2,1}(\bar{t}) = \begin{cases} \dfrac{1}{(1-e^{-\alpha_{\mathrm{G}}\varepsilon})} \cdot (1-e^{-\alpha_{\mathrm{G}}\varepsilon}), \quad \bar{t} \in [0,1]; \\ \dfrac{1}{(1-e^{-\alpha_{\mathrm{G}}})} \cdot (e^{-\alpha_{\mathrm{G}}\varepsilon} - e^{-\alpha_{\mathrm{G}}}), \quad \bar{t} \in [1,2]; \\ \quad 0, \quad \bar{t} < 0, \quad \bar{t} > 2 . \end{cases}$$

Сплайн-функція $sf_{\mathrm{G2,1}}(\bar{t})$ має вигляд:

$$sf_{\mathrm{G2,1}}(\bar{t}) = \frac{1}{(1-e^{-\alpha})}\left\{ f[n+1]\cdot(1-e^{-\alpha\varepsilon}) + f[n]\cdot(e^{-\alpha\varepsilon} - e^{-\alpha})\right\}, \quad \alpha = \alpha_t h .$$

БЕС третього порядку (рис. 1,б):

$$G_{3,1}(\bar{t}) = \begin{cases} \dfrac{1}{-1+\alpha+e^{-\alpha}}\left[-1+\alpha\varepsilon+e^{-\alpha\varepsilon}\right], \quad \bar{t} \in [0,1]; \\ \dfrac{1}{-1+\alpha+e^{-\alpha}}\left[1+\alpha+e^{-\alpha} - (1+e^{-\alpha})\cdot\alpha\varepsilon - 2e^{-\alpha\varepsilon}\right], \quad \bar{t} \in [1,2]; \\ \dfrac{1}{-1+\alpha+e^{-\alpha}} e^{-\alpha}\left[-1+\alpha(\varepsilon-1)+e^{-\alpha(\varepsilon-1)}\right], \quad \bar{t} \in [2,3]; \\ \quad 0, \quad \bar{t} < 0, \quad \bar{t} > 3. \end{cases}$$

Сплайн-функція $sf_{\mathrm{G3,1}}(\bar{t})$ має вигляд:

$$sf_{\mathrm{G3,1}}(\bar{t}) = \frac{1}{-1+\alpha+e^{-\alpha}}\left\{ f[n+1]\cdot(-1+\alpha\varepsilon+e^{-\alpha\varepsilon}) + \right.$$

$$\left. + f[n]\cdot\left[1+\alpha+e^{-\alpha} - (1+e^{-\alpha})\cdot\alpha\varepsilon - 2e^{-\alpha\varepsilon}\right] + f[n-1]e^{-\alpha}\left[\alpha(\varepsilon-1) - 1 + e^{-\alpha(\varepsilon-1)}\right]\right\}.$$

Значення сплайн-функції $sf_{\mathrm{G2,1}}(\bar{t})$ у вузлах при $\varepsilon = 0$ и $\varepsilon = 1$ та формованого сигналу, який задається дискретними відліками $f[n]$, в моменти дискретизації збігаються. Отже, сплайн другого порядку $sf_{\mathrm{G2,1}}(\bar{t})$ є інтерполюючим. Він неперервний у вузлах, але неперервність першої похідної не забезпечується.

Можна показати, що для кусково-багаточленної функції $sf_{\mathrm{G3,1}}(\bar{t}) = sf_{\mathrm{G3,1}}[n,\varepsilon]$, де $\bar{t} = n + \varepsilon$; $\varepsilon \in [0,1]$, у вузлах виконується умова неперервності як для самої функції так і для її першої похідної. Так дійсно, значення функції у вузлових точках на n-й ділянці визначається при $\varepsilon = 0$ і $\varepsilon = 1$. Значення сплайн-функції в кінці попереднього відрізка $sf_{\mathrm{G3,1}}[n-1,\varepsilon]$ визначається при $\varepsilon = 1$. Тобто для кожного n маємо рівність $sf_{\mathrm{G3,1}}[n-1,1] = sf_{\mathrm{G3,1}}[n,0]$. Отже, виконується умова неперервності сплайн-функції у вузлах.

Вираз для першої похідної сплайн-функції має вигляд:

$$sf'_{G3}[n,\varepsilon]=\alpha\frac{f[n+1](1-e^{-\alpha\varepsilon})+f[n](-1-e^{-\alpha}+2e^{-\alpha\varepsilon})+f[n-1]e^{-\alpha}[1-e^{-\alpha(\varepsilon-1)}]}{(-1+\alpha+e^{-\alpha})}.$$

Аналогічно одержимо значення похідної сплайн-функції в кінцевих точках n-го відрізка при $\varepsilon=0$ и $\varepsilon=1$. Значення похідної в кінці попереднього відрізка $sf'_{G3,1}[i-1,\varepsilon]$ визначається при $\varepsilon=1$. При цьому $sf'_{G3,1}[n-1,1]=sf'_{G3,1}[n,0]$. Тобто, виконується умова неперервності першої похідної у вузлах.

З виразу $sf_{G3,1}(\bar{t})$ випливає, що значення сплайн-функції у вузлах при $\varepsilon=0$ і $\varepsilon=1$ та формованого сигналу, який задається дискретними відліками $f[n]$, в моменти дискретизації не збігаються. Отже, сплайн третього порядку $sf_{G3,1}(\bar{t})$ вже слід розглядати як апроксимуючий.

Формування сигналів експоненціальними сплайнами. Узагальнена модель кола формування сигналів *G*-сплайнами у вигляді розімкнутої структури (рис.2,а).

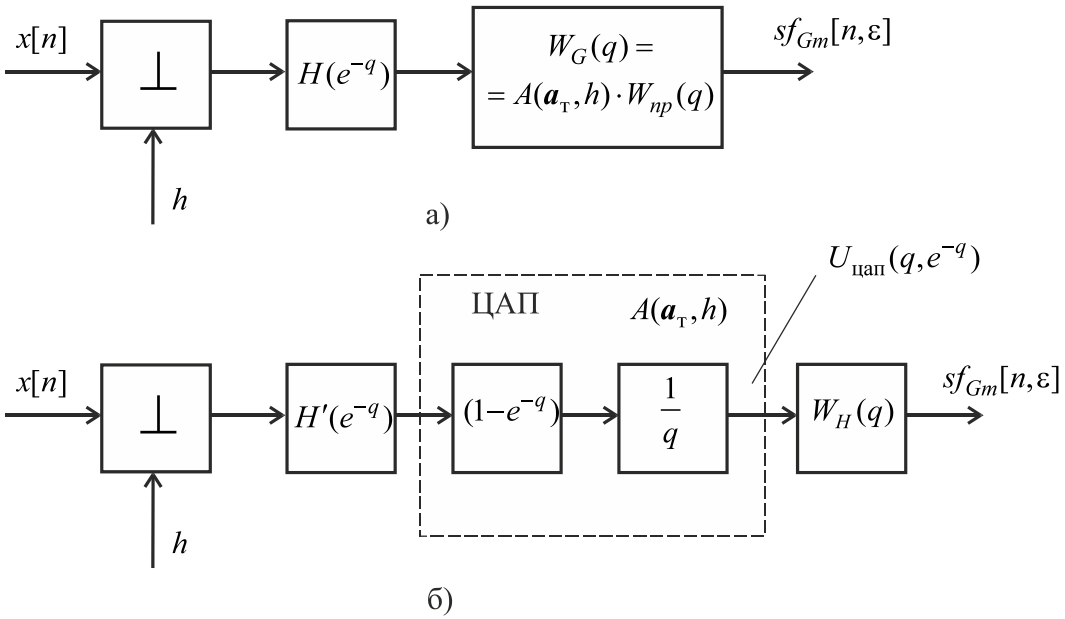


Рис. 2. Модель кола формування сигналів G-сплайнами:
а – узагальнена модель; б – модель, що враховує ЦАП з регістрами пам'яті

Модель включає приведену неперервну частину (ПрНЧ) з передатною функцією (ПФ) $W_{\text{G}}(q)=A(\boldsymbol{a}_{\text{T}},h)\cdot W_{\text{ПР}}(q)$, яка визначає вигляд і значення параметрів елементарних функцій $\phi(k-i+\varepsilon)_+$ у виразах для $b_{\text{k}}(\varepsilon)$, де $q=ph$ – комплексна змінна у відносному масштабі, $q=\bar{\sigma}+j\bar{\omega}$, $\bar{\omega}=\omega h$ – відносна частота; $A(\boldsymbol{a}_{\text{T}},h)$ – нормуючий коефіцієнт; $\perp$ – імпульсний елемент, який працює з тактом *h*, що відображає процес дискретизації або вже існуюче дискретне уявлення вхідного сигналу $X^*(\bar{t})=x[n]$, де $\bar{t}=n$; $n=0,1,2,...$ і приведену дискретну

частину (ПрДЧ) з ПФ $H(e^{-q})$, що забезпечує кінцеву тривалість реакції імпульсної системи на кожний вхідний відлік $x[n]$.

В моделі (рис. 2,б) ЦАП з регістрами пам'яті представлений немінімально-фазовою ланкою з ПФ $(1-e^{-q})/q$. Множник $(1-e^{-q})$ може бути включений в ПФ ПрДЧ $H(e^{-q})=(1-e^{-q})H'(e^{-q})$, де $H'(e^{-q})=H'_{\mathrm{DSP}}(z^{-1})$ – передатна функція, наприклад, цифрового фільтру, $e^{-q}=z^{-1}$. Множник $(1/q)$ – може бути включений в ПФ ПрНЧ. Тоді $W_{\text{ПР}}(q)=(1/q)W_{\text{Н}}(q)$, де $W_{\text{Н}}(q)=[1/h]\cdot\tilde{W}_{\text{Н}}(q)$ – ПФ деякого лінійного неперервного кола (аналоговий фільтр) у відносному масштабі, $\tilde{W}_{\text{Н}}(q)=W_{\text{Т}_{\text{Н}}}(p)_{p=q/h}$ – звичайна ПФ аналогового фільтру (індекс “т” означає, що функція або параметр визначені в реальному масштабі часу).

При наявності процесу дискретизації вихідний сигнал ПрНЧ описується зміщеними решітчастими функціями (ЗРФ). При цьому неперервній частині відповідає ПФ для дискретизованого сигналу, яка може бути одержана на основі переходу в область зображень дискретного перетворення Лапласа (ДПЛ):

$$W_{\text{ПР}}(q)=\frac{R_{\text{n}}(q)}{Q_{\text{m}}(q)}\xrightarrow{\mathfrak{D}}W^*_{\text{ПР}}(q,\varepsilon)=K_{\text{h}}\cdot\frac{\sum\limits_{k=0}^{m-1}b_k(\varepsilon)\cdot e^{q(m-k)}}{\sum\limits_{j=0}^{m}a_j\cdot e^{q\cdot j}},\quad m>n.$$

Індекс (*) – використовується для позначення ПФ для дискретизованих сигналів, $\mathfrak{D}$ – оператор, який встановлює зв'язок між зображенням за Лапласом неперервної функції і відповідним їй зображенням ЗРФ [9]. ПФ $W^*_{\text{ПР}}(q,\varepsilon)$ може бути розкладена у нескінченний степеневий ряд відносно змінної e^{-q}. Тобто, як і для неперервних систем, функції $W^*_{\text{ПР}}(q,\varepsilon)$ у часовій області відповідає імпульсна функція, яка відмінна від нуля на нескінченному інтервалі. Загальна ПФ формуючого кола в області ДПЛ-зображень ЗРФ матиме вигляд:

$$K^*_{\Sigma_{\text{Gm}}}(q,\varepsilon)=A(\boldsymbol{a}_{\text{T}},h)\cdot H(e^{-q})\cdot W^*_{\text{ПР}}(q,\varepsilon).$$

Необхідною і достатньою умовою одержання фінітної реакції на кожний вхідний одиничний відлік (імпульсна перехідна характеристика), є збіг полюсів аналогової частини з нулями дискретної. Отже, якщо ПФ дискретної частини матиме вигляд $H(e^{-q})=\sum\limits_{j=0}^{m}a_j\cdot e^{q(j-m)}$ (фізично реалізована), то загальна ПФ такої

системи може бути представлена кінцевим числом членів степені e^{-q} (тобто містіть виключно нулі):

$$K^*_{\Sigma\mathrm{Gm}}(q,\varepsilon)=A(\boldsymbol{a}_{\mathrm{T}},h)\cdot H(e^{-q})\cdot K_{\mathrm{h}}\cdot\frac{\sum\limits_{k=0}^{m-1}b_k(\varepsilon)e^{q(m-k)}}{\sum\limits_{j=0}^{m}a_j\,e^{q\cdot j}}=A(\boldsymbol{a}_{\mathrm{T}},h)\cdot K_{\mathrm{h}}\cdot e^{-mq}\sum_{k=0}^{m-1}b_k(\varepsilon)e^{q(m-k)}\,.$$

Цей вираз і є ДПЛ-зображенням G-сплайна $G^*_{\mathrm{m}}(q,\varepsilon)=K^*_{\Sigma\mathrm{Gm}}(q,\varepsilon)$. У часовій області йому відповідає імпульсна перехідна характеристика деякого сплайн-апроксимуючого фільтру, яка $G_{\mathrm{m}}(\boldsymbol{a},\bar{t})\neq 0$ на інтервалі $\bar{t}\in[0,m]$ (мінімальної тривалості) і $G_{\mathrm{m}}(\boldsymbol{a},\bar{t})\equiv 0$ поза цим інтервалом. Нормуючий коефіцієнт моделі сплайна дорівнює $A^{\bullet}(\boldsymbol{a})=A(\boldsymbol{a}_{\mathrm{T}},h)\cdot K_{\mathrm{h}}$.

$$G_{\mathrm{m}}(\boldsymbol{a},\bar{t})=A^{\bullet}(\boldsymbol{a})\cdot\mathbf{D}^{-1}\left\{e^{-mq}\cdot\sum_{k=0}^{m-1}b_k(\varepsilon)\cdot e^{q(m-k)}\right\},\qquad(5)$$

де $\mathbf{D}^{-1}$ – оператор зворотного ДПЛ [9], $\boldsymbol{a}$ – параметри ПФ ПрНЧ (корені характеристичного поліному у відносному масштабі часу, $\boldsymbol{a}=\boldsymbol{a}_{\mathrm{T}}h$. Змінна ε виступає як дійсний параметр, що обумовлює простий перехід у часову область до виразу (2). При подачі на вхід імпульсної системи, передатна функція якої $G^*_{\mathrm{m}}(q,\varepsilon)$, послідовності дискретних відліків $x[n]=f[n+1]$, зображення вихідного сигналу матиме вигляд:

$$\begin{aligned}sf^*_{\mathrm{Gm}}(q,\varepsilon)&=G^*_{\mathrm{m}}(q,\varepsilon)\cdot F^*(q,0)\cdot e^q=\\&=F^*(q,0)\cdot e^q\cdot A^{\bullet}(\boldsymbol{a})\{b_0(\varepsilon)+e^{-q}b_1(\varepsilon)+\ldots+e^{-(m-1)q}b_{m-1}(\varepsilon)\}\end{aligned},\qquad(6)$$

де $F^*(q,0)=\mathbf{D}\{f[n]\}$, $\mathbf{D}$ – оператор прямого ДПЛ. Вираз $sf^*_{\mathrm{Gm}}(q,\varepsilon)$ дає в часовій області сплайн $sf_{\mathrm{Gm}}(\bar{t})=sf_{\mathrm{Gm}}[n,\varepsilon]$ (4), де $\bar{t}=n+\varepsilon$. Зсув на один відлік в бік випередження по відношенню до $f[n]$, тобто $x[n]=f[n+1]$, або $X^*(q,0)=e^qF^*(q,0)$, служить для компенсації часової затримки у відтворенні $f(\bar{t})$. Функція $H'(e^{-q})$ може бути врахована у вхідному дискретному сигналі у вигляді $X^*(q,0)=H'(e^{-q})\cdot F^*(q,0)\cdot e^q$.

Гладке сполучення кускових функцій $b_k(\varepsilon)$, $k=\overline{0,m-1}$, тобто неперервність у вузлах залежності, що генерується, та її похідних, досягається вибором виду ЛНДР або відповідної йому $W_{\mathrm{ПР}}(q)=(1/q)W_{\mathrm{H}}(q)$ – ПФ ПрНЧ формуючого кола. Для виключення у вузлах розривів неперервності першого роду необхідною

умовою є: ступінь полінома в знаменнику ПФ ПрНЧ повинна бути $m \geq 2+n$, де n – ступінь полінома в чисельнику. Для забезпечення неперервності кусковой функції, що генерується, та її першої похідної у вузлах повинно забезпечуватися умова $m \geq 3+n$ для поліномів ПФ ПрНЧ формуючого кола і так далі.

Приклад кола формування сигналів сплайнами другого порядку $G_{2,1}(\bar{t})$ (рис. 3). Передатна функція ПФ ПрНЧ з урахуванням нормуючого множника має вигляд:

$$W_{G_{2,1}}(\alpha_G, h, q) = \alpha_G h (1 - e^{-\alpha_G})^{-1} \frac{1}{q(q+\alpha_G)},$$

де $\alpha = \alpha_T \cdot h$.

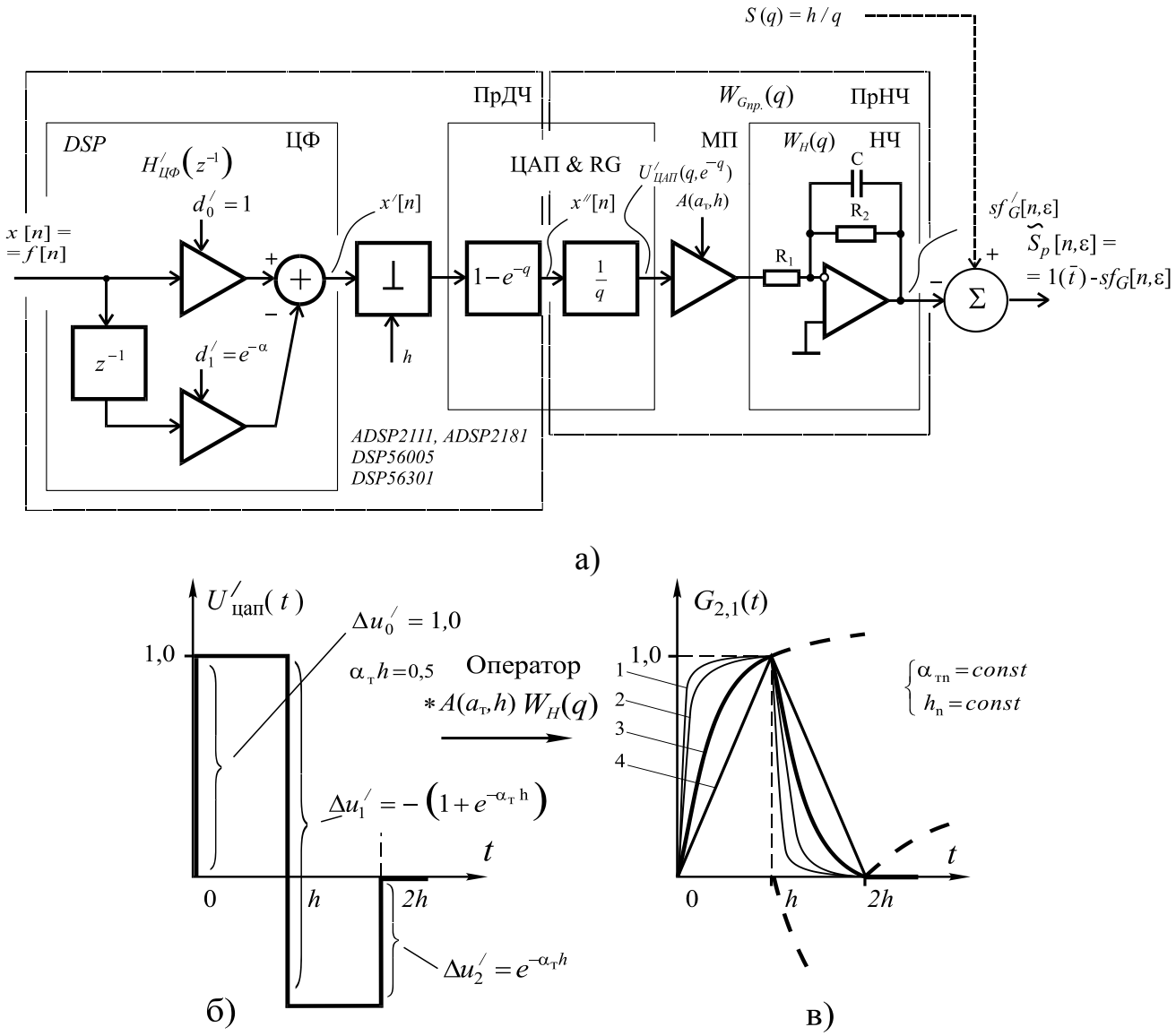


Рис. 3. Модель формування сигналів фінітними сплайнами $G_{2,1}(\bar{t})$:

а –модель формуючого кола; б – напруга на виході ЦАП як реакція на одиничний дискретний відлік; в – реакція на виході ПрНЧ: $1.\ \alpha_T h \to \infty$; $2.\ \alpha_T h = 5{,}0$; $3.\ \alpha_T h = 0{,}5$; $4.\ \alpha_T h \to 0$

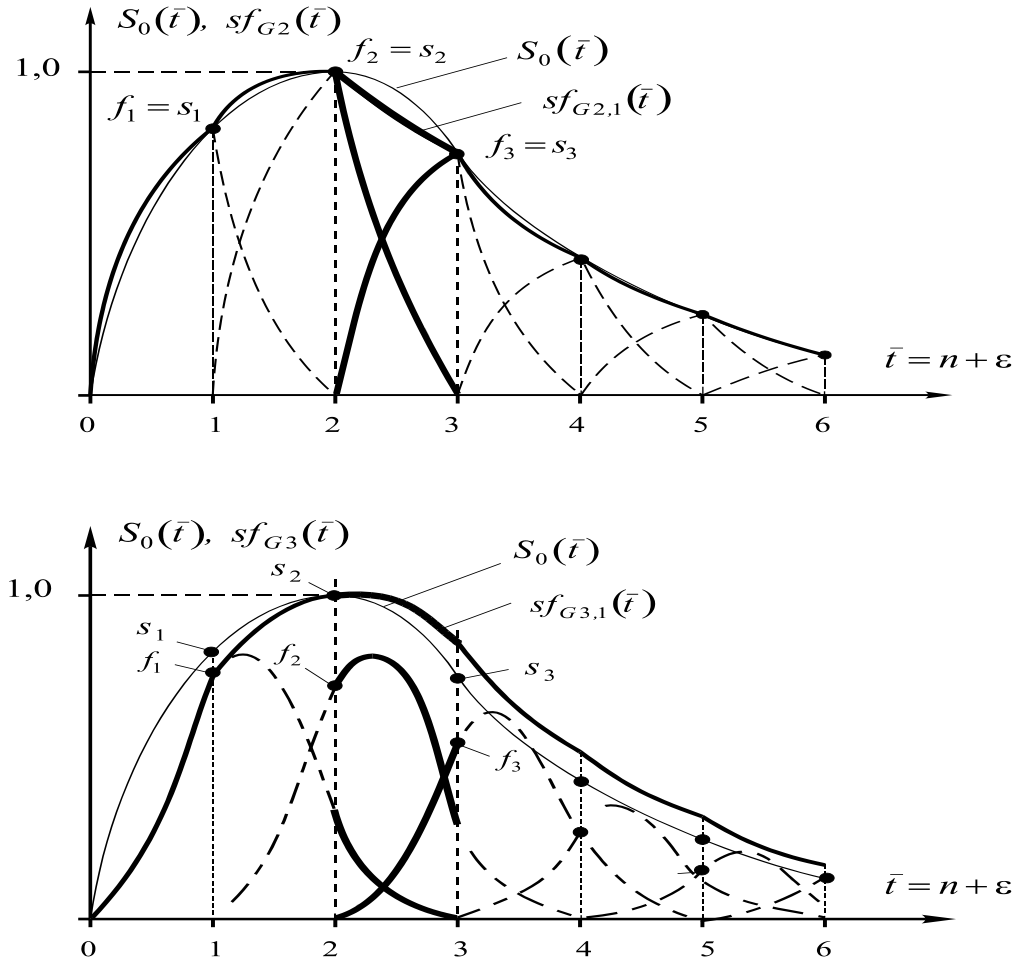


Рис. 4. Формування сигналу $S_0(\bar{t})$ фінітними сплайнами $G_{2,1}(\bar{t})$ і $G_{3,1}(\bar{t})$

Відомі сплайни Шенберга $B_n(\bar{t})$ [5,6] при $n < m$ представляють окремий випадок сплайнів $G_m(\bar{t})$. Так сплайни $B_0(\bar{t})$ і $B_1(\bar{t})$ можуть бути отримані із $G_{2,1}(\bar{t})$ як границя при $\alpha \to \infty$ і $\alpha \to 0$ відповідно. Сплайни $B_1(\bar{t})$ і $B_2(\bar{t})$ можуть бути отримані із $G_{3,1}(\bar{t})$ як границя відповідно при $\alpha \to \infty$ і $\alpha \to 0$. Отже, параметр α, на відміну від $B_n(\bar{t})$-сплайнів, дозволяє змінювати форму експоненціального сплайна.

Розімкнута структура зручна з методичної точки зору для аналізу. В рамках наведеної моделі можливо безліч різних технічних рішень, у тому числі замкнуті структури, за умови, що в результаті еквівалентних структурних перетворень може бути отримана розімкнута структура, для якої ПФ приведених дискретної і неперервної частин відповідають моделі (рис. 2,а).

Висновки. Суть методу синтезу випробувальних сигналів полягає в поданні сигналів зміщеними у часі фінітними експоненціальними сплайнами зі своїми ваговими коефіцієнтами. Перевагою базисних функцій є простота їх генерації в

реальних електричних колах. Неперервна частина формуючого кола визначає вигляд сплайнів, забезпечує неперервність функції та її похідних. Дискретна частина забезпечує кінцеву тривалість базисних функцій. Очевидно також, що використання для синтезу реальних сигналів, що формуються в лінійних електричних колах, частково знімає обмеження по точності на відтворення базисних функцій через кінцевий коефіцієнт підсилення операційних підсилювачів у смузі частот.

Існує принципова можливість підвищити точність відтворення заданої форми випробувальних сигналів при обмеженій кількості ділянок апроксимації для класу експоненціальних сигналів, що описуються тими ж функціями, що й сплайни. Це дозволяє підвищити точність вимірювань. Доцільним є подальший розвиток методу експоненціальних сплайнів у частині досліджень метрологічних аспектів використання випробувальних сигналів, що сформовані на основі експоненціальних сплайнових моделей, в задачах вимірювань.

Література

1. *Байда Н.П. Микропроцессорные системы поэлементного диагностирования РЭА / Н.П. Байда, И.В. Кузьмин, В.Т. Шпилевой. – М.: Радио и Связь, 1987. – 256 с.*
2. *Лихтциндер Б.Я. Автоматизация поэлементного контроля многополюсных электрических цепей / Б.Я. Лихтциндер // Измерение, контроль, автоматизация. – М., 1983. – Вып. 3(47). – С. 14 - 24.*
3. *Мартяшин А.И. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / А.И. Мартяшин, К.Л. Куликовский, С.К. Куроедов, Л.В. Орлова: Под ред. А.И. Мартяшина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.*
4. *Туз Ю.М. Некоторые особенности контроля параметров электрических цепей по методу нулей и полюсов / Ю.М. Туз, В.П. Осадченко. // Структурные методы повышения точности, чувствительности и быстродействия измерительных приборов и систем. Респ. науч.-техн. конф. (Киев, 1985) – Киев: КПИ, 1985. – С. 127,128.*
5. *Алберг Дж. Теория сплайнов и ее приложения / Дж.Алберг., Э.Нильсон , Дж.Уолш. – М.: Мир, 1972. – 320 с.*
6. *Михотин В.Д. Использование сплайнов для восстановления дискретизированных сигналов/ В.Д. Михотин, Б.В. Чувыкин // Измерение, контроль, автоматизация. – 1982. – Вып. 3(43). – С. 17 - 24.*
7. *Маккартин Б.Дж. Применение экспоненциальных сплайнов в вычислительной гидродинамике / Б.Дж. Маккартин // Аэрокосмическая техника. – 1984. – № 4. –С. 13 - 20.*
8. *Shumkov Yu. Synthesis of exponential splines based on models of linear electric circuits / Yu.Shumkov, B. Himichenko, V. Udot, Y. Frolikov // Інформаційні системи, механіка та керування. – 2010. – Вип. 5. – С. 144-151.*
9. *Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем / Я.З. Цыпкин. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.*
10. *Гращенко М.В. Відтворення експоненціальних сплайнів у лінійних електричних колах / М.В. Гращенко, Ю.С. Шумков // XI Міжнародна н.-т. конференція "Гіротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно-космічної техніки", 13-14 квітня 2017 р.: збірник матеріалів конференції. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. – С. 34 - 39.*

УДК 621.317

ДАРАГАН В.С., ШУМКОВ Ю.С.

АНАЛІЗ ПОХИБКИ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ ЗА МЕТОДОМ НУЛІВ І ПОЛЮСІВ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: vladislav.daragan@gmail.com

Постановка задачі. Однією з важливих задач при проведенні технологічних випробувань є контроль R,L,C-параметрів електро-радіоелементів вузлів радіоелектронної апаратури, змонтованих на виробі, плат друкованого монтажу [1,2]. Вимірювальна задача формулюється як визначення R,L,C-параметрів пасивніх багатоелементних двополюсних електричних кіл (БДЕК), які можна виділити шляхом створення спеціального електричного режиму у складному електричному колі [3]. Для забезпечення універсальності вимірювального перетворення, тобто незалежно від моделі БДЕК, отримання легко аналізованих вихідних сигналів і при цьому забезпечення мінімального часу контролю використовують імпульсні випробувальні сигнали (ВС), які описуються сумами експонент. Нулі і полюси моделі ВС вибираються так, щоб компенсувати відповідно полюси і нулі функції імітанса БДЕК. При цьому відбувається зведення відгуку до однієї і тієї ж заздалегідь заданої форми, зручної для аналізу. Наприклад задається номінальний відгук у вигляді одиничної ступінчастої функції. Відхилення такого відгуку від номінального, що можна задати деяким рівнем постійної напруги, легко контролювати. Відхилення відгуку відтворює відхилення параметрів досліджуваного кола від номінальних. Для двохелементних кіл можливо інваріантне визначення параметрів. Зазначений метод отримав назву методу нулів і полюсів (МНП) [4].

Основна складність при реалізації високопродуктивних методів контролю R,L,C-параметрів полягає у розв'язку задачі синтезу та формування зазначеного класу ВС в широкому діапазоні тривалостей, зокрема при обмеженій кількості ділянок апроксимації, коли умови теореми Котельникова не виконуються. Метод формування повинен забезпечувати високу точність відтворення заданої форми ВС, можливість перебудови його моделі та параметрів. Один із шляхів вирішення зазначеного завдання полягає в дискретному способі формування сигналів з використанням цифро-аналогових засобів на основі експоненціальних сплайнових моделей (ЕСМ) [5,6,7].

Мета. Дослідження похибки визначення параметрів електричних кіл, наданих багатоелементними моделями, за методом нулів і полюсів з використанням випробувальних сигналів, які сформовані на основі експоненціальних сплайнів.

Викладення основного матеріалу. Розглянемо визначення параметрів за методом нулів та полюсів на прикладі паралельного R_X, L_X-кола (рис.1). Наведена

схема включення трьохполюсника у вимірювальну схему забезпечує режим заданої напруги на затискачах R_X, L_X двополюсника, що досліджується, у складі складного електричного кола [1-3].

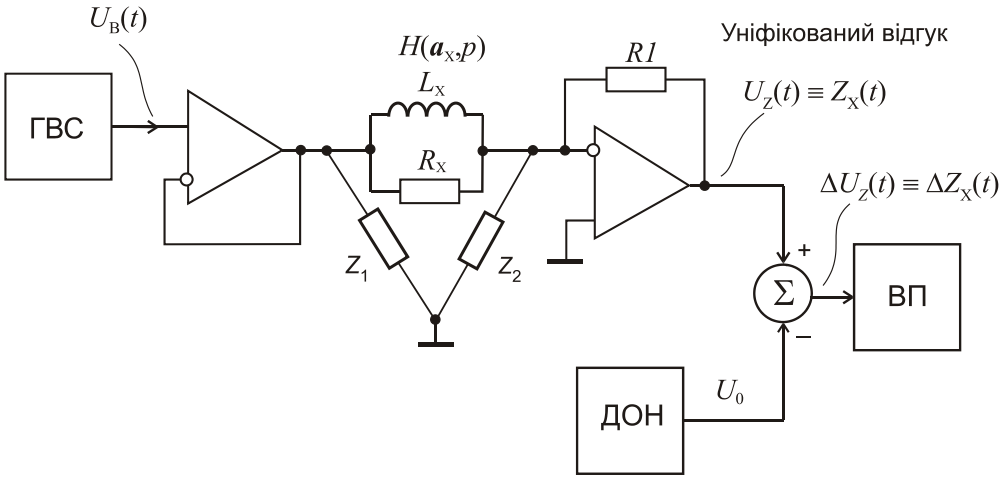


Рис. 1. Схема визначення параметрів паралельного R_X, L_X-кола за методом нулів і полюсів: ГВС – генератор випробувальних сигналів; ДОН – джерело постійної опорної напруги, ВП – вимірювальний пристрій

<u>Умовою синтезу</u> моделі ідеального ВС $S_B(\alpha_{B_0}, \beta_{B_0}, p)$ в операторній формі за Лапласом, коли номінальний уніфікований відгук задається у вигляді одиничної ступінчастої функції $U_{Z_0}(t)=1(t)$, є

$$S_B(\alpha^z_{B_0}, \beta^p_{B_0}, p) \cdot H(\alpha^z_{X_0}, \beta^p_{X_0}, p) = A \cdot \frac{1}{p}, \quad \alpha^z_{B_0} = \beta^p_{X_0}, \quad \beta^p_{B_0} = \alpha^z_{X_0},$$

де $S_B(\alpha_{B_0}, \beta_{B_0}, p)$ – ВС (напруга або струм); $H(\alpha_X, \beta_X, p)$ – повна провідность або опір досліджуваного кола; $\alpha^z_{B_0}, \beta^p_{B_0}$ – номінальні значення нулів і полюсів ВС; $\alpha^z_{X_0}, \beta^p_{X_0}$ – номінальні значення нулів і полюсів функції імітансу БДЕК. Тоді модель ідеального ВС буде:

$$S_B(\alpha_{B_0}, \beta_{B_0}, p) = A \cdot \frac{1}{p} H^{-1}(\alpha_{X_0}, \beta_{X_0}, p), \tag{1}$$

Модель реального відгуку при ідеальному ВС буде:

$$U_Z(p) = S_B(\alpha_{B_0}, \beta_{B_0}, p) \cdot H(\alpha_X, \beta_X, p) = A \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{H(\alpha_X, \beta_X, p)}{H(\alpha_{X_0}, \beta_{X_0}, p)}.$$

Якщо $\alpha_X = \alpha_{X_0}$ і $\beta_X = \beta_{X_0}$, то відгук матиме вигляд $U_{Z_0}(p) = A/p$.

<u>Ідеальний ВС (звичайний масштаб часу).</u> Повна провідність БДЕК (рис. 1) дорівнює

$$H_{\mathrm{Y}}(\alpha_{\mathrm{X_T}},p)=\frac{1}{R_{\mathrm{X}}}\cdot\frac{(p+\alpha_{\mathrm{X_T}})}{p},$$

де $\alpha_{\mathrm{X_T}}=R_{\mathrm{X}}/L_{\mathrm{X}}$ (індекс "т" означає, що параметр заданий у реальному масштабі часу); $R_{\mathrm{X}}=R_{\mathrm{X_0}}+\Delta R_{\mathrm{X}}$; $L_{\mathrm{X}}=L_{\mathrm{X_0}}+\Delta L_{\mathrm{X}}$ – реальні значення параметрів; R_{X_0}, L_{X_0}, ΔR_{X}, ΔL_{X} – номінальні значення параметрів та їх відхилення від номінальних.

Враховуючи (1), ідеальний ВС буде:

$$U_{\mathrm{B}}(p)=\mathrm{A}_0\frac{1}{(p+\beta_{\mathrm{B0_T}})},$$

де $\beta_{\mathrm{B0_T}}=\alpha_{\mathrm{X0_T}}$ (відповідно $\alpha_{\mathrm{X0_T}}=R_{\mathrm{X0}}/L_{\mathrm{X0}}$).

Модель ідеального ВС у часовій області, відповідно, матиме вигляд:

$$U_{\mathrm{B}}(t)=\mathrm{A}_0\exp(-\beta_{\mathrm{B0_T}}t)\cdot 1(t)\ . \qquad (2)$$

Такий ВС при номінальних значеннях параметрів кола ($R_{\mathrm{X}}=R_{\mathrm{X0}}$ і $L_X=L_{\mathrm{X0}}$) даватиме на виході вимірювальної схеми відгук, який за формою матиме вигляд одиничної ступінчастої функції (нуль функції імітансу компенсується полюсом ВС $\alpha^z_{\mathrm{X_T}}=\beta^p_{\mathrm{B0_T}}$). Якщо задати $\mathrm{A}_0=[R_{\mathrm{X0}}/R_1]$, то відгук буде нормованим за рівнем $U_{\mathrm{Z}}(t)=1(t)$. Якщо реальні параметри кола $L_{\mathrm{X}}\neq L_{\mathrm{X0}}$, $R_{\mathrm{X}}\neq R_{\mathrm{X0}}$ (тобто $\alpha^z_{\mathrm{X_T}}\neq\beta^p_{\mathrm{B0_T}}$), то відгук буде відрізнятися за формою і за рівнем від номінального.

Розглянемо для цього випадку операторне зображення відгуку на виході вимірювальної схеми (не враховуючи знак "–"):

$$U_{\mathrm{Z}}(p)=R_1\cdot H(\alpha_{\mathrm{X_T}},p)\cdot U_{\mathrm{B}}(p)=\frac{R_{\mathrm{X0}}}{R_{\mathrm{X}}}\cdot\frac{(p+\alpha_{\mathrm{X_T}})}{p(p+\beta_{\mathrm{B0_T}})}.$$

Тоді відгук у часовій області матиме вигляд (рис. 2):

$$U_{\mathrm{Z}}(t)=\frac{R_{\mathrm{X0}}}{R_{\mathrm{X}}}\cdot[\frac{\alpha_{\mathrm{X_T}}}{\beta_{\mathrm{B0_T}}}(1-e^{-\beta_{\mathrm{B0_T}}t})+e^{-\beta_{\mathrm{B0_T}}t}]=$$

$$=\frac{R_{\mathrm{X0}}}{R_{\mathrm{X}}}\cdot e^{-\beta_{\mathrm{B0_T}}t}+\frac{L_{\mathrm{X0}}}{L_{\mathrm{X}}}\cdot(1-e^{-\beta_{\mathrm{B0_T}}t})=U_{\mathrm{R}}(t)+U_{\mathrm{L}}(t),\quad t\geq 0.$$

$$U_{\mathrm{Z}}(t)\cong(1-\frac{\Delta R_{\mathrm{X}}}{R_{\mathrm{X0}}})\cdot e^{-\beta_{\mathrm{B0_T}}t}+(1-\frac{\Delta L_{\mathrm{X}}}{L_{\mathrm{X0}}})\cdot(1-e^{-\beta_{\mathrm{B0_T}}t})=$$

$$=1-\frac{\Delta R_{\mathrm{X}}}{R_{\mathrm{X0}}}e^{-\beta_{\mathrm{B0_T}}t}-\frac{\Delta L_{\mathrm{X}}}{L_{\mathrm{X0}}}(1-e^{-\beta_{\mathrm{B0_T}}t})=1-\frac{\Delta R_{\mathrm{X}}}{R_{\mathrm{X0}}}\Psi_{\mathrm{R_{X0}}}(t)-\frac{\Delta L_{\mathrm{X}}}{L_{\mathrm{X0}}}\Psi_{\mathrm{L_{X0}}}(t),\quad t\geq 0.$$

Умови незалежного визначення параметрів наступні:

$$U_{\mathrm{R}}\cong\lim_{t\to 0}U_{\mathrm{Z}}(t)=\frac{R_{\mathrm{X0}}}{R_{\mathrm{X0}}+\Delta R_{\mathrm{X}}}\cong 1-\frac{\Delta R_{\mathrm{X}}}{R_{\mathrm{X0}}}=1-\delta R_{\mathrm{X}}\ \text{(при } t\to 0\ U_{\mathrm{L}}(t)\to 0);$$

$$U_{\mathrm{L}} \cong \lim_{t \to \infty} U_{\mathrm{Z}}(t) = \frac{L_{\mathrm{X0}}}{L_{\mathrm{X0}} + \Delta L_{\mathrm{X}}} \cong 1 - \frac{\Delta L_{\mathrm{X}}}{L_{\mathrm{X0}}} = 1 - \delta L_{\mathrm{X}} \text{ (при } t \to \infty \; U_{\mathrm{R}}(t) \to 0),$$

де U_{R}, U_{L} – значення відгуку, які відтворюють відхилення параметрів R_{X} і L_{X} кола відносно до номінальних.

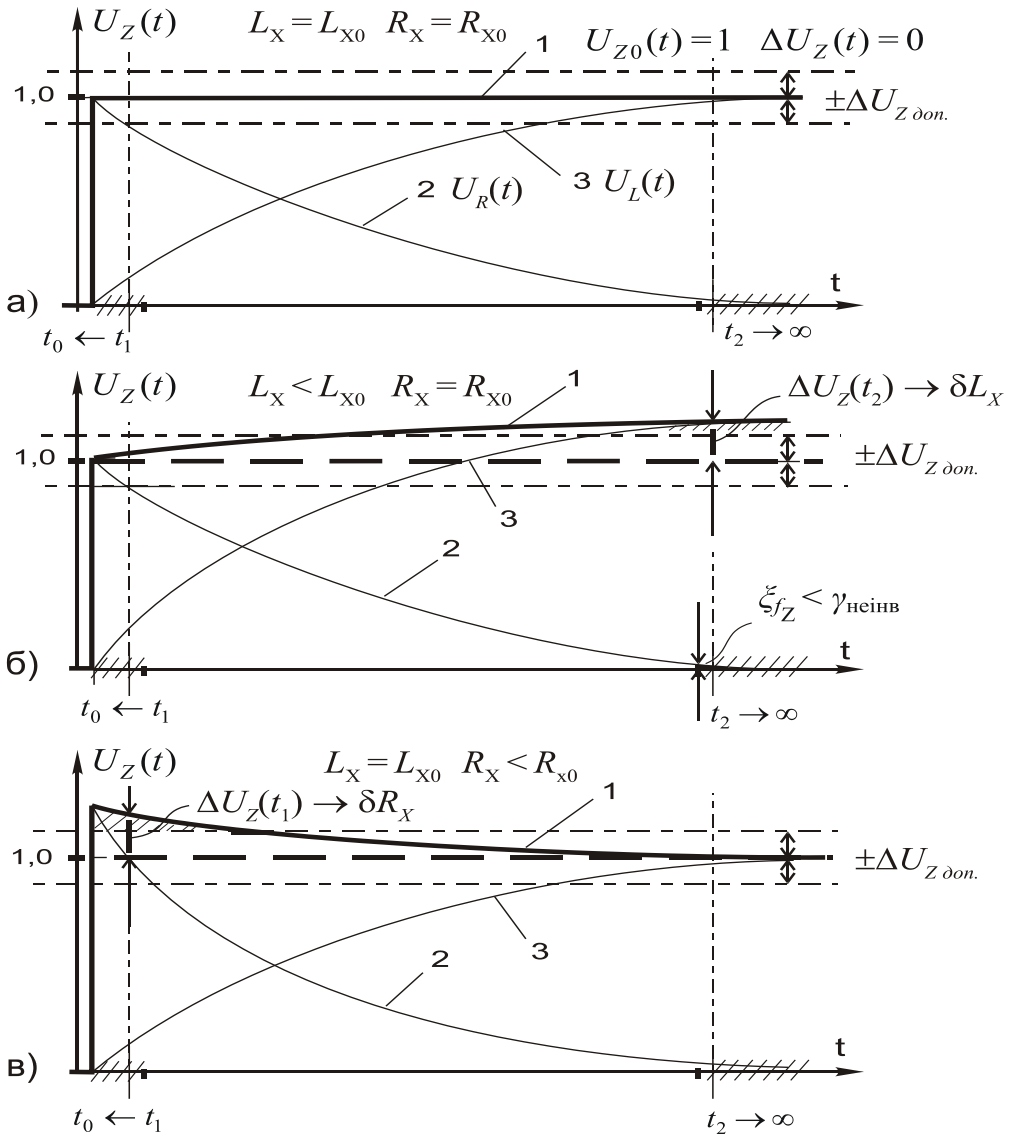


Рис. 2. Уніфікований відгук $U_{\mathrm{Z}}(t)$ для 2-х елементного БДЕК при ідеальному за формою випробувальному сигналі:
1 – уніфікований відгук $U_{\mathrm{Z}}(t)$; 2 – складова перехідного процесу $U_{\mathrm{R}}(t)$, зумовлена R_{X}; 3 – складова перехідного процесу $U_{\mathrm{L}}(t)$, зумовлена L_{X}; $t_{\mathrm{R_X}} \in [0, t_1]$, $t_{\mathrm{L_X}} \in [t_2, \infty]$ – моменти часу зчитування інформації про параметри R_{X}, L_{X} за відгуком.

Так при значеннях параметрів кола, коли $R_{\mathrm{X}} = R_{\mathrm{X0}}$ і $L_{\mathrm{X}} = L_{\mathrm{X0}}$, нормований відгук являє собою одиничну ступінчасту функцію (рис. 2, а). Тобто, якщо відхилення відгуку за формою від номінального $U_{\mathrm{Z0}}(t)$=1(t) відсутнє, то

відхилень параметрів R_X, L_X також немає. Таким чином, форма відгуку може бути використана як загальний інформативний параметр БДЕК, за яким можна здійснювати його контроль.

На (рис. 2, б) представлено випадок, коли $\Delta L_X \neq 0$. За відхиленням відгуку $U_Z(t)$ від номінального наприкінці перехідного процесу в моменти часу $t \geq t_2$ зчитується інформація про відхилення L_X. Оскільки відгук нормований за рівнем, то відхилення $\Delta U_Z(t)$ від $U_{Z0}(t)=1(t)$ відтворює δL_X. При цьому складова перехідного процесу $U_R(t) \to 0$ (лінія 2), що обумовлена R_X.

На (рис. 2, в) наведено випадок, коли $\Delta R_X \neq 0$. За відхиленням відгуку $U_Z(t)$ від номінального на початку перехідного процесу в моменти часу $t \leq t_1$ зчитується інформація про відхилення R_X. Оскільки відгук нормований, то $\Delta U_Z(t)$ відтворює δR_X. Складова $U_L(t) \to 0$ (лінія 3), що обумовлена L_X.

Відповідно до методу нулів і полюсів вхідний ВС діє протягом всього часу встановлення вільної складової перехідного процесу в електричному колі. Таким чином, тривалість ВС Θ_{BC} можна визначити за значенням найбільшої сталої часу досліджуваного кола. Так у випадку визначення параметрів кіл із сталою часу 0,87 мкс (наприклад, коли R_X=100 Ом і C_X= 8,7 нФ або R_X=100 Ом і L_X= 87 мкГ), тривалість ВС з відносною похибкою встановлення $\xi_{U_Z} = 1\%$ дорівнюватиме 4 мкс. Однак, через великий час встановлення вихідного сигналу високоточних ЦАП або, якщо використовується послідовний інтерфейс, під час формування ВС може бути використано невелика кількість ділянок апроксимації. Тому сформувати такий ВС з високою точністю, якщо застосувати традиційні системи апросимиуючих функцій, неможливо. Тобто вже в мікросекундному діапазоні сталих часу актуальним є синтез випробувальних сигналів на основі експоненціальних сплайнових моделей.

<u>Дискретний синтез ВС (відносний масштаб часу).</u> Розглянемо похибку визначення параметрів R_X, L_X-кола (рис. 1) з використанням ВС, сформованих на основі експоненціальних сплайнових моделей, тобто *методичну складову*, зумовлену неідеальністю моделі ВС. При обмеженій кількості ділянок апроксимації N_a зазначена складова похибки визначення параметрів електричних кіл є головною. Неідеальність моделі ВС (*методична складова*) визначається вибором виду ЕС і способом побудови (наближення) ЕСМ.

Для зручності введемо змінну $\bar{t} = n + \varepsilon$ – відносний час, пов'язаний з дійсним часом $\bar{t} = t/h$, де h – рівномірний інтервал дискретизації; $n = 0, 1, 2, \ldots$; $0 \leq \varepsilon \leq 1$.

Модель ідеального ВС у відносному масштабі має вигляд

$$U_B(\bar{t}) = [R_{X0}/R_1]\exp(-\beta_{B0}\,\bar{t}) \cdot 1(\bar{t}),$$

де $\beta_{B0} = \beta_{B0\,T} h$.

Розглянемо застосування сплайнів другого порядку [8]:

$$G_{2,1}(\bar{t}) = \begin{cases} \dfrac{1}{(1-e^{-\alpha_G})} \cdot (1-e^{-\alpha_G \varepsilon}), & \bar{t} \in [0,1]; \\ \dfrac{1}{(1-e^{-\alpha_G})} \cdot (e^{-\alpha_G \varepsilon} - e^{-\alpha_G}), & \bar{t} \in [1,2];, \\ 0, \quad \bar{t} < 0, \quad \bar{t} > 2; \end{cases} \tag{3}$$

$$sf_{G2,1}(\bar{t}) = \frac{1}{(1-e^{-\alpha_G})} \left\{ f[n+1] \cdot (1-e^{-\alpha_G \varepsilon}) + f[n] \cdot (e^{-\alpha_G \varepsilon} - e^{-\alpha_G}) \right\}, \quad \alpha_G = \alpha_{G_T} h, \tag{4}$$

де $sf_{G2,1}(\bar{t}) = \sum\limits_{i=-\infty}^{\infty} f[n+1-i] \cdot G_{2,1}(i+\varepsilon)$.

Вказані сплайни на кожному інтервалі дискретизації складаються з функцій, які математично подібні до моделі ідеального ВС. Тут і далі індекс *"G"* використовуємо для позначення параметрів моделі сплайнів.

Сигнал $U_B(\bar{t})$ формується як сума двох сигналів: $U'_B(\bar{t}) = (R_{X0}/R_1) \cdot 1(\bar{t})$, який відтворює початковий стрибок, і $U''_B(\bar{t}) = -(R_{X0}/R_1) \cdot (1-e^{-\beta_{B0}\bar{t}}) \cdot 1(\bar{t})$, який формується сплайнами $G_{2,1}(\bar{t})$. Сплайнова модель ВС при дискретному синтезі має вигляд:

$$U_B[n,\varepsilon] = (R_{X0}/R_1)[1(\bar{t}) - sf_{G2,1}(\bar{t})],$$

де $sf_{G2,1}(\bar{t})$ відтворює функцію $(1-e^{-\beta_{B0}\bar{t}}) \cdot 1(\bar{t})$.

Метод інтерполяції. Так при використанні ВС, що сформований на основі інтерполяції по моделі ідеального ВС $U_B(\bar{t})$, можна отримати аналітичний вираз нормованого за рівнем УВ $U_{ZG}(\bar{t}) = U_{ZG}[n,\varepsilon]$, $\bar{t} = n + \varepsilon$:

$$U_{ZG}[n,\varepsilon] = \frac{R_{X0}}{R_X} \left\{ \frac{\alpha_X}{\alpha_G} + \frac{\alpha_X (e^{-\beta_{B0}} - e^{-\alpha_G})}{(1-e^{-\alpha_G})(1-e^{-\beta_{B0}})} + \right.$$

$$+ \left[(1-\frac{\alpha_X}{\alpha_G}) \cdot \frac{e^{-\beta_{B0}} - e^{-\alpha_G}}{(1-e^{-\alpha_G})} - \frac{\alpha_X (e^{-\beta_{B0}} - e^{-\alpha_G})}{(1-e^{-\alpha_G})(1-e^{-\beta_{B0}})} \right] \cdot e^{-\beta_{B0} \cdot n} + \quad , \tag{5}$$

$$\left. + \frac{\alpha_X (e^{-\beta_{B0}} - e^{-\alpha_G})}{(1-e^{-\alpha_G})} e^{-\beta_{B0} \cdot n} \cdot \varepsilon + (1-\frac{\alpha_X}{\alpha_G}) \cdot \frac{1-e^{-\beta_{B0}}}{(1-e^{-\alpha_G})} e^{-\beta_{B0} \cdot n} e^{-\alpha_G \cdot \varepsilon} \right\},$$

де $\alpha_X = \alpha_{X_T} h = (R_X/L_X)h$, $\alpha_X = \alpha_{X0} + \Delta\alpha_X$ – відносний у часі нуль функції адмітанса досліджуваного кола, R_X, L_X – реальні параметри кола; $\beta_{B0} = \alpha_{X0}$, R_{X0} – параметри ідеального за формою ВС, модель якого використовувалась при синтезі ЕСМ (метод інтерполяції); $\beta_{B0} = \beta_{B0_T} h$ – параметр, заданий у відносному

масштабі; $\alpha_{\mathrm{G}} = \alpha_{\mathrm{G_T}} h$ – відносний у часі параметр моделі сплайнів. Індекс G використовуємо для позначення відгуку $U_{ZG}[n,\varepsilon]$ у випадку, коли ВС сформований на основі G-сплайнів. Можна показати, що при $\alpha_{\mathrm{G}} = \beta_{\mathrm{B0}}$ виконується умова $U_{\mathrm{ZG}}[n,\varepsilon] \equiv U_{\mathrm{Z}}[n,\varepsilon]$, як при ідеальному ВС, незалежно від числа ділянок апроксимації N_a. Можна також показати, що при $\alpha_{\mathrm{G}} \neq \beta_{\mathrm{B0}}$ виконується умова $\lim\limits_{N_a \to \infty} U_{\mathrm{ZG}}[n,\varepsilon] = U_{\mathrm{Z}}[n,\varepsilon]$.

Нехай параметри досліджуваного кола дорівнюють номінальним, тобто $R_{\mathrm{X}} = R_{\mathrm{X0}}$ і $L_{\mathrm{X}} = L_{\mathrm{X0}}$. На (рис. 3,а) наведено уніфікований відгук $U_{\mathrm{ZG}}(\bar{t})$ для цього випадку.

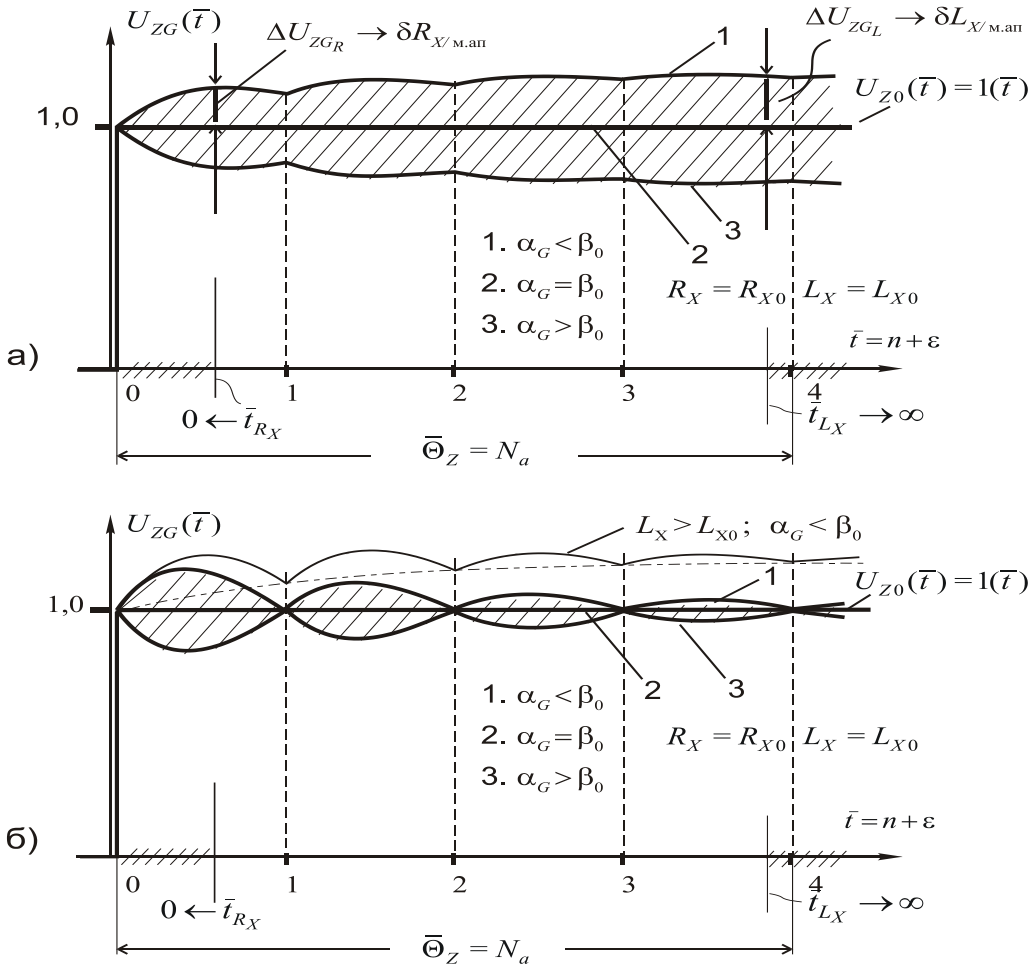


Рис. 3. Уніфікований відгук при формуванні ВС сплайнами $G_{2,1}(\bar{t})$:

а – побудова ЕСМ ВС шляхом інтерполяції за формою ідеального ВС; б – побудова ЕСМ ВС шляхом інтерполяції по номінальному відгуку, який можна отримати при ідеальному вхідному ВС

Для наочності вибрана невелика кількість ділянок апроксимації (N_a=4). Бачимо, що для сплайнів $G_{2,1}(\bar{t})$, для моделі яких $\alpha_{\mathrm{G}} = \beta_{\mathrm{B0}}$, зазначений відгук

збігається з ідеальним (лінія 2), тобто $U_{Z0}(\bar{t}) \equiv 1(\bar{t})$, як при ідеальному за формою ВС, і також має вигляд одиничної ступінчастої функції. У цьому випадку методична складова похибки вимірювання параметрів дорівнює нулю.

Однак, якщо $\alpha_G \neq \beta_{B0}$, то при $R_X = R_{X0}$ і $L_X = L_{X0}$ – з'являється відхилення $\Delta U_{ZG}(\bar{t})$ відгуку від номінального $U_{Z0}(\bar{t}) \equiv 1(\bar{t})$ (це лінії 1 і 3). При цьому $\Delta U_{ZG}(\bar{t})$ відображає лише *методичну* складову відхилення через апроксимацію. Це дає змогу отримати оцінки похибки визначення параметрів, що обумовлена використанням ЕМС випробувальних сигналів.

Оцінка похибки визначення параметра L_X за відгуком через інтерполяцію (у випадку, коли $R_X = R_{X0}$ і $L_X = L_{X0}$) дорівнюватиме $\delta L_{X/м.ап} \cong \Delta U_{ZG_L} / U_{L0}$, де $\Delta U_{ZG_L} = \max\limits_{\varepsilon \in [0;1]} \left| U_{ZG}[N_a - 1, \varepsilon] \ -1 \right|$, $\Delta U_{ZG_L} \cong \dfrac{R_{X0}\, h}{L_{X0}\alpha_G} - 1 + \dfrac{R_{X0} h (e^{-\beta_{B0}} - e^{-\alpha_G})}{L_{X0}(1 - e^{-\alpha_G})(1 - e^{-\beta_{B0}})}$ – відхилення $U_{ZG}(\bar{t})$ від номінального $U_{Z0}(\bar{t}) \equiv 1(\bar{t})$ при $\alpha_G \neq \beta_{B0}$ ($R_X = R_{X0}$, $L_X = L_{X0}$) і зчитуванні інформації про параметр на інтервалі $\bar{t}_{L_X} \in [N_a - 1, N_a]$; $U_{L0} \equiv 1{,}0$ – відносна оцінка параметру L_X за нормованим за рівнем УВ, як при ідеальному ВС, якщо $L_X = L_{X0}$ ($U_L = L_{X0}/L_X \cong 1 - \Delta L_X / L_{X0} = 1 - \delta L_X = 1$). Зазначимо, що при $\alpha_G = \beta_{B0}$ ($R_X \neq R_{X0}$, $L_X \neq L_{X0}$) і $\bar{t}_{L_X} \to \infty$, як слідує з (5), відносна оцінка параметра L_X за відгуком буде $U_{ZG_L} = L_{X0}/L_X \cong 1 - \Delta L_X / L_{X0}$ і збігається з оцінкою, як при ідеальному ВС.

Відносна оцінка R_X по УВ при зчитуванні інформації про параметр на інтервалі $\bar{t}_{R_X} \in [0, 1]$ буде визначатися величиною $U_{ZG_R} = \max\limits_{\varepsilon \in [0,1]} \left| U_{ZG}[0, \varepsilon] \right|$. При $R_X = R_{X0}$, $L_X = L_{X0}$ і $\alpha_G \neq \beta_{B0}$ оцінка методичної складової похибки визначення параметра R_X через використання ЕСМ становить $\delta R_{X/м.ап} \cong \Delta U_{ZG_R} / U_{R0}$, де $\Delta U_{ZG_R} = \max\limits_{\varepsilon \in [0,1]} \left| U_{ZG}[0, \varepsilon] - 1 \right|$; $U_{R0} \equiv 1{,}0$ – відносна оцінка параметру R_X по УВ, якщо $R_X = R_{X0}$, як при ідеальному ВС. При $\alpha_G = \beta_{B0}$, як це слідує з (5), оцінка параметра становить $U_{ZG_R} = R_{X0}/R_X \cong 1 - \Delta R_X / R_{X0}$, як при ідеальному ВС.

Метод "рівномірного" наближення. Для випадку "рівномірного" наближення оцінки похибки визначення параметрів R_X, L_X через параметри моделі сплайнів і N_a за загальним аналітичним виразом для відгуку $U_{ZG}[n, \varepsilon]$ можуть бути одержані лише чисельно. На (рис. 4) наведено оцінки похибки при різних способах побудови ЕСМ ВС: 1 – інтерполяція за формою ідеального ВС; 2 – "рівномірне" наближення за формою до ідеального ВС з мінімальною абсолютною похибкою на кожній ділянці апроксимації; 3 – побудова ЕСМ ВС шляхом інтерполяції за номінальним відгуком.

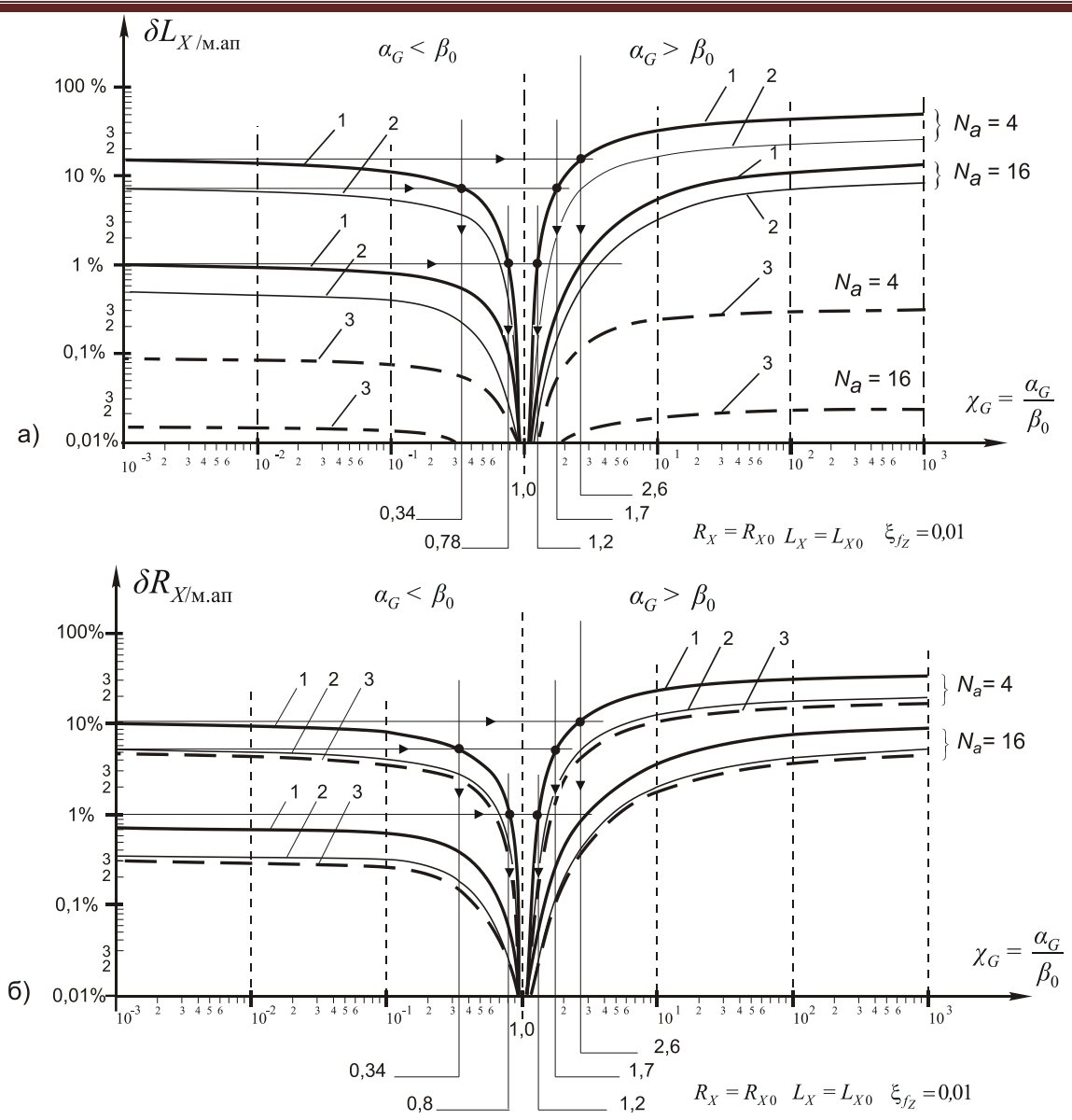


Рис. 4. Похибки визначення параметрів L_X і R_X:

а – методична складова похибки визначення L_X; б – методична складова похибки визначення R_X

Для порівняння можна використати оцінки похибки, що відповідають застосуванню ВС, сформованих на основі кусково-ступінчастих (КС) функцій і кусково-лінійних (КЛ) функцій при тій же кількості ділянок апроксимації N_a. Так при $\alpha_G \to 0$ і $\alpha_G \to \infty$ ЕСМ ВС трансформується відповідно в КЛ- і КС-залежності. В результаті по УВ $U_{ZG}[n,\varepsilon]$ можуть бути одержані відповідні оцінки похибки визначення параметрів.

Можна показати, що ВС, сформовані на основі ЕСМ, забезпечують значно меншу похибку вимірювань параметрів. Так при співвідношенні параметрів ЕСМ і моделі ідеального ВС $\chi_G = \alpha_G/\beta_{B0}$, близькому до $\chi_G = 1{,}0$, методична складова

похибки незалежно від N_a та способу наближення чи побудови ЕСМ ВС, прямує до нуля. У випадку інтерполяції та при співвідношенні $\chi_G = \alpha_G / \beta_{B0}$ в діапазоні $\chi_G \in [0,34;1,7]$ (α_G знаходиться в межах ±70% відносно оптимального значення $\alpha_{G0} = \beta_{B0}$) похибка визначення R_X і L_X буде, як мінімум, у 2 рази менше, ніж при формуванні ВС на основі КЛ-функцій, і, як мінімум, у 6 разів менше порівняно з КС-функціями. Щоб отримати такий самий результат, наприклад, при використанні КС-функцій (при заданих Θ_{U_Z} і ξ_{U_Z}) необхідно збільшити N_a (частоту роботи ЦАП) більш, ніж у 8 разів.

Так, при формуванні ВС тривалості 4 мкс (для визначення параметрів кіл з $\tau_{\tilde{O}0}$ = 0,87 мкс) на основі КС-функції для забезпечення похибки вимірювання менше 1%, частота ЦАП має становити 64 МГц (N_a = 256). Для забезпечення похибки менше 0,1%, – частота ЦАП має бути вже 512 МГц (N_a = 2048). З іншого боку, при формуванні ВС на основі ЕСМ, щоб забезпечити похибку менш 1% без оптимізації ЕСМ за параметрами моделі (тобто коли $\chi_G \in [0; 2,6]$), достатньо, щоб N_a = 16 (частота ЦАП – 4 МГц). При оптимізації, коли $\chi_G \in [0,8;1,2]$ (параметр α_G сплайнової моделі ВС знаходиться в межах ±20% щодо оптимального значення $\alpha_{G0} = \beta_{B0}$), достатньо N_a = 4 (частота ЦАП – 1 МГц). Щоб забезпечити похибку менш 0,1%, має бути N_a = 16 і f_T = 4 МГц.

У загальному випадку для інших моделей експоненціальних ВС також існує оптимальне співвідношення параметрів, коли похибка вимірювань буде значно меншою, ніж при формуванні ВС на основі КС-функцій і КЛ-функцій.

Метод інтерполяції за формою ідеального відгуку. Розглянемо спосіб отримання ЕСМ ВС, який дозволяє значно зменшити методичну складову похибки вимірювання через неідеальність моделі ВС при $\alpha_G \neq \beta_{B0}$. Суть способу полягає в тому, що визначення коефіцієнтів ЕСМ ВС $\{f_i\}_{i=0}^{N_a}$ відбувається шляхом інтерполяції за формою ідеального відгуку $U_{Z0}(\bar{t}) = 1(\bar{t})$, який може бути отриманий на виході вимірювальної схеми при ідеальному за формою ВС при номінальних значеннях параметрів кола, що досліджується. У нашому випадку це має місце при значеннях параметрів $L_X = L_{X0}$, $R_X = R_{X0}$. Так для даного прикладу модель ВС теж буде являти собою експоненту, але матиме вже іншу сталу часу. Це відповідає введенню поправки в модель вхідного ВС, що мінімізує похибку, зумовлену зсувом вузлових точок для відгуку. Вигляд УВ рис. 3,б). Тобто похибка відтворення відгуку у вузлах за умови $L_X = L_{X0}$, $R_X = R_{X0}$ і $\alpha_G \neq \beta_{B0}$ дорівнює нулю. На (рис. 4) штриховими лініями 3 позначено відповідні залежності оцінок похибки вимірювання параметрів для цього випадку. Таким чином, при відносно простому алгоритмі визначення вузлових точок ЕСМ ВС похибка вимірювання параметрів БДЕК може бути зменшена в два рази порівняно

з інтерполяцією за формою вхідного ВС і бути одного порядку, як при рівномірному наближенні.

Висновки. Аналіз показує, що використання експоненціальних сплайнів при формуванні випробувальних сигналів, які відносяться до класу експоненціальних, дозволяє, підвищити точність вимірювання параметрів електричних кіл при обмеженій кількості ділянок апроксимації у порівнянні з формуванням випробувальних сигналів на основі інших систем апроксимуючих функцій, зокрема кусково-ступінчастих і кусково-лінійних функцій. Це дозволяє розширити діапазон визначення параметрів лінійних електричних кіл і їх компонентів в область сталих часу мікросекундного діапазону.

Якщо модель кола складніша, то за умовою синтезу (1) отримаємо інші форми ВС. У часовій області зазначені ВС описуються сумами експонент з дійсними від'ємними і комплексно-сполученими з від'ємною дійсною частиною показниками степені. За відхиленням УВ від номінального під час перехідного процесу здійснюється контроль усього кола. Це дозволяє підвищити продуктивність систем контролю.

Доцільно провести дослідження похибки визначення параметрів електричних кіл при синтезі сигналів на основі інших моделей експоненціальних сплайнів.

Література

1. *Байда Н.П. Микропроцессорные системы поэлементного диагностирования РЭА / Н.П. Байда, И.В. Кузьмин, В.Т. Шпилевой. – М.: Радио и Связь, 1987. – 256 с.*
2. *Лихтциндер Б.Я. Автоматизация поэлементного контроля многополюсных электрических цепей / Б.Я. Лихтциндер // Измерение, контроль, автоматизация. – 1983. – Вып. 3(47). – С. 14 - 24.*
3. *Мартяшин А.И. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / А.И. Мартяшин, К.Л. Куликовский, С.К. Куроедов, Л.В. Орлова: Под ред. А.И. Мартяшина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.*
4. *Туз Ю.М. Некоторые особенности контроля параметров электрических цепей по методу нулей и полюсов / Ю.М. Туз, В.П. Осадченко. // Структурные методы повышения точности, чувствительности и быстродействия измерительных приборов и систем. Респ. науч.-техн. конф. (Киев, 1985) – Киев: КПИ, 1985. – С. 127,128.*
5. *Алберг Дж. Теория сплайнов и ее приложения / Дж.Алберг., Э.Нильсон , Дж.Уолш. – М.: Мир, 1972. – 320 с.*
6. *Михотин В.Д. Использование сплайнов для восстановления дискретизированных сигналов / В.Д. Михотин, Б.В. Чувыкин // Измерение, контроль, автоматизация. – 1982. – Вып. 3(43). – С. 17 - 24.*
7. *Маккартин Б.Дж. Применение экспоненциальных сплайнов в вычислительной гидродинамике / Б.Дж. Маккартин // Аэрокосмическая техника. – 1984. – № 4. –С. 13 - 20.*
8. *Shumkov Yu. Synthesis of exponential splines based on models of linear electric circuits / Yu.Shumkov, B. Himichenko, V. Udot, Y. Frolikov // Інформаційні системи, механіка та керування. – 2010. – Вип. 5. – С. 144-151.*

УДК 519.684.6

ЖДАНОВ В.О.

РОЗРОБКА МЕТЕОСТАНЦІЇ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ АТМОСФЕРНОГО ТИСКУ, ВОЛОГОСТІ ТА ТЕМПЕРАТУРИ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: medvedomg2012@gmail.com

Вступ. В сучасному світі відбувається активна розбудова приміщень для моніторингу температури, вологи, тиску. Такі приміщення можуть будуватися не тільки для комерційного використання, а також для особистого (розумний дім). Кількість розумних будинків в Європі і Північній Америці в 2016 році досягло 30,3 млн. На Північну Америку припадає 21,8 млн розумних будинків. Темпи зростання ринку за рік склали 47 %. Сильне зростання продовжиться в наступні роки, тому в 2021 році кількість розумних будинків збільшиться до 73 млн (55 % від загального числа домогосподарств в Північній Америці), тому використання метеостанцій має дуже великий попит. Даний пристрій може вимірювати температуру, тиск, вологість, аналізувати данні і відправляти на сервер. Сьогодні на ринку можна знайти метеостанцію будь-якого формату. Вони різні за ціною, функціональним і цільовим призначенням (для поля, теплиці, корівника, садка, тощо) та за кількістю опцій. Ціновий діапазон метеостанції варіюється від кількох сотень гривень до кількох тисяч доларів США. Самі виробники пояснюють, таку шалену різницю в ціні створюють деталі, країна-виробник, додаткові опції, можливості метеостанції і сервісне обслуговування. Метеостанції призначені для безперервного вимірювання параметрів стану атмосфери з можливістю подальшого опрацювання даних. У них одна мета, але з функціональної і конструктивної точки зору метеостанції можуть кардинально відрізнятися. Всі дані про погоду, історію та інтервали вимірювання можуть бути записані і завантажені на ваш комп'ютер, що постачається у комплекті з метеостанцією. Режими погоди для вимірювання: температура, вологість і тиск повітря.

Мета. Метою роботи є розробка та дослідження стаціонарної метеостанції з більш високою точністю, гнучким інтерфейсом користувача і великою життєдіяльністю

Висновки. В роботі виконано аналіз конструкції та технічних характеристик стаціонарної метеостанції, яка застосовується для вимірювання температури, вологості та тиску. На основі проведенного аналізу був підібраний більш оптимізований мікроконтроллер і датчики температури, вологості, тиску з вищою точністю, ніж у своїх аналогів.

Література

1. *Баранов А.М., Соломин С.В. Авиационная метеорология. - Л.: Гидрометеоиздат, 1975. - 391 с.*

УДК 681.518.5

КОБЕЦЬ Д.В., ШАНТИР С.В.

МОНІТОРИНГ ШВИДКОСТІ ОБЕРТАННЯ СИЛОВОЇ УСТАНОВКИ ТА ДОПОМІЖНИХ МЕХАНІЗМІВ ГЕЛІКОПТЕРА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: 3fid96@gmail.com; shantyr.sv@gmail.com

Постановка задачі. Сучасний гелікоптер МІ-24 обладнаний силовою установкою ТВЗ-117В, допоміжною установкою АІ-9В та механізмами, які потребують штатних високонадійних засобів вимірювання та моніторингу швидкості обертання валів. На теперішній час, для вимірювання швидкості обертання валів використовуються тахометри безперервного дистанційного вимірювання. Датчики частоти обертання типу ДТА-10, принцип дії яких заснований на використанні магнітоелектричної індукції, яка виникає при перетинанні силових ліній поля постійного магніту витків обмотки датчика. На виході датчика виникають електричні імпульси напруги з частотою пропорційною частоті обертання індуктора (магніту з постійним магнітним полем), які подаються на вхід тахометричної апаратури, призначеної для дистанційного вимірювання і індикації обертання двох валів силової установки вираженої у відсотках. Тахометрична апаратура побудована на електромеханічному методі, відповідно до якого виконується перетворення частоти змінного струму в кут обертання стрілок індикатора (рис. 1).

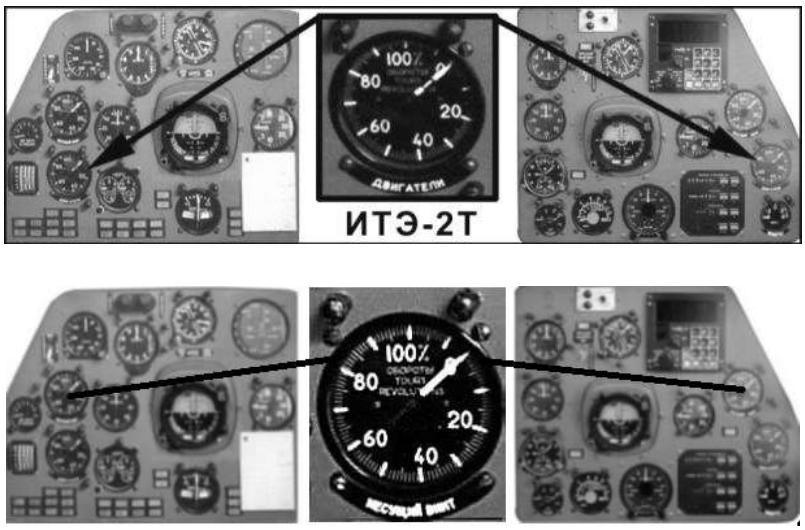


Рис. 1 – Тахометр турбокомпресора двигунів та гвинта

Діапазон вимірювання швидкості обертання подається у відсотках від 0 % до 110 %. Ціна ділення шкали 1 %. Прилад має сигналізацію про наближення обертів до межі допустимих величин. Індикація спрацьовує при зменшенні обертів менше 91 % та збільшення більше 99 %. Така конструкція вимірювача обертів валу потребує кріплення індуктора на валу силової установки, що має негативні

наслідки при експлуатації [1]. Крім того електромеханічний вимірювач швидкості обертання виконаний за застарілою схемою та не має системи комунікацій з бортовим комп'ютером.

Мета. Розробка та дослідження багатоканального модулю вимірювання швидкості обертання валів силової установки та допоміжних механізмів гелікоптера МІ-24.

Викладення основного матеріалу. В роботі виконано аналіз конструкції та технічних характеристик силової установки з допоміжними механізмами та методів, які застосовуються для вимірювання швидкості обертання валів. На основі проведеного аналізу запропоновано для визначення швидкості обертання валу використовувати безконтактний вихрострумовий метод, застосування якого спростить конструкцію вимірювача, підвищить точність вимірювання та надійність приладу.

Структурна схема модулю вимірювання швидкості обертання валу показана на рис. 1.

Схема складається з чотирьох вимірювальних каналів. Канали 1 і 2 призначені для моніторингу силової установки ТВЗ-117В з швидкістю обертання 15000 rpm. Канал 3 призначений для моніторингу допоміжної установки АІ-9В з швидкістю обертання 37 000 rpm, канал 4 - для моніторингу механізмів з швидкістю обертання 16 000 rpm.

До склада каналу входить вихрострумовий датчик (металевий зонд з котушкою з мідного дроту), який підключений до коливального контуру генератора перетворювача G. На виході генератора формується частотний сигнал пропорційний відстані до поверхні валу. В мить проходу жолобу повз датчик частота генератора змінюється. Сигнал з виходу генератора подається на нормуючий перетворювач NC та компаратор C. На виході компаратора C формується стійкий імпульсний сигнал з частотою імпульсів пропорційною частоті обертання валу. Процедура вимірювання частоти (періоду, в залежності від швидкості обертання) реалізована на мікроконтролері. Канали 1 і 2 обслуговуються одним мікроконтролером, канали 3 і 4 окремими мікроконтролерами.

Крім основної процедури вимірювання, мікроконтролер забезпечує моніторинг швидкості обертання, керування з клавіатури KEY, LED індикацію режимів роботи, формування сигналів сигналізації відхилень частоти обертання від робочого режиму на 91 % і 99 % та обмін даними і командами з бортовим комп'ютером через послідовний інтерфейс.

Розроблено алгоритм роботи вимірювального каналу модуля. Виконано дослідження роботи алгоритму в середовищі MathCAD Prime 3.1.

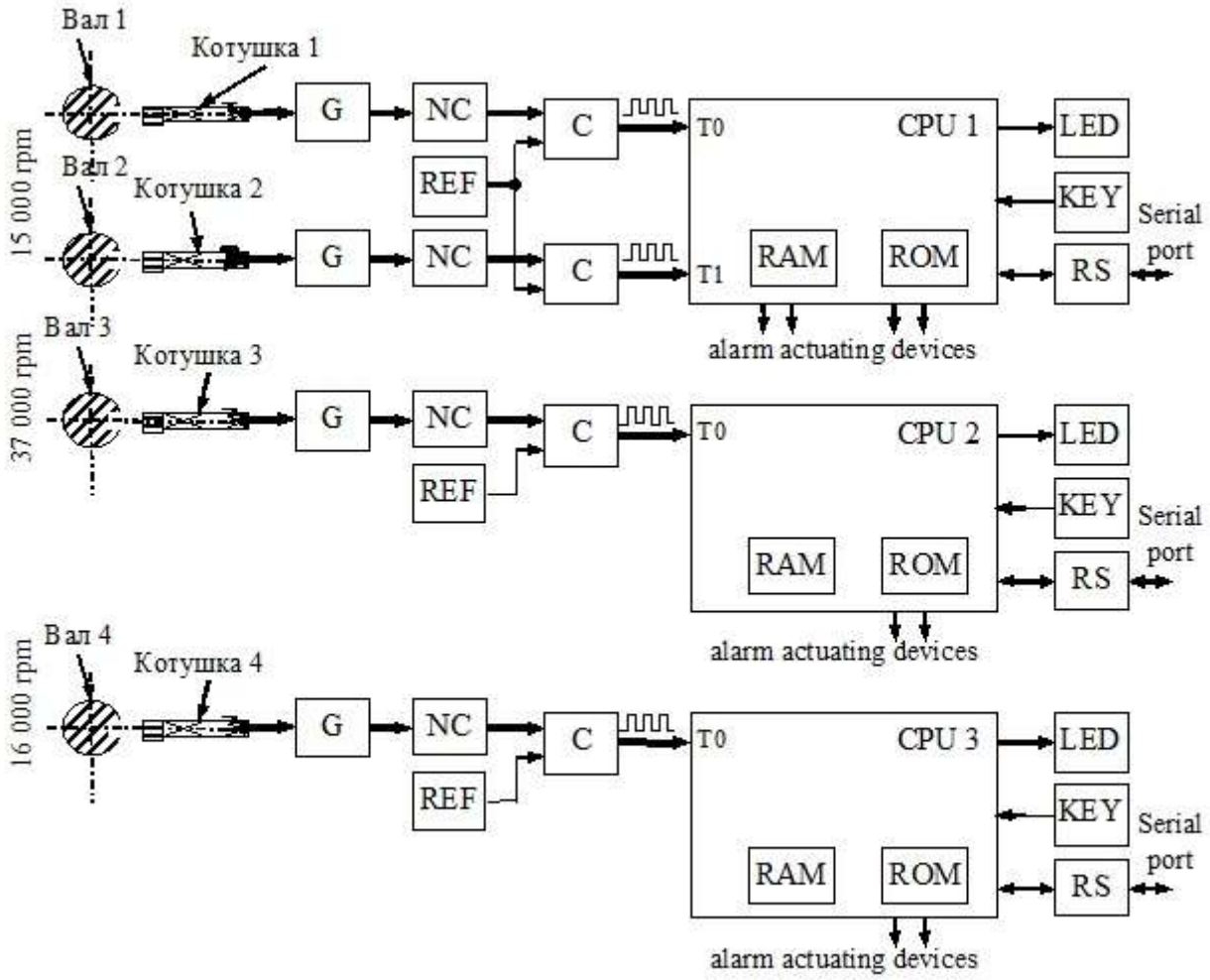


Рис. 1 – Структурна схема модулю вимірювання швидкості обертання валу

Запропонована конструкція датчика не потребує встановлення на вал силової установки будь-яких конструктивних елементів, відстань від датчика до генератора G може складати до 15 m, що значно спрощує загальну конструкцію та розташування модуля на борту. В якості мікроконтролерів застосовуються сучасні промислові RISC-контролери Microchip серії AVR [2].

Висновки. В роботі виконано аналіз конструкції силової установки гелікоптера та методів вимірювання швидкості обертання валів. Запропоновано для вимірювання швидкості обертання валу використовувати безконтактний вихрострумовий метод, виконана розробка та дослідження на моделі структурної схеми багатоканального модулю в якому реалізовано запропонований метод.

Література

1. *Вертолет МИ-24В (МИ-24Д). Техническое описание. В 6-ти книгах. -М.: Машиностроение. 1982.*
2. *Інформаційний ресурс Microchip/ Режим доступу:* http://www.microchip.com

УДК 378.096

КОВАЛЬ К.А., ЗАТОКА С.А.

КОМП'ЮТЕРНА ТРЕНУВАЛЬНА ПРОГРАМА ПОВІРКИ ЦИФРОВОГО ФАЗОМЕТРА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: zavertaluk@ukr.net

Постановка задачі. Повірка засобів вимірювальної техніки є основним елементом забезпечення єдності вимірювань в країні. Це питання вивчається в курсі «Випробування і сертифікація засобів вимірювальної техніки». Розроблення віртуальної роботи з повірки цифрового фазометра зсуву фаз буде використано при виконанні студентами лабораторних робіт з даного курсу.

Основний матеріал. Для розроблення імітаційної моделі вимірювача зсуву фаз використане середовище розробки LabVIEW 2015. Розробка програми в LabView відбувається одночасно в двох вікнах: блок-діаграма та лицьова панель. На лицьовій панелі створюється графічний інтерфейс програми і паралельно ведеться зв'язка інтерфейсу з власне програмою, яка створюється за допомогою спеціальних блоків. Таким чином графічний код програми має вигляд специфічної блок-діаграми. Вимірювальна система створена в LabVIEW має велику гнучкість, в порівнянні зі стандартним лабораторним приладом, тому що вона використовує різноманіття можливостей сучасного програмного забезпечення. І саме ви, а не виробник устаткування, визначає функціональність створюваного приладу.

Віртуальний прилад складається з двох основних частин:

- лицьова панель (Front Panel) є інтерактивним, призначеним для користувача, інтерфейсом віртуального приладу і названа так тому, що імітує лицьову панель традиційного приладу. На ній знаходяться ручки управління, кнопки, графічні індикатори та інші елементи управління (controls), які є засобами введення даних з боку користувача, а елементи індикації (indicators) – вихідні дані з програми. Користувач вводить дані, використовуючи мишу і клавіатуру, а потім бачить результати дії програми на екрані монітора;
- блок-діаграма (Block Diagram) є початковим програмним кодом ВП, створеним на мові графічного програмування LabVIEW-G (Джей).

Розробка дає можливість провести наступні методи повірки:

- контроль вхідної напруги на каналах фазометра;
- визначення похибки вимірювання зсуву фаз при рівних значеннях вхідних напруг;
- визначення похибки вимірювання зсуву фаз при нерівних значеннях вхідних напруг;
- визначення діапазону вимірювання кутів фазового зсуву приладу і роздільної здатності індикатора.

Вкладка «Дослід 1»: контроль вхідної напруги на каналах фазометра.

Вид «Робочого столу» наведено на рис.1.

Перед початком повірки контролюють напругу на входах фазометра за допомогою вольтметра, рис.1.

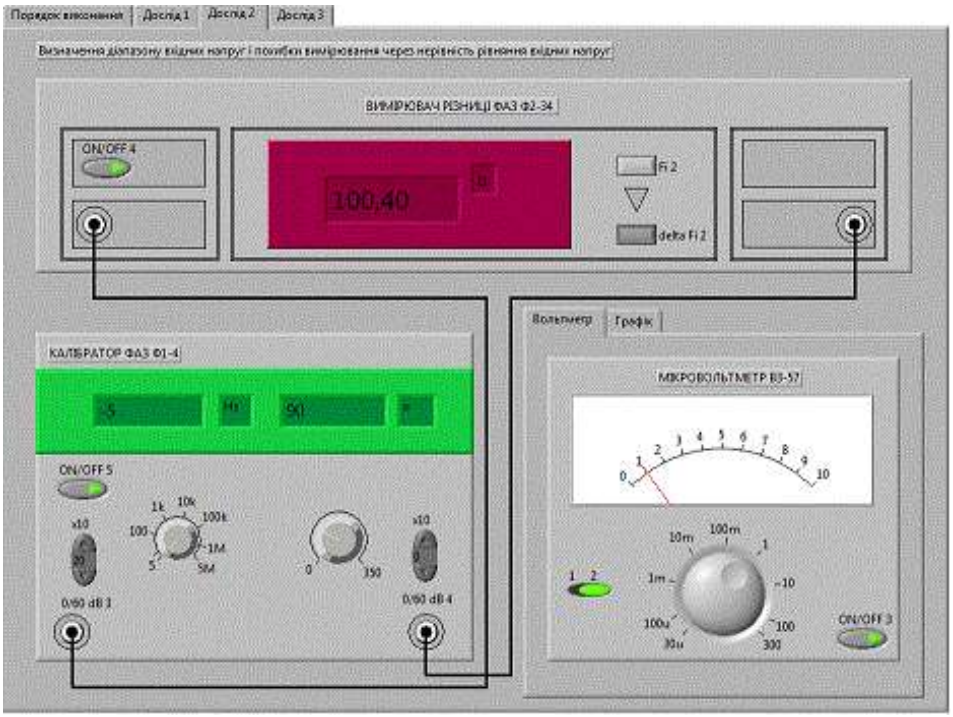


Рис. 1. Контроль вхідної напруги

На робочому столі знаходяться такі моделі: випробувальний вимірювач різниці фаз типу Ф2-34; калібратор зсуву фаз типу Ф1-4; вольтметр типу В9-37; осцилограф; кнопка вибору варіанту; кнопки вибору досліду.

На рис.2 наведено блок-діаграму досліду 1.

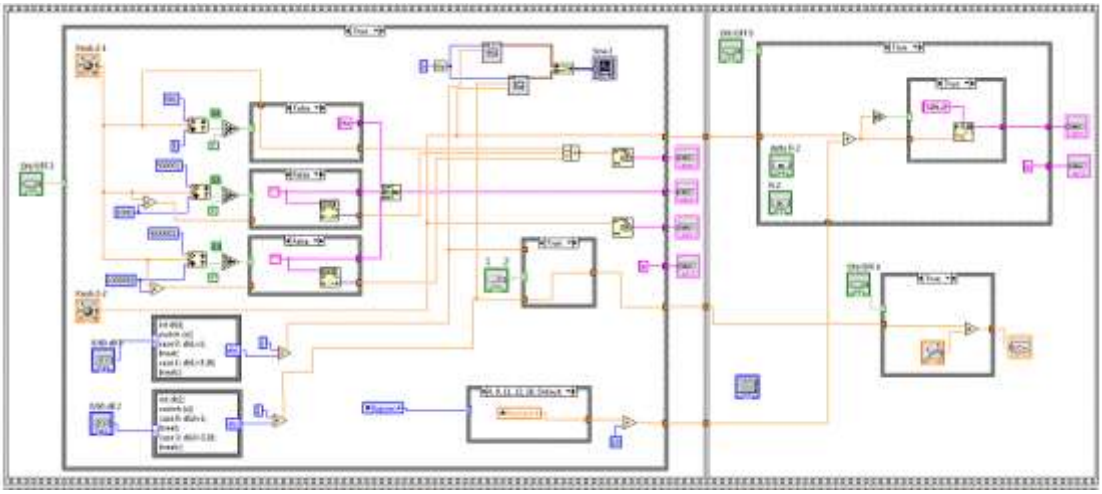


Рис. 2. Блок-діаграма досліду 1

Контроль напруги на входах фазометру проводять на частоті 100 кГц, при зсувах фаз 9, 10, 20, 30, 240, і 350. На кожній частоті проводять три вимірювання і розраховують середнє арифметичне значення. Відношення рівнів вхідних сигналів не повинен перевищувати 6 дБ від більшого сигналу.

Вкладка «Дослід 2»: визначення похибки вимірювання зсуву фаз при рівних значеннях вхідних напруг.

Основну похибку вимірювання зсуву фаз оцінюють методом звірення з мірою зсуву фаз.

Визначення похибки вимірювання зсуву фаз при рівних значеннях вхідних напруг проводять на частотах 0.5 Гц, 1 Гц, 20 Гц, 100 кГц та 5 МГц, при напрузі 1 В і на частотах 5 Гц, 100 кГц та 5 МГц при напрузі 2 мВ, встановлюючи послідовно кути 0 °, 90 °, 180 ° і 270 ° фазового зсуву і визначити відхилення від їх показів фазометра.

Вид «Робочого столу» досліду 2 наведено на рис.3.

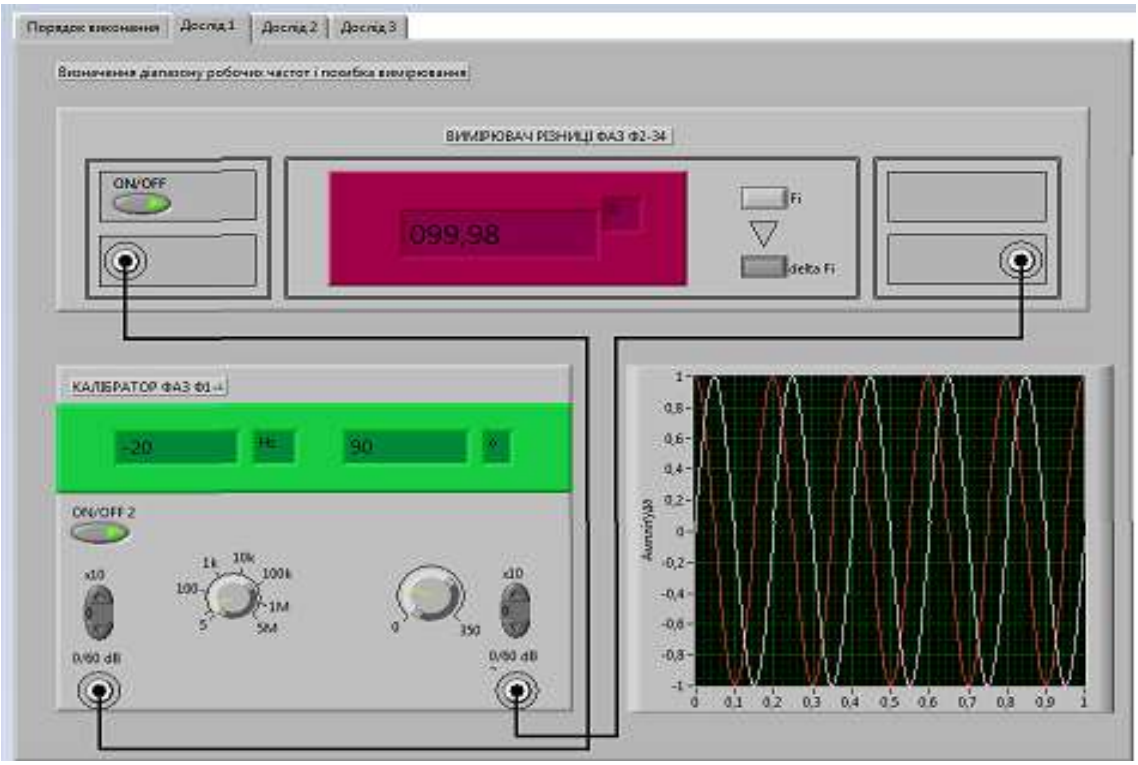


Рис. 3. Вид «Робочого столу» досліду 2

На робочому столі знаходяться такі моделі: випробувальний вимірювач різниці фаз типу Ф2-34; калібратор зсуву фаз типу Ф1-4; осцилограф; кнопка вибору варіанту; кнопки вибору досліду.

Вкладка «Дослід 3»: визначення похибки вимірювання зсуву фаз при не рівних значеннях вхідних напруг. Вид «Робочого столу» наведено на рис.1.

Визначення похибки вимірювання зсуву фаз при нерівних значеннях вхідних напруг проводять на частотах 0.5 Гц, 1 Гц , з ослабленням 20 дБ , 40 дБ і на частотах 5 Гц, 200 кГц, 2 МГц та 5 МГц з ослабленням 20 дБ, 40 дБ, 60 дБ встановлюючи послідовно кути 0 °, 90 °, 180 ° і 270 ° фазового зсуву, визначити відхилення від їх показів фазометра.

Приклад вимірювання похибки фазометра на одній частоті наведено в табл.1

Таблиця 1

Приклад вимірювання похибки фазометра

Частота	Кут зсуву фаз, 0	Показ фазометра, 0
100 кГц	0	9,16
	90	99,98
	180	190,06
	270	280,41

Приклад вимірювання похибки фазометра на одній частоті наведено в табл.2.

Таблиця 2

Результати вимірювання досліду 3.

Частота	Кут зсуву фаз, 0	Показ фазометра при 20 дБ, 0	Показ фазометра при 40 дБ, 0	Показ фазометра при 60 дБ, 0
5 Гц	0	9,18	9,35	10,5
	90	100,40	99,43	100,45
	180	191,53	189,07	189,83
	270	279,81	279,61	280,16

Визначення діапазону вимірювання кутів фазового зсуву приладу і роздільної здатності індикатора. Повіряємі відмітки: від 0 ° – до 360 ° через 10 ° на частоті 100 кГц.

Висновки. Імітаційна модель повірки вимірювача зсуву фаз розроблена для дистанційного навчання студентів за спеціальністю «Метрологія та інформаційно-вимірювальні технології» і в суміжних спеціальностях, які не мають можливості відвідати заняття.

Розроблено імітаційні моделі вимірювача і калібратора зсуву фаз, проведені експериментальні дослідження і отримано необхідні результати.

Розроблена робота дозволяє вивчити особливості повірки вимірювача різниці фаз (фазометра).

Виконана робота буде використана в навчальному процесі.

Література

1. *МИ 1672-87 Методические указания. Государственная система обеспечения единства измерений. Фазометры электронные. Методика поверки*
2. *Е.В.Свиридов, Я.И.Листратов, Н.А.Виноградова Разработка прикладного программного обеспечения в среде . Москва,: Издательство МЭИ,2005 – 50 с.*

УДК 531.383

КОВРОВА А.М.

ДОСЛІДЖЕННЯ КОРЕЛЯЦІЙНИХ ПАРАМЕТРІВ ТРЬОХОСНИХ ДАВАЧІВ ЛІНІЙНОГО ПРИСКОРЕННЯ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: faksva@gmail.com

Вступ. Вихідний сигнал акселерометра має дві основні групи похибок – детерміновані та стохастичні.

Об’єктом дослідження роботи є перша група похибок. До таких похибок акселерометра належать зсув нуля і похибка масштабного коефіцієнта. Для тривісного блока акселерометра (АК) так само характерні похибки, що викликані неортогональністю осей чутливості акселерометричних датчиків. Ці похибки можуть бути виправленні калібруванням на підставі лабораторних вимірювань.

Критерієм успішного калібрування є вимірювання еталонної величини з допустимою похибкою [1], що задається технічним завданням на розробку тривісного акселерометра або іншими нормативними документами на досліджуваний тип акселерометра. Більшість алгоритмів визначення калібрувальних параметрів розроблено на основі методу скалярного калібрування, який отримав свою назву завдяки тому, що як еталон вимірюваної величини покладається скалярна величина.

У розгляданому випадку для тривісного блока АК такою величиною буде прискорення сили тяжіння g у гравітаційному полі Землі.

На сьогодні існує досить велика кількість методик калібрування навігаційних датчиків, де, як еталон для калібрування, використовують скалярну величину [2-13]. У методиках [2-4] розглянуто основні особливості скалярного методу калібрування інерціально-вимірювального модуля. У праці [3] зазначено, що цей метод не висуває жорстких вимог до кутового виставлення випробувального обладнанні. Однак специфікою скалярного способу калібрування є зв’язка в пари окремих кутів неортогональності монтажу інерційних датчиків у тривісному блоці.

Постановка задачі. Стаття присвячена розробці методики, що охоплює процес калібрування і корекцію вихідних сигналів тривісного акселерометра, та оцінці ефективності такої методики на основі експериментальних досліджень, проведених на тривісному поворотному столі.

Модель вихідних сигналів тривісного акселерометра. Чутливий елемент (ЧЕ) серійних акселерометрів складається з маси (ІМ), в корпусі на підвісі різного виконання.

Акселерометри діляться по руху ЧЕ на осьові і маятникові. У осьового акселерометра прямолінійний рух М, в маятникових – кутовий. У акселерометра існує вісь чутливості або вимірювальна вісь, і перпендикулярні їй поперечні осі.

Вісь, в напрямку якої можливе переміщення маси, обумовлене конструкцією підвісу називається чутливою. У корпусі можуть бути встановлені два або три ЧЕ з різними напрямками осей чутливості.

Акселерометр з однією віссю чутливості називається однокомпонентним. Можливе створення просторових підвісів, що дають чутливому елементу дві або три вісі чутливості.

Синтезовано нелінійна математична модель процесу калібрування блоку акселерометрів з використанням точного двоступеневого випробувального стенду, що включає до свого складу 14 невідомих параметрів, з яких: 12 параметрів характеризують інструментальні похибки акселерометрів; 2 параметра характеризують малі похибки виставки випробувального стенду в площині місцевого горизонту.

Введення до складу синтезованої моделі контрольних параметрів, що характеризують похибки виставки випробувального стенду в площині місцевого горизонту спрямовано на забезпечення можливості якісного аналізу ступеня достовірності оцінок інструментальних похибок акселерометрів.

Облік нелінійних складових у складі моделі процесу калібрування забезпечує підвищення точності визначення систематичних складових інструментальних похибок акселерометрів. Проведено аналіз спостережливості параметрів моделі процесу калібрування блоку акселерометрів. Встановлено, що синтезована модель дозволяє істотно розширити можливості інваріантного калібрування блоку акселерометрів і забезпечує можливість визначення всіх невідомих параметрів моделі, що характеризують інструментальні похибки акселерометрів і похибки виставки випробувального стенду.

Отримана модель дозволяє здійснити синтез програм калібрування і побудови ітераційної процедури калібрування блоку акселерометрів з використанням точного двоступеневого випробувального стенду.

За допомогою застосування оптимального алгоритму лінійного оцінювання для нелінійної задачі калібрування синтезована процедура калібрування блоку акселерометрів. На основі комбінування моделі процесу інваріантного калібрування і моделі вимірювань горизонтальних акселерометрів побудована ітераційна процедура калібрування, що забезпечує підвищення точності і достовірності оцінок інструментальних похибок акселерометрів.

У складі синтезованої ітераційної процедури калібрування здійснено облік нерівноточних вимірювальних каналів блоку акселерометрів БИНС, що забезпечує підвищення точності і достовірності оцінок інструментальних похибок акселерометрів.

Проведено чисельне моделювання ітераційної процедури калібрування блоку акселерометрів з використанням пакета прикладних програм MatLab. Встановлено, що запропонована ітераційна процедура калібрування забезпечує точне і достовірне визначення оцінок інструментальних похибок акселерометрів і характеризується високою збіжністю.

Висновки. Після корекції вихідних сигналів тривісного АК за допомогою параметрів, що були отримані калібруванням за викладеною методикою, похибка вимірювання еталонної величини не перевищує допустиму похибку АК такого типу.

Отримані оцінки точності калібрування дають змогу зробити висновок про правильність вибраних рівнянь для моделювання вихідних сигналів тривісного АК. Висока ефективність алгоритму підтверджена експериментальними даними для декількох тривісних блоків акселерометрів через проведення для кожного з них трьох калібрувань.

На основі алгоритму корекції вихідного сигналу АК можна спроектувати ефективну ланку, що від блоків перетворення сигналів акселерометрів значної обчислювальної потужності.

Результати обробки експериментальних даних за наведеною методикою показали, що незважаючи на досить довгий інтервал часу між калібруванням (від 2 до 11 днів), кожен із тривісних блоків АК зберігає характерні особливості розподілу похибок визначення еталонної величини.

Література

1. *Аврутов В.В. Про скалярною калібрування блоку гіроскопів і акселерометрів // Вісник національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут". Серія: Приладобудування. 2010. № 40. С. 10 - 17.*

2. *Аврутов В.В., Головач С. В. Скалярний метод контролю і діагностики инерциально-вимірювального модуля // Вісник національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут". Серія: Приладобудування. 2014. № 48 (2). С. 14 - 20.*

3. *Акімов П.А., Деревянкин А.В., Матасов А.І. Гарантує підхід і l1 - апроксимація в задачах оцінювання параметрів БИНС при стендових випробуваннях. М .: Видавництво Московського університету. 2012. 296 с.*

УДК 621.008.013.01

МАЗУРЕНКО О.В., ПАВЛІШИН М.М.

ІВС МОНІТОРИНГУ ЗМІНИ ПОЛОЖЕННЯ ОБ'ЄКТУ В ПРОСТОРІ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: alex.inflexible@gmail.com

Актуальність. Складні технічні об'єкти ,особливо ті, що мають значні геометричні розміри, втрачають кількісні показники надійності в процесі їх експлуатації. Це обумовлено рядом причин:

- старіння матеріалів, з яких виготовлені об'єкти;
- технологічна «втома» конструкцій, особливо тих, які підлягають різноманітним деформаціям;
- непрогнозованість (збільшення) допустимих зовнішніх навантажень та ін.

Узагальнена структура ІВС та алгоритм її функціонування. Гарантія безпечної експлуатації вимагає наявності інформації про реальний стан об'єкту. Цю задачу може вирішити ІВС, структурна схема якої показана на рисунку 1.

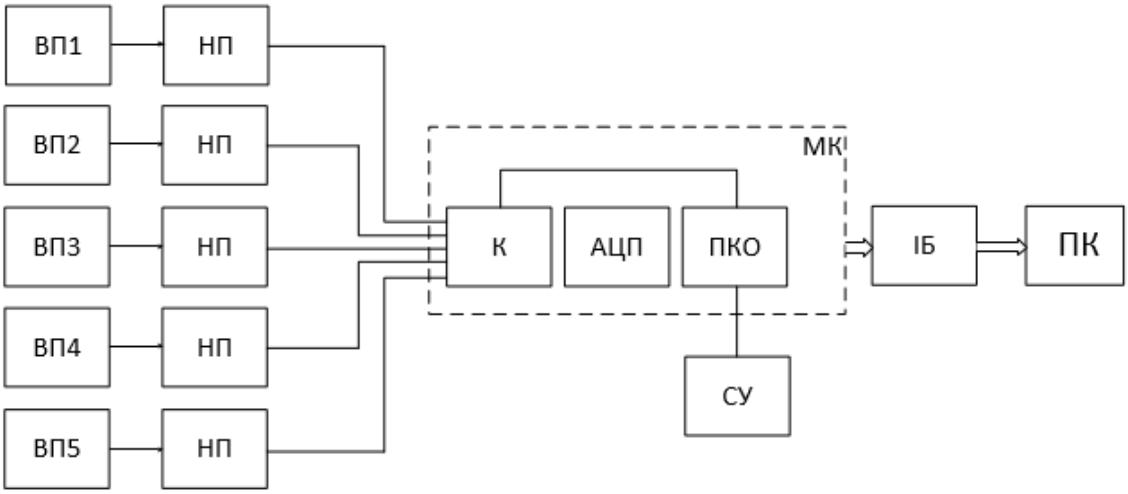


Рис. 1. Структурна схема ІВС: ВП - вимірювальний перетворювач; НП - нормуючий пристрій; К – комутатор; ПКО – пристрій контролю та обробки; МК – мікроконтролер; АЦП- аналогово-цифровий перетворювач; СУ- система управління; ІБ – інтерфейсний блок; ПК – персональний комп'ютер

Короткий опис роботи системи з використанням основних структурних блоків. Система вимірювання положення об'єкта в просторі працює наступним чином: тензометричний датчик встановлюється на кожну опору вежі у встановленому місці, де деформація вежі найбільша та перетворє вхідну величину у напругу. Анемометр встановлюється на останньому технічному поверсі вежі, та перетворює вхідну величину у напругу. Далі сигнал поступає на вхід нормуючого пристрою , де підсилюється до необхідного рівня. Далі на комутатор. Після цього

напруга подається на АЦП , який перетворює його в цифровий код. Отриманий код Nx потрапляє на персональний комп'ютер через інтерфейсний блок.

Важливе значення має вибір первинних вимірювальних перетворювачів. В таблицях нижче наведені порівняльні характеристики вимірювальних перетворювачів які використовуються в даній ІВС. Таблиця 1 містить порівняльні характеристики для датчиків що вимірюють швидкість та напрямок вітру. Таблиця 2 містить порівняльні характеристики для тензорезистивних датчиків.

Таблиця 1

Порівняльні характеристики датчиків вітру

Прилад	Принцип дії	Метрологічні характеристики			
		Абсолютна похибка	Характеристики умов використання ПВП		
			Допустима макс. вологість	Допустима макс. температура	Допустима макс. швидкість вітру
АТТ-1004	Чашковий	3.5%	100%	600 С	100 км/год
М-47	Лапатевий	1.5%	100%	600 С	100 км/год
Extech 451104	Тепловий	1.5%	80%	200 0 С	60 км/год
200-276 Ultrasonic Wind Meter	Ультразвук	1%	80%	500 С	70 км/год
Тропосфера	ПВП тиск	1%	100%	500 С	150 км/год

Таблиця 2

Порівняльні характеристики тензорезистивних датчиків

Прилад	Метрологічні характеристики			
	Абсолютна похибка	Характеристики умов використання ПВП		
		Тип вимірювання	Вплив температури на чутливість на кожні 10 0 С	Діапазон робочих температур
ДОР-3-1	3%	Деформація	3%	0 0 С …+ 40 0 С
Microcell	2%	Розтягнення стискання	1%	- 20 0 С … +40 0 С
B9F	2%	Розтягнення	1%	-20 0 С … +40 0 С
Samcell	1%	Розтягнення стискання	1%	-40 0 С … +80 0 С
ZET 7010 DS	1%	Деформація розтягнення стискання	2%	-40 0 С … +100 0 С

Виходячи з вище наведених таблиць були обрані датчики М-47 та ZET 7010 DS, оскільки ці датчики найкраще підходять для нашої системи. Вони мають досить велику надійність та високу точність.

На рисунку 2 зображено алгоритм роботи ІВС.

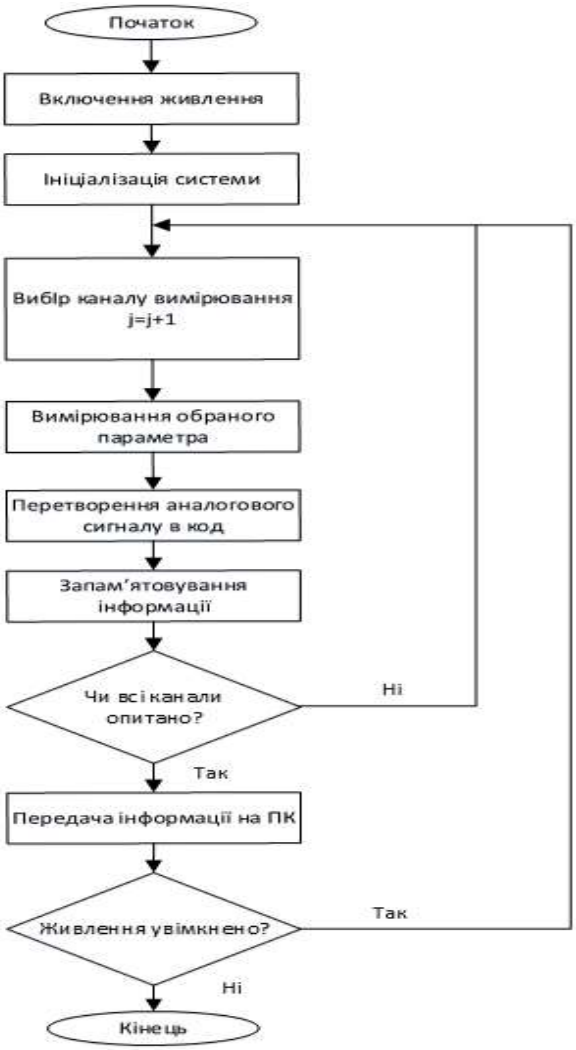


Рис.2. Алгоритм роботи ІВС

Висновки. Проектована ІВС може бути використана, як в промислових, так і в науково-дослідницьких цілях на різноманітних об'єктах ,таких як: телевежі, вітрогенератори, опорні конструкції. Найважливішим при проектуванні таких систем є підбір елементної бази, особливо датчиків, адже системи можуть бути встановлені на об'єктах які знаходяться в специфічних ,або складних погодних умовах, що може привести до збоїв у роботі системи або до неправильних результатів.

Література

1. *Орнатский П.П. «Автоматические измерения и приборы». Высшая школа. Киев. 1986 г.*
2. *Орнатский П.П. «Теоретические основы информационно-измерительной техники». Высшая школа. Киев. 1983 г.*

УДК 519.684.6

МАЙСТРОВИЙ В.В.

РОЗРОБКА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ СИСТЕМИ ПРОГНОЗУВАННЯ ПОГОДНИХ ПОКАЗНИКІВ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: maystrovyy@gmail.com

Вступ. Прогнозування погоди посіло значне місце в області досліджень за останні кілька десятиліть. У більшості випадків дослідники намагалися встановити лінійні залежності між вхідними даними погоди і відповідними їм вихідними даними. Але, на жаль, використовуючи лінійний метод пошуку залежності погодних показників ми отримуємо досить велику похибку прогнозування. Проміжок неточності досить широкий, але в середньому коефіцієнт прогнозування сягає не більше 80 %. Протягом останнього десятиліття вчені змінили свій фокус на нелінійний алгоритм прогнозування. Сьогодні таким методом можна доволі точно спрогнозувати опади. Для цього уже не потрібно такої великої кількості метеорологічних та людських ресурсів. За останні роки зафіксовано більше ніж 100 000 професійних метеостанцій по всьому світу, більше 80 супутників на навколоземній орбіті та біля 1500 станцій радіологічного зондування. Саме ці ресурси дають людству можливість прогнозувати повені, тайфуни, різкі перепади температури та інше. Все це побудовано на циклічних вимірюваннях та усередненні результатів, тобто на лінійній залежності показників. Але, наша атмосфера веде себе по-різному над забудованою місцевістю, в лісі, біля озер, промисловій зоні. Тому актуальною є нелінійна модель, яка дозволяє нам аналізувати інші дані, як ось, наприклад, як довго ваш кіт сьогодні лежав на батареї – якщо він відчуває на завтра заморозки, він буде лежати довше, або інформацію, яку добре знають серфери – якщо сьогодні занадто червоний захід сонця - то завтра буде висока хвиля. Всі ці параметри мають свій коефіцієнт впливу на прогнозування і кожен з них залежить ще від тисячі факторів, але завдяки накопиченому досвіду, петабайтам інформації про атмосферу та штучним нейронним мережам (ШНМ) ми можемо робити це краще.

Мета. Метою даної роботи є розробка інтелектуальної системи прогнозування погодних показників шляхом побудови моделі нейронної мережі. Система повинна мати інтуїтивно-зрозумілий інтерфейс, за допомогою якого, оператор зможе слідкувати за прогнозами в режимі реального часу. В рамках роботи були проаналізовані погодні показники за останні 30 років по місту Київ з проміжками в 1 годину.

Висновки. В результаті роботи була розроблена структурна схема системи, її програмно-алгоритмічний комплекс у вигляді клієнт-серверного додатку. Проведені дослідження підтвердили можливість прогнозування погодних показників з дотриманням похибок, які лежать в межах припустимих норм.

Література

1- Крупномасштабные динамические процессы в атмосфере/ Под ред. Б. Коскинса, Р. Пирса. М.: Мир, 1988. 428 с

УДК 004.932.75, 004.4'236, 004.942

МАЛЬОВАНИЙ А.О.

РОЗРОБКА СКАНУЮЧОЇ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: tohafastov2014@gmail.com

Вступ. Майже на всіх промислових етапах виробництва підтримка заданої температури є фактором, що забезпечує технологічний процес і якість продукції. Безконтактні інфрачервоні термометри при цьому отримали широку відомість в якості вимірювальної техніки, оскільки вони не впливають на об’єкт вимірювання. На сьогоднішній день існує ряд систем, що вирішують подібну задачу: інфрачервоний термометр Dwyer IR7 DualLaser; професійний пірометр з відеокамерою ThermoSpot-Vision; пірометр Optris CSmicro LT. Основними недоліками цих систем є: складність програмної та апаратної реалізації; висока вартість. Тому створення системи, що не потребує великих апаратних і програмних затрат є актуальним завданням.

Мета. Метою даної роботи є розробка системи для безконтактного вимірювання температури в різноманітних промислових поверхнях. Система повинна мати широкий діапазон вимірювання при достатньо високій точності. Також ця система має бути стійкою до зовнішніх впливів, а саме до високих температур, тиску чи вологості. Пристрій має передавати результат вимірювання як на дисплей для вимірювання в реальному часі, так і на комп’ютер для подальшого запису та обробки результаті вимірювання.

Результати розробки та досліджень. В рамках роботи була розроблена структурна цифрового пірометра, яка працює наступним чином. Інфрачервоне світло, що випромінює нагріте тіло, потрапляє на лінзу датчика, де перетворюється на електричний сигнал, що нормується до рівня 0-5 V за допомогою нормуючого пристрою та поступає на вхід аналогово-цифрового перетворювача (АЦП). Потрапляючи в АЦП нормована напруга перетворюється в цифровий код (Nx). Цифровий код Nx з виходу АЦП передається в мікроконтролер, який опрацьовує отримані данні від АЦП і передає цифровий код Ny на цифровий відліковий пристрій. За допомогою клавіатури можна перемикати режими показу температури в °C/°F, вмикати підсвітку диплею та вмикати допоміжний лазерний вказівник для полегшення прицілювання.

Висновки. В результаті роботи була розроблена структурна, функціональна та принципіальна схема цифрового пірометра. Розглянуті похибки пристрою. Розроблена система є досить точною, простою та недорогою по вартості.

Література

1- *Дымников В.П., Филатов А.Н. Основы математической теории климата. М.: ВИНИТИ, 1994.256с*

УДК: 536

МИКИТИН І.В., НАЗАРЕНКО О.О.

МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ НИЗЬКИХ ТЕМПЕРАТУР

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: irkaqoor@gmail.com

Вступ. Останнім часом широко використовуються низькі температури в різних областях техніки, наприклад, для інтенсифікації металургійних процесів, у виробництві рідкого азоту (для хімічної промисловості), у відділенні негорючих складових природного газу, його зберігання в великих кількостях і далеких перевезеннях морським транспортом і т. і. Значну роль відіграє рідкий азот у тваринництві та у консервній промисловості. В даний час ми стоїмо на порозі істотних змін в електротехніці, в ядерній енергетиці і транспорті, заснованих на використанні надпровідності. Великі області наукових досліджень в даний час не можна собі уявити без застосування низьких температур. Зокрема, це фізика твердого тіла, ядерна фізика та фізика високих енергій, різні області радіо- і СВЧ-техніки. Тому великого значення набувають чутливі вимірювальні прилади й інша апаратура з надпровідними елементами.

Аналіз існуючих публікацій. У своїй статті В.В. Мірошніков (д-р. тех. наук, проф., ВНУ ім. Даля, завідуючий кафедри "Прилади" (м. Луганськ)) та А.І. Котуза (начальник відділу НПЦ "Техдигаз" ДК "Укртрансгаз" (м. Харків) під назвою «Огляд існуючих методів і засобів вимірювання температури» розгядають контактні (терморезистивний, термоелектричний, термомагнітний, термочастотний, термошумовий) та безконтактні (пірометричний, термографія, електо-гомагнітні) методи вимірювання температури. Відповідно до проведеного аналізу основних перевагах та недоліків вищезазначених методів, обрано для подальшого дослідження терморезистивний метод [1]. Вимірювання з використанням цього методу здійснюється за допомогою термометрів опору (прилади, принцип дії яких грунтується на властивості матеріалів змінювати лектричний опрі під впливом температури). Провідники в таких вимірюваннях називаються терморезисторами, а напівровідники – термісторами. Для вимірювань температури за допомогою термометрів опору використовують, здебільшого, зрівноважені мостові кола. Термометри опору вмикаються в плече моста, яке прилягає до реохорда. Незрівноважені мости застосовуються в пристроях вимірювання температури рідше ніж зрівноважені. До недоліків незрівноважених мостів належить нелінійність їх функції перетворення, залежність вихідної напруги від напруги джерела живлення.

Постановка задачі. Виникає потреба у вдосконаленні терморезистивного методу з метою покращення точності вимірювання низьких температур.

Аналіз існуючого методу. Найчастіше для вимірювання опору в термометрії застосовують мостові схеми. Розглянемо схему роботи автоматичного врівноваженого мосту. На рис.1 дана принципова схема автоматичного урівноваженого моста. У вимірювальну схему входять: R1, R2 и R3 – резистори, що утворюють три плеча мостової схеми, четверте плече утворено опором Rt термометра; Rр – реохорд; Rш – шунт реохорда, який слугує для корегування Rр до заданного нормованого значения; RП – резистор для установки діапазону вимірювання; RД – додатковий резистор для підгону початкового значення шкали; RБ – баластний резистор в ланцюгу живлення для обмеження струму; RП – резистори для підгонки опору лінії до певного значення. Т0 – струмовідвід; С1 і С2 – конденсатори створюючі необхідний фазовий зсув (90) між магнітними потоками обмотки збудження і керуючої обмотки і необхідну напругу на обмотці збудження; С3 – конденсатор, включений паралельно керуючій обмотці реверсивного двигуна, шунтує її для компенсації індуктивною складовою струму в цій обмотці. СД – двигун для переміщення діаграмної каретки друкувального пристрою. Всі резистори виготовляються з манганінового дроту, отже, коливання температури повітря не впливають на значення опорів цих резисторів [2]. Термометр опору підключений до мосту за трьохпровідниковою схемою. Вимірювання і запис температури відбуваються в такий спосіб. Зміна опору терморезистора Rt порушує рівновагу мостової схеми, і в діагоналі АВ мосту виникає напруга неузгодженості, яка надходить на вхідний трансформатор, потім посилюється підсилювачем до значення, достатнього для приведення в дію реверсивного двигуна РД. Вихідний вал двигуна, обертаючись в ту чи іншу сторону в залежності від знака сигналу неузгодженості, переміщує движок реохорда і перо самописця СП. При досягнення рівноваги мостової схеми вихідний вал двигуна зупиняється, а движок реохорда, покажчик і перо самописця займають положення, відповідне вимірюваному опору термометра, а отже, температурі вимірюваного об'єкта [3].

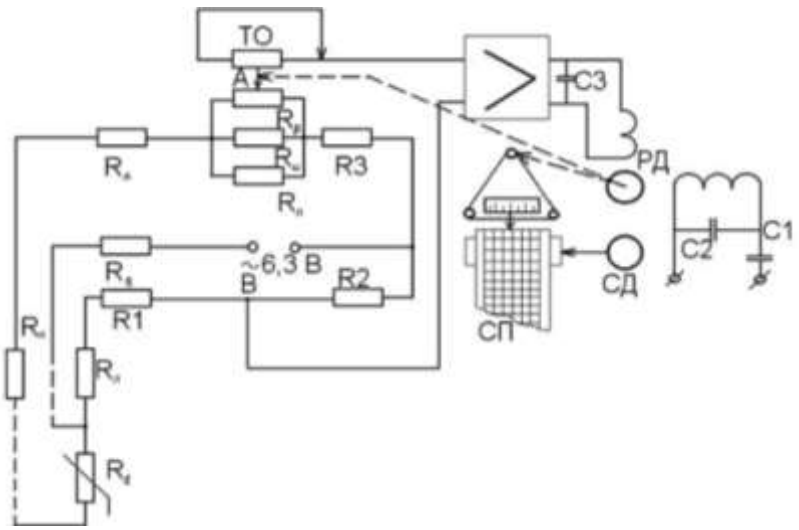


Рис. 1. Принципова схема автоматичного урівноваженого мосту

Огляд та доведення нового методу. Новий метод вимірювання температури, що розглядається в даній роботі, увібрав в себе всі переваги і виключає недоліки інших схем. За принципом дії схема аналогічна мостовій схемі вимірювання температури. Вона будується на двох операційних підсилювачах (рис. 2).

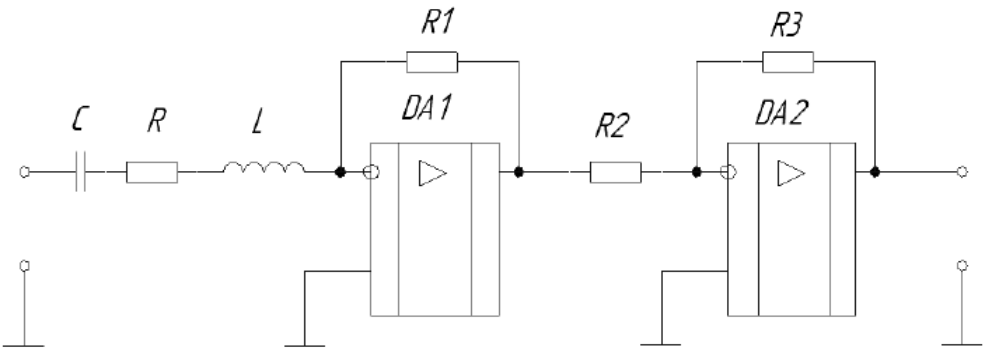


Рис. 2. Функціональна схема нового пристрою

Розглянемо Функції передачі даної схеми.

Функція передачі першого операційного підсилювача:

$$W_1 = \frac{R1}{R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L}, \tag{1}$$

Функція передачі другого операційного підсилювача:

$$W_2 = \frac{R_3}{R_2}, \tag{2}$$

Функція передачі розімкнутої системи:

$$W_{раз} = W_1 \cdot W_2 = \frac{R1 j\omega C}{Rj\omega C + 1 - \omega^2 LC} \cdot \frac{R_3}{R_2}, \tag{3}$$

Функція передачі замкненої системи:

$$W_{зам} = \frac{-j\omega CR1R3}{\omega^2 R2LC - j\omega CR2R + j\omega CR1R3 - R2}, \tag{4}$$

Складемо характеристичне рівняння системи: :

$$Y = j\omega^2 R2LC + R2RC\omega - R1R3C\omega - jR2, \tag{5}$$

З характеристичного рівняння виділимо дійсну і уявну частини:

дійсна $$\mathrm{Re} = \omega^2 R2LC - R2, \tag{6}$$

уявна $$\mathrm{Im} = R2RCj\omega - R1R3Cj\omega, \tag{7}$$

Прирівнюючи дійсну частину характеристичного рівняння до нуля отримаємо:

$$R2RCj\omega - R1R3Cj\omega = 0, \tag{8}$$

$$R2R = R1R3, \tag{9}$$

Вираз подібно виразу рівноваги в мостовій схемі описує умову сталості вихідної амплітуди.

Припустимо, що в якості терморезистора ми будемо використовувати резистор R3. Під впливом температури резистор R3 буде змінювати свій опір, при зміні опору буде змінюватися коефіцієнт посилення операційного підсилювача, внаслідок чого зміниться амплітуда вихідного сигналу. За амплітудою вихідного сигналу можна судити про те що схема вийшла зі стану рівноваги, і змінюючи значення опору R2, при заздалегідь відомих і точно встановлених значеннях R і R1, ми можемо судити про зміну опору R3 і, відповідно, про температуру вимірюваного середовища.

Ідеальний операційний підсилювач являє собою фільтр з нескінченно вузькою смугою пропускання і нескінченно великим коефіцієнтом підсилення. Оскільки дана схема працює в режимі автогенерації, частота роботи задається коливальним контуром RLC. Сигналом про те, що схема вийшла зі стану рівноваги є зміна амплітуди, але частота роботи схеми залишається незмінною. Виходить, що в нашому випадку і генератор і вимірювач рівноваги працюють з однаковою частотою.

Висновок. Внесення коректив до схеми терморезистивного вимірювача шляхом заміни автоматичного врівноваженого мосту на схему побудовану на основі операційних підсилювачів дало змогу підвищити точність вимірювання низьких температур. Одним з важливих переваг розробленої схеми в порівнянні з мостовою є малий струм, що проходить через терморезистор. Малий струм обумовлює меншу потужність розсіювання на чутливому елементі, отже менше нагрівання терморезистора і менший вплив на результат вимірювання.

При використанні малих струмів в вимірювальних схемах можна застосовувати з'єднувальні дроти з меншою площею поперечного перерізу. Відповідно використання проводів з меншою площею поперечного перерізу призводить до того, що істотно знижується маса сполучних проводів, а отже знижується їх теплоємність, зменшується теплообмін проводів з навколишнім середовищем, знижується вплив температури навколишнього середовища, що підводиться до своїх достатків сполучних проводів, на результат вимірювання.

Література

1. *Обзор существующих методов и средств измерения температуры [Текст] / Мирошников В.В., Котуза А.И. // Сборник научных трудов "Вестник НТУ "ХПИ" : Автоматика та приладобудування №31 - Вестник НТУ "ХПИ", 2008. - ISSN 2079-083x*
2. *Кулаков М.В. Технологические измерения и приборы [Текст] / Кулаков М.В.; ред. О.В. Маргулис. – К. : Машиностроение., 1983. – с. 68-81.*
3. *Технологические измерения и контрольно-измерительные приборы : [учебник] / А. П. Подкопаев. - Москва : Недра, 1986. – с.294.*

УДК 378.096

МОГОЛІВЕЦЬ Ю.І., ЗАТОКА С.А.

КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПОВІРКИ ЕЛЕКТРОННОГО ОСЦИЛОГРАФУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: zavertaluk@ukr.net

Постановка задачі. В програму підготовки бакалаврів за напрямом «Метрологія та інформаційно-вимірювальні технології» входить курс «Випробування і сертифікація засобів вимірювальної техніки». Представлена робота зроблена на замовлення кафедри інформаційно-вимірювальної техніки і виконується у рамках написання дипломної роботи бакалавру. Електронний осцилограф є поширеним приладом, який застосовується в практичній діяльності спеціалістів, які розробляють,налагоджують і ремонтують різні прилади. Повірка засобів вимірювальної техніки є основним елементом забезпечення єдності вимірювань в країні. Виконання студентами лабораторних робіт дає можливість набути навичок повірки різних засобів вимірювальної техніки.

Основний матеріал. Для створення дистанційних навчальних програм використовуються різноманітні програмні середовища і пакети програм. Одним із якісних і надійних програмних компонентів є продукт компанії National Instruments пакет LabVIEW. Дана імітаційна модель створена в середовищі LabVIEW 2014. Розробка дає можливість провести наступні операції повірки:

- визначення основної похибки калібратора амплітуди осцилографу і тривалості;
- визначення основної похибки вимірювання напруги;
- визначення ширини лінії променя;

Віртуальний прилад складається з двох основних частин:

- лицьова панель (Front Panel) – є інтерактивним призначеним для користувача інтерфейсом віртуального приладу і названий так тому, що імітує лицьову панель традиційного приладу. На ній знаходяться ручки управління, кнопки, графічні індикатори та інші елементи управління (controls), які є засобами введення даних з боку користувача, а елементи індикації (indicators) – вихідні дані з програми. Користувач вводить дані, використовуючи мишу і клавіатуру, а потім бачить результати дії програми на екрані монітора;
- блок-діаграма (Block Diagram) – є початковим програмним кодом ВП, створеним на мові графічного програмування LabVIEW-G (Джей).

Компонентами блок-діаграми є: віртуальні прилади нижчого рівня, вбудовані функції LabVIEW, константи і структури управління виконанням програми. Для того, щоб створити зв'язок між ними, ви повинні намалювати відповідні провідники (wires). Об'єкти на лицьовій панелі представлені на блок-діаграмі у

вигляді відповідних терміналів (terminals), через які можуть поступати від користувача в програму і назад.

Імітаційна модель складається з 3 вкладок, які містять наступні макети:

1. Вкладка «Дослід 1» – визначення основної похибки калібратора, амплітуди осцилографу і тривалості . На цій вкладці знаходяться : осцилограф (рис. 1); установка для повірки вольтметрів В1-8 (рис. 2); частотомір Ч3-36 (рис. 3).

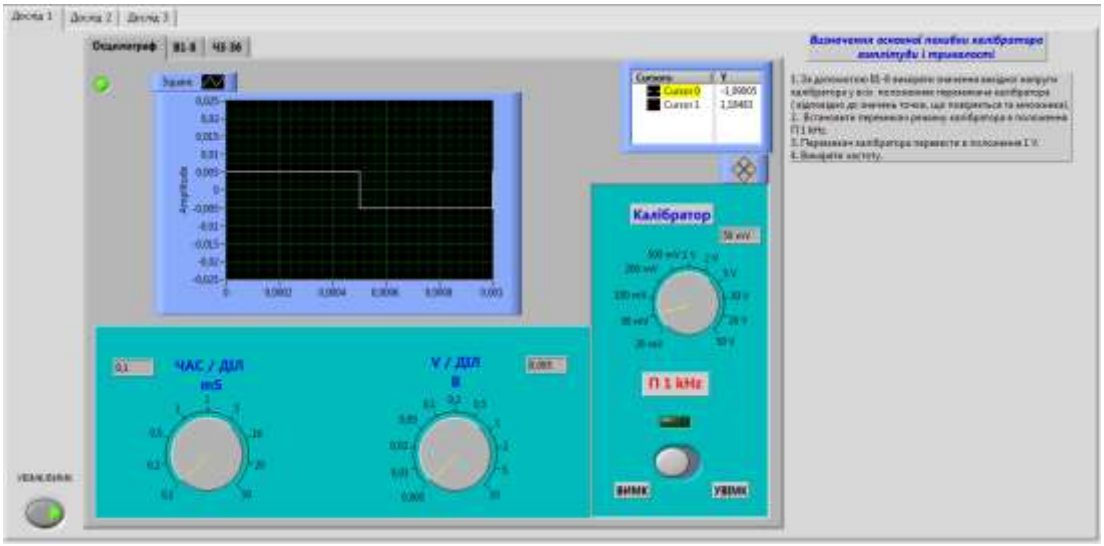


Рис. 1. Макет осцилографа

На моделі в окремому віконці показано значення напруги і порядок виконання досліду – у верхньому правому куті.

На моделі установки справа наведено точне значення відтвореної напруги, так як шкала приладу має аналоговий вихід і важко зімітувати точний відлік. Також наведено порядок виконання досліду – у верхньому правому куті, (рис.2).

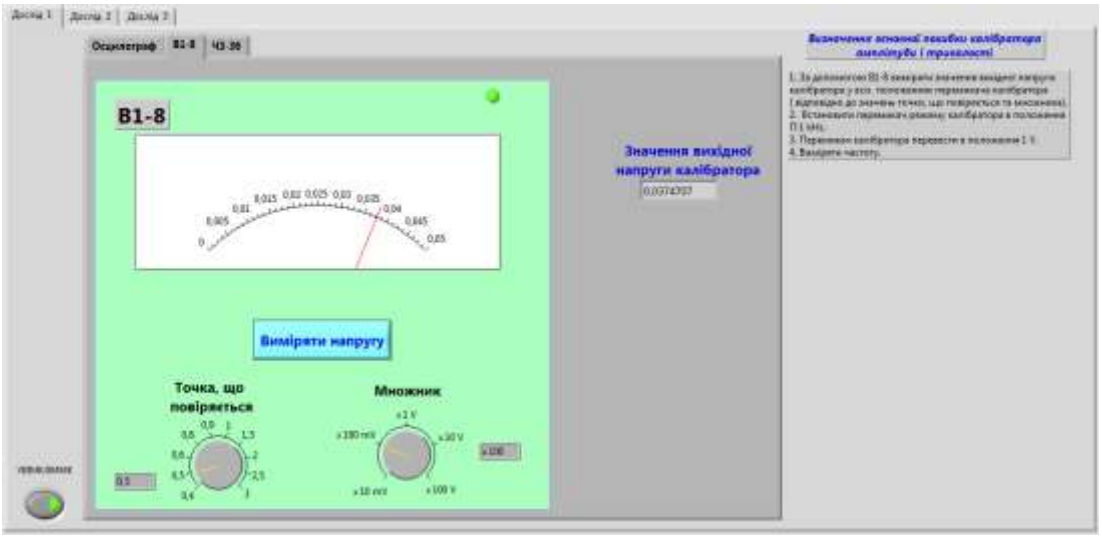


Рис. 2. Макет установки для повірки вольтметрів В1-8

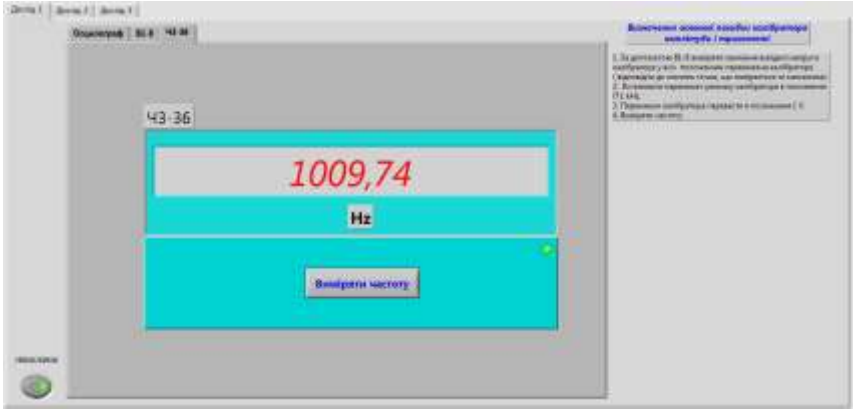


Рис. 3. Макет частотоміра Ч3-36

На (рис. 4) наведено блок-діаграма досліду 1.

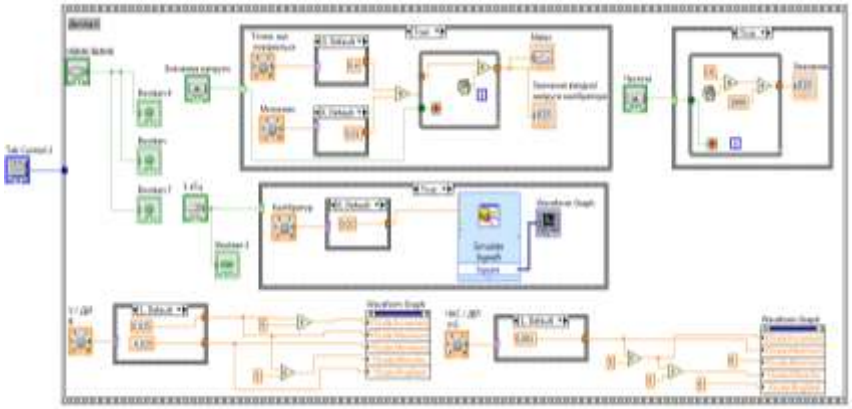


Рис. 4. Блок-діаграма досліду 1

2. Вкладка «Дослід 2» – визначення основної похибки вимірювання напруги. Похибку вимірювання напруги виконують методом прямих вимірювань. На вкладці знаходяться такі макети: осцилограф (рис. 5); генератор сигналів (рис. 6); установка для повірки вольтметрів В1-8.

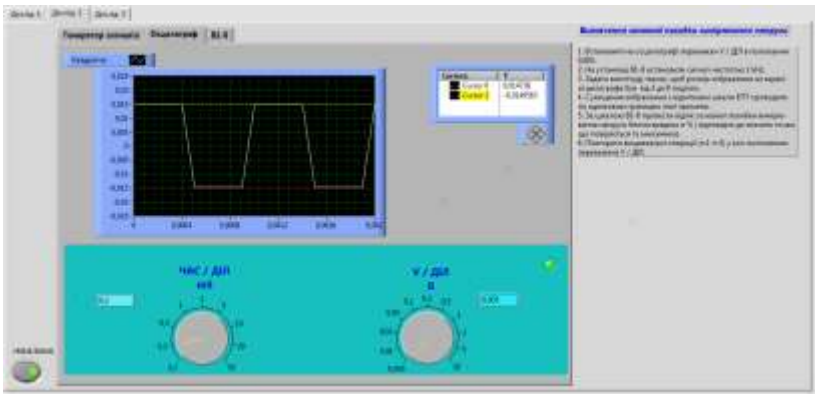


Рис. 5 Модель осцилографу

На моделі установки зліва наведено точне значення відтвореної напруги, і порядок виконання досліду – у верхньому правому куті.

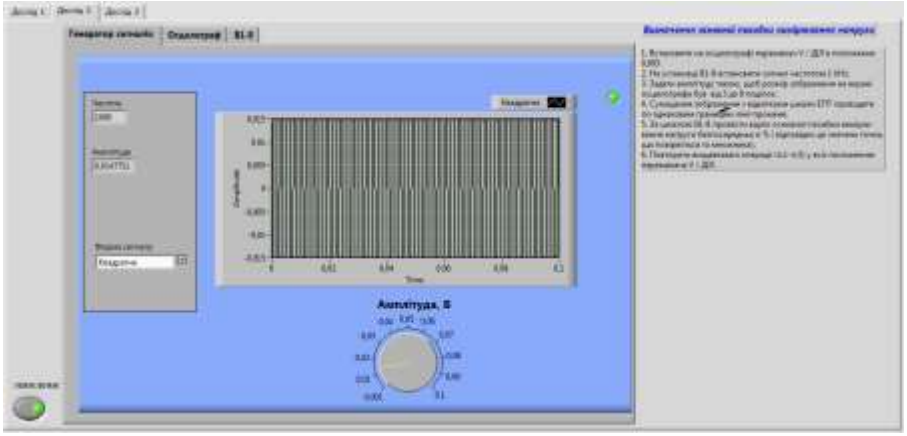


Рис. 6 Модель генератора сигналів

На моделі генератора сигналів є вікна: вибору виду сигналу, частоти, плавне регулювання напруги і у відповідному вікні точне значення. Наведено в окремому вікні порядок проведення досліду.

На (рис. 7) наведено блок-діаграму досліду 2.

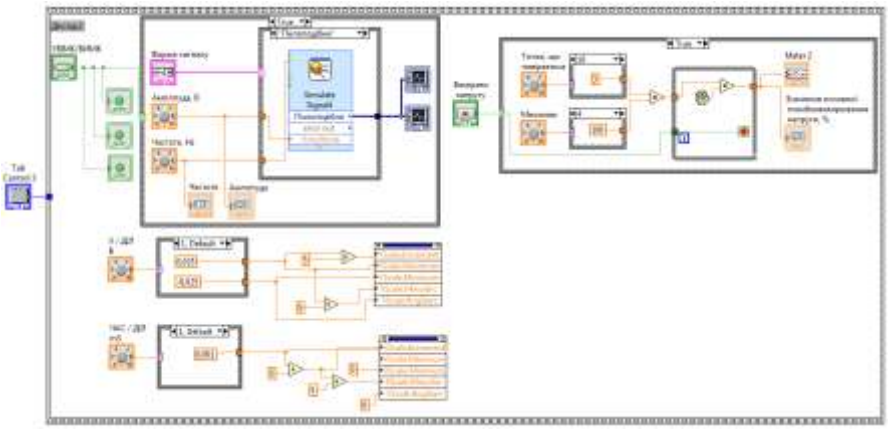


Рис. 7 Блок-діаграма «Досліду 2»

3. Вкладка «Дослід 3» Визначення ширини лінії променя – визначення ширини лінії променя у вертикальному напрямі визначають методом опосередкованих вимірювань.На вкладці знаходиться макет осцилографа (рис. 8) генератора.

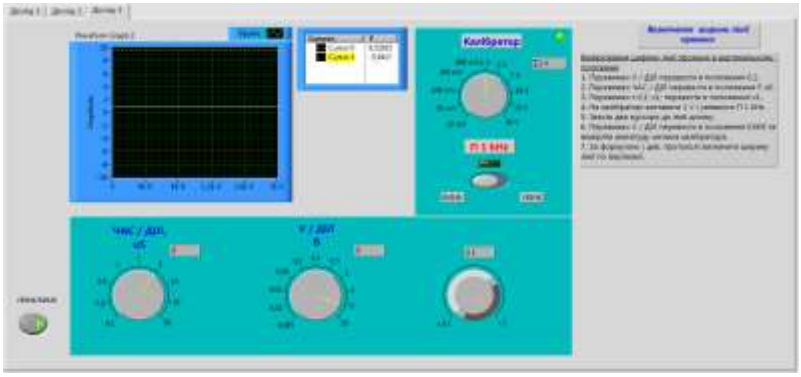


Рис. 8 Модель осцилографа

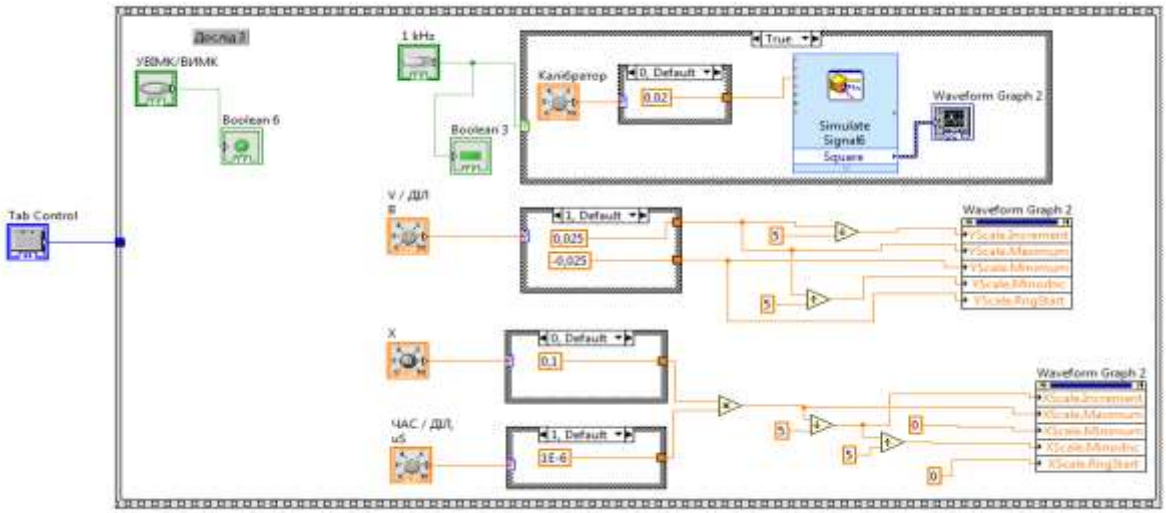


Рис. 9 Блок-діаграма «Досліду 3»

Таблиця 1

Результати вимірювання досліду 2.

Положення перемикача V / ДІЛ	Амплітуда, В	Значення основної похибки вимірювання, %
0,005	0,015	0,0041
0,01	0,028	0,0015
0,02	0,055	0,0115
0,05	0,133	0,0337
0,1	0,292	0,0796
0,2	0,577	0,1504
0,5	1,549	0,4293
1	3,141	0,1535
2	5,861	1,1485
5	14,114	1,8665
10	27,682	4,3376

Висновки. Імітаційна модель розроблена для дистанційного навчання студентів за спеціальністю «Метрологія та інформаційно-вимірювальні технології» і в суміжних спеціальностях, які не мають можливості відвідати заняття. Розробка дає можливість реалізувати вимірювальний експеримент-повірку електронного осцилографа.

Література

1. *ГОСТ 8.311-78 ГСИ Осцилографи електронно-променеві універсальні. Методи і засоби повірки.*
2. *ДСТУ-Н РМГ 51:2006 Документи на методики повірки засобів вимірювань. Основні положення. Організація і порядок проведення.*
3. *Магда Ю.С. LabVIEW:Практичний курс для інженерів і розробників.-М.:ДМК Пресс, 2012.-208 с.*

УДК: 681.552.6

НАЗАРЕНКО О.О., МИКИТИН І.В.

СИСТЕМА МОНІТОРИНГУ ТА КОНТРОЛЮ ТЕПЛОСПОЖИВАННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ АЛЬТЕРНАТИВНИХ ДЖЕРЕЛ ЕНЕРГІЇ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: nazarenkooleg17@gmail.com

Вступ. Теплова енергетика України у XXI столітті опинилася перед необхідністю вирішення проблеми ресурсного забезпечення. Колись найдешевше паливо – природний газ – перейшло до розряду дефіцитних, за песимістичними прогнозами вичерпання його світових запасів прогнозується вже в 2040-2050 роках. Внаслідок цього має місце стійка тенденція зростання вартості природного газу, а відповідно теплової та електричної енергії. Зменшення дефіциту природного газу за рахунок використання традиційних викопних палив також має свої обмеження через зростання вимог до зменшення викидів в атмосферу парникових газів.

Одним з перспективних напрямів розвитку світової енергетики є використання відновлюваних джерел енергії, що знімає ряд обмежень, пов’язаних з використанням традиційних палив.

Відновлювана енергетика сьогодні одна з галузей світової енергетики, яка найбільш стрімко розвивається. Згідно Директив Європейської комісії до 2020 року частка відновлюваних джерел енергії в ЄС має підвищитись до 20 %. При цьому кількість викидів парникових газів має зменшитись щонайменше на 20 % (в порівнянні з рівнем 1990 року), а ефективність використання енергії має збільшитись на 20 %.

Ще однією проблемою теплоенергетики є відсутність моніторингу та неефективне керування теплопостачанням та теплоспоживанням будівель, що призводить до понад 40 % втрат теплової енергії. Для підвищення енергоефективності теплоспоживання, насамперед необхідне впровадження сучасних систем моніторингу та керування теплоспоживанням (рис. 1), диверсифікація джерел постачання енергоносіїв, в тому числі і використання відновлювальних джерел енергії.

Тому, розроблення і вдосконалення методів та засобів оптимізації моніторингу та керування теплоспоживанням з частковим використанням відновлюваних джерел енергії є актуальним науково-прикладним завданням.

Аналіз існуючих публікацій. Аналіз існуючих засобів керування теплоспоживанням [1-5], виявило низку недоліків та обмежень, на підставі чого було запропоновано розширений перелік функцій, які забезпечать ефективне керування теплоспоживанням, а саме:

– використання різних законів регулювання в залежності від об’єктів теплоспоживання;

– використання не тільки типових метеозалежних графіків, а й можливість їх коригування з урахуванням особливостей об’єктів теплоспоживання;

– розширення можливостей корекції теплового графіку залежно від часу доби, дня тижня, вихідних тощо;

– можливість введення додатково функції лічильника теплової енергії;

– використання мінімаксного критерію регулювання теплоспоживанням для підтримання заданої температури в приміщеннях, за умови мінімізації споживання теплової енергії від мережі централізованого теплопостачання, підтримання мінімально допустимої температури під час відсутності людей у приміщеннях тощо;

– зменшення використання теплоти від мережі централізованого теплопостачання за рахунок використанням альтернативних джерел енергії.

Постановка задачі. Для реалізації вищенаведених функцій, необхідно вирішити наступні завдання:

– розробити імітаційну модель, яка описала б процес теплообміну в будівлі за умови комбінованого теплопостачання з використання теплоти зовнішнього теплоносія від системи теплопостачання та альтернативних джерел енергії, в стаціонарному, та в динамічному режимах;

– дослідити функціонування блоку керування для оптимізації процесу керування теплоспоживанням з урахуванням теплової інерційності будівлі;

– створити експериментальний стенд системи керування теплоспоживанням будівель при комбінованому теплопостачанні з використанням традиційних енергоресурсів і сонячної енергії та провести його дослідження.

Викладення основного матеріалу. Математична модель в динамічному режимі реалізована методом електричної аналогії (рис. 2) [6]. Електричні напруги та струми в запропонованій моделі відповідають температурі та тепловому потоку, а опори та конденсатори – термічним опорам та теплоємності. Джерела напруги імітують джерела теплоти заданої температури.

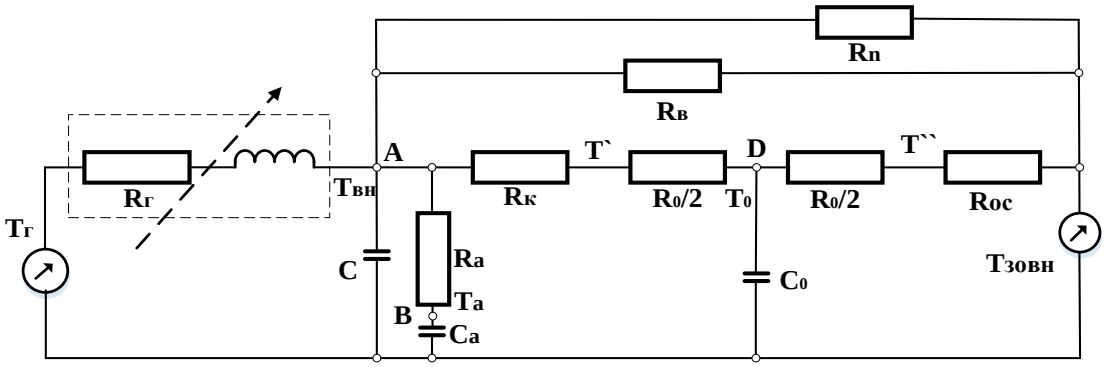


Рис. 2. Еквівалентна схема системи теплоспоживання

Для вузлів A, B, D еквівалентної схеми (рис. 2) отримують диференціальні рівняння балансу теплових потоків:

$$C\frac{dT_{\text{вн}}}{d\tau}=\frac{T_{\text{г}}-T_{\text{вн}}}{R_{\text{г}}}-\frac{T_{\text{вн}}-T_0}{R_{\text{к}}+\frac{R_0}{2}}-\frac{T_{\text{вн}}-T_a}{R_a}-\frac{T_{\text{вн}}-T_{\text{зовн}}}{R_{\text{в}}}-\frac{T_{\text{вн}}-T_{\text{зовн}}}{R_{\text{п}}}$$

$$C_a\frac{dT_a}{d\tau}=\frac{T_{\text{вн}}-T_a}{R_a},$$

$$C_0\frac{dT_0}{d\tau}=\frac{T_{\text{вн}}-T_0}{R_{\text{к}}+\frac{R_0}{2}}-\frac{T_0-T_{\text{зовн}}}{R_{\text{ос}}+\frac{R_0}{2}},$$

де C, C_a, C_0 – теплоємність внутрішнього повітря, внутрішніх акумуляторів, огородження відповідно, $T_{\text{г}}$ – температура на вході опалювального пристрою, T_0 – середня температура огороджувальної конструкції, T_a – температура внутрішніх акумуляторів, $R_{\text{г}}$ – тепловий опір опалювального приладу, $R_{\text{к}}$, $R_{\text{ос}}$ – конвективні опори теплообміну, R_a – тепловий опір конвективного теплообмінну між внутрішнім повітрям та внутрішніми акумуляторами, $R_{\text{в}}$ – еквівалентний тепловий опір системи вентиляції, $R_{\text{п}}$ – тепловий опір віконних та дверних отворів, τ – час.

В результаті перетворень отримано:

$$\frac{dT_{\text{вн}}}{d\tau}=\frac{g_{\text{к}}^*}{g^*}\cdot g_{\text{г}}\cdot T_{\text{г}}-\left(g_k^*+g_{\text{ос}}^*-\frac{1}{g^*}\right)T_0+\left(\frac{g_k^*}{g^*}\cdot g_{\text{вп}}+g_{\text{ос}}^*\right)\cdot T_{\text{зовн}} \qquad (1)$$

$$T_{\text{вн}}=(g_{\text{г}}\cdot T_{\text{г}}+g_k^*\cdot T_0+g_{\text{вп}}\cdot T_{\text{зовн}})/g^*$$

де $g_{\text{к}}^*=(r_{\text{к}}+0{,}5)^{-1}$, $g^*=g_{\text{к}}^*+g_{\text{г}}+g_{\text{вп}}$, $g_{\text{ос}}^*=(r_{\text{ос}}+0{,}5)^{-1}$, $g_{\text{г}}=r_{\text{г}}^{-1}$, $g_{\text{вп}}=r_{\text{вп}}^{-1}$, $r_{\text{к}}=R_{\text{к}}/R_0$, $r_{\text{ос}}=R_{\text{ос}}/R_0$, $r_{\text{г}}=R_{\text{г}}/R_0$, $r_{\text{вп}}=R_{\text{вп}}/R_0$, $R_0=H_0/\lambda_0\cdot F_0$, H_0 – товщина поверхні огороджувальної конструкції, λ_0 – коефіцієнт теплопровідності, F_0 – площа поверхні огородження, $R_{\text{к}}=1/\alpha_{\text{ст}_{\text{вн}}}\cdot F_{\text{ос}}$, $\alpha_{\text{ст}_{\text{вн}}}$ – коефіцієнт конвективного теплообміну на внутрішній поверхні стіни, $R_{\text{ос}}=1/\alpha_{\text{ст}_{\text{зовн}}}\cdot F_{\text{ос}}$, $\alpha_{\text{ст}_{\text{зовн}}}$ – коефіцієнт конвективного теплообміну на зовнішній поверхні стіни, $F_{\text{ос}}$ – площа поверхні стіни, $R_{\text{г}}(g)=1/\alpha_{\text{г}}\cdot F_{\text{г}}\cdot\varphi(g)$, $\varphi(g)=g\cdot\left(1-e^{-1/g}\right)$, $g=G\cdot c_{\text{г}}/\alpha_{\text{г}}\cdot F_{\text{г}}$, $c_{\text{г}}$ – теплоємність теплоносія, $\alpha_{\text{г}}$ – коефіцієнт конвективного теплообміну опалювального пристрою, $F_{\text{г}}$ – площа поверхні опалювального пристрою, $R_{\text{п}}=1/\alpha_{\text{п}}\cdot F_{\text{п}}$, $\alpha_{\text{п}}$ – коефіцієнт конвективного теплообміну вікон, $F_{\text{п}}$ – площа поверхні вікон, $R_{\text{в}}=1/G_{\text{в}}\cdot c_{\text{в}}$, $c_{\text{в}}$ – середня ізобарна теплоємність повітря в температурному діапазоні $[T_{\text{зовн}}, T_{\text{вн}}]$, $G_{\text{в}}$ – витрата повітря, $G_{\text{в}}=V\cdot\rho\cdot m/3600$, V – об'єм будівлі, ρ – середня густина повітря в температурному діапазоні $[T_{\text{зовн}},\ T_{\text{вн}}]$, m= $353/[73+0{,}5(T_{\text{вн}}-T_{\text{зовн}})]$.

Рівняння (1) вирішують методом Бернуллі:

$$T_{\text{вн}}(\tau)=(a\cdot T_{\text{г}}+f\cdot T_{\text{зовн}})/b+(a\cdot T_{\text{г}}+f\cdot T_{\text{зовн}})\cdot e^{-b\cdot\tau}/b \qquad (2)$$

Верифікація математичної моделі (2) здійснюється шляхом експериментального дослідження теплових характеристик будівлі з комбінованим теплопостачанням і використанням сонячної енергії:

1. Уточнення даних про величини коефіцієнтів теплового опору елементів огородження (рис. 3).
2. Уточнення коефіцієнта кратності вентиляції будівлі (рис. 4).
3. Побудована залежність коефіцієнта тепловіддачі на внутрішніх та зовнішніх поверхнях елементів огороджувальної конструкції будівлі від температури зовнішнього середовища (рис. 5)

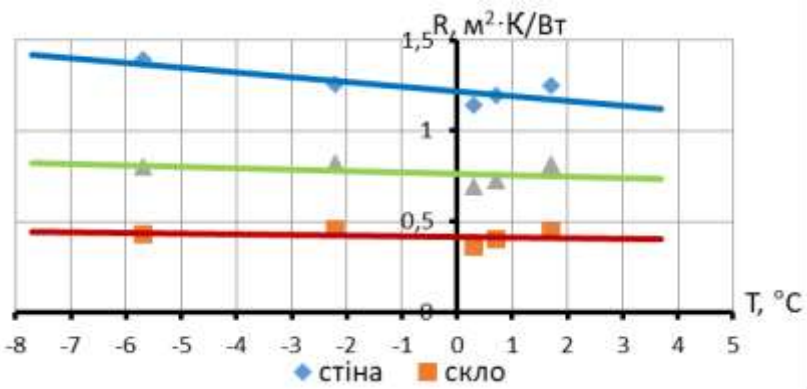


Рис. 3. Залежність коефіцієнтів теплового опору елементів огородження від температури зовнішнього середовища

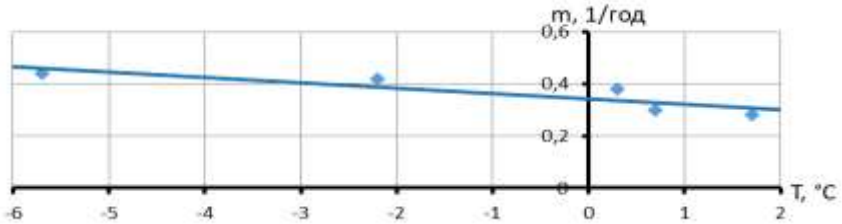
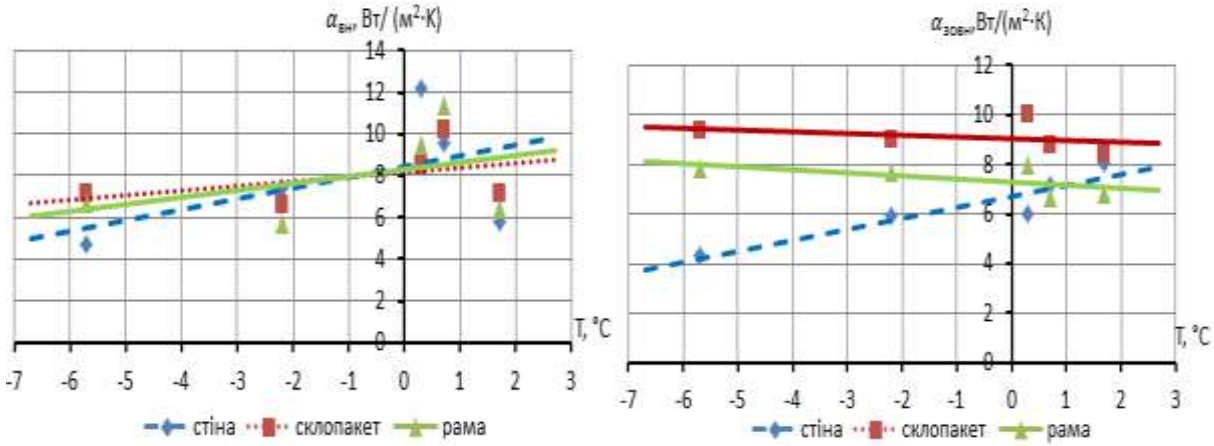


Рис. 4. Залежність коефіцієнтів кратності вентиляції будівлі від температури зовнішнього середовища



а) б)

Рис. 5. Залежність коефіцієнтів тепловіддачі внутрішньої (а) та зовнішньої (б) поверхні огороджувальних конструкцій будівель від температури зовнішнього середовища

Проведене порівняння експериментальних досліджень та моделювання з використанням системи MathCad (рис. 6) підтверджує прийнятну збіжність одержаних результатів.

Експериментально визначено діапазон часу виходу системи на заданий режим, при якому забезпечується захист від гідравлічних ударів, який коливається від 2 до 5 годин.

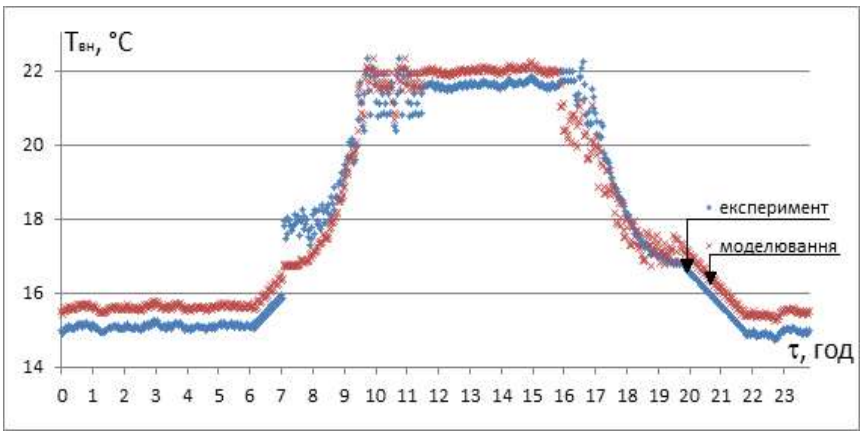


Рис. 6. Зміна температури повітря в приміщенні при зміні режиму керування

На основі результатів експериментальних досліджень розроблено та впроваджено різні системи моніторингу та керування теплоспоживанням будівель, а саме: з пластинчастим теплообмінником, з гідророзподільником, з експериментальним кожухотрубним теплообмінником «ТГК-350», з використанням альтернативного джерела енергії, з газовими та електрокотлами, тощо. Залежно від технічних умов теплопостачання об’єкту вибирається відповідне обладнання системи, включно з теплообмінниками, яке відповідає максимальній енергоефективності роботи об’єкту теплоспоживання. Вибір схеми підключення до теплової мережі, як правило, пов’язаний з гідравлічними характеристиками самої мережі. Так при низькому перепаді тиску між прямим і зворотнім трубопроводом подаючої тепломережі, використання теплообмінника (незалежна схема) є неможливим через значне падіння тиску на ньому. Одна з впроваджених схем є система моніторингу та керування теплоспоживанням з використанням альтернативного джерела енергії (рис. 7) [7].

Рис. 7. Зовнішній вигляд системи використанням сонячної енергії

Основним призначенням системи є підвищення енергоефективності будівель за рахунок удосконалення системи керування теплоспоживанням з використанням додаткового джерела відновлюваної енергії (на прикладі сонячних колекторів).

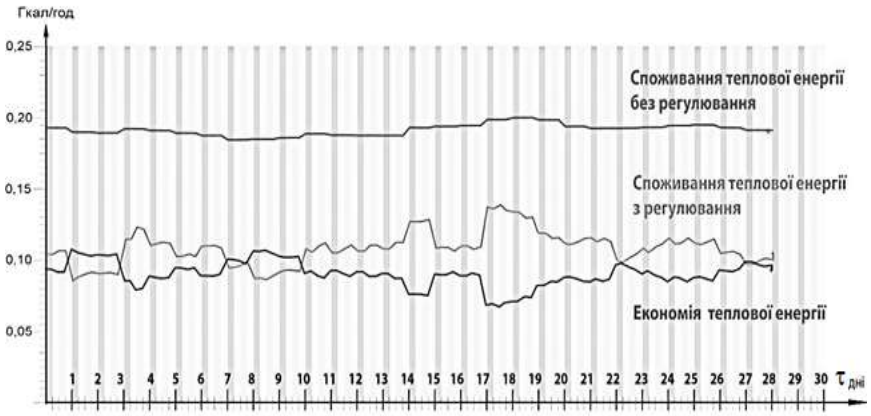


Рис. 8. Графік споживання теплової енергії за лютий 2016 р.

Висновки. Експлуатація розробленої системи протягом опалювальних сезонів у 2012-2016 р.р. (рис. 8) [8] показала 25-35 % економії теплової енергії в тому числі 4-6 % за рахунок сонячної енергії. Термін окупності системи оцінюється у 3-4 роки враховуючи, що вартість сонячних колекторів з обв'язкою складає до 50 % всієї вартості системи. Розрахункова вартість 1 кВт год теплової енергії, отриманої від сонячних колекторів – 0,9 грн.

Література

1. *Сканави А.Н. Отопление: Учебник для вузов / А.Н. Сканави, Л.М. Махов. – М.: Издательство АСВ, 2008. – 576 с.*
2. *Allard F. European actions to improve energy efficiency of buildings / F. Allard , O.Seppänen // Rehva Journal. – 2008. – vol. 45. no. 1. – pp. 10-20.*
3. *Torkar J. Economical heat production and distribution/ J. Torkar , D. Goricanec , J. Krope // Proceedings of the 3nd IASME/WSEAS Int. Conference on Heat Transfer, Thermal Engineering and Environment – 2005. – pp. 18-23.*
4. *Petitjean R. Total hydronic balancing: A handbook for design and troubleshooting of hydronic HVAC systems. – Gothenburg: TA AB, 1994. – 530p.*
5. *Nazarenko A.O. Automated system for regulation heat consumption / A.O. Nazarenko // Safety in Aviation and Space Technologies : World Congress, 25-27 September 2012: theses – K., 2012. – P. 3.5.54-3.5.58.*
6. *Babak V.P. Mathematical models automatized unit of heat consumption regulation with solar collectors and the heat accumulator / V.P. Babak, B.D. Bileka, A.O. Nazarenko // NDT days 2013 : Int. Conf., 17 – 21 June 2013. – Sozopol, Bulgaria., 2013 – P. 120-123.*
7. *Пат. 72168 Україна, МПК (2012.01) F24J 2/00. Автоматизований тепловий пункт / А.А. Долінський, В.П. Бабак, О.О. Назаренко, Є.Г. Жовнорук, А.В. Тихонюк, А.О. Назаренко, заявник та власник Інститут технічної теплофізики НАН України. – и 201200779; заявл. 25.01.2012; опубл. 10.08.2012, Бюл. №15.*
8. *Назаренко А.О. Експериментальні дослідження автоматизованого пункту керування теплоспоживанням / А.О. Назаренко // Промышленная теплотехника. – 2013. – №2 (35). – С. 43-49.*

УДК 681.3

ПАВЛІШИН М.М., ХРИСТЕНКО С.К.

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА ПАРАМЕТРІВ ПРОЦЕСУ ТЕПЛОПОСТАЧАННЯ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: sofyakhristenko@gmail.com

Вступ. Забезпечення тепловою енергією, як промислових так і житлових об’єктів завжди важливе і актуальне. Розпочата в Україні реалізація програми енергоефективності, що вимагає оптимізації технологічних процесів теплогенерацій та теплоспоживання. Оптимізувати технологічні процеси та керувати ними неможливо без наявності оперативної інформації про поточний стан технологічного процесу. Для вирішення проблеми оптимізації пропонуємо застосувати ІВС параметрів технологічного процесу, що дозволить виміряти поточні значення параметрів технологічного процесу і передати їх в систему керування технологічним процесом. Розглянемо роботу ІВС параметрів процесу теплопостачання на прикладі індивідуального теплового пункту (ІТП).

Узагальнена структурна схема ІВС параметрів процесу теплопостачання представлена на (рис. 1).

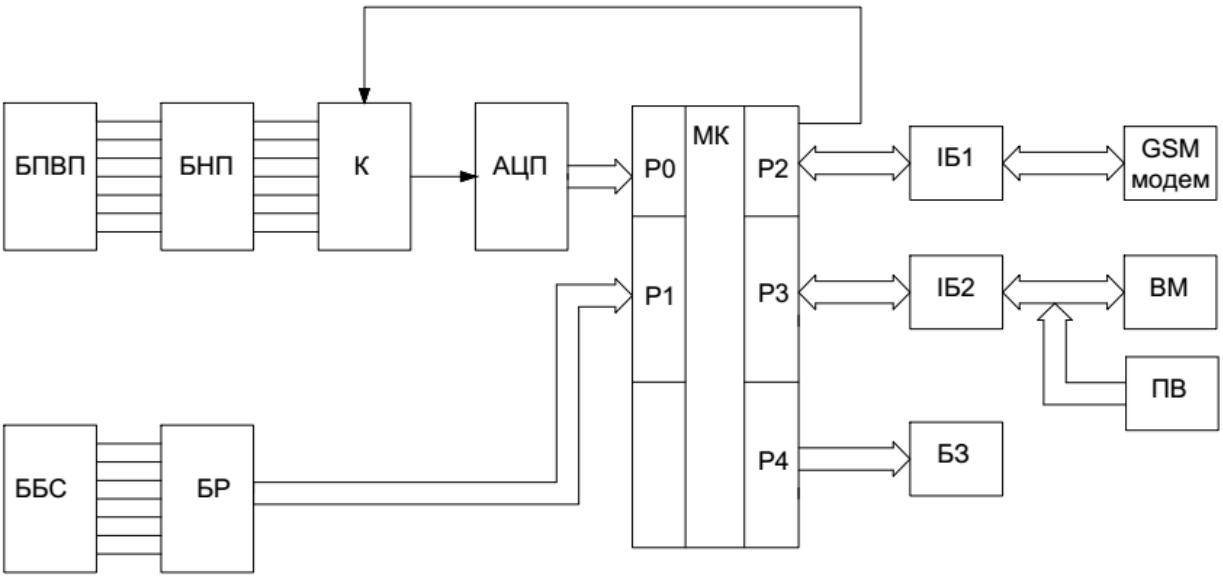


Рис. 1. Узагальнена структурна схема ІВС параметрів процесу теплопостачання: БПВП - блок первинно-вимірювальних пристроїв; ББС - блок бінарних сенсорів; БНП - блок нормованих пристроїв; БР - буферний регістр; К - комутатор; АЦП - аналогово-цифровий перетворювач; МК - мікроконтролер; ВМ - виконуючі механізми; ІБ - інтерфейсний блок; ПВ - пристрій вводу; БЗ - база знань; БЖ - блок живлення.

Алгоритм роботи ІВС. На (рис. 2) представлено алгоритм роботи інформаційно-вимірювальної системи параметрів процесу теплопостачання. Після

запуску інформаційно-вимірювальної системи параметрів теплопостачання (увімкнення живлення) та ініціалізації контролера, система починає обробляти сигнали, що надходять з БПВП та ББС. Результат вимірювання записується у пам'ять МК, значення у вигляді змінних підставляються у код програми для обробки результату. Отриманий результат порівнюється з даними із бази знань, використовуючи пристрій порівняння. На основі цього відбувається керування пристроями системи (насосами, електро-засувкою, клапанами) та передача даних на сервер за допомогою GSM-модему.

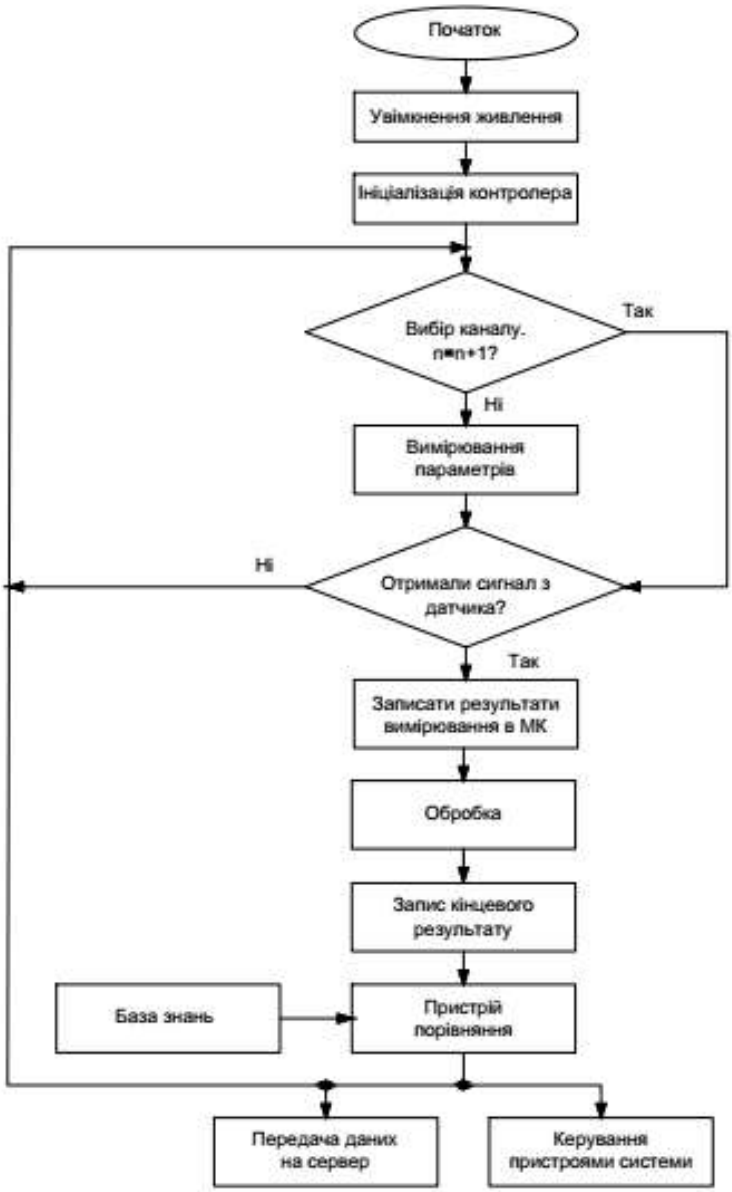


Рис. 2. Узагальнений алгоритм функціонування інформаційно-вимірювальної системи параметрів процесу теплопостачання

Часова діаграма роботи ІВС. Час спрацювання датчиків, запис сигналів в МК, їх обробка та керування пристроями ІВС представлено на рисунку 3.

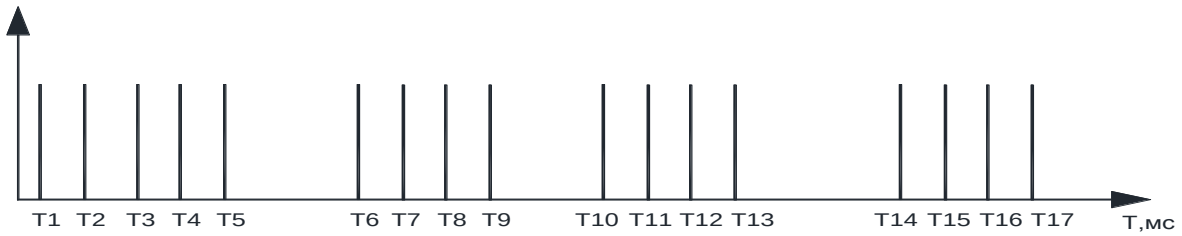


Рис. 3. Часова діаграма роботи інформаційно-вимірювальної системи параметрів процесу теплопостачання: Т1 – увімкнення живлення та ініціалізація контролера; Т2 – час спрацювання датчика тиску, реле диференційного тиску, реле перепаду тиску; Т3 – запис в МК та обробка; Т4 – передача даних на сервер; Т5 – керування пристроями ІВС; Т6 – час спрацювання датчика вимірювання температури теплоносія; Т7 – запис в МК та обробка; Т8 – передача даних на сервер; Т9 – керування пристроями ІВС; Т10 – час спрацювання датчика вимірювання кімнатної температури; Т11 – запис в МК та обробка; Т12 – передача даних на сервер; Т13 – керування пристроями ІВС; Т14 - час спрацювання датчика вимірювання вуличної температури; Т15 – запис в МК та обробка; Т16 – передача даних на сервер; Т17 – керування пристроями ІВС;

Особливості вибору датчиків. Для правильної роботи індивідуального теплового пункту та функціонування ІВС важливо правильно підібрати, враховуючи усі можливі аварії, логіку роботи ІТП та ДБН В.2.5-9:2008 «Інженерне обладнання будинків і споруд. Зовнішні мережі та споруди. Теплові мережі". Для вибору датчиків вимірювання температури вуличного та кімнатного повітря, температури теплоносія краще використовувати датчики термоперетворювачі опору через точності вимірювання. Технічних характеристики датчиків, що використовують у ІВС параметрів об’єкта теплопостачання представлені в таблиці 1.

Таблиця 1

Технічних характеристики датчиків ІВС параметрів теплопостачання

Датчики	Призначення	Діапазон вимірювання	Кіл-сть
Температури вуличного повітря	Регулювання температури теплоносія	-30...+30 °С	1
Температури кімнатної	Регулювання температури теплоносія	-30...+30 °С	1
Температури теплоносія	Підтримка температурного графіку	0…+130°С	4
Диференціальне реле тиску	Комутація електричних ланцюгів в залежності від зміни різниці двох тисків в середовищах з температурою	-0,2-8,0 бар	3
Датчик тиску	Контроль тиску в системі	0 – 10 бар	1
Реле перепаду тиску	Захист насосів від сухого ходу	15 бар	3

Важливим параметром при виборі датчику тиску, диференціальних реле тиску та реле перепаду тиску є температура вимірюваного середовища, максимальне значення робочого тиску та диференціал, що настроюється (тиск спрацювання).

Використання ІВС об'єкту теплопостачання дає можливість вирішити перераховані проблеми. Дана система виконує наступні функції:

- контроль тиску в системі;
- автоматичне підтримання необхідного температурного графіка в системі опалення;
- регуляція роботи електро-засувки;
- контроль температури теплоносія;
- контроль зовнішньої й кімнатної температури для регулювання температури теплоносія з урахуванням поправки на зміну температури зовнішнього повітря;
- контроль роботи насосів системи (контроль сухого ходу).
- передача результатів вимірювання через GSM модуль на сервер ;
- статистичний аналіз та перегляд даних в режимі реального часу.

Висновки. Отже, нашій країні необхідно здійснити перехід на індивідуальні теплові пункти (ІТП) з використанням інформаційно-вимірювальної системи технологічних параметрів теплопостачання, що дозволяє забезпечити регулювання, облік теплоспоживання та аналіз споживання на кожному конкретному об'єкті. Для інвесторів великий інтерес представляє економічний результат впровадження ІВС.

Література

1. *Дубовой В. М., Кабачій В. В. Інформаційно-вимірювальні системи теплопостачання житлових будинків // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1998. – № 2. – С. 160-163.*
2. *Дубовой В. М., Кабачій В. В., Албул О. В. Проблеми створення систем контролю теплопостачання будинків в Україні // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2000. – № 2. – С. 9-12.*
3. *Кабачій В. В. Алгоритм контролю коректності даних інформаційно-вимірювальної системи теплопостачання житлових будинків // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2001. – № 1. – С. 133-138.*
4. *Дубовой В. М., Кабачий В. В. Оптимизация систем контроля теплоснабжения зданий // Ученые записки Симферопольского университета. Приборостроение. – 1998. – С. 220-223.*
5. *Дубовой В. М., Кабачій В. В., Албул О. В. Метрологічні проблеми створення систем контролю теплопостачання будинків // Книга за матеріалами п'ятої міжнародної науково-технічної конференції КУСС-99. – м. Вінниця: "УНІВЕРСУМ-Вінниця", 1999. – Т. 3. – С. 148-152.*
6. *Комп'ютерна програма "Контроль теплопостачання житлових багатоквартирних будинків": А. с. № 4871 ПА. Україна / В. В. Кабачій, С. А. Войцех. (Україна) – Заявлено 19.10.2001; Видано 21.11.2001.*

УДК 621.31

ПЛЮЩ Д.С.

ДОСЛІДЖЕННЯ РЕГУЛЬОВАНОГО СЕЛЕКТИВНОГО ПІДСИЛЮВАЧА ГАРМОНІК ЕЛЕКТРИЧНОЇ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: dimon.pl94@gmail.com

Постановка задачі. Створення засобів метрологічного забезпечення приладів контролю величин показників якості електроенергії (ПЯЕ) неможливе без побудови прецизійної симетричної трифазної системи напруг основної гармоніки та відтворення на її основі самих показників якості. Тому дослідження вищих гармонік електричної мережі з метою управління нормуючими установками і оцінки їх відповідності є надзвичайно актуальним питанням.

Стан дослідження. В різні роки значний внесок в рішення проблем, пов'язаних з якістю електричної енергії внесли такі вчені як Шидловський А.К., Кириленко О.В., Жаркін А.Ф., Тесик Ю.Ф., Праховник А.В., Бурбело М.Й., Саєнко Ю.Л., Гриб О.Г.

Мета. Створення комп'ютерної моделі регульованого селективного підсилювача зі стабілізацією основної гармоніки у діапазоні частот, шляхом введення корекції.

Викладення основного матеріалу. У роботі [1] показано, що для побудови аналізаторів гармонік найбільш перспективним є паралельні селективні фільтри, які налаштовані на визначальну гармоніку. У таких схемах основними джерелами похибок є напруга задавального генератора, частота та вплив паралельно під'єднаних гребінки фільтрів [2] і вплив вищих гармончих сигналів. Знизити похибку амплітудного значення струму чи напруги вдається в схемах з регулюванням нормованого значення визначальної гармоніки . Для зменшення впливу сусідніх гармонік на амплітудної та фазової характеристики каналу пропонується використовувати схему паралельного фільтра, яка дозволить компенсувати неінформативний параметр[3][4].

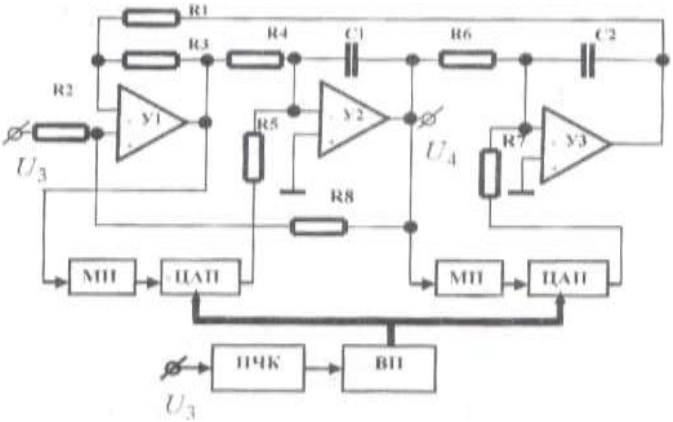


Рис. 1. Регулюючий селективний підсилювач

Принципова схема регульованого селективного підсилювача (РСП) разом з перетворювачем частоти в код (ПЧК) представлена на рис. 1. Вона включає селективний підсилювач на основі змінних стану і схему управління, яка об'єднує два масштабних перетворювача МП 1, МП 2, два цифро-аналогових перетворювача ЦАП1 і ЦАП2 та виконаний пристрій (ВП). Селективний підсилювач складається з операційних підсилювачів У1...У3 та елементів корекції R1...R8, C1, C2.

Код пропорційний відхиленню частоти мережі, надходить з ПЧК на ВП. де запам'ятовується в кінці кожного періоду сигналу мережі і подається на цифрові входи обох ЦАП. На аналогові входи ЦАП підводяться вихідні сигнали 1-го і 2-го каскадів селективного підсилювача.

Якщо частота мережі має номінальне значення 50 Гц, код ПКЧ дорівнює нулю і вихідні сигнали обох ЦАП відсутні.

З появою відхилень частоти з’являються певний код на цифрових входах ЦАП1 , ЦАП2 та відповідні значення їх вихідних сигналів, які підсумовуються з вихідними сигналами 1-го і 2-го каскадів селективного підсилювача і тим самим настроюють його на частоту резонансу.

Завдяки цьому в АЧХ і ФЧХ регульованого селективного підсилювача з’являються ділянки з незмінними коефіцієнтом передачі і кутом зсуву фаз вихідного сигналу у полосі регулювання ,як показано на рис. 2 і 3 відповідно .

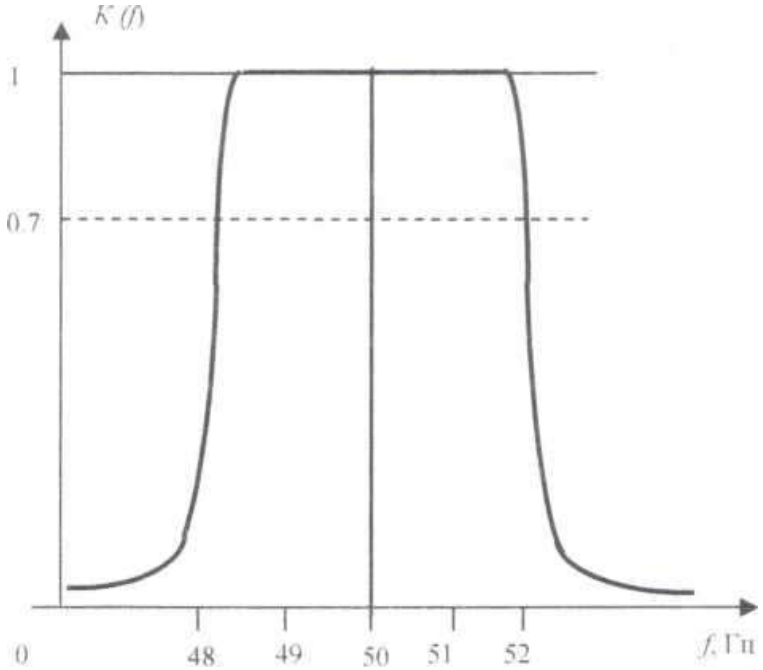


Рис. 2. Ділянки з незмінними коефіцієнтом передачі в АЧХ регульованого селективного підсилювача у полосі регулювання

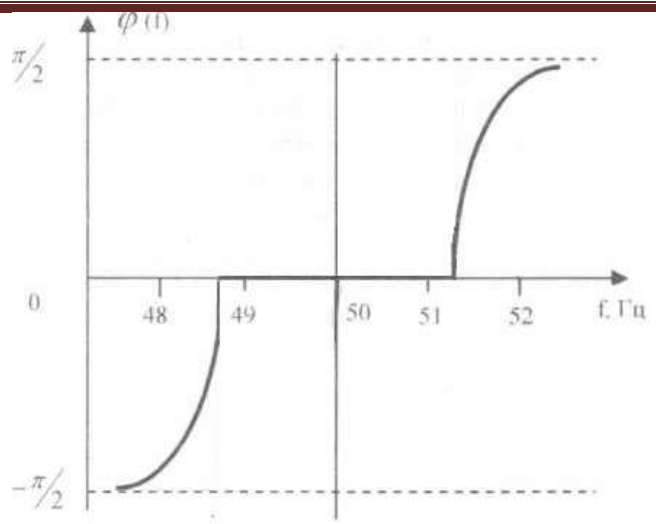


Рис. 3. Ділянки з кутом зсуву фаз вихідного сигналу в ФЧХ регульованого селективного підсилювача у полосі регулювання

Принцип роботи структури, побудованої за схемою РСП стабілізації амплітудного значення струму в навантаженні, заснований на виділенні сигналу, пропорційного відхиленню струму в навантаженні за допомогою його порівняння зі змінним опорним сигналом і подальшим синхронним детектуванням результуючого сигналу, який використовується для керування коефіцієнтом передачі підсилювача. Зміна коефіцієнта відбувається доти, поки струм живлення в навантаженні не відповідатиме його номінальному значенню.

Висновки. Запропоновано регулюючу структурну схему селективного фільтра, яка суттєво покращає амплітудні і фазові характеристики схеми; створено комп'ютерну модель паралельного фільтра, та для забезпечення високих характеристик додано схему корекції амплітудної і фазової характеристик кожного окремого селективного підсилювача; для більш досконалого придушення впливу сусідніх гармонік на похибку вимірювання досліджуваних гармонік необхідно більш детально налагоджувати кожний із окремих фільтрів на свою резонансну частоту.

Література

1. *Тесик Ю.Ф. Структурные методы повышение точности определение параметров высших гармоник сети / Ю.Ф. Тесик //Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. Електротехніка :зб. наук. пр. – 2009.-С. 98-104*

2. *Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы :учебн. [для вузов : Гороновский И.С. Изд. 3-е перераб. и доп.] – М:. Сов. радио, 1977.-608с.*

3. *Баталов А.Г., Гриб О.Г., Довгалюк О.М., Сендерович Г.А., Калюжный Д.Н., Васильченко В.И., Громадский Ю.С., Манов И.А., Рожков П.П., Бородин Д.В. Качество электрической энергии в системах электроснабжения. Харьков: ХНАГХ, 2006.-272 с.*

4. *Праховник А.В. Автоматизовані системи обліку та якості електричної енергії в оптовому ринку/ Праховник А.В., Жаркін А.Ф., Тесик Ю.Ф., Новський В.О., Гриб О.Г., Калінчик В.П., Карасінський О.Л., Довгалюк О.М., Лазуренко О.П., Ходаківський А. М., Васильченко В. І., Светелік О. Д. // Під ред.. Гриба О.Г. – Харьков: ПП «Ранок-НТ», 2012. – 516 с.*

УДК 621.008.013.01

СЕМЕНОВ В.Е., ПАВЛИШИН Н.М.

РАСПРЕДЕЛЕННАЯ ВСПОМОГАТЕЛЬНАЯ РАДИОСИСТЕМА ДЛЯ ПОЖАРНИКОВ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: suit.uanic@gmail.com

Постановка задачи. Слаженная коммуникация между членами пожарной бригады является основой качественного пожаротушения и личной безопасности каждого из пожарных. При тушении пожара в зданиях, высотой 20 метров и более возникает проблема в организации устойчивой и надежной радиосвязи между членами пожарной бригады. Проблема радиосвязи вызвана большим количеством железобетонных перекрытий, препятствующих распространению радиоволн. Эта проблема особенно остро проявляется на территориях, где есть большое количество небоскребов. Примером такой зоны является город Нью-Йорк. Для решения этой проблемы было предложено использовать систему вспомогательной радиосвязи для пожарных. Эта система состоит из радиостанции и системы антенн, установленных во всем здании таким образом, чтобы обеспечивать качественное радиопокрытие внутри здания и в то же время не создавать помех вблизи других зданий. Система антенн, которая подключается к радиостанции пассивная и не выполняет никаких преобразований сигнала. Это значительно упрощает техническую реализацию такой системы. На территории США есть закон, обязывающий владельцев зданий оснащать системой вспомогательного радиосвязи все здания, высота которых превышает 20 метров. Современные требования в строительном законодательстве США требуют предоставление качественного радиопокрытия для служб аварийного реагирования в зданиях. Установки для обеспечения такого радиопокрытия чрезвычайно дороги в установке и эксплуатации. Они требуют дорогостоящего двухстороннего радиооборудования, предназначенного для охвата целых городов в случае небольших населённых пунктов или только внутри здания в случае изолированных систем. Кроме того, это оборудование должно поддерживаться дополнительным оборудованием, таким как блоки питания, аварийные генераторы и системы пожарной сигнализации. Радиооборудование должно быть также совместимо с разрешёнными методами установки, чтобы поддерживать всю систему в соответствии со стандартами пожарной сигнализации. Иначе говоря, текущее законодательство в отношении систем обеспечения вспомогательной радиосвязи внутри зданий требует установки дорогостоящих устройств, которые не предназначены специально для этого применения и требуют дополнительных затрат на интеграцию с существующими системами жизнеобеспечения здания, а также на проведения интеграционных работ для приведения системы в соответствие с текущим строительным законодательством.

Кроме того, в силу федеративного законодательства США, многие муниципалитеты имеют дополнительные требования к системам радиосвязи. Некоторые из них не публикуют технические данные дополнительных требования к строительному законодательству и предоставляют их только по запросу. Представительства многих муниципалитетов часто не в состоянии объяснить чёткие технические требования, часто из-за отсутствия технических знаний, какие конкретно каналы они требуют, на каких частотах распространяются эти каналы и как работают эти каналы (изолированная система или интегрированная система, дуплексная связь или полудуплексная). Инспекторы, проверяющие соответствие системы всем нормам и требованиям, прибывают в здание для проверки в момент, когда уже сделано дорогостоящее планирование системы антенн и уже закуплено дорогостоящее оборудование для обеспечения радиосвязи. В некоторых случаях это приводит к вынесению отрицательного вердикта о допустимости использования такой системы в рамках данной юрисдикции и большим финансовым потерям со стороны застройщика.

Анализ последних достижений. Для снижения затрат строительных компаний при проектировании систем вспомогательной пожарной радиосвязи производители оборудования стремятся к модульной структуре всей радиосистемы. Наиболее проблемным и часто изменяющимся от штата к штату элементом системы являются пассивные компоненты: фильтры на выходе радиостанции и терминальные антенны. На рисунке 1 представлена типовая схема организации системы радиосвязи с использованием пассивной системы антенн.

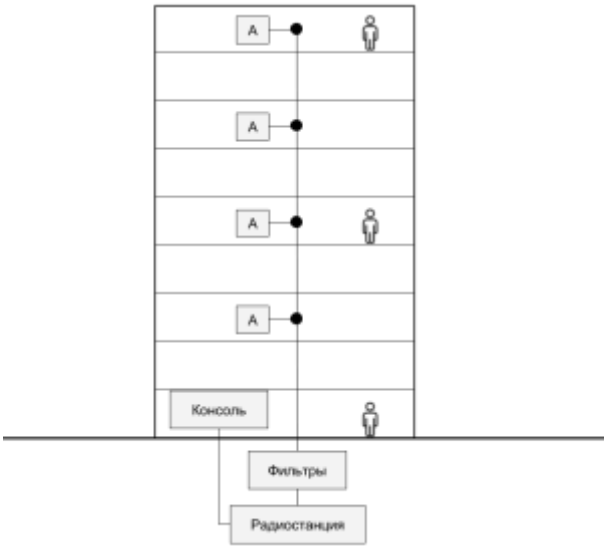


Рис. 1. Пример изолированной системы радиосвязи с пассивной системой антенн

Выделение фильтров и терминальных антенн в отдельную торговую единицу позволяет частично унифицировать радиостанции внутри широких полос спектра: 136-174 МГц, 420-512 МГц, 758-785 МГц, 806-824 МГц, 902-928 МГц. Это позволяет снизить издержки и риски промежуточных поставщиков, закупающих радиооборудование партиями. Однако нерешёнными остаются проблемы

планирования топологии системы антенн и схема закладки коаксиального кабеля внутри здания. Эти операции требуют привлечения высококвалифицированного дорогостоящего технического персонала и существенных временных затрат.

Цель. Разработка активной системы антенн, которая позволит максимально унифицировать оборудование, используемое для реализации системы вспомогательной пожарной радиосвязи, и упростит последующее плановое и внеплановое обслуживание системы.

Активная распределённая система антенн. Активная распределенная антенна – это новый подход к установлению и обслуживание системы антенн. Он предусматривает замену древовидной системы антенн на топологию «кольцо», объединяет коммуникационные узлы. Кольцо кабеля, которое выступает средой распространения коммуникационного сигнала, представляет собой технологию G.hn, которая по принципу действия похожа на wi-fi, но в качестве среды распространения использует кабель, а не воздух. Коммуникационные узлы используются двух типов: главный узел, выполняющий трансляцию сигнала от радиостанции в сетевые пакеты и наоборот, и подчиненные узлы, которые являются конвертерами сетевых пакетов в радиоволны. Далее будет рассмотрена именно распределена активная система, как более перспективная, так как она позволяет значительно снизить требования к уровню квалификации персонала, который будет устанавливать и обслуживать эти системы, позволяет снизить риск человеческого фактора за счет автоматической калибровки и отладки. На рисунке 2 представлена физическая топология системы. Из топологии видно, что кольцевая инфраструктура обеспечивает дублирование коммуникационного канала между радиоузлами, что обеспечивает дополнительную устойчивость системы к механическим повреждениям. Чёрным цветом на рисунке обозначено 4-х жильный кабель (2 витые пары), который используется одновременно и для передачи информационного сигнала и для передачи питания дочерним узлам. Коммуникационный узел используется для сепарации сигнала питания, полученного из коммуникационного кольца. Для передачи данных используется технология G.hn (ITU G.9970), которая позволяет организоваться сетевую инфраструктуру поверх линии питания, а также обеспечивает дальность до 1000 м, которая недостижима при использовании технологии Ethernet. Это требование является столь существенным, потому что согласно законодательству, питания такой системы должно осуществляться от источника, который предоставляет аварийное питания в случае отключения подачи питания от городской электросети. Такой источник питания располагается в подвале. И в то же время все электрические соединения должны быть выполнены одним кабелем, который сертифицирован для использования в системах пожарной безопасности. Главное требование к такому кабелю – способность выдержать 2 часа пожара. Логически топология системы – звезда, так как в пределах коммуникационного кольца главный узел связи передаёт данные к дочерним узлам напрямую к каждому из них.

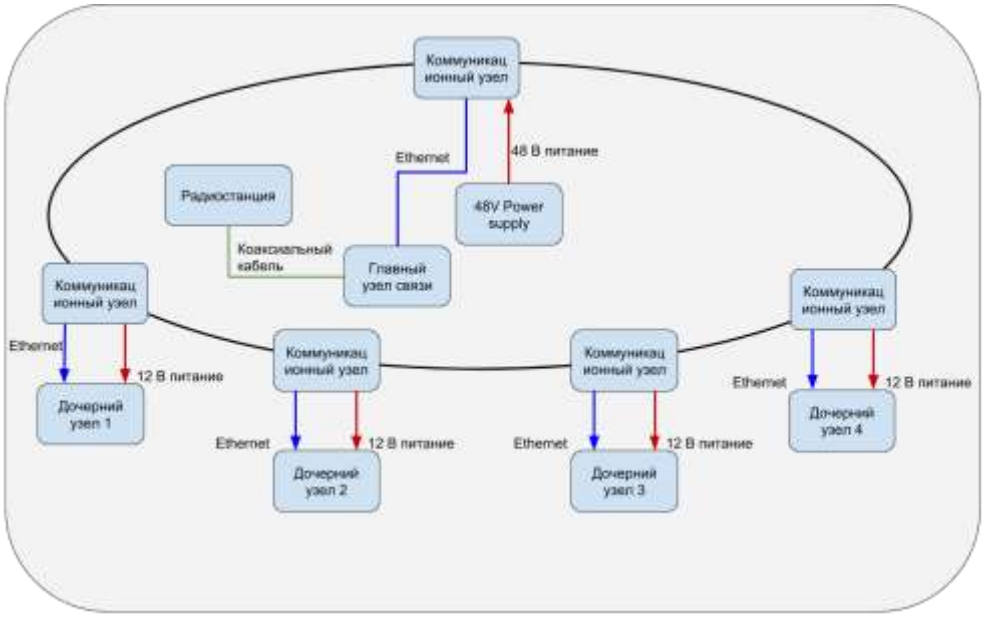


Рис. 2. Физическая топология активной системы антенн

Основным преимуществом использования активной системы антенн является использование программно-управляемого радиомодуля в каждом дочернем узле, что позволяет унифицировать дочерний узел как торговую единицу и тем самым обеспечить соответствие всем требованиям местных муниципалитетов. Также эта система является независимо от основной радиостанции, которая управляет логикой коммутации соединений, записью разговоров и отправкой данных в диспетчерский пункт. Это позволяет заменить имеющуюся древовидную пассивную систему, не меняя конфигурации другого оборудования.

Выводы. Внедрение активной системы позволяет значительно снизить издержки на планирование и установку, так как программно управляемы радио позволяют гибко настроить диапазоны, в которых работает антенна и мощность сигнала на каждом узле. Также снижаются расходы на внеплановое обслуживание системы: в случае повреждения одной из терминальных антенн или одного из коммуникационных узлов, повреждение будет автоматически передано в городской наблюдательный пункт. Таким образом, технический персонал не будет тратить время на поиск неисправного участка антенны. Использование программно управляемого радио позволяет также реализовать любой беспроводной протокол для взаимодействия с беспроводными датчиками внутри здания, во время того как система связи неактивна. Использование активной антенны позволяет разрабатывать и внедрять методы статистического анализа для оценки эффективность работы аварийных служб, проводить детальный разбор после инцидента.

Література

1. *Бочаров, Р. В. Охранно-пожарная сигнализация. Пультовая охрана. Виды связи в системах передачи извещений. / Р. В. Бочаров // Мир и безопасность -2006. № 3. - С. 56-60.*

УДК 629.7

ДОБРОЛЮБОВА М.В., СКРИПКОВСЬКА М.Г., ЧЕРНЯК М.Г.

РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ ВИМІРЮВАННЯ КУТІВ КРЕНУ ТА ТАНГАЖУ НАХИЛУ НЕРУХОМОГО ОБ'ЄКТУ ВІД ПЛОЩИНИ МІСЦЕВОГО ГОРИЗОНТУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail skrmarija@gmail.com

Постановка задачі. Вимірювання кутів нахилу об’єктів відносно площини місцевого горизонту є потребою у багатьох галузях техніки, промисловості, будівництва. До таких об’єктів відносяться будівельні крани, різноманітні платформи, радари, телескопи, опори мостів, трубопроводи тощо. Точність вимірювання, позиціонування та утримання певного положення елементів їх конструкцій при будівництві чи експлуатації безпосередньо впливають на якість виконання покладених на них функцій.

Сьогодні на ринку продукції приладобудування України відсутні вітчизняні двовісні цифрові акселерометричні пристрої вимірювання кутів крену та тангажу (ПВКТ), які відповідали б наступним вимогам:

- абсолютна похибка менше однієї кутової мінути в діапазоні кутів ±10° в робочому діапазоні температур -40…+70°С;
- видача інформації у цифровому коді з дискретністю 1 кутова секунда.

Мета статті. Стаття присвячена досвіду створення пристрою вимірювання кутів нахилу об’єктів, який відповідає вищезгаданим вимогам, розробці алгоритмів корекції та експериментальним дослідженням.

Основна частина. Перед розробкою пристрою було проведено порівняльний аналіз інклінометрів з наближеними до згаданих вимог характеристиками та різними типами первинних перетворювачів. У технічних описах пристроїв виробники вказують або абсолютну похибку у всьому температурному діапазоні, або абсолютну похибку за нормальних умов та значення температурних коефіцієнтів. В такому випадку, розрахувати абсолютну похибку у всьому температурному діапазоні можна за формулою:

$$\Delta = \Delta_{\text{н.у.}} + b \cdot \Delta_t + \delta_{sf} \cdot \Delta_t \cdot \varphi, \quad (1)$$

де $\Delta_{\text{н.у.}}$ – абсолютна похибка за нормальних умов, b – температурний коефіцієнт зміщення нуля, Δ_t – діапазон температур (від «кімнатної» 20°С до 70°С), δ_{sf} – температурний коефіцієнт масштабного коефіцієнта, φ – максимальний вимірюваний кут.

Характеристики розглянутих інклінометрів та розроблюваного ПВКТ наведені в таблиці 1.

Таблиця 1

Характеристики інклінометрів

Інклінометр (виробник)					
	ПВКТ	**DSIC-2 (Sherborne Sensors, США) [1]**	**DXI-200 (Jewell Instruments, США) [2]**	**ACA2000-10, (Rion, Китай) [3]**	**JDI-200** (Jewell Instruments, США) [4]
Загальні характеристики					
Діапазон вимірювання кутів, °	**±10**	**±15**	**±14.5**	**±10**	**±14.5**
Абсолютна похибка в усьому температурному діапазоні, °	**0.017**	**0.08**	**-**	**-**	**-**
Абсолютна похибка за нормальних умов, °	**-**	**-**	**0.05**	**0.005**	**0.02**
Температурний коефіцієнт зміщення нуля, °/°C	**-**	**-**	**0.005**	**±0.0008**	**≈0.00145 (100 ppm/°C)**
Температурний коефіцієнт масштабного коефіцієнта	**-**	**-**	**0.01 , % reading/°C**	**≤50 ppm/°C**	**90 ppm/°C**
Розрахована абс. похибка в усьому темп. діапазоні, °	**-**	**-**	**0.373**	**0.07**	**0.158**
Роздільна здатність, °	**≈0.0003 (1'')**	**0.001**	**0.001**	**0.0005**	**0.0001**
Тип первинного перетворювача		**Компенсаційний акселерометр**	Компенсаційний акселерометр	**Компенсаційний акселерометр**	**MEMS-акселерометр (некомпенсаційний)**
Вихідний сигнал					
Інтерфейс	RS-422 з гальван. розв'язкою	**RS485**	**RS422**	**RS422**	**RS-485**
Електричні характеристики					
Напруга Живлення, В	**12…36**	**18…36**	**10…30**	**9…15**	**9…36**
Навколишнє середовище					
Температурний діапазон, °C	**-40 …70**	**−40…+80**	**-40…+85**	**-40…+85**	**-40…+85**

Порівняння величин абсолютних похибок у діапазоні робочих температур дозволяє зробити висновок, що пристрої з компенсаційними первинними перетворювачами є більш точними, тому ПВКТ був створений на основі компенсаційних акселерометрів.

Розроблений ПВКТ, зображений на рисунку 1, забезпечує вимірювання величини кутів крену γ і тангажу θ відхилення від площини місцевого горизонту в діапазоні кутів ±10° в робочому діапазоні температур -40…+70°С. Для цього його необхідно встановити та закріпити на базовій поверхні об'єкту. Відповідні вихідні цифрові електричні сигнали видаються споживачу по інтерфейсу RS-422 з гальванічною розв'язкою.

Рис. 1. Пристрій вимірювання кутів нахилу крену та тангажу

Металевий прямокутний корпус ПВКТ складається з нижньої базової пластини, що має три лапи для високоточного кріплення до базової поверхні об'єкту, та металевого кожуха. Через роз'єм РС19ТВ здійснюється живлення пристрою, видача вихідних сигналів та програмування пристрою через контакти програматора J-Link для доступа до флеш-пам'яті.

На базовій пластині встановлені два первинні перетворювачі прискорення - акселерометричні чутливі вузли (АЧВ). Вимірювальні осі АЧВ є взаємно перпендикулярними. Біля магнітних систем акселерометрів встановлені цифрові перетворювачі температури.

Над АЧВ розміщена електронна плата, внутрішня структура якої зображена на рисунку 2.

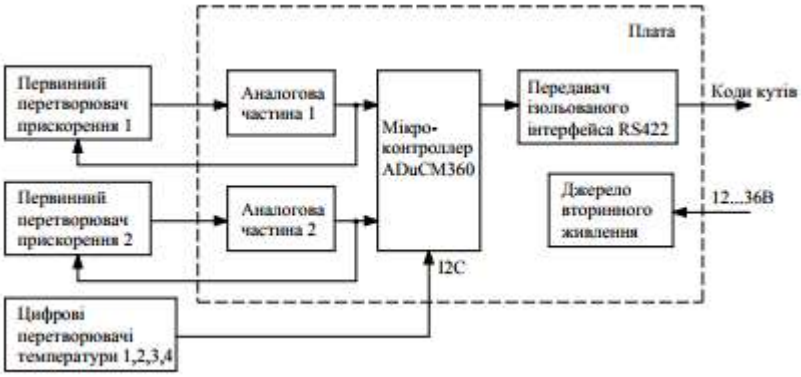


Рис. 1. Структурна схема ПВКТ

Аналогові частини плати забезпечують роботу первинних перетворювачів прискорення, а саме: містять електроніку перетворення переміщення маятникових чутливих елементів у напругу та електроніку регуляторів зворотного зв'язку, струм з яких йде до обмотки зворотного компенсаційного перетворювача. Цей струм пропорційний проекції прискорення вільного падіння на вісь чутливості АЧВ і перетворюється у напругу за допомогою прецизійного резистора.

Розташований на платі мікроконтролер ADuCM360 включає в себе два високоточні сігма-дельта аналого-цифрових перетворювача (АЦП) [5], що перетворюють сигнали з цих резисторів у цифрові коди, які про порційні виміряному прискоренню.

Термодатчики підключені до мікроконтролера за допомогою послідовної шини даних I²C.

Програмне забезпечення мікроконтролера виконує алгоритмічну компенсацію похибок вимірювання прискорення і розрахунок кутів крену та тангажу.

Корекція кодів АЦП, що враховує температурні похибки АЧВ для каналів крену та тангажу здійснюється відповідно за формулами:

$$Nroll_{corr} = \left(Nroll - Droll(t)\right) \cdot Kroll_p(t), \quad (2)$$

$$Npitch_{corr} = \left(Npitch - Dpitch(t)\right) \cdot Kpitch_p(t), \quad (3)$$

де t – температура за кодом цифрового перетворювача температури, °C; $Nroll$ – код з АЦП, пропорційний величині кута нахилу по крену; $Npitch$ – код з АЦП, пропорційний величині кута нахилу по тангажу; $Droll(t)$ – зміщення нуля для каналу крену при відомій температурі; $Kroll_p(t)$ – поправочний коефіцієнт для каналу крену; $Dpitch(t)$ – зміщення нуля для каналу тангажу при відомій температурі; $Kpitch_p(t)$ – поправочний коефіцієнт для каналу тангажу.

Залежності $D(t)$ та $K_p(t)$ задані за допомогою кусково-лінійної апроксимації.

Після термкомпенсації здійснюється компенсація перехресних зв'язків, зумовлених неперпендикулярністю осей чутливості.

Код каналу крену:

$$Nroll_{corrcross} = Nroll_{corr} - Kroll_{cross} \cdot Npitch_{corr}, \quad (4)$$

де $Nroll_{corr}$ – код каналу крену після термокомпенсації, $Npitch_{corr}$ – код каналу тангажу після термокомпенсації, $Kroll_{cross}$ – коефіцієнт перехресного зв'язку для каналу крену.

Код каналу тангажу:

$$Npitch_{corrcross} = Npitch_{corr} - Kpitch_{cross} \cdot Nroll_{corr}, \quad (5)$$

де $Kpitch_{cross}$ – коефіцієнт перехресного зв'язку для каналу тангажу.

Далі розраховується прискорення у одиницях прискорення вільного падіння g.

Для крену:

$$Aroll = Mroll \cdot Nroll_{corrcross}, \quad (6)$$

де

$$Mroll = \frac{(\sin\alpha)}{Nroll_{corrcross}(\alpha)}, \quad (7)$$

де α – кут, що дорівнює границі діапазону вимірювання кутів нахилу.

$Nroll_{corrcross}(\alpha)$ – корегований код крену при нахилі на кут α та температурі +20 °С.

Для тангажу:

$$Apitch = Mpitch \cdot Npitch_{corrcross}, \quad (8)$$

де

$$Mpitch = \frac{(\sin\alpha)}{Npitch_{corrcross}(\alpha)}, \quad (9)$$

де $Npitch_{corrcross}(\alpha)$ – корегований код тангажу при наклоні на кут α та температурі +20 °С.

Кут тангажу у радіанах визначається за формулою:

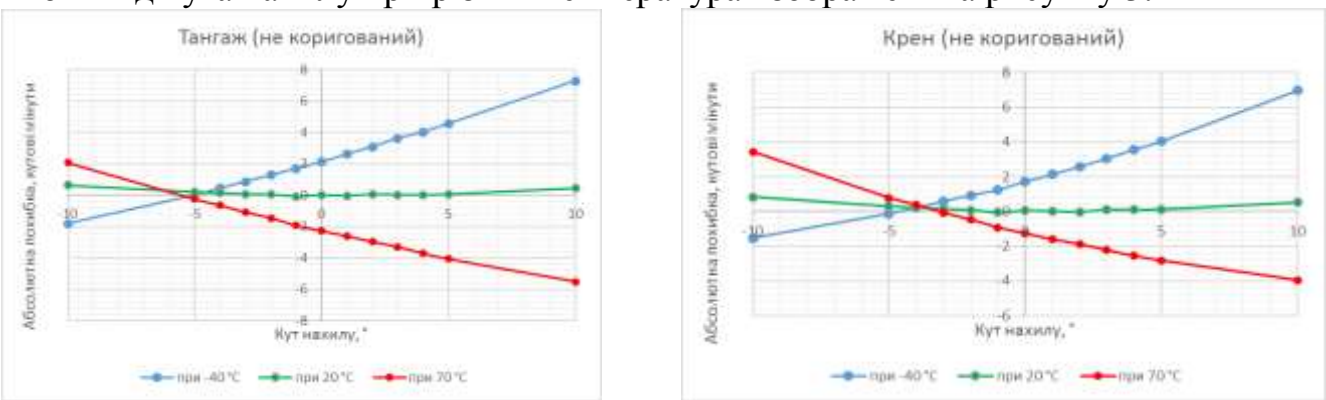
$$\theta = \arcsin(Apitch). \quad (10)$$

Кут крену у радіанах визначається за формулою:

$$\gamma = \arcsin\frac{Aroll}{\cos(\theta)}. \quad (11)$$

Експериментальні досліждення проводились на стенді, що складається з термокамери з поворотною платформою, на яку встановлювався пристрій, та оптичної ділильної головки (ОДГ).

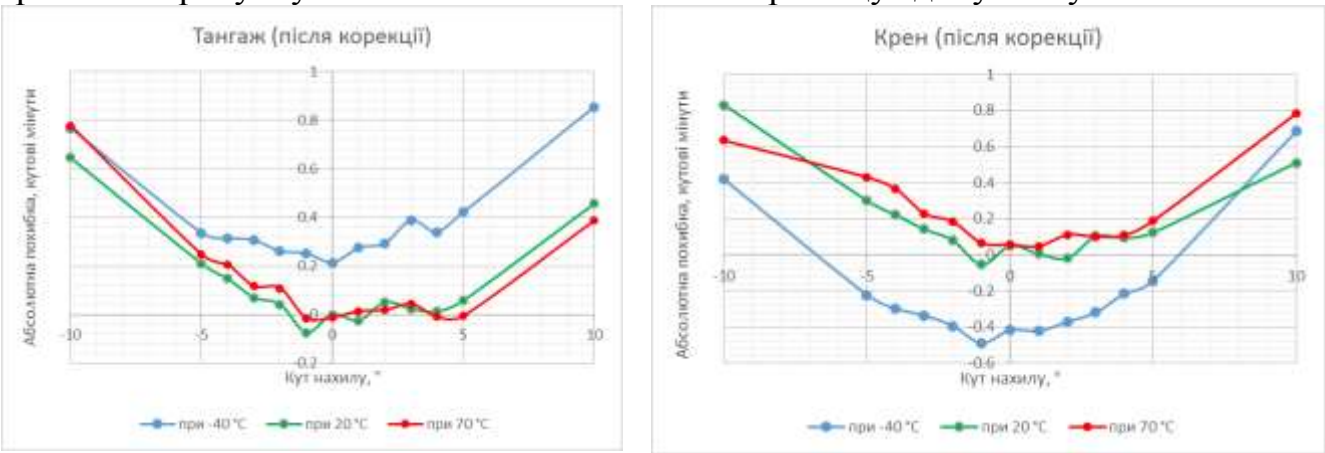
На першому етапі досліджень пристрій спочатку протестували при температурі 20 °С. За допомогою ОДГ були задані кути крену в діапазоні ±10° при куті нахилу 0° по тангажу та визначені константи $Droll(t)$ та $Kroll_p(t)$. Були задані кути тангажу в діапазоні ±10° при куті нахилу 0° по крену та визначені константи $Dpitch(t)$ та $Kpitch_p(t)$. Після цього у аналогічних положеннях були проведені температурні випробування при -40 та +70 °С. Графіки залежності абсолютної похибки від кута нахилу при різних температурах зображені на рисунку 3.



а) *б)*

Рис. 3. Графіки залежності абсолютної похибки від кута нахилу при різних температурах *а) для тангажу, б) для крену*

Наведені графіки свідчать, що без алгоритмічної температурної корекції величина абсолютної похибки може перевищувати допустиме значення. Після розрахунку констант алгоритмів корекції та застосування цих алгоритмів до результатів вимірювання першого етапу випробувань, побудовано графіки зображені на рисунку 4. Абсолютна похибка не перевищує допустиму.



а) *б)*

Рис. 4. Графіки залежності абсолютної похибки від кута нахилу при різних температурах після застосування алгоритму корекції

а) для тангажу, б) для крену

Визначені коефіцієнти та алгоритм кусково-лінійної апроксимації запрограмували та записали у пам’ять мікроконтролера.

На другому етапі випробувань підтверджено, що для різних комбінацій температур та кутів нахилу в діапазон кутів нахилу ±10° та температур мінус 40…+70 °C абсолютна похибка не більше 1 кутові мінути.

Висновки. Після аналізу існуючих аналогів було розроблено, виготовлено та експериментально досліджено ПВКТ. Для досягнення заданої технічними вимогами точності вимірювання застосовано алгоритми корекції зі застосуванням кусково-лінійної апроксимації.

Подальша робота над розробкою дозволить заснувати в Україні виробництво високоточних ПВКТ для забезпечення потреб вітчизняних виробників нової техніки.

Література

1. http://www.sherbornesensors.com/uploads/files/Files/DSIC_10_151.pdf
2. http://jewellinstruments.com/wp-content/uploads/2015/04/DXI-100_200-Digital-Inclinometer_04-13-15_rev6_2.pdf
3. http://www.rion-electronic.com/pdf/inclinometer_aca2000t.pdf
4. http://jewellinstruments.com/Jewell-New/wp-content/uploads/2017/08/JDI-MT14-05.pdf
5. http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/user-guides/UG-367.pdf

УДК 621.008.021.01

ТУМАНОВ О.Ю., ПАВЛІШИН М.М.

ІВС ПАРАМЕТРІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: tumanovalexey8@gmail.com

Актуальність. Електромагнітна сумісність, проблема ЕМС виникає при наявності трьох складових:

- по-перше, має бути джерело завад (шумів);
- по-друге, повинна бути схема-приймач, чутлива до шумів (завад);
- по-третє, необхідна наявність каналу зв'язку для передачі завад від джерела до приймача.

При аналізі проблеми завад перш за все слід визначити: що є джерелом завад, що служить їх приймачем і яким чином джерело та приймач пов'язані один з одним. Звідси випливає, що можливі три способи усунення проходження завад:

- придушення шумів в джерелі;
- створення приймача, нечутливого до завад;
- мінімізація передачі завад через канал зв'язку.

Для того, щоб визначити як само впливає електромагнітне поле одного об’єкта на інший, можна виміряти значення напруженості електромагнітного поля.

Також, слід зазначити, що система може вимірювати магнітне поле землі та його незначні зміни із-за впливу магнітних бурь, і має змогу проінформувати користувача, на якого негативно впливають магнітні бурі, про цю подію задля завчасного прийому мед. Препаратів.

Методи вимірювання напруженості за допомогою датчиків. Основні методи:

- використовують ефект Віганда;
- магніторезистивні;
- індукційні;
- працюючі на ефекті Холла.

Узагальнена структура ІВС та алгоритм її функціонування. На рисунку 1 зображена структурна схема системи вимірювання параметрів магнітного поля.

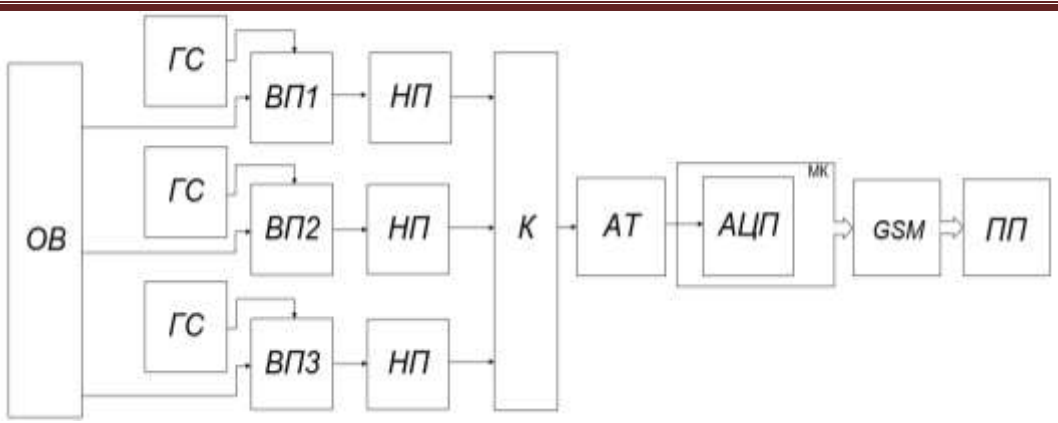


Рис. 1. Структурна схема ІВС

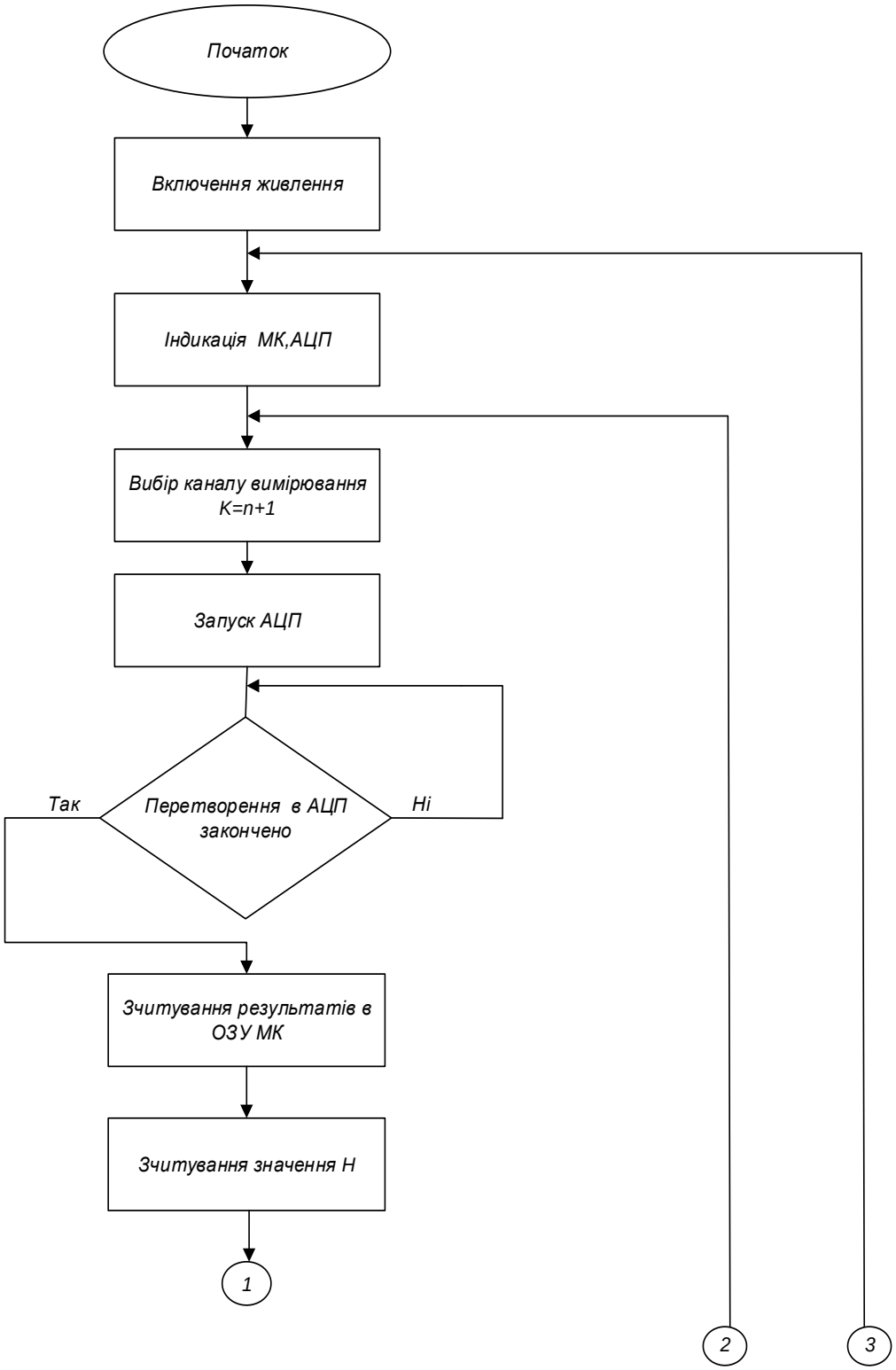
Важливе значення має вибір первинних вимірювальних перетворювачів. У нашій системі використовується датчики магнітного поля на Ефекті Холла, так як цей метод найбільш ефективний і точний . У таблиці 1 наведені аналогічні датчики на ефекті Холла фірми Honeywell.

Таблиця 1

Аналогічні датчики на ефекті Холла фірми Honeywell.

Серія датчика / Характер.		SS49E	SS49A1	SS94A2
Напруга живлення(V)		3 - 6.5	4.5 – 10.5	6.6 - 12.6
Чутливість датчика(mV/G)		1.4	3	5
Ток живлення(mA)		6 – 10	7 – 9	13 – 30
Дрейф нуля(%/°C)		±0.1	±0.04	±0.2
Дрейф чутливості	≥25°C	-0.15 – 0.05	-0.02 – 0.06	±0.2
	<25°C	-0.04 – 0.2	0 – 0.06	±0.2
Лінійність (% від діапазона)		-0.7	-1.5	-1.5
Ціна(руб)		120	260	700

Було обрано вимірювальний перетворювач Холла SS49E, через його економічність та досить пристойні параметри. На рисунку 2 зображений алгоритм функціонування ІВС.


Початок
Включення живлення
Індикація МК,АЦП
Вибір каналу вимірювання
K=n+1
Запуск АЦП
Так
Перетворення в АЦП
закончено
Ні
Зчитування результатів в
ОЗУ МК
Зчитування значення Н
1
2
3

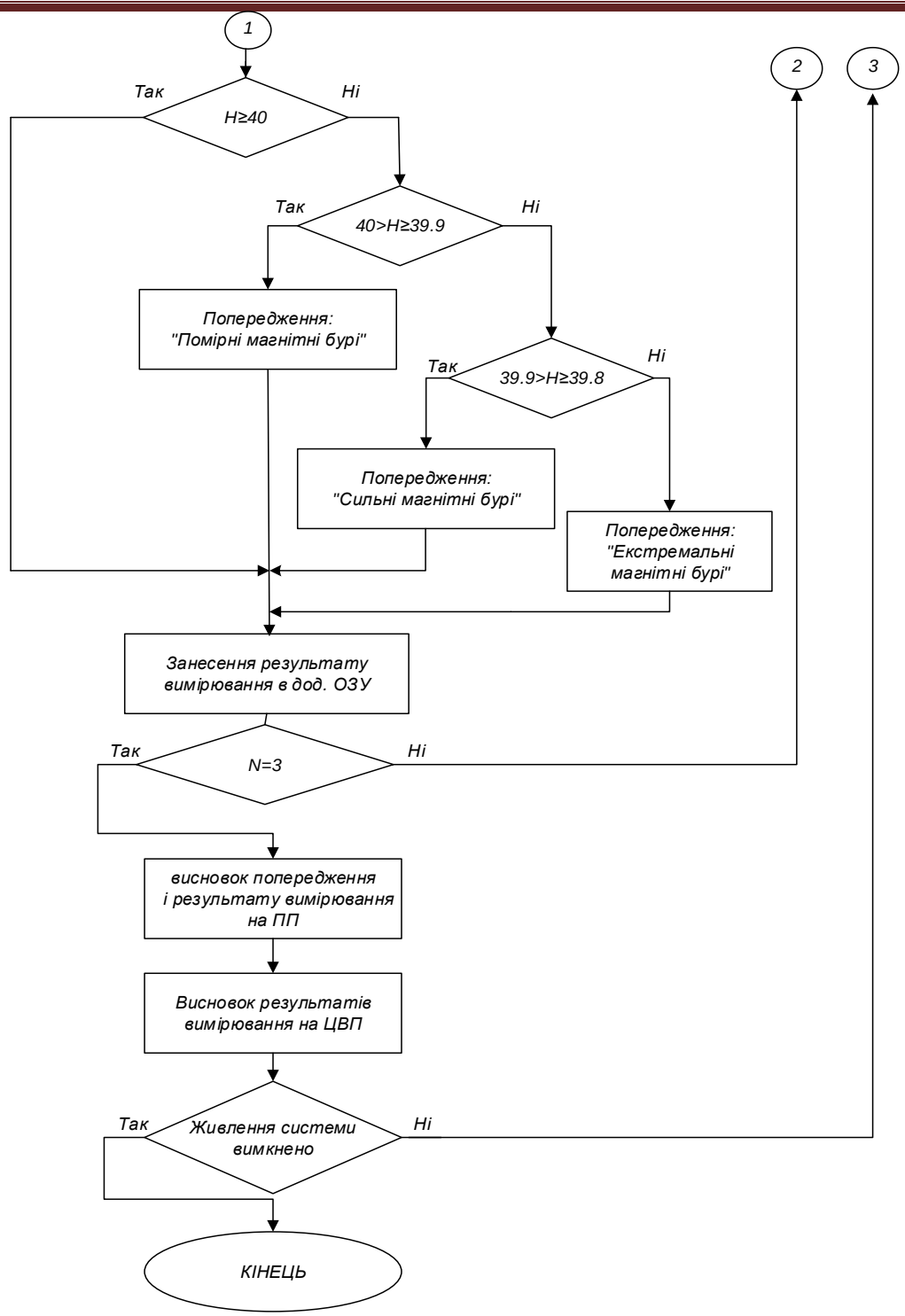


Рис. 2. Алгоритм роботи ІВС

Висновки. Проектована ІВС може бути використана як в промислових так і в науково-дослідницьких цілях на різноманітних об’єктах, таких як: лабораторії, заводи, науково – дослідні центри, навколишнє середовище.

Література

1. *Хоровець і Хілл. «Мистецтво схемтоехніки». Видавництво "Світ". Москва. 1976 р.*

УДК 681.5004

ХОМІЦЬКИЙ Б.І.

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ДАТЧИКІВ ТИСКУ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна

Вступ. У зв'язку з великим застосуванням датчиків тиску в найрізноманітніших сфера людської діяльності, постає питання в тому, як зробити так, щоб підвищити працездатність приладів вимірювання тиску. Актуальність даної статті полягає у тому, щоб показати деякі методи підвищення точності, які є найбільш актуальними для цього.

Викладення основного матеріалу. На сьогодні у високотехнологічних галузях промисловості та техніки, насамперед, аерокосмічна промисловість, автомобілебудування, спеціальна техніка та випробувальні комплекси, наукові дослідження практика вимірювання тиску показує, що його швидкоплинність та нестаціонарний характер є визначальною особливістю. Нестаціонарність вимірюваного тиску проявляється у тому, що він може мати, як різко змінний (ударний) характер з періодичною (десятки кГц), або неперіодичною повторюваністю, так і бути неперервним – з постійною частотою (гармонічний чи майже гармонічний) або зі змінною частотою, а також може мати статичні ділянки. Виходячи з особливостей вимірювальних середовищ, показано, що вимірювання нестаціонарного тиску, як обернена задача, з математичного погляду є чітко вираженою некоректно поставленою проблемою. На цей час відомі фундаментальні роботи щодо методів розв'язування некоректно поставленої задачі, також є ряд праць присвячених тим чи іншим частковим аспектам цієї проблеми. Найефективніший серед відомих є метод регуляризації Тихонова [1], особливістю якого є те, що для оптимального вибору параметра регуляризації необхідно мати якомога більше інформації щодо похибки результатів вимірювання, що при вимірюваннях у реальному масштабі часу забезпечити практично неможливо. Крім цього, теоретичні особливості регуляризації Тихонова вимагають розв'язувати складне інтегродиференціальне рівняння, що може вимагати доволі тривалих обчислювальних циклів і процедур, що також неприйнятне при вимірюваннях у реальному масштабі часу. Отже, найважливішими ознаками відомих методів розв'язування оберненої задачі є потреба апріорної інформації щодо параметрів вимірюваного процесу або ж необхідність здійснення тривалих обчислювальних процедур. Ці ознаки обмежують, а часто унеможливлюють застосування відомих методів для вимірювання нестаціонарного тиску у швидкодіючих системах автоматики. Загалом, неефективність застосування відомих методів вимірювання виникла саме через намагання вирішити обернену задачу, як виключно математичну проблему – без врахування особливостей як самої вимірюваної величини, так і сенсорів, які застосовуються при цьому. Крім цього, при вимірюванні змінного тиску широко застосовується практика використання сенсорів з якомога вищою власною частотою. Показана суттєва обмеженість такого способу для вимірювання тиску

довільної нестаціонарності у реальному часі. Проаналізувавши всі характеристики та конструкційні особливості найкращих на сьогодні типів тензорезистивних сенсорів тиску [2] та виявлено як основні тенденції їхньої побудови, так і їх функціональні можливості. Так, для екстремальних умов – у системах контролю параметрів енергетичних установок, авіа-космічній техніці, випробувальних комплексах найперспективнішими є сенсори на основі напівпровідникових тонких плівок, утворених на металевих пружних елементах за спеціальною технологією, так звані металоплівкові тензорезистивні сенсори. Також хотілося б звернути увагу на деякі методи підвищення точності терморезистивних датчиків, а саме: метод контролювання термодеформації; метод температурної перехідної характеристики та метод парних мембран. Базовий принцип методу контролювання термодеформації полягає в тому, що досягнувши рівномірності температури вздовж радіуса мембрани, двовимірне температурне поле у ній стає одновимірним. Тому можна вимірювати температуру на контактній і внутрішній поверхнях мембрани, адже вона буде розподілена рівномірно. Базовий принцип методу температурної перехідної характеристики полягає в тому, що пружні елементи працюють як певного роду термоперетворювачі. Тобто, вплив температури перетворюються в їхні термодеформації і термонапруження, а тому породжується вихідний сигнал і сенсор тиску загалом розглядається як термоперетворювач. Саме ця ідея покладена в основу методу температурної імпульсної перехідної характеристики. Базовий принцип методу парних мембран полягає в тому, що дві мембрани з різними коефіцієнтами лінійного теплового розширення, але ідентичними іншими фізико-конструкційними параметрами, при дії температури зазнають різних термонапружень. Тому при вимірювання тиску такі мембрани (парні мембрани) матимуть різні прогини і саме за цією різницею можна здійснити відповідне коригування вихідного сигналу, чим усунути вплив температури на результат вимірювання.

Висновки. В статті відображено розвиток теоретичних засад нового розв’язання науково-прикладної проблеми – підвищення точності вимірювання змінного тиску при дії нестаціонарної температури, що одержане завдяки розробленим методам вимірювання та відповідним тензорезистивним сенсорам. Проаналізовано існуючий стан проблеми вимірювання нестаціонарного тиску в сучасних швидкодіючих системах керування і, зокрема, особливості вимірювання тиску при нестаціонарних термовпливах. Проаналізовано характеристики та особливості існуючих тензорезистивних сенсорів тиску, а також теоретичні засади їхньої побудови, що дало можливість виділити клас базових задач для вирішення проблеми підвищення точності вимірювання змінного тиску при дії нестаціонарної температури.

Література

1. *Тихан М. О. Оцінка похибки тензометричного датчика динамічного тиску /М.О. Тихан // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Оптимізація виробничих процесів і технічний контроль в машинобудуванні і приладобудуванні. -Львів: Вид-во Національного університету "Львівська політехніка".–1995. -№ 290. -С.91-96.*

2. *Тихан М. Обґрунтування параметрів системи пружних елементів для тензорезистивних перетворювачів динамічного тиску /М.О. Тихан //-Машинознавство. Львів. -2006. -№8. -С. 36-40.*

УДК 621.31

ШЕВЧЕНКО О.С.

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ КЛЮЧІВ – ТРАНЗИСТОРІВ НА ГАРМОНІЧНУ СКЛАДОВУ СИГНАЛУ НА БАЗІ ВИСОКОВОЛЬТНОГО ЦАП

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна, e-mail: allexandt@gmail.com

Вступ. Стаття присвячена дослідженню та аналізу спектру для підвищення точності вимірювання гармонічних складових сигналів мережі.

Мета. Створення комп’ютерної моделі, яка дасть змогу підвищити якість електричної енергії та усунути вищі гармонічні складові на виходах підсилюючих каналів. Ключові слова: якість електричної енергії, підсилюючі канали, гармонічних складових сигналів мережі.

Постанова проблеми. У сучасній техніці існує великий клас відповідальних споживачів, що потребують безперебійного постачання високоякісним одно- або трифазним напругою 50 Гц / 220 (380) В, це такі споживачі як обчислювальні й інформаційні системи, медичне обладнання, прецизійне вимірювальне обладнання, охоронні системи, системи зв'язку. Одним з найважливіших параметрів якості електроенергії є коефіцієнти вищих гармонічних складових складних сигналів, струмів і напруг мережі. Чутливими до вищих гармонік є конденсаторні батареї, електродвигуни, побутова та обчислювальна техніка, вимірювальні прилади і ін. Побічні ефекти, від вищих гармонік мережі, сягають сотень мільйонів доларів в рік. Для запобігання значних аварій необхідно вести суцільний контроль рівнів і кутів зсуву фаз гармонік мережі та використання їх для своєчасного регулювання їх рівнів в мережі за допомогою нормуючих установок. Тому дослідження вищих гармонік електричної мережі з метою управління нормуючими установками і оцінки їх відповідності є надзвичайно актуальним питанням. Стан дослідження: в різні роки значний внесок в рішення проблем, пов’язаних з якістю електричної енергії внесли такі вчені як Шидловський А.К., Кириленко О.В., Тесик Ю.Ф., Праховник А.В., Бурбело М.Й., Саєнко Ю.Л., Гриб О.Г. Серед параметрів електроенергії, які характеризують її якість, значну роль відіграють вищі гармонічні складові напруг і струмів мережі. Все зводилось до відтвореня півхвиль синусоїдальної напруги за допомогою діодної схеми комутації постійних напруг, рівні яких підбирались пропорційно рівням синусоїди, відповідно до моменту їх включення. Нажаль залишались невирішенними деякі аспекти: високий опір діодів не дозволяв сформувати сигнал з розширеним діапазоном в сторону низьких напруг [2]. Подальші дослідження показали, що істотне зниження рівня комутованої напруги можна досягти шляхом заміни діодів на ключі-транзистори з відповідною зміною схеми комутації. Результатом цього є ідея створення високовольтного ЦАП. Принцип роботи схеми полягає в тому, що вихідна напруга формується безпосередньо шляхом подачі кодів на його входи. (рис.1)

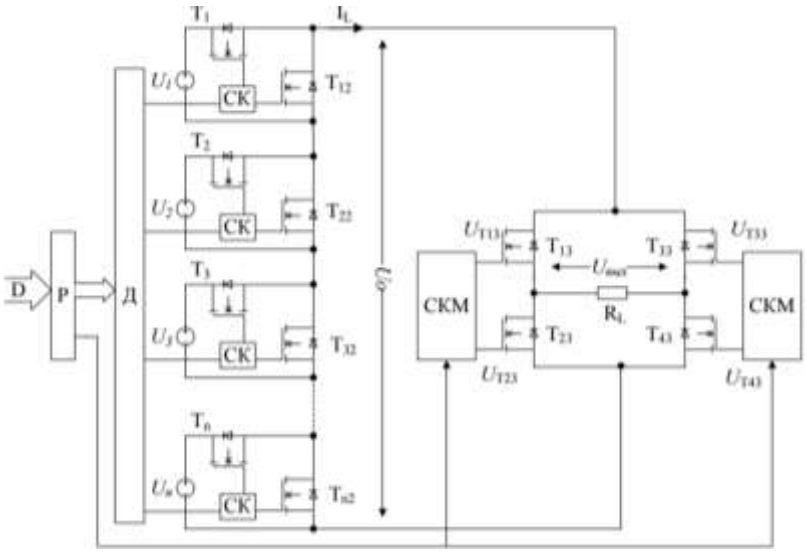


Рис. 1. Високовольтний ЦАП

Основу високовольтного перетворювача складає N джерел стабільної напруги.

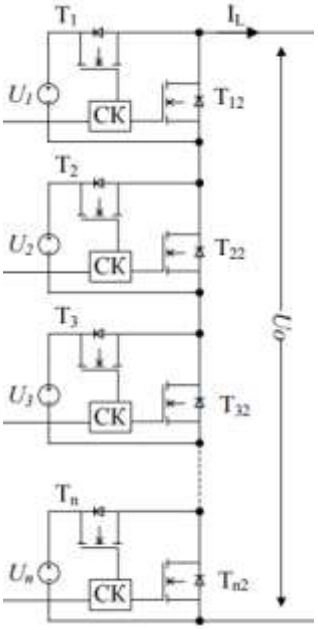


Рис. 2. Частина схеми з ключами транзисторами

Значення амплітуд кожного джерела залежать від бінарної логіки. Кожне джерело має амплітуду напруги Un в 2 рази більше амплітуди попереднього. Напруга кожного джерела стабільне і може бути миттєво підключено в загальний ланцюг для генерації сигналу[1]. Ключі T12 - Tn2 потрібні для протікання струму навантаження, коли джерела не беруть участь у формуванні напруги. У момент закриття транзисторів T1 - Tn транзистори T12 - Tn2 відкриваються. Завдяки застосуванню транзисторних ключів T12 - Tn2 замість діодів, досягається підвищеня точності відтворення вихідної напруги. Напруга U0, позитивна хвиля синусоїди, надходить на однофазний транзисторний міст T12 - Tn2 (рис. 3).

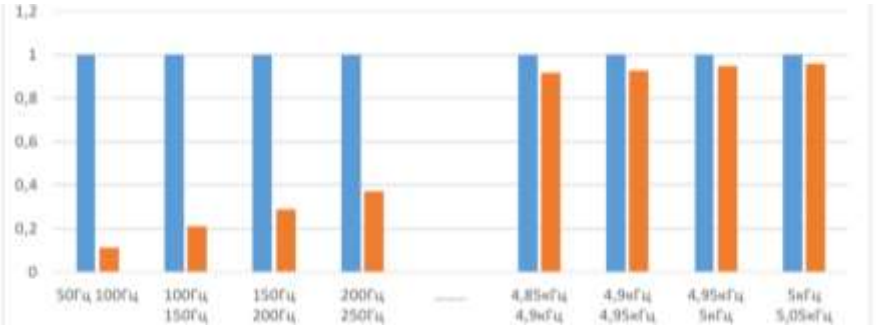


Рис. 3. Аналіз амплітуд гармоніки сусідніх каналів, які проникають у досліджуваний канал

Для повної картини на (рис.4) наведено амплітудні-частотні характеристики n каналів, отриманих за допомогою створеної комп'ютерної моделі, де відображено вплив гармоніки сусіднього каналу на похибку перетворення гармоніки. З отриманих результатів дослідження видно, що зі збільшенням частоти налаштування фільтру істотно збільшується вплив гармоніки сусіднього каналу на похибку вимірювання гармоніки досліджуваного каналу. Для зменшення впливу сусідніх гармонік на точність перетворення і-го каналу пропонується схема , яка дозволить компенсувати неінформативний параметр [3].

Висновки. Створено комп’ютерну модель високовольтного ЦАП, яка дозволила аналізувати роботу різної кількості ключів-транзисторів. Отримані результати дослідження показали, що використання ключів транзисторів дозволяє підвищити точність відтворення вихідної напруги. Запропоновано структурну схему, яка суттєво знижує вплив гармоніки сусідніх каналів на похибку вимірювання гармоніки досліджуваних каналів. Цифровий код, який несе інформацію, керує безпосередньо високовольтними транзисторами, що дозволяє уникнути додаткових витрат на підсилювач потужності, впливу перешкод і нелінійних спотворень. Досягається висока стабільність амплітуд і фазових зрушень відтворених сигналів. Для використання пристрою в роботі з метрологічним обладнанням необхідно використовувати 11 ключів транзисторів, що дозволять уникнути вищім гармонічним складовим на виходах підсилюючих каналів.

Література

1. *Баталов А.Г., Гриб О.Г., Довгалюк О.М., Сендерович Г.А., Калюжный Д.Н., Васильченко В.И., Громадский Ю.С., Манов И.А., Рожков П.П., Бородин Д.В. Качество электрической энергии в системах электроснабжения. – Харьков: ХНАГХ, 2006. – 272 с.*
2. *Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебн. [для вузов: Гороновский И.С. Изд. 3-е перераб. и доп.]. – М:. Сов. радио, 1977. – 608 с.*
3. *Тесик Ю.Ф. Структурные методы повышение точности определение параметров высших гармоник сети / Ю.Ф. Тесик // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. Електротехніка: зб. наук. пр. – 2009. – С. 98–104.*
4. *Праховник А.В. Автоматизовані системи обліку та якості електричної енергії в оптовому ринку/ Праховник А.В., Жаркін А.Ф., Тесик Ю.Ф., Новський В.О., Гриб О.Г., Калінчик В.П., Карасінський О.Л., Довгалюк О.М., Лазуренко О.П., Ходаківський А. М., Васильченко В. І., Светелік О. Д. // Під ред.. Гриба О.Г. – Харьков: ПП «Ранок-НТ», 2012. – 516 с.*

УДК 004; 681.518

ШЕЙНИЧ С.І., ШАНТИР С.В.

ВИМІРЮВАЧ ЧАСТОТИ СИСТЕМИ INTERNET-КАЛІБРОВКИ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: serg15099761@gmail.com shantyr.sv@gmail.com

Постановка задачі. Напрямок Internet-метрологія охоплює використання технологій Internet/Ethernet, а також інших телекомунікаційних систем, для ефективного вирішення задач в галузі метрології. На теперішній час до таких задач відносять: дистанційне керування та моніторинг вимірювань засобами вимірювальної техніки; калібровка (повірка) з використанням мережі Internet – простежуванні вимірювання, які проводяться в місці штатного знаходження засобів вимірювання, але керуються дистанційно з вимірювальної лабораторії при проведенні калібровки (повірки) за допомогою калібрувальних приладів; доступ до історії вимірювань та проведення періодичних калібровок (повірок), а також інших пов'язаних даних; доступ до бібліотек метрологічних тестів програмного забезпечення та алгоритмів калібровки (повірки), вимірювань та інші [1,2].

Всі ці задачі стали предметом підвищеного інтересу в останні роки. Особлива увага приділяється реалізації дистанційно керованим системам калібровки з використанням мереж та телекомунікацій. Такі системи дають можливість оперативного контролю метрологічних характеристик засобів вимірювальної техніки на місці експлуатації та мають такі переваги перед традиційними методами калібровки, як зменшення часу проведення калібровки та вартості, вирішення проблем пов'язаних з виводом/вводом до експлуатації та транспортуванням. Але при всіх досягненнях та перевагах в галузі Internet-калібровки, залишаються не вирішеними питання в аспектах технології апаратних засобів, безпеки та права.

Мета. Створення та дослідження вимірювача частоти систем Internet-калібровки.

Викладення основного матеріалу. В роботах [1, 2] наведено Internet-систему калібровки (рис. 1), основною метою якої є контроль засобів вимірювальної техніки з віддаленим доступом, які використовуються в процесі калібровки в умовах, визначених міжнародним стандартом ISO / IEC 17025: 2005 [3].

В результаті аналізу системи Internet-калібровки засобів вимірювальної техніки часу та частоти сформульовано основні загальні вимоги до модуля вимірювача частоти:

– вимірювання частоти, періоду, фази і робочого циклу з межах, що задає користувач;

– статистична обробка результатів вимірювань та виконання арифметичних операцій з отриманими даними;

– наявність інтерфейсів GPIB/USB для підключення приладу до робочої станції (персонального комп'ютера);

– виконання реєстрації, аналізу і архівування результатів вимірювань;

– графічний WIMP-інтерфейс користувача з можливістю керування процесом вимірювань і відображення результатів вимірювань та результатів їх аналізу.

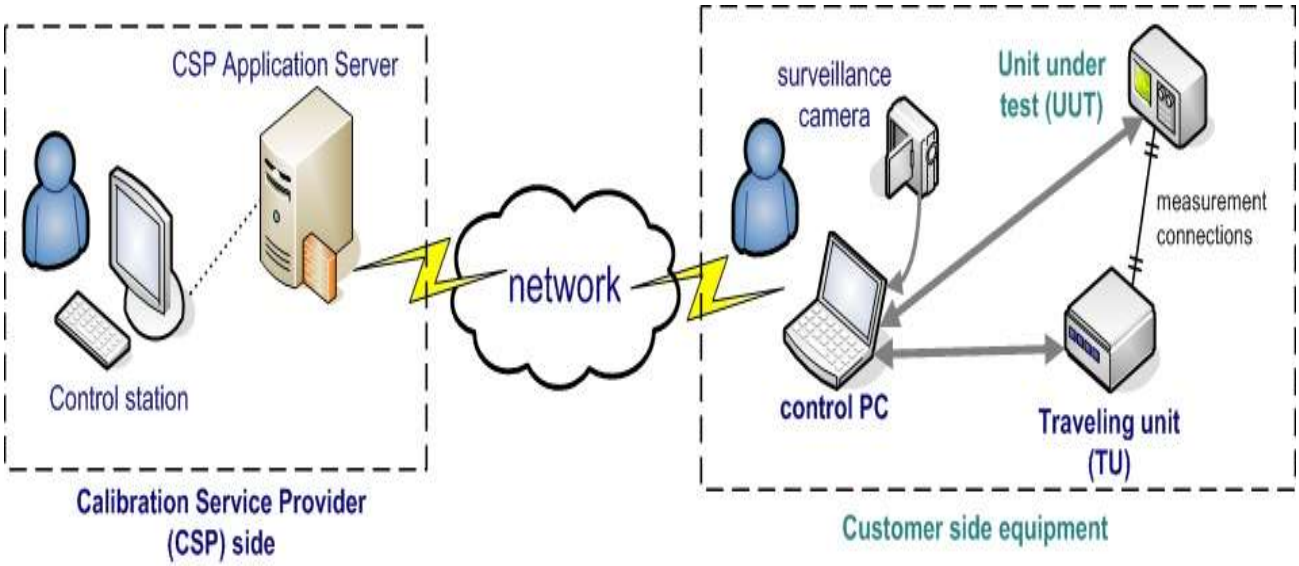


Рис. 1. Архітектура Internet-системи калібровки

В аспекті технічних параметрів та характеристик вимірювач частоти повинен мати:

– два канали вимірювання, які забезпечують вимірювання в частотному діапазоні від 0,01 Hz до 1 MHz з часом усереднення 10^{-3} s, 10^{-2} s, 10^{-2} s, 1 s, 10 s, 100 s;

– чутливість по входу 10 mV (RMS);

– діапазон напруги по входу до 12 V (RMS);

– вимірювальні входи з імпедансом 1 MΩ/50 pF;

– опорний сигнал 1 MHz (напругою 1 V_{RMS}, 50 Ω та напругою 5 V_{RMS}, 1 kΩ);

– розмір внутрішньої пам'яті до 4096 вибіркових значень;

– інтерфейс USB версія 3.0.

Режими роботи вимірювача частоти: запуск, зупинка, керування запуском/зупинкою вимірювань; блокування всіх функцій вимірювання; графічне відображення інформації на LED/LCD дисплеї; підтримка інтерфейсів GPIB, USB, Ethernet; аналіз даних - статистичні обчислення (максимум, мінімум, середнє значення, стандартна девіація), згладжування, масштабування, курсорні вимірювання, побудова гістограми розподілу.

Відповідно до визначених вимог запропоновано та розроблено структурну схему вимірювача частоти системи Internet-калібровки (рис. 2), яка використовує технології Intel Edison.

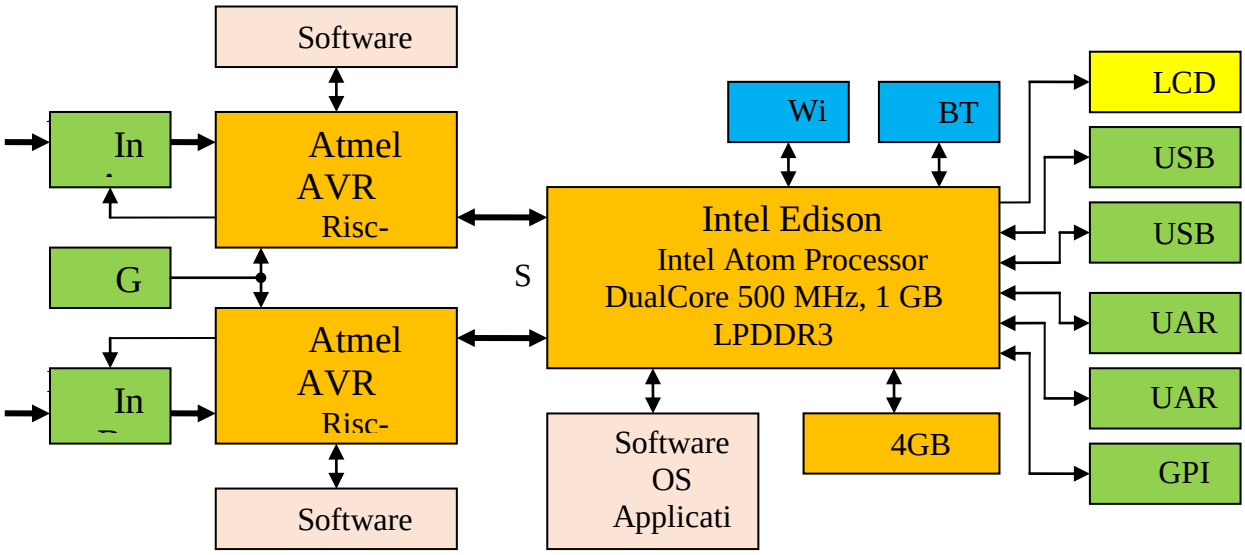


Рис. 2. Структурна схема мікропроцесорного вимірювача частоти

Ядро вимірювача частоти побудовано на процесорі Intel Atom Processor DualCore 500 MHz за технологією Intel Edison [4], що забезпечує вимоги до комунікацій, функцій обробки, реєстрації, аналізу і архівування результатів вимірювань, графічного WIMP-інтерфейсу користувача. Вимірювальні процедури реалізовані на RISC-процесорах Atmel AVR 20 MHz. Комунікації між ядром вимірювача частоти та вимірювальними каналами реалізовані через послідовний інтерфейс SPI.

Висновки. В роботі виконано аналіз побудови систем Internet-калібровки засобів вимірювальної техніки та висунуто загальні вимоги до вимірювача частоти. Запропоновано структурну схему вимірювача частоти для системи Internet-калібровки засобів вимірювальної техніки на основі технології Intel Edison. Виконано моделювання та досліджено алгоритм процедури вимірювання частоти на RISC-процесорах Atmel AVR.

Література

1. *Jurčević M.Generic system for remote testing and calibration of measuring instruments: Security architecture / M. Jurčević, H. Hegeduš, M. Golub// Measurement science review. – 2010. – Vol. 10, No. 2. – P. 50–55.*
2. *Jurčević M.. Generic Environment for internet-enabled calibration services/ M. Jurčević, H. Hegeduš, R. Malarić, H. Zeba/ http://citeseerx.ist.psu.edu*
3. *ISO/IEC 17025 General requirements for the competence of testing and calibration laboratories. http://www.iso.org*
4. *Intel Edison Compute Module: Hardware Guide/ Revision 005. Intel, June 2016.*

УДК 681.5

ШИНКАРЬОВА А.С.

ТЕХНІЧНІ АСПЕКТИ ОЦІНКИ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ КАНАЛАМИ ВИТОКУ ПЕМВН

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна

Постановка проблеми. Одним з найголовніших напрямків розвитку сучасних технологій є вдосконалення комплексних систем захисту інформації (КСЗІ). На даний час проводять багато досліджень у галузі КСЗІ, які найчастіше враховуючи акустичні канали витоку інформації. Тож, наразі стала потреба у технічному оцінюванні побічних електромагнітних випромінюваннях та наводках (ПЕМВН).

Викладення основного матеріалу. Основні джерела витоку інформації: витік інформації відбувається під час її пересилання з обмеженим доступом в елементах схем, конструкцій, підвідних і з`єднувальних проводах технічних засобів, коли протікають струми інформативних (небезпечних) сигналів. Електромагнітні поля, що виникають при цьому, можуть впливати на випадкові антени. Сигнали, прийняті випадковими антенами, надалі призводять до утворення каналів витоку інформації. Джерелами виникнення електромагнітних полів у технічних засобах приймання, обробки, зберігання та передачі інформації (ТЗПІ) та допоміжних технічних засобах та системах (ДТЗС) можуть бути неекрановані проводи, розімкнуті контури, елементи контрольно-вимірювальних приладів, контрольні гнізда на підсилювальних блоках і пультах, неекрановані кінцеві пристрої, підсилювачі потужності та лінійні підсилювачі, трансформатори, дроселі, з`єднувальні проводи з великими струмами, роз`єми, гребінки, гучномовці, кабельні лінії. [1]. Ці джерела витоку інформації сприяють несанкціонованому прослуховуванню розмов, що ведуться за допомогою телефонів (стільникових, радіорелейних, радіотелефонів) та супутникових ліній зв’язку. Основні об’єкти захисту інформації: інформація з обмеженим доступом (ІзОД), тобто інформаційні ресурси, зокрема, ті, що містять відомості, які належать до таємної, або до конфіденційної інформації; ТЗПІ, а саме: системи та засоби інформатизації (обчислювальна техніка, інформаційно-обчислювальні комплекси, мережі та системи); програмні засоби (операційні системи, системи керування базами даних та інше загально системне і прикладне програмне забезпечення); автоматизовані системи керування; системи зв'язку; технічні засоби отримання, передання та обробки ІзОД (звукозапис, звукопідсилення, звукосупроводження, переговорні та телевізійні пристрої; засоби тиражування і виготовлення документів та інші технічні засоби обробки графічної, алфавітно-цифрової та текстової інформації), їх інформативні фізичні поля; ДТЗС, тобто технічні засоби і системи, які не належать до ТЗПІ, але розташовані в приміщеннях, де оброблюється ІзОД; до них відносять технічні засоби відкритого телефонного або гучномовного зв'язку, системи пожежної та охоронної сигналізації, система енергопостачання, радіотрансляційна мережа, система часофікації, енергопобутові прилади, і самі приміщення, де циркулює ІзОД. [2]. Технічні засоби оцінки захисту інформації:

головним критерієм надійності системи технічного захисту інформаціє є відповідність співвідношення сигнал/завада до нормуючого коефіцієнта Q. Відповідно до НД системи технічного захисту інформації затвердженого наказом Департаменту спеціальних телекомунікаційних систем та захисту інформації Служби безпеки України від 04 грудня 2000 року №53 (НД ТЗІ 1.4-001-2000) при оцінці ризиків ТЗІ повинні бути отримані оцінки гранично припустимого й існуючого (реального) ризику здійснення кожної загрози впродовж певного проміжку часу, тобто ймовірності її здійснення впродовж цього інтервалу. Для оцінки ймовірності реалізації загрози рекомендується вводити декілька дискретних ступенів (градацій). Оцінку слід робити за припущення, що кожна подія має найгірший, з точки зору власника інформації, що потребує захисту, закон розподілу, а також за умови відсутності заходів захисту інформації. На практиці для більшості загроз неможливо одержати достатньо об'єктивні дані про ймовірність їхньої реалізації і доводиться обмежуватися якісними оцінками. У цьому випадку значення ймовірності реалізації загрози визначається в кожному конкретному випадку експертним методом або емпіричним шляхом, на підставі досвіду експлуатації подібних систем, шляхом реєстрації певних подій і визначення частоти їхнього повторення тощо. Оцінка може мати числове або смислове значення (наприклад, ймовірність реалізації загрози – незначна, низька, висока, неприпустимо висока). [3]. У будь-якому випадку існуючий ризик не повинен перевищувати гранично допустимий для кожної загрози. Перевищення свідчить про необхідність впровадження додаткових заходів захисту. Мають бути розроблені рекомендації щодо зниження ймовірності виникнення або реалізації загроз та величини ризиків. На сьогодні, сучасний аналіз технічного захисту інформації і побудови комплексних систем захисту інформації базуються на певних методах аналізу та управлінні ризиками. Для підвищення контролю технічного захисту інформації можна використовувати структурно-алгоритмічний метод (адитивна корекція вставок) та оцінювати його ефективність, для кожного вимірювального каналу, без додаткових вимірювань.

Висновки. Бурхливий розвиток сучасних інформаційних технологій сприяє виникненню більшої кількості каналів витоку інформації. Це призводить до потреби розробки нових методів оцінки захисту даних. Що з кожним днем стає більш актуальним та складним завданням. Головною метою дослідження технічних аспектів оцінки захисту інформації є аналіз здійснення контролю та методів його підвищення, які застосовуються у сфері КСЗІ.

Література

1. *ДСТСЗІ Наказ від 09.06.1995 р. № 25 «Про введення в дію нормативного документу "Тимчасові рекомендації з технічного захисту інформації у засобах обчислювальної техніки,автоматизованих системах і мережах від витоку каналами побічних електромагнітних випромінювань і наводок. (ТР ЕОТ-95)"*
2. *Лаврентьев А. В. Организация в офисах защиты информации от утечки по техническим каналам. – Безопасность информации. – 1996. - № 3. – С. 62 – 66*
3. *Нормативний документ систем технічного захисту інформації «Типове полеження про службу захисту інформації в автоматизованій системі» затверджено наказом Департаменту спеціальних телекомунікаційних систем та захисту інформації Служби безпеки України від 04 грудня 2000 року №52.*

УДК 681.5

ШИНКАРЬОВА А.С.

МЕТРОЛОГІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧНЕННЯ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ В УКРАЇНІ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", Київ, Україна

Постановка проблеми. Технології, які забезпечують технічний захист інформації розвиваються дуже швидко та потребують метрологічне забезпечення, яке буде підвищувати контроль у сфері комплексних систем захисту інформації (КСЗІ). Наразі в українському законодавстві відсутнє визначення «метрологічне забезпечення». Воно поєднує у собі багато різних аспектів, проте не має чіткого формулювання.

Викладення основного матеріалу. Метрологічна служба Адміністрації Спецдержзв'язку відповідає за метрологічне забезпечення у сфері захисту інформації в Україні. Відповідно до положення про метрологічну службу. Адміністрації Державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України затвердженого наказом Адміністрації Державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України від 17 березня 2016 року №214 її функціями є: забезпечення єдності вимірювань у сферах діяльності Адміністрації Держспецзв'язку; здійснення аналізу стану забезпечення єдності вимірювань у сферах діяльності Адміністрації Держспецзв'язку; організація, проведення аналізу інформації стосовно міжлабораторних порівнянь результатів вимірювань на підприємствах Держспецзв'язку; забезпечення ефективної взаємодії з іншими суб'єктами національної метрологічної служби щодо забезпечення єдності вимірювань; здійснення аналізу матеріалів, наданих МС підприємств Держспецзв'язку або особами, відповідальними за забезпечення єдності вимірювань, щодо наявності, використання та потреби в методиках вимірювань та засобах вимірювальної техніки,підготовка пропозицій з упорядкування їх номенклатури; участь у розробленні сучасних методів вимірювань та засобів вимірювальної техніки; підготовка пропозицій щодо проведення робіт з національної стандартизації у сфері метрології та метрологічної діяльності; підготовка пропозицій та проведення науково-дослідних і дослідно-конструкторських робіт з питань забезпечення єдності вимірювань у сферах діяльності Адміністрації Держспецзв'язку; організація та проведення робіт з перевірки, перегляду та скасування галузевих нормативних документів з метрології та метрологічної діяльності; організація та проведення заходів спрямованих на забезпечення єдності вимірювань на підприємствах Держспецзв'язку; організація нарад, семінарів, конференцій, виставок з питань забезпечення єдності вимірювань, інших заходів з обміну досвідом у сфері метрології та метрологічної діяльності; облік підприємств Держспецзв'язку, що виконують вимірювання у сфері законодавчо регульованої метрології, а також повірочних лабораторій уповноважених на проведення повірки, та калібрувальних лабораторій; підтримка в контрольному стані нормативних документів щодо

забезпечення єдності вимірювань у сферах діяльності Адміністрації Держспецзв'язку з метою інформаційного забезпечення; організація робіт з підвищення кваліфікації метрологів та фахівців, що працюють у відповідних метрологічних службах. [1]. Метрологічне забезпечення має забезпечувати єдність вимірювань. Під нею розуміють характеристику якості вимірювань, у якій результати виражаються в узаконених одиницях, а похибки є відомими з певною ймовірністю та не виходять за встановлені межі. На державному рівні діяльність по забезпеченню єдності вимірювань регламентується стандартами Державної системи забезпечення єдності вимірювань або нормативними документами органів метрологічної служби. [2]. Прилади, які забезпечують технічний захист інформації (ТЗІ) та визначають придатність об'єкту до використання мають проходити: державні метрологічні випробування, метрологічну атестацію, повітку та калібрування. Відповідно до чинного законодавства України існує 37 повірочних схем, які можна застосовувати у сфері ТЗІ. Усі вони відповідають Державним стандартам України. Проте з 11 розділів фізики, які зазначені у ДСТУ 3651.1-97 у трьох (фізика твердого тіла, ядерні реакції та йонізувальні вимірювання та акустика) немає жодної затвердженої законодавством повірочної схеми. Також, у розділах з електромагнітними та оптичними вимірюваннями їх кількість недостатня, відповідно до сучасних вимог, так як вони є першочерговими, разом з акустичними, у сфері ТЗІ вимірюваннями. [3] Прилади, якими здійснюється перевірка вимог до об'єктів, які застосовуються для якісного технічного захисту мають бути дуже високої чутливості.

Висновки. Метрологічне забезпечення технічного захисту в Україні є дуже важливим напрямком розвитку метрології. Адже прилади мають забезпечувати потреби сучасної сфери КСЗІ та постійно оновлюватись.

Відповідно до класифікації розділів фізики у ДСТУ 3651.1-97 ще три з них не мають жодної затвердженої повірочної схеми, що унеможливлює якісний контроль. У такому випадку у цих сферах можна застосовувати базові методи підвищення контролю. Наприклад, структурно-алоритмічний метод під назвою адитивна корекція вставок, який за відомих граничних значеннях, рівнянні вимірювального каналу та без додаткових вимірювань дає якісну оцінку засобу технічної техніки, який забезпечує технічний захист інформації.

Література

1. *Положення про метрологічну службу Адміністрації Державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України затвердженого наказом Адміністрації Державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України від 17 березня 2016 року №214 (із змінами внесеними наказом Адміністрації Державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України від 18.08.2018 №502) – Режим доступу: http://www.dsszzi.gov.ua/dsszzi/control/uk/publish/article?art_id=247097&cat_id=96105*
2. *Шовкун І.Д. Конспект лекцій з дисципліни «Вступ до техніки вимірювань» для студентів факультету електроніки будь-якої форми навчання / І.Д. Шовкун, О.В. Семенівська. - К.: НТУУ «КПІ», 2012.*
3. *Юзьків, Я. Нормативне та метрологічне забезпечення захисту інформації / Ярослав Юзьків, Євген Козир, Олександр Шевченко // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні : науково-технічний збірник. – 2000. – № 1. – С. 94-99.*

УДК 378.096

ШУБА Б.М., ЗАТОКА С.А.

ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ ПОВІРКИ КАЛІБРАТОРА ЗСУВУ ФАЗ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, e-mail: zavertaluk@ukr.net

Постановка задачі. В програму підготовки бакалаврів спеціальності «Метрологія та інформаційно-вимірювальні технології» входить курс «Випробування і сертифікація засобів вимірювальної техніки». Програма курсу передбачає виконання студентами виконують циклу віртуальних лабораторних робіт, які включають вивчення методів повірки засобів вимірювальної техніки. Повірка засобів вимірювальної техніки є основним елементом забезпечення єдності вимірювань в країні. Розроблення віртуальної роботи з повірки калібратора зсуву фаз є важним елементом при освоєнні студентами методу повірки міри.

Викладення основного матеріалу. Для розроблення імітаційних моделей калібратора зсуву фаз і еталонних засобів вимірювання використана графічна мова програмування «G», яка використовується в LabVIEW 13 і заснована на архітектурі потоків даних. Послідовність виконання операторів визначається не порядком їх слідування (як в імперативних мовах програмування), а наявністю даних на входах цих операторів. Оператори, не пов'язані з даними, виконуються паралельно в довільному порядку. Із цього випливає, що код програмних компонентів в середовищі LabView являє собою блок-схему або діаграму, а не набір операторів наступних один за одним [1]. Компіляція програми проходить «на льоту». Це означає, що в будь-який момент розробки програма готова до запуску. також можливо створення окремого програмного модуля, що запускається без встановленого LabView, але в такому випадку зберігається залежність від LabView Run-Time відповідної версії. Калібратор Ф5224 зсуву фаз – еталонний засіб вимірювальної техніки призначений для формування двох синусоїдальних чи періодичних послідовностей прямокутних імпульсів з регульованою частотою від 0,001 Hz – до 200 kHz, з рівнями від 1 mV до 10 V, фазовим зсувом від 0 до ± 3600. Для повірки калібратора типу Ф5224 розроблено і затверджено методику повірки [1], яка поширюється тільки на цей засіб. Під час повірки калібратору оцінюються наступні метрологічні характеристики:

1. Визначення похибки відтворення напруги вихідного сигналу.
2. Визначення похибки відтворення частоти вихідного сигналу.
3. Визначення похибки відтворення зсуву фаз.

Еталонними засобами вимірювання, які використовуються під час повірки є: вольтметр типу Ф594, частотомір типу Ф5137 і фазометр типу Ф2-16.

На рис 1 приведено загальний вигляд «Робочого столу» – імітаційної моделі схеми повірки.

Рис. 1. Загальний вигляд «Робочого столу»

На рисунку 1 представлені: калібратор зсуву фаз, частотомір і фазометр. Наведено модель аналогового вольтметра. Для підвищення точності відліку його покази показані у цифровому вигляді справа від приладу. В правому верхньому куті показано схему для кожного досліду. Для переходу від одного досліду до іншого є кнопки з відповідними надписами.

На рис.2 наведено блок-діаграму, реалізовану програмним компонентом.

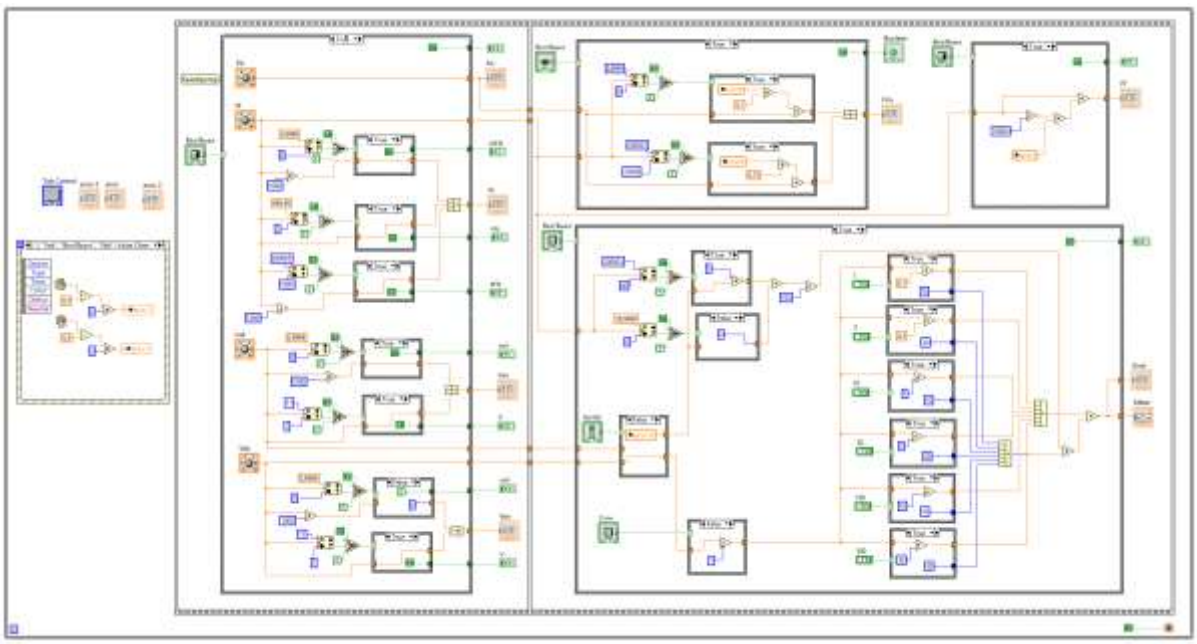


Рис. 2. Блок-діаграма програмного компоненту

Нижче приведені приклади результатів повірки калібратора.

Таблиця 1

Визначення похибки відтворення зсуву фаз

Фазовий зсув… °	Частота напруги, Hz				
	0,001	10	$25\cdot10^3$	$50\cdot10^3$	$200\cdot10^3$
+30	-	30,07	30,14	30,04	29,86
-30	-	-30,09	-29,92	-30,03	-30,09
+60	-	59,97	60,06	60,14	59,89
-60	-	-59,96	-60,14	-60,02	-59,89
+90	90,04	90,05	89,88	89,92	89,93
-90	-89,94	-90,07	-89,9	-89,87	-90,14
+180	-	179,91	180,09	180,07	179,93
-180	-	-179,94	-179,94	-180,05	-180,14
+270	-	270,04	270,1	270,03	269,9
-270	-	-270,08	-269,96	-269,95	-269,96

Таблиця 2

Визначення похибки відтворення напруги вихідного сигналу

Частота напруги, Hz	Вихідна напруга, V	Результати вимірювання, V		Похибка відтворення напруги, %	
		Канал U_A	Канал U_A	Канал U_A	Канал U_B
0,001	9,99	9,73	9,73	2,6	0,1
0,05	9,99	10,23	10,23	2,4	2,4
10	$1\cdot10^{-3}$	0,0009656	0,0009656	3,44	4,09
	$9,99\cdot10^{-3}$	0,009494	0,009494	4,96	5,01
	$99,9\cdot10^{-3}$	0,09863	0,09863	1,27	3,77
	0,999	1,0414	1,0414	4,24	0,45
	9,99	9,96	9,96	0,3	2,22
$1\cdot10^3$	$1\cdot10^{-3}$	0,0009587	0,0009587	4,13	3,07
	$9,99\cdot10^{-3}$	0,010216	0,010216	2,26	0,71
	$99,9\cdot10^{-3}$	0,09872	0,09872	1,18	0,84
	0,999	0,9996	0,9996	0,06	2,18
	9,99	10,223	10,223	2,33	1,24
$2\cdot10^5$	$1\cdot10^{-3}$	0,0009709	0,0009709	2,91	1,46
	$9,99\cdot10^{-3}$	0,009994	0,009994	0,04	0,62
	$99,9\cdot10^{-3}$	0, 10349	0, 10349	3,59	4,21
	0,999	1,0053	1,0053	0,63	0,54
	9,99	9,631	9,631	3,59	2,37

Висновки. Розроблено імітаційні моделі калібратору зсуву фаз і еталонних приладів з необхідними характеристиками. Проведені експериментальні дослідження і отримано необхідні результати. Розроблена робота дозволяє вивчити особливості повірки калібратора зсуву фаз. Виконана робота буде використана в навчальному процесі.

Література

1. *Е.В.Свиридов, Я.И.Листратов, Н.А.Виноградова Разработка прикладного программного обеспечения в среде . Москва,: Издательство МЭИ,2005 – 50 с/.*
2. *МИ 343-83 Методические указания. Калибратор фазового сдвига Ф5224. Методы и средства поверки.*