

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ
ВІННИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНСТИТУТ АВТОМАТИКИ, ЕЛЕКТРОНІКИ ТА КОМП'ЮТЕРНИХ
СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ

MEASUREMENT, CONTROL AND DIAGNOSIS
IN TECHNICAL SYSTEMS

ДРУГА МІЖНАРОДНА НАУКОВА КОНФЕРЕНЦІЯ

«ВИМІРЮВАННЯ, КОНТРОЛЬ ТА ДІАГНОСТИКА
В ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ (ВКДТС -2013)»

Збірник тез доповідей

29-30 жовтня 2013 р.

ВНТУ
ВІННИЦЯ
2013

УДК 621.3.08
ББК 30.607

Друкується за рішенням Вченої ради Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки

Головний редактор: **В.В.Грабко**

Відповідальний за випуск: **Кучерук В.Ю.**

Рецензенти: **Столярчук П.Г.**, доктор технічних наук, професор
Кухарчук В.В., доктор технічних наук, професор

Друга міжнародна наукова конференція «Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах» (ВКДТС -2013), 29-30 жовтня, 2013 р. Збірник тез доповідей. – Вінниця: ПП «ТД«Едельвейс і К», 2013. – 288 с.

ISBN 978-966-2462-35-7

У збірнику опубліковано матеріали конференції, присвяченої проблемам теоретичних основ вимірювань, контролю та технічної діагностики, інформаційно-вимірювальних технологій та метрології.

УДК 621.3.08
ББК 30.607

ISBN 978-966-2462-35-7

© Вінницький національний технічний університет, 2013
© Учбово-науковий центр «Паллада», 2013

Пам'яті Володимира Олександровича Поджаренка



13 листопада 1949 року в м. Вінниці народився визначний український вчений-метролог, організатор і сподвижник української освіти і науки, учитель і наставник багатьох молодих науковців, відданий патріот України, доктор технічних наук, професор **Володимир Олександрович Поджаренко**.

У 1967 році він закінчив Вінницьку середню школу, а у 1972 році – Київський політехнічний інститут за спеціальністю «Радіотехніка», кваліфікація: радіоінженер.

Після закінчення інституту працював на посадах інженера, молодшого наукового співробітника Вінницького філіалу Київського політехнічного інституту, а з 1 вересня 1973 року став асистентом кафедри електровимірювань та промислової електроніки цього філіалу (нині Вінницький національний технічний університет (ВНТУ)), а згодом і професором. Після засновника наукової школи Віктора Тихоновича Малікова став завідувачем кафедри метрології та промислової автоматики.

У 1980 році захистив дисертацію на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук. Вчене звання доцента одержав в 1989 році. В 1995 році захистив докторську дисертацію на тему: "Дослідження та розробка інтелектуальних вимірювальних систем характеристик електромеханічних перетворювачів енергії". В 1998 році йому присвоєно вчене звання професора кафедри метрології та промислової автоматики, а у 1994 році – академіка Української технологічної академії, Подільське регіональне відділення якої він і очолював.

Творчий доробок професора Поджаренка В.О. – понад 200 наукових праць та навчально-методичних робіт, в тому числі 52 винаходи, що захищені авторськими свідоцтвами і патентами, 17 навчальних посібників, п'ять з яких мають гриф Міністерства освіти і науки України, 3 монографії. Співорганізатор декількох та учасник понад 50 Міжнародних наукових і науково-практичних симпозіумів, конференцій, семінарів із проблем метрології, стандартизації, сертифікації та енергозберігаючих технологій.

Був членом двох спеціалізованих вчених рад по захисту докторських дисертацій, редакційних колегій журналів «Вісник ВП», «Вісник національного університету

"Львівська політехніка"» (серія "Метрологія та вимірювальна техніка"), науково-технічної збірки "Автоматизація технологічних процесів та промислова екологія" Сєверодонецького технологічного інституту.

Професор Поджаренко В.О. удостоєний срібної медалі на виставці "East-West European Intellect" у 1998 році, що проходила в м. Софія (Болгарія). Наказом Держкомстандарту України № 265 від 12.10.1999 р. нагороджений нагрудним знаком "За заслуги в стандартизації, метрології, сертифікації та акредитації". Представлений до почесного звання «Заслужений метролог України», яке, нажаль, не встиг отримати.

З 2000 року за його ініціативи вперше було відкрито у Подільському регіоні спеціальність "Метрологія та вимірювальна техніка".

Заснував наукову школу "Інформаційно-вимірювальні системи в енергозберігаючих технологіях". Під його керівництвом захищено 4 докторських та 8 кандидатських дисертацій.

Співпраця із компанією Shneider Electric (Франція) дала змогу практично реалізувати ряд проектів і одержати економічний ефект, зокрема, на підприємствах Вінницької та Хмельницької областей.

Був експертом Державної комісії з акредитації і ліцензування управління акредитації, ліцензування та нострифікації МОНУ технічних спеціальностей ВНЗ України.

Приділяв значну увагу підвищенню свого науково-методичного та кваліфікаційного рівня, зокрема пройшов підвищення кваліфікації на філії фірми FESTO-DIDAKTIC при МФТУ ім. Баумана (Москва).

Володимир Олександрович був не тільки видатним ученим, знаним в Україні та світі фахівцем в галузі метрології та вимірювальної техніки, що багато зробив корисних справ для Вінницького національного технічного університету – своєї рідної Альма-Матер, але й чудовою та доброзичливою людиною, незрадливим товаришем і чуйним батьком і дідусем, мудрим керівником і талановитим наставником молоді, людиною, яку поважали та цінували всі, хто його знав і з ким спілкувався та співпрацював.

МІЖНАРОДНИЙ НАУКОВИЙ КОМІТЕТ:

Голова – В.Грабко, ректор ВНТУ

Заступники голови:

Володарський Є.Т., д.т.н., проф. (Україна, Київ, Академія метрології України)

Igor Piotr Kurytnik, prof., drhab. Inz.(Poland, University of Bielsko-Biala)

Члени:

Kazimierz Nikodem, prof. dr hab. (Poland, University of Bielsko-Biala), Milan Dado, prof. ing. (Slovak Republic, University of Zilina), Tadeusz Skubis, prof., dr hab inz. (Poland, Silesian University of Technology), Valentina Vassilenko, prof. ass. (Portugal, Universidade NOVA de Lisboa), Zygmunt Lech Warsza (Poland, Industrial Research Institute of Automation and Measurements), Большаков В.Б., д.т.н., проф. (Україна, Харків), Кветний Р.Н., д.т.н., проф. (Україна, Вінниця), Кухарчук В.В., д.т.н., проф. (Україна, Вінниця), Мокін Б.І., д.т.н., проф. (Україна, Вінниця), Петрук В.Г., д.т.н., проф. (Україна, Вінниця), Руженцев І.В., д.т.н., проф. (Україна, Харків), Стадник Б.І., д.т.н., проф. (Україна, Львів), Столярчук П.Г., д.т.н., проф. (Україна, Львів), Хакімов О.Ш., д.т.н., проф. (Узбекистан, Ташкент)

INTERNATIONAL SCIENTIFIC ADVISORY BOARD:

General Chair: V. Grabko, chancellor of VNTU

Vice Chairmen:

Volodarskiy Ye.T., prof. (Ukraine, Kiyv, Academy Metrology of Ukraine)

Igor Piotr Kurytnik, prof., drhab. Inz. (Poland, University of Bielsko-Biala)

Members:

Kazimierz Nikodem, prof. dr hab. (Poland, University of Bielsko-Biala), Milan Dado, prof. ing. (Slovak Republic, University of Zilina), Tadeusz Skubis, prof., dr hab inz. (Poland, Silesian University of Technology), Valentina Vassilenko, prof. ass. (Portugal, Universidade NOVA de Lisboa), Zygmunt Lech Warsza (Poland, Industrial Research Institute of Automation and Measurements), Bolshakov V., prof. (Ukraine, Kharkiv), Kvetny R., prof. (Ukraine, Vinnytsia), Kuharchuk V., prof. (Ukraine, Vinnytsia), Mokin B., prof. (Ukraine, Vinnytsia), Petruk V., prof. (Ukraine, Vinnytsia), Ruzhentsev I., prof. (Ukraine, Kharkiv), Stadnik B., prof. (Ukraine, Lviv), Stolyarchuk P., prof. (Ukraine, Lviv), Hakimov O., prof. (Uzbekistan, Tashkent)

НАУКОВА ПРОГРАМА

Метою конференції є висвітлення наукових досягнень провідних вчених України та світу в галузі вимірювання, контролю та діагностики в технічних системах, а також їх застосування на промислових підприємствах України.

Секції конференції

1. Теоретичні основи вимірювань, контролю та технічної діагностики.
2. Первинні вимірювальні перетворювачі. Прилади і методи контролю та діагностики.
3. Метрологічне забезпечення засобів вимірювань, контролю та діагностики.
4. Математичне моделювання процесів в засобах вимірювання, контролю та діагностики. Інформаційно-вимірювальні системи.

SCIENTIFIC PROGRAM

The conference will highlight scientific achievements of leading scientists of Ukraine and the world in the field of measuring, control and diagnostics of technical systems and their application in industrial enterprises of Ukraine.

CONFERENCE SECTIONS

1. Theoretical foundations of measurement, control and technical diagnostics
2. Primary transducers. Devices and methods of and control substances, materials and products.
3. Metrological support of measurement, control and diagnostics
4. Mathematical modeling of processes in the measure, control and diagnostics. Information-measuring systems

ЗМІСТ	
СЕКЦІЯ 1 (SECTION 1)	
Теоретичні основи вимірювань, контролю та технічної діагностики	
Theoretical foundations of measurement, control and technical diagnostics	
<i>Автор та назва доповіді</i>	<i>Стор.</i>
<i>З. Варша, Е. Володарський, Л. Кошева (Poland, PIAP, Україна, Академія метрології України) Робастний аналіз результатів испытаний</i>	15
<i>В. Кухарчук, С. Каців, В. Мадьяров (Україна, ВНТУ) Визначення фонових, електро- та гідродинамічних складових амплітудно-частотно-часового спектру вібросигналу</i>	17
<i>В. Кухарчук, С. Каців, С. Биковський (Україна, ВНТУ) Попередні діагностичні висновки відносно існуючих дефектів 3-го гідроагрегату дністровської ГЕС-2</i>	18
<i>Ю. Куц, І. Купрійчук, С. Шенгур (Україна, Національний авіаційний університет) Дослідження методів апроксимації кругових законів розподілу</i>	19
<i>В. Шевчик, І. Яворський, Р. Юзефович, І. Мацько (Україна, Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка НАН України) Методи статистичного аналізу векторних періодично корельованих випадкових процесів у вібродіагностиці</i>	20
<i>V. Kucheruk, I. Dudatiev (Україна, ВНТУ) Physical nature metrological select of range of infrared waves to optical absorption methods of control flue gas boilers</i>	21
<i>М. Биков, А. Раїмі, К. Конате (Україна, ВНТУ, SENEGAL, Dakar Universite) Метод підвищення ефективності розпізнавання образів в інформаційно-вимірювальних системах</i>	23
<i>М. Кузь, О. Середюк (Україна, Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу) Питання нормативного забезпечення вимірювальних комплексів об'єму газу</i>	24
<i>В. Кучерук, Г. Дунаєва (Україна, ВНТУ) Статистичний аналіз технологічних процесів на базі узагальнених розподілів В. В. Нешитого</i>	26
<i>В. Скальський, Д. Рудаєвський, Р. Ярема (Україна, Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка, Львівський локомотиво-ремонтний завод) Визначення залишкової довговічності елементів металоконструкцій із плоскими тріщинами</i>	27
<i>В. Петрук, С. Кватернюк, А. Лука, Ю. Юрченко (Україна, ВНТУ) Підвищення точності вимірювань спектрів дифузного відбивання природних полідисперсних середовищ</i>	28
<i>В. Петрук, С. Кватернюк, І. Васильківський, І. Садовська, Т. Середюк (Україна, ВНТУ) Контроль забруднення водних об'єктів біогенними сполуками на основі дослідження фітопланктону</i>	30
<i>Ф. Матіко, Л. Лесовой (Україна, Національний університет «Львівська політехніка») Контроль витоків газу на ділянці газопроводу на основі аналізу розподілу тиску</i>	31
<i>О. Бісікало, В. Присяжнюк (Україна, ВНТУ) Метод контролю прихованих семантичних ознак тлумачного словника української мови</i>	34
<i>В. Єременко, Є. Сулов, С. Сунетчієва (Україна, Національний авіаційний університет) Дослідження статистичних характеристик інформативних параметрів при контролі композиційних матеріалів</i>	37
<i>Д. Михалевський, Є. Наугольних, В. Мельник (Україна, ВНТУ) Оцінка параметрів передачі високоякісних звукових сигналів</i>	40
<i>О. Дрючин, Р. Лиха (Україна, ВНТУ) Оцінка втрат в керованих реактивностях великої потужності</i>	41
<i>В. Цих, А. Яворський (Україна, Івано-Франківський національний технічний</i>	43

університет нафти і газу) Підвищення інформативності контролю стану ізоляційного покриття підземних нафтогазопроводів в умовах наявності суміжних комунікацій та споруд	
V. Osadchuk, O. Osadchuk, R. Krinochkin, O. Zvygin, Y. Osadchuk (Україна, ВНТУ) Multichannel sniff recognizer and it's their concentrations	46
С. Кравцова, Е. Мирошниченко, К. Величко (Україна, Севастопольський національний університет ядерної енергії та промисловості) Формирование номенклатуры параметров, контролируемых при производстве наногетероэпитаксиальных структур методом жидкофазной эпитаксии	49
A.Kotyra, W. Wójcik, K.Gromaszek (Poland, Lublin University of Technology, Institute of Electronic and Information Technology) Estimation of burner input parameters using k-nn algorithm and flame image parameters	51
Д. Павлюк, В. Гавришук, І. Шуляк (Україна, Національний транспортний університет) Порівняння результатів вимірювання осідання штампуга за методиками Австрії і Німеччини	54
О. Возняк, М. Мамчур (Україна, ВНТУ) Опрацювання результатів непрямих вимірювань з використанням лінійної апроксимації	57
В. Кичак, В. Белов, А. Белов (Україна, ВНТУ) Детектування та обробка комплексних сигналів з FSK та MSK	58
Л. Добровольська (Україна, Луцький національний технічний університет) Оцінка впливу швидкості охолодження біметалевої композиції на відшарування на межі сплавлення	60
В. Березун, О. Гармаш, А. Красильников (Україна, НТУУ «КПІ», Інститут технічної теплофізики НАН України) Анализ среднеквадратической ошибки оценивания коэффициентов асимметрии и эксцесса типовых распределений	61
Д. Моисеев, И. Егорова (Україна, Севастопольский национальный университет ядерной энергии и промышленности) Оценка точности и быстродействия при вероятностной форме представления информации	64
О. Хакимов, Р. Джаббаров (Україна, Научно-исследовательского института стандартизации, метрологии и сертификации (НИИ СМС) Агентства «Узстандарт») Неопределенности метода приведенных переменных при оценивании комплексного коэффициента отражения поперечных ультразвуковых волн от границы раздела твердое тело-жидкость	67
Ю. Иванов, А. Кулик, С. Кривогубченко, Д. Кривогубченко (Україна, ВНТУ) Алгоритми моделювання шуму у каналах зв'язку Гауса та Релея для аналізу роботи турбокодових конструкцій у системах цифрового передавання інформації	68
Z. Lach (Poland, Lublin University of Technology) Uncertainty of first order polarization mode estimation from a transmitted signal in a direct detection OOK optical fiber communication line	71
Л. Заміховський, В. Павлик (Україна, Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу) Дослідження діагностичних ознак вібраційного стану осьового компресора ГТК 25і	74
В. Найда, И. Конох (Україна, Кременчугський національний університет ім. М. Остроградського) Идентификация объекта управления по экспериментальным данным при помощи нечетких систем с сохранением формы выходных сигналов	75
І. Петришин, Т. Присяжнюк, О. Бас (Україна, ДП «Івано-Франківськстандартметрологія») Концепція менеджменту невизначеності первинного еталона об'ємної витрати газу при тиску до 1,6 МПа	76
Кучерук, М. Павловська (Україна, ВНТУ) Обробка результатів віброакустичної	78

інформації з використанням теорії детермінованого хаосу	
СЕКЦІЯ 2 (SECTION 2)	
Первинні вимірювальні перетворювачі та сенсори	
Primary transducers and sensors	
<i>О. Дергунов, Ю. Куц (Україна, Національний авіаційний університет)</i> Використання магніторезисторів у датчиках вихрострумовеого неруйнівного контролю	82
<i>С. Авраменко, В. Тарасюк (Україна, Донецький національний технічний університет)</i> Определение количества ультразвуковых преобразователей измерителя уровня жидкости в барабане котла	83
<i>В. Осадчук, О. Осадчук, Н. Яремішена (Україна, ВНТУ)</i> Мікроелектронний перетворювач витрат рідини на основі біполярного транзистора	86
<i>С. Кондрашов, О. Гусельников (Україна, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»)</i> Індуктивний вимірювач зусилля	89
<i>О. Осадчук, А. Семенов, С. Барабан (Україна, ВНТУ)</i> Безконтактні вимірювальні перетворювачі температури з частотним виходом на основі піроелектричних структур	90
<i>В. Осадчук, А. Радчук (Україна, ВНТУ)</i> Мікроелектронний сенсор переміщення на основі оптико-частотного методу	93
<i>Г. Сучков, М. Познякова (Україна, Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут")</i> Спосіб возбуждения преобразователей ультразвуковых средств контроля	95
<i>В. Кучерук, В. Севастьянов, В. Маньковська, М. Трачук (Україна, ВНТУ)</i> Ємнісний перетворювач на основі RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань	96
<i>О. Азаров, М. Теплицький (Україна, ВНТУ)</i> Двотактні симетричні підсилювачі постійного струму із покращеними динамічними характеристиками	98
<i>В. Кухарчук, В. Граняк (Україна, ВНТУ)</i> Фазоамплітудний метод та засоби вимірювального контролю вологості гетерогенних дисперсних діелектриків	101
<i>Й. Білинський, К. Іоніна (Україна, ВНТУ)</i> Засіб вимірюваного контролю вологості природного газу	104
<i>М. Філінюк, Л. Ліщинська, Р. Чехмestрук (Україна, ВНТУ)</i> Аналіз методів та засобів вимірювання основних параметрів імітансних логічних схем	107
<i>О. Шинкарук, В. Любчик, О. Килимник, М. Лантвойт (Україна, Хмельницький національний університет, Київський національний торговельно-економічний університет)</i> Дослідження лабораторного макету вимірювального приладу багаточастотного фазового методу вимірювання дальностей	109
<i>Р. Соломічев (Україна, Донецький національний технічний університет)</i> Двопроменевий спосіб вимірювання концентрації і дисперсності пилового аерозолі у вугільних шахтах	111
<i>Е. Смотров, Э. Савёлова, Д. Вершинин, Д. Акишинцев (Україна, ГП «Научно-технический центр «Станкосерт» Одесский национальный политехнический университет)</i> Создание и оценка погрешности счетчика электроэнергии постоянного тока	114
<i>В. Кучерук, М. Бурячок (Україна, Вінницький національний технічний університет)</i> Метод та засіб вимірювання радіальних коливань ротора	119
<i>В. Мельник, О. Сліцький (Україна, ІЕД НАН України)</i> Уніфікований базовий модуль нового покоління для реалізації імпедансометричних каналів інтелектуальних систем	120
<i>В. Мельник, В. Погребняк (Україна, ІЕД НАН України)</i> Компенсаційно-мостові	121

вимірювальні кола з покращеними характеристиками для портативних вимірювачів RLC	
<i>Т. Гнесь (Україна, ВНТУ) Пристрій підрахунку порцій молока з функцією виявлення води в молоці</i>	122
<i>О. Возняк, М. Мамчур (Україна, ВНТУ) Амплітудно-фазовий метод вимірювання параметрів електричних обмоток</i>	123
<i>О. Дрючин, В. Номировська, І. Тищенко, Д. Янковчук (Україна, ВНТУ) Порівняльний аналіз аналізаторів SDH</i>	124
<i>В. Варешко (Україна, Хмельницький національний університет) Метод ноніуса для формування шкали двохступінчатого АЦП</i>	127
<i>W. Wójcik, K. Gromaszek, A. Kotyra (Poland, Lublin University of Technology) Multivariable power plant control</i>	129
<i>С. Богомолів, М. Богомолів, Д. Озеруга (Україна, ВНТУ) Високолінійний зовнішній аудіо ЦАП з USB інтерфейсом</i>	133
<i>М. Філінюк, О. Лазарев, О. Войцеховська, Н. Чудак, О. Войцеховська (Україна, Вінницький національний технічний університет) Смугопропускний фільтр на L-, C-негатронах</i>	134
<i>А. Назаренко (Україна, Інститут технічної теплофізики НАН України) Вимірювання теплового опору огорожувальних конструкцій будівлі</i>	135
<i>І. Шкляр (Україна, ВНТУ) Засіб вимірювання кількості порцій молока, що формуються дозатором, для стійлового молокопроводу</i>	139
<i>О. Бладика (Україна, ВНТУ) Мікропроцесорний рН-метр</i>	140
<i>В. Задубний (Україна, ВНТУ) Мікропроцесорний прилад управління маніпулятором МДФ і електромагнітним пульсатором</i>	141
<i>Е. Калинский (Україна, Херсонський національний технічний університет) Определение цветовых и структурных параметров волокна с помощью сканирующих систем</i>	142
<i>С. Глоба, Ю. Хомяк (Україна, Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут") Вихрострумовий контроль глибоких поверхневих дефектів</i>	144
<i>О. Возняк, В. Тихонов, Є. Марчук (Україна, ВНТУ) Метод вимірювання шорсткості</i>	145
<i>В. Петрук, І. Васильківський, С. Кватернюк, С. Міськів (Україна, ВНТУ) Екологічний контроль аерозольного викиду ХАЕС</i>	147
<i>І. Васильківський, В. Петрук, С. Кватернюк, А. Слободиський (Україна, ВНТУ) Лідарний контроль аерозольного забруднення атмосфери</i>	150
<i>Л. Заміховський, Н. Іванюк (Україна, Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу) Метод контролю технічного стану лопаткового апарату газоперекачувальних агрегатів</i>	153
<i>С. Захарченко, А. Росощук, Є. Зеленська (Україна, ВНТУ) Метод оперативного контролю відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення</i>	155
<i>М. Євтухівський (Україна, ВНТУ) Розробка мікропроцесорного засобу для діагностування пристрою регулювання під навантаженням силового трансформатора за часовими параметрами</i>	156
<i>А. Михаль, М. Рубанчук, І. Гребеньков (Україна, Інститут електродинаміки НАН України) Электрическая модель кондуктометрического преобразователя биосенсора для оценки электродного импеданса</i>	159
<i>М. Рубанчук (Україна, Інститут електродинаміки Національної академії наук України) Импедансометрические преобразователи для биосенсорных систем</i>	162
<i>С. Довгалець (Україна, ВНТУ) Оптичні властивості тонких плівок та їх використання в первинних вимірювальних перетворювачах</i>	165

<i>В. Кучерук, І. Коломійчук (Україна, ВНТУ) Фотоелектричний датчик кута повороту</i>	168
<i>В. Куценко, О. Яненко (Україна, Національний університет України «Київський політехнічний інститут») Дослідження стійкості алгоритму перетворення низькоінтенсивних шумових сигналів з періодичним порівнянням в каналі проміжної частоти радіометричного приладу контролю</i>	169
<i>О. Безвесільна, А. Ткачук (Україна, Житомирський державний технологічний університет, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут») Авіаційний гравіметр із низькочастотним вихідним сигналом</i>	172
<i>О. Жагловська, А. Максимчук, І. Кондрацький (Україна, ВНТУ) Оптичний перетворювач з частотним виходом для вимірювання рівня рідини</i>	175
СЕКЦІЯ 3 (SECTION 3)	
Метрологічне забезпечення засобів вимірювань, контролю та діагностики Metrological support of measurement, control and diagnostics	
<i>О. Васілевський (Україна, Міністерство освіти і науки) Корегування інструментальних складових похибок засобу вимірювання моменту інерції роторних систем</i>	177
<i>Н. Глухова (Україна, ДВНЗ «Національний гірничий університет») Тарировка датчика перемещений</i>	180
<i>О. Вовна, І. Лактіонов (Україна, Донецький національний технічний університет) Розробка вимог до засобу вимірювального контролю вологості ґрунту</i>	182
<i>Й. Білінський, Б. Книш (Україна, ВНТУ) Контроль кількісного вмісту компонентів скрапленого нафтового газу</i>	186
<i>В. Заблоцький (Україна, Луцький національний технічний університет) Метрологічне забезпечення налагодження багатопшпіндельних токарних автоматів в умовах багатомономенклатурного виробництва</i>	188
<i>С. Кононов, Ю. Максимчук (Україна, ВНТУ) Компенсація похибки формування частотних міток у СВПП-генераторах ІВС</i>	189
<i>И. Онищенко, А. Слицкий (Україна, ІЕД НАН України) Повышение точности измерительных каналов с многоуровневыми интегрирующими АЦП</i>	191
<i>Д. Чупис, Д. Кузнецов (Україна, ДВНЗ «Донецький національний технічний університет») Разработка и исследование аэродинамического стенда для определения динамических характеристик измерителей скорости и температуры газовых потоков</i>	192
<i>Т. Мельник (Україна, ВНТУ) Метрологічне забезпечення системи вимірювального контролю кутових швидкостей взаємозв'язаних електромоторів</i>	195
<i>Ю. Орехова (Україна, ВНТУ) Метрологічне забезпечення засобу вимірювання рН</i>	196
<i>П. Кулаков (Україна, ВНТУ) Дослідження похибки вимірювання загального удою стійлової доільної установки</i>	197
<i>И. Онищенко, А. Слитский (Україна, Институт электродинамики НАН Украины) Устранение дифференциальной нелинейности характеристики преобразования высокочувствительных АЦП</i>	198
<i>А. Попенака, М. Петрище, С. Крутов (Україна, ДП «Укрметртестстандарт», Одеська державна академія технічного регулювання та якості, ТОВ «Туніка») Обладнання для метрологічної перевірки аналізаторів якості електричної енергії</i>	199
<i>В. Большаков, Н. Косач (Україна, ННЦ «Институт метрологии») Особенности</i>	201

калібрування ЗВТ витрати	
<i>О. Єнікєєв, Л. Щербак (Україна, Українська державна академія залізничного транспорту, Національний авіаційний університет)</i> Вимірвальна інформація технології підвищення ефективності алмазного шліфування	203
<i>А. Семенов, М. Шутило, Є. Луцький, О. Зубарєв (Україна, ВНТУ)</i> Дослідження впливу поверхні землі на спрямовані властивості пасивних логіперіодичних антен цифрового телебачення стандартів DVB-T і DVB-T2	206
<i>А. Бажан (Україна, Національний авіаційний університет)</i> Дослідження похибки позиціонування промислового робота	209
<i>Н. Михалко (Україна, Національний авіаційний університет)</i> Аналіз методів проєктирования координатно-измерительные машин	211
<i>V. Kucheruk, K. Ovchynnykov, M. Molchaniuk (Україна, ВНТУ)</i> The usage of the linear interpolating filter for an accurate fluctuation fading time measuring activated in LC-circuit	213
<i>І. Петришин, Я. Безгачнюк, Н. Петришин, О. Бас (Україна, ДП «Івано-Франківськстандартметрологія»)</i> Тестування програмного забезпечення еталонних установок вимірювання витрати та кількості газу	215
<i>Б. Стадник, В. Мотало (Україна, Національний університет «Львівська політехніка»)</i> Аналіз взаємозв'язку метрології, кваліметрії та кваліметричних вимірювань	217
<i>С. Кондрашов, Т. Дроздова (Україна, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»)</i> Оцінювання якості освітніх послуг професорсько-викладацьким складом	218
<i>Л. Щербак, Є. Реуцький (Україна, Національний авіаційний університет)</i> Процеси розладки в задачах досліджень метрологічної надійності засобів вимірвальної техніки	219
<i>К. Боряк, М. Манзарук (Україна, Одеська державна академія технічного регулювання та якості)</i> К чому приводит отсутствие единства измерений при испытаниях гидродемпферов на стендах	220
<i>Ю. Чініжко (Україна, Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки)</i> Визначення проблем зі стандартизації та уніфікації військової техніки	225
<i>Л. Суліма, Л. Коломієць, (Україна, Одеська державна академія технічного регулювання та якості)</i> Кваліфікаційні вимоги до менеджера з якості клініко-діагностичної лабораторії	228
<i>Т. Наєїн (Україна, Національний авіаційний університет)</i> Positioning errors by inspection plate interpretation on the CMM	231
<i>В. Кичак, Н. Трухачова, А. Вергелюк (Україна, Вінницький національний технічний університет)</i> Оцінювання впливу дестабілізуючих факторів на параметри пристрою компенсації фазової нестабільності	233
СЕКЦІЯ 4 (SECTION 4) Математичне моделювання процесів в засобах вимірювання, контролю та діагностики. Інформаційно-вимірвальні системи Mathematical modeling of processes in the measure, control and diagnostics. Information-measuring systems	
<i>Д. Ковальов (Україна, Технологічний інститут Східноукраїнського національного університету ім. В. Даля)</i> Математична ідентифікація сигналу в імпульсному засобі контролю корозійно-механічних пошкоджень технологічного обладнання	236
<i>С. Левицький, А. Бартецький (Україна, ВНТУ)</i> Математична модель системи діагностування силових модулів перетворювачів частоти	239

<i>В. Осадчук, О. Білилівська (Україна, ВНТУ) Математична модель двостокового магніточутливого мон-транзистора</i>	240
<i>Р. Басараб (Україна, м.Львів, філія «Магістральні нафтопроводи «Дружба» ПАТ «Укртрансгаз»)) Модель впливу фізичних чинників на зародження у матеріалі нафтогону макротріщин</i>	241
<i>A. Smolarz, K. Gromaszek (Poland, Institute of Electronics and Information Technology, Lublin University of Technology) Fuzzy modeling in optical diagnostics of pulverized coal burner</i>	242
<i>А. Красильников, Т. Полобюк (Україна, Інститут технічної теплофізики НАН України) Математические модели акустического сигнала утечки жидкости в трубопроводах</i>	243
<i>І. Коробко, А. Писарець (Україна, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут») Математична модель вимірювального перетворювача витрати турбінного типу</i>	245
<i>Г. Братченко (Україна, Одеська державна академія технічного регулювання та якості) Математичне моделювання процесу вимірювання спотворень широкосмугових складних сигналів</i>	246
<i>С. Романов, О. Шугайло, О. Шугайло, А. Колупаєв (Україна, ДП «Державний науково-технічний центр з ядерної та радіаційної безпеки») Моделювання взаємодії технологічних трубопроводів з опорами в процесі експлуатації</i>	249
<i>І. Брагинець, Е. Зайцев, А. Кононенко, А. Масюренко, А. Ниженский (Україна, Інститут Електродинаміки НАН України) Анализ фазовых систем автоматической подстройки частоты в лазерных дальномерах</i>	250
<i>В. Олейников, О. Мысов, Е. Чернецкий (Україна, Український державний хіміко-технологічний університет) Выбор средств измерительной техники при построении автоматической системы управления технологическим процессом (АСУ ТП) с учетом кинетики</i>	252
<i>В. Єременко, П. Шегедін, А. Переїденко (Україна, Національний авіаційний університет) Система діагностики демпфірувальних характеристик рухомого складу</i>	255
<i>С. Богомолів, М. Богомоліва, В. Чолій (Україна, ВНТУ) Програмно-апаратний комплекс управління об'єктами через інтернет</i>	257
<i>С. Кормановський, Я. Волошина (Україна, ВНТУ) Інформаційно-візуальна підтримка автоматизованих систем контролю, розвідки і управління</i>	258
<i>Ю. Леценко (Україна, ВНТУ) Експертні системи як інтелектуальні вимірювальні системи</i>	260
<i>І. Богачев (Україна, Інститут технічної теплофізики НАН України) Ультразвуковая антенная решетка линейного и матричного типа на основе малоапертурных магнитострикционных преобразователей</i>	261
<i>О. Андрусь (Україна, ВНТУ) Інформаційно-вимірювальна система параметрів доїння для доїльного залу з централізованою ідентифікацією тварин</i>	263
<i>О. Ігнатенко, Д. Журавський (Україна, ВНТУ) Система безконтактної ідентифікації</i>	264
<i>В. Присяжнюк, Д. Компанець (Україна, ВНТУ) Автоматизована система регулювання температури води</i>	265
<i>К. Овчинников, О. Рижук (Україна, ВНТУ) ИВС для контролю якості запресування колісної пари вагонів залізничного транспорту</i>	266
<i>В. Мирошников, А. Торопов (Україна, Восточноукраинский национальный университет имени Владимира Даля) Система ориентации сварного шва труб</i>	267
<i>І. Назаренко, В. Ференець, Д. Суханов, М. Николайчук (Україна, УМГ "Київтрансгаз" ПАТ "Укртрансгаз", Івано-Франківський національний</i>	269

<i>технічний університет нафти і газу</i>) Система управління виконавчими механізмами на технологічному обладнанні газотранспортної системи з постійним контролем кіл керування	
<i>В. Любченко (Україна, Національний авіаційний університет)</i> Проблеми роботи автоматизованої системи управління промисловим підприємством	272
<i>В. Присяжнюк, Т. Брик (Україна, ВНТУ)</i> Інформаційно-вимірвальна система вимірювання параметрів вітрогенераторів	274
<i>Л. Заміховський, І. Левицький (Україна, Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу)</i> Розробка апаратного забезпечення системи контролю металовключень в сировині для виготовлення керамічних виробів	275
<i>W. Surtel, M. Maciejewski, M. Cieřlar (Poland, Institute of Electronics and Information Technology, Lublin University of Technology)</i> A model of a mobile android application for environmental patient monitoring	278
<i>W. Surtel, M. Maciejewski, R. Różalski (Poland, Institute of Electronics and Information Technology, Lublin University of Technology)</i> Architecture of a server application for use in environmental patient monitoring	279
<i>О. Азаров, Л. Крупельницький, С. Богомоллов (Україна, ВНТУ)</i> Високоточні аналого-цифрові системи опрацювання біомедичних сигналів	280
<i>В. Березун, О. Красильников (Україна, НТУУ «КПІ», Інститут технічної теплофізики НАН України)</i> Аналіз щільностей імовірності діагностичних сигналів в системах контролю та діагностики	282
<i>Й. Білинський, О. Павлюк (Україна, ВНТУ)</i> Автоматична нормалізація стримерів при газорозрядній візуалізації рідиннофазних біологічних об'єктів	283
<i>С. Марченкова (Україна, Національний авіаційний університет)</i> Принципи побудови оптимальної системи керування мобільними роботами	285
<i>В. Кучерук, Р. Ліщук (Україна, ВНТУ, Уманський національний університет садівництва)</i> Автоматизація процесу розпізнавання показів зі шкал стрілочних вимірвальних приладів	287

СЕКЦІЯ 1 (SECTION 1)
Теоретичні основи вимірювань, контролю та
технічної діагностики
(Theoretical foundations of measurement, control and
technical diagnostics)

З. Варша, PhD, Е.Т. Володарский, д.т.н., проф., Л.А. Кошечая, д.т.н., проф.

РОБАСТНЫЙ АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИСПЫТАНИЙ

Ключевые слова: закон распределения, асимметрия, малая выборка, результат испытания, выброс, робастность, медианная оценка

Статистическая обработка результатов эксперимента и принимаемые на ее основании решения, как правило, базируются на предположении о нормальности распределения [1]. Это в основном обосновано тем, что имеется хорошо разработанная теория статистических выводов. Наличие в выборках даже небольшого числа резко выделяющихся наблюдений (экстремальных) способно кардинально изменить результат статистического исследования, и значения, полученные в конечном итоге, становятся недостоверными, а в некоторых случаях вообще перестанут нести какой-либо здравый смысл. Для того, чтобы избежать подобной ситуации, традиционно применяют статистические критерии, которые позволяют выделить так называемые выбросы, а затем исключить их. Оценкой результата измерений является выборочное среднее, которое имеет свойство минимизировать сумму квадратов отклонений результатов от истинного значения. Однако это и является источником чувствительности оценки к выбросам, которые существенно увеличивают эту сумму. Данный подход правомочен и эффективен для выборок большого объема. Однако для выборок малого объема, что имеет место при проведении экспериментальных исследований дорогостоящих, уникальных объектов или при исследованиях с разрушением объектов без их восстановления, необходимо с некоторой осторожностью пользоваться данными приемами. Это обусловлено тем, что при выборках малого объема применяемые статистические критерии теряют чувствительность к аномальным значениям [2]. Для выборок малого объема характерна несимметричность распределения выборочных данных, даже взятых из одной генеральной совокупности, по отношению к их среднему значению. Причем вероятность такой асимметрии и значение ее коэффициента возрастают с уменьшением объема выборки. В результате можно принять ошибочное решение о наличии выброса. При этом, исключение любого результата из имеющихся экспериментальных данных существенно влияет на статистическую надежность получаемой оценки и «улучшает» оценку параметра, характеризующего рассеяние в генеральной совокупности. Например, отношение выборочного значения СКО к его математическому ожиданию при числе наблюдений $n = 4$ составляет 42%, а при $n = 3$ оно становится равным 52%. Как видно, исключение одного результата из имеющихся данных при малых объемах выборки приводит к уменьшению статистической надежности примерно на 10%.

Под робастностью понимают нечувствительность оценок параметров распределения к различным отклонениям и неоднородностям в выборке, связанными с теми или иными, в общем случае неизвестными, причинами. Робастные подходы позволяют при оценивании характеристик измеряемой величины учитывать как «хорошие», так и «плохие» результаты.

Пускай имеется некоторая центральная часть распределения экспериментальных данных, которая соответствует предположению о распределении генеральной совокупности. Для данных, которые находятся в этой части распределения целесообразно проводить осреднение, т.е. использовать метод наименьших квадратов МНК. Модульный критерий, предложенный Лапласом, является более устойчивым к выбросам, чем МНК – дает наилучший результат при наиболее неблагоприятном распределении. Поэтому, исходя из вышеприведенных соображений, при реализации робастных методов осуществляется «симбиоз» - для некоторой центральной группы используется метод наименьших квадратов, а, начиная с некоторого предела, для уменьшения влияния выбросов, но с сохранением данных, применяется модульный критерий.

Проведенные исследования [3] показали, что наилучшими свойствами с точки зрения устойчивости к выбросам обладает середина интервала, находящаяся между выборочными квантилями. В качестве устойчивой характеристики разброса распределения берется интерквартильный интервал (размах) (*interquartile range*) – разность между значениями третьего $p = 3/4$ и первого $p = 1/4$ квантилей. Площадь под кривой распределения плотности вероятности на этом интервале составляет 50%. В предположении о возможном законе распределения длина интервала однозначно соответствует дисперсии этого распределения.

Для взаимосвязи интерквартильного интервала с дисперсией вводится абсолютное медианное отклонение MAD (*Median Absolute Deviation*), которое как раз и является оценкой масштаба – перехода от «полного» распределения к «усеченному»

$$MAD_n = \text{med}\{|x_i - M_n|\},$$

где $M_n = \text{med}\{x_i\}$, x_i – элемент выборки, а индекс n соответствует числу элементов в выборке.

Для получения оценки СКО в зависимости от объема выборки n используется поправочный коэффициент $k(n)$, значение которого приводится в [6]. Так, например, $k(n=4)=2,019$ и $k(n=5)=1,800$. Таким образом, получаем оценку СКО, которая рассчитывается на основании всех без исключения выборочных результатов и является устойчивой к выбросам

$$\hat{s} = k(n) \cdot MAD. \quad (1)$$

Хотя данный метод и является простым, однако, он не чувствителен к абсолютному отклонению максимального значения выборки от центра распределения, которое при выполнении гипотезы о принадлежности всех выборочных значений к одной и той же генеральной совокупности, может варьировать в пределах $(\mu \pm 3\sigma)$. В то же время значение \hat{s} , вычисленное по выражению (1) будет одним и тем же, не отображая при этом истинное значение СКО результатов лаборатории.

Указанного недостатка лишен робастный метод, использующий итерационный алгоритм, который позволяет учитывать абсолютное отклонение максимального (экстремального) значения при расчёте СКО [4]. При этом на первоначальном этапе, на основании упорядоченной выборки x_1, x_2, \dots, x_n рассчитывается приближенная оценка среднего $x_i^* = \text{med}\{x_i\}$, $i = 1, \dots, n$ и СКО выборки $s^* = 1,483 \cdot MAD_n$.

Затем рассчитывается значение $\varphi = 1,5 \cdot s^*$, на основании которого устанавливаются границы $x^* - \varphi$ и $x^* + \varphi$, с которыми сравниваются исходные значения

$$x_i^* = \begin{cases} x^* - \varphi, & \text{при } x_i < x^* - \varphi; \\ x^* + \varphi, & \text{при } x_i > x^* + \varphi; \\ x_i & \text{– в других случаях.} \end{cases}$$

На основании модифицированного в соответствии с приведенным выше условием ряда значений находится уточненное значение среднего и СКО выборки:

$$x^* = \sum_{i=1}^n x_i^* / n; \quad s^* = 1,134 \sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i^* - x^*)^2 / (n-1)}.$$

Итерационная процедура заканчивается, когда разница СКО на текущем и предыдущем шаге становится малой величиной. Полученная таким образом оценка СКО базируется на всех имеющихся экспериментальных данных и имеет статистическую надежность, предусмотренную планом эксперимента.

Таким образом, показана целесообразность проведения статистической обработки данных в выборках малого объема, содержащих результаты, которые, в предположении нормального распределения генеральной совокупности, относят к выбросам, с использованием робастных методов.

Список литературных источников

1. Сархан А.Е. (ред.), Гринберг Б.Г. (ред.) Введение в теорию порядковых статистик.- М. Статистика, 1970.-414 с.
2. Volodarsky E., Kosheva L. Warsza Z. Metoda odporna oceny docladnosci pomiarow // Pomjari, awtomatka, control. – 2012. – V.58. – №4. – P. 396-401.
3. Freund John E., Walpole Ronald E.: Mathematical Statistics (Математическая статистика) 4th Ed. Prentice-Hall, Inc., NJ 1987.
4. M. Daszykowski, K. Kaczmarek, Y. Vander Heyden Robust statistics in data analysis — A review Basic concepts. Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems 85 (2007) 203-219

**В. В. Кухарчук, д. т. н., проф.; С. Ш. Каців, к. т. н., доц.; В. Г. Мадьяров, к. т. н., доц.
ВИЗНАЧЕННЯ ФОНОВИХ, ЕЛЕКТРО- ТА ГІДРОДИНАМІЧНИХ СКЛАДОВИХ
АМПЛІТУДНО-ЧАСТОТНО-ЧАСОВОГО СПЕКТРУ ВІБРОСИГНАЛУ**

Ключові слова: амплітудно-частотно-часовий спектр, фонові складові, електродинамічні складові, гідродинамічні складові.

Для розв'язання задач вібродіагностування та прогнозування передбачається створення системи автоматизованого діагностування і прогнозування розвитку дефектів гідроагрегатів (САДП-РДГ) [1]. В цій системі основні масиви вхідних даних формуються за допомогою дискретного вейвлет-перетворення вібросигналів, які надходять від вібросенсорів. Додатково до віброакустичних сигналів САДП-РДГ отримує дані про потужність навантаження та рівень води у водосховищі.

Оскільки гідроагрегат є дуже складною динамічною гідроелектромеханічною системою і математичний опис залежності віброакустичного сигналу від всіх чинників, які викликають вібрацію, практично неможливий. Тому доцільно розглядати гідроагрегат як “чорну скриньку”, тобто моделювати не його структуру, а зовнішнє функціонування, для чого формується штучна нейроподібна мережі (ШНМ) [2].

Перед тим, як зробити діагностичні висновки, необхідно відокремити складові амплітудно-частотно-часового спектру (АЧЧС) вібросигналу, які залежать від внутрішніх чинників (тобто від механічних дефектів гідроагрегату), від складових АЧЧС, що залежать від зовнішніх чинників (тобто від навантаження, напору води та вібрації інших агрегатів).

Згідно з [2], можна записати

$$|d_j| = D_{0xj} + d_j^* + v_j P + \frac{1}{p_j + q_j H^2},$$

де $|d_j|$ – модуль вейвлет-коефіцієнту j -ої смуги частот в певний момент часу;

d_j^* – значення вейвлет-коефіцієнту j -ої смуги частот в певний момент часу, яке викликано власними механічними дефектами гідроагрегату;

H – рівень води у водосховищі;

P – потужність навантаження гідроагрегатора;

D_{0xj} – фонове значення вейвлет-коефіцієнту j -ої смуги частот в певний момент часу;

v_j – узагальнений числовий коефіцієнт, що характеризує залежність вейвлет-коефіцієнтів j -ої смуги частот від струму навантаження;

p_j, q_j – узагальнені числові коефіцієнти, що характеризують залежність вейвлет-коефіцієнтів j -ої смуги частот від рівня води у водосховищі.

Відзначимо, що для умов Дністровської ГЕС-2 фонове значення вейвлет-коефіцієнту D_{0xj} для зупиненого (наприклад, 3-го) гідроагрегату в різні моменти часу може приймати різні значення, оскільки в певний момент часу можуть працювати або 1-й агрегат, або 2-й, або 1-й та 2-й одночасно. Тому слід визначити вектор фонових значень як $D_{0xj} = \{D_{01j}, D_{02j}, D_{012j}\}$.

Коефіцієнти p_j, q_j визначається лише для тих смуг частот, для яких вейвлет-коефіцієнти зростають при падінні рівня води у водосховищі. Аналогічно, коефіцієнт v_j визначається лише для тих смуг частот, для яких вейвлет-коефіцієнти зростають при зростанні потужності навантаження. Для тих смуг частот, вейвлет-коефіцієнти яких ніяк не реагують ні на рівень води, ні на потужність з АЧЧС виділяється лише D_{0xj} .

Список літературних джерел

1. Кухарчук В.В. Система автоматизованого діагностування та прогнозування розвитку дефектів гідроагрегатів / Кухарчук В.В., Каців С.Ш., Говор І.К., Ніколаєв В.Я., Маліцький В.Л. // Вісник Інженерної Академії України. – 2009. – №2. – с. 126-131.

2. С. Ш. Каців. Штучна нейроподібна мережа для діагностування дефектів гідроагрегатів / С. Ш. Каців // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2013 – №1. – с. 74-83.

В. В. Кухарчук, д. т. н., проф.; С. Ш. Каців, к. т. н., доц.; С. О. Биковський

ПОПЕРЕДНІ ДІАГНОСТИЧНІ ВИСНОВКИ ВІДНОСНО ІСНУЮЧИХ ДЕФЕКТІВ 3-ГО ГІДРОАГРЕГАТУ ДНІСТРОВСЬКОЇ ГЕС-2

Ключові слова: амплітудно-частотно-часовий спектр, фонові складові, електродинамічні складові, гідродинамічні складові.

Для розв'язання задач вібродіагностування передбачається створення системи автоматизованого діагностування і прогнозування розвитку дефектів гідрогенераторів (САДП-РДГ) [1]. Система базується на принципах частотно-часового спектрального аналізу, який перетворює вхідні вібросигнали в амплітудно-частотно-часові спектри (АЧЧС). Крім того, САДП-РДГ отримує дані про струм навантаження та рівень води у водосховищі.

Гідроагрегат є дуже складною динамічною гідроелектромеханічною системою і математичний опис залежності вібросигналу від всіх чинників, які викликають вібрацію, практично неможливий. Тому гідроагрегат розглядається як “чорна скринька”, а для діагностування існуючих дефектів гідроагрегату формується штучна нейроподібна мережі (ШНМ) [2].

Залежність спектральних складових АЧЧС вібросигналу від чинників вібрації наведена в табл. 1 [3].

Таблиця 1

Назва чиннику, що викликає вібрацію	Смуги частот АЧЧС, на які він впливає
Неврівноваженість ротора.	6, 7
Порушення жорсткості опорної системи	5 – 10
Дефекти турбінного підшипника.	1 – 10
Дефекти опорно-упорного підшипника.	1 – 10
Порушення гідродинаміки потоку.	1 – 9
Вібрація електромагнітного походження	6 – 10

Діагностичним висновком ми будемо вважати *показник вірогідності* $PV_{k\tau}$ того, що причиною надмірного віброзміщення є певний чинник вібрації, що можна записати як

$$\forall k = 1, 6 \forall i = 1, 4 \forall j \in Q_k \left(PV_{k\tau} = \sum_{i,j} w_{ki} d_{kij\tau}^{norm} \right),$$

де k – номер чинника, що викликає вібрацію (табл. 1);

i – номер сенсора вібросигналу (ВД1 – ВД4);

Q_k – множина номерів смуг частот, що відповідають певному чиннику вібрації (табл. 1);

τ – момент часу, в який має місце неприпустиме віброзміщення;

w_{ki} – ваговий коефіцієнт, який визначає важливість урахування вейвлет-коефіцієнту j -ї смуги частот АЧЧС i -го вібросигналу в рівні вірогідності k -го чинника вібрації;

$d_{kij\tau}^{norm}$ – внормований вейвлет-коефіцієнт j -ї смуги частот АЧЧС i -го вібросигналу k -го чинника вібрації в момент часу τ після того, як були відокремлені фонові, гідродинамічна та електродинамічна складові АЧЧС від складових, які викликані іншими чинниками.

Список літературних джерел

1. Кухарчук В.В. Система автоматизованого діагностування та прогнозування розвитку дефектів гідроагрегатів / Кухарчук В.В., Каців С.Ш., Говор І.К., Ніколаєв В.Я., Маліцький В.Л. // Вісник Інженерної Академії України. – 2009. – №2. – с. 126-131.
2. С. Ш. Каців. Штучна нейроподібна мережа для діагностування дефектів гідроагрегатів / С. Ш. Каців // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2013 – №1. – с. 74-83.
3. Кухарчук В.В. Принципи побудови штучної нейронної мережі системи автоматизованого діагностування і прогнозування розвитку дефектів гідроагрегатів / В. В. Кухарчук, С. Ш. Каців, В.Г. Мадьяров // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2012 – №1 (23). – с. 42-47.

Ю. В. Куц, д.т.н., проф.; І. А. Купрійчук, аспірантка; С. В. Шенгур, к.т.н.

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ АПРОКСИМАЦІЇ КРУГОВИХ ЗАКОНІВ РОЗПОДІЛУ

Ключові слова: апроксимація, закони розподілу, випадкові кути, тригонометричний момент, характеристична функція, синус-момент, косинус-момент.

Важливою задачею експериментального аналізу результатів кутових вимірювань є опрацювання експериментальних даних та встановлення емпіричних залежностей для досліджуваних значень випадкових величин (встановлення їх математичної моделі). У традиційній математичній статистиці припускають відомим вид закону розподілу та виконують оцінку значень його параметрів за результатами вимірювання.

На практиці зазвичай вид закону апріорно невідомий, а теоретичні припущення не дозволяють його встановити однозначно. У такому випадку має місце апроксимація (наближений опис) реального закону деяким іншим, який не суперечить даним, одержаним за результатами спостереження, та деякою мірою подібний до апріорно невідомого істинного закону.

Вирішення поставленої задачі апроксимації традиційно здійснюється на основі застосування «типових» розподілів, спеціальних рядів або сімей універсальних розподілів. До найбільш типових відносять сім'ю розподілів К. Пірсона, що є подальшим розвитком методу моментів та сім'ю розподілів Джонсона, що базуються на заміні вихідної вибірки іншою, розподіл якої є стандартним.

Сім'я функцій розподілу Пірсона містить 12 розв'язків диференційного рівняння, які апроксимують широкий спектр розподілів різної форми. Розподіли Пірсона цілком задовільно узагальнюють результати спостережень. Проте ці оцінки мають немінімальні значення дисперсії, та, відповідно, не є найкращими оцінками параметрів генеральної сукупності. Недолік такого методу полягає у великій трудомісткості розрахунків значень функції розподілу.

Апроксимація на основі сім'ї розподілів Джонсона – універсальний вид апроксимації, що базується на такому перетворенні вихідної величини (заданої на деякому інтервалі), яке дозволить розглядати результат перетворення як стандартизовану випадкову величину, розподілену за нормальним законом. Перевагою такого перетворення є те, що оцінки процентилів емпіричних розподілів можна отримати, використовуючи таблицю площ під кривою нормованого нормального розподілу. Задача апроксимації випадкових величин з інтервалу $(-\infty; \infty)$ з подальшим визначенням їх статистичних характеристик на сьогодні є досить розповсюдженою та детально висвітлена у багатьох наукових працях та навчальних посібниках. В той же час застосування апроксимації законів розподілу до випадкових кутових величин не розглянута у науковій літературі та є актуальною.

Саме тому виникла необхідність дослідження нових методів апроксимації законів розподілу кутових величин. Таким методом запропоновано метод тригонометричних моментів. Він ґрунтується на використанні складових тригонометричного моменту, а саме синус- та косинус-моментів.

Характеристична функція $(f_n, n = 0, \pm 1, \dots)$ повністю задає ВК $\psi(\omega)$ на $[0, 2\pi)$. Відомо [1], що щільність розподілу ймовірності ВК однозначно визначається її характеристичною функцією

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_n(0) e^{-in\theta}, \theta \in [0, 2\pi) \quad (1)$$

У статистичній кутометрії та фазометрії формула (1) може бути запропонована для визначення емпіричних розподілів, якщо в ній $f_n(0)$ замінити на відповідний вибіркового тригонометричний момент $\hat{f}_n(0)$. Якщо за результатами кутовимірювального експерименту отримано вибірку $(\theta_j, j = \overline{1, M})$, $\theta_j \in [0, 2\pi]$ емпірична щільність імовірності визначається як

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{f}_n e^{-in\theta} = \frac{1}{2\pi} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (\hat{a}_n \cos \theta + \hat{b}_n \sin \theta) \right], \quad (2)$$

де $\hat{a}_n = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \cos[n\theta_j]$, та $\hat{b}_n = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \sin[n\theta_j]$, відповідно косинус- та синус-моменти порядку n .

Список літературних джерел

1. Мардіа К. Статистический анализ угловых наблюдений: Пер. с англ. – М.: Главная ред. физ.-мат. лит. изд-ва “Наука”, 1978. – 240 с.

**В.Б. Шевчик, аспірант; І.М. Яворський, д.ф.-м.н., проф.; Р.М. Юзефович, к.т.н., доц.;
І.Й. Мацько**

МЕТОДИ СТАТИСТИЧНОГО АНАЛІЗУ ВЕКТОРНИХ ПЕРІОДИЧНО КОРЕЛЬОВАНИХ ВИПАДКОВИХ ПРОЦЕСІВ У ВІБРОДІАГНОСТИЦІ

Ключова слова: векторні періодично корельовані випадкові процеси, стохастичність, вібраційний сигнал, дефект, діагностичні ознаки.

Характерними ознаками вібраційних коливань є повторюваність і стохастичність. Повторюваність зумовлена циклічним принципом дії багатьох механізмів, а стохастичність може бути викликана флуктуаціями товщини і в'язкості змазки, змінами сил тертя, спонтанними і некерованими змінами навантаження, турбулентністю і т.п. Оскільки поява дефектів приводить до нелінійності механічних коливних систем, то повторюваність і стохастичність виступають у властивостях вібрацій у цьому випадку не незалежно, а у взаємодії. Адекватними моделями для опису та аналізу цієї взаємодії є періодично й майже періодично нестационарні випадкові процеси (в рамках теорії другого порядку – періодично і майже періодично корельовані). Підхід, що ґрунтується на таких моделях, був апробований у Фізико-механічному інституті ім. Г.В. Карпенка НАН України для аналізу сигналів вібрації підшипникових опор турбоагрегатів ТЕС і виявився ефективним при подальших дослідженнях [1, 2].

Векторні ПКВП є природною математичною моделлю для аналізу структури часової повторюваності векторних фізичних величин – напруженостей електричного і магнітного полів, швидкостей вітру і морських течій, переміщень, швидкостей і прискорень вібрації і т.п. Існує ряд методів аналізу векторних випадкових процесів. Серед них: а) компонентний, коли вектору на площині ставиться у відповідність пара чисел – його проєкцій на декартові осі; б) комплексно-значний, коли вектор розглядається як комплексне число, дійсна й уявна частини якого співпадають з його декартовими проєкціями; в) обертальних компонентів, що ґрунтується на заміні вектора комплексним числом і представленні векторних часових рядів суперпозицією колових коливань з правою і лівою поляризаціями; г) векторно-алгебраїчний, коли імовірнісні характеристики випадкового процесу вводяться за допомогою операцій, які прийняті в алгебрі евклідових векторів [3]. При останньому підході основними характеристиками є вектор математичного сподівання, кореляційна функція, означена як математичне сподівання тензорного добутку значень випадкових векторів, взятих у різні моменти часу t і $t + u$, і спектральна густина – перетворення Фур'є кореляційної функції за зсувом u . Кореляційному і спектральному тензору поставлені у відповідність інваріантні скалярні функції, сукупність яких повністю характеризує відповідну тензор-функцію. Кожний з інваріантів дає можливість розширити ту чи іншу властивість векторного випадкового процесу.

Дефекти обертових механізмів проявляються у вібросигналах як у генеруванні нових гармонічних складових, так і в їх модуляції. Імовірнісні характеристики векторних періодично корельованих випадкових процесів (ВПКВП) є носіями інформації про такі зміни, тому вони можуть використовуватися для діагностики і бути основою для формування нових діагностичних ознак, що дозволяють виявляти дефекти вже на ранніх стадіях розвитку. Важливою задачею при дослідженні стану механічних систем на основі аналізу векторних сигналів вібрацій є встановлення зв'язку між характеристиками цих сигналів і параметрами дефектів. Вона може бути успішно розв'язана за умови аналізу кожного з елементів конструкцій як окремої коливної системи. Тому актуальна є побудова і аналіз динамічних моделей елементів конструкцій з врахуванням важливої ролі вібрацій – їх стохастичної повторюваності.

Список літературних джерел

1. Яворський І.М., Кравець І.Б., Юзефович Р.М., Мацько І.Й., Стецько І.Г. Методи та засоби ранньої вібродіагностики підшипникових вузлів турбоагрегатів ТЕС // Енергетика та електрифікація. – № 8 (348). – Київ, 2012. – С. 58–67.
2. Яворський І.М., Юзефович Р.М., Кравець І.Б., Мацько І.Й., Стецько І.Г., Луферчик П.П. Віброакустична система ВАС-1 для ранньої вібраційної діагностики обертових механізмів // Наука та інновації. – Київ, 2013. – № 3 – с. 31–38.
3. Герман В.Х., Цвєцинский А.С. Спектральный анализ векторных временных рядов скоростей морских течений // Метеорология. – 1977. – № 12. – С. 43–49.

Kucheruk V. Yu. Dr. Sc., Prof., Dudatiev I.

PHYSICAL NATURE METROLOGICAL SELECT OF RANGE OF INFRARED WAVES TO OPTICAL ABSORPTION METHODS OF CONTROL FLUE GAS BOILERS

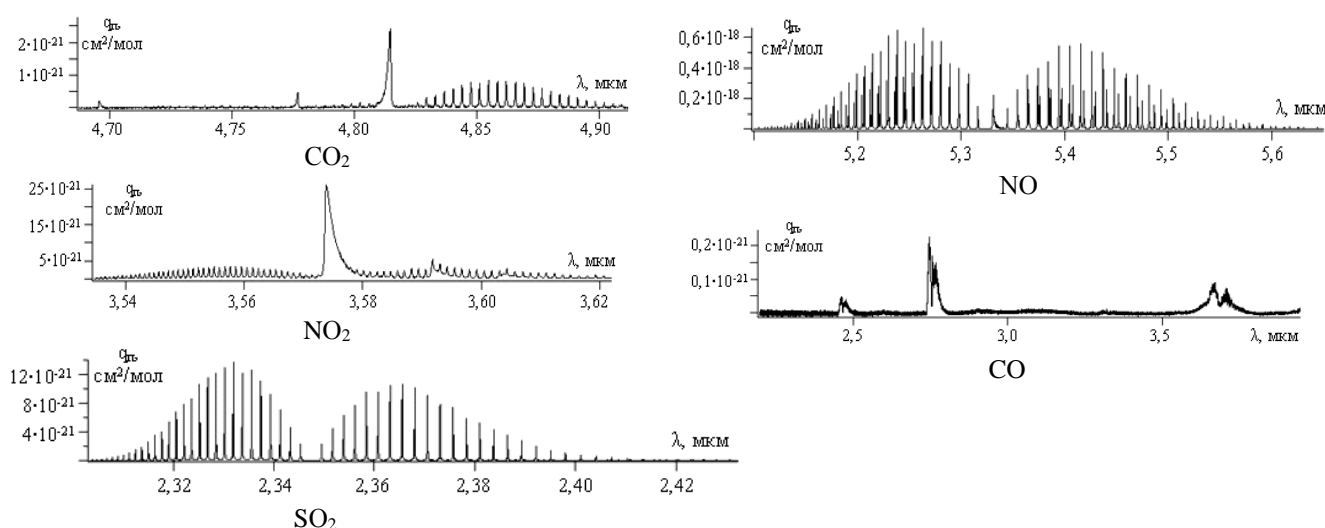
Keywords: infrared wave absorption line, range, wavelength range.

Introduction. In [1] proposed the construction of the control system of flue gas boilers. Its operation is based on the method of infrared absorption spectroscopy, it raises the problem of the study of the absorption spectra of gases during combustion, and the spectra of atmospheric gases that are actively absorb radiation in the infrared region of the spectrum.

Problem. Select length of the absorption bands of gas boilers that meet the following requirements:

1. In compliance with intense infrared absorption
2. It is necessary to take into account the absorption lines of other gases (effect cover)

The main part. In [2] presented the main flue gases and their concentration. It is for these gases present spectral characteristics according to each task (Figure 1).



In the slides that presented above clearly shows a strong absorption band emissions. At wavelengths between different gases are disjoint (completed task two).

Infrared absorption spectrum – unique in its own way physical property. No two compounds, except for optical isomers with different structures but similar infrared spectra. In some cases, such as polymers with close molecular weight differences can be almost invisible, but they are always there. Most of the infrared spectrum is a "fingerprint" of the molecule, which can easily be distinguished from the spectra of other molecules.

The most extensively for chemical analysis and spectroscopic gas detection using mid-infrared range (2.5 ... 20 μm), where the strong absorption bands of many gases. In the near infrared range (0.75 ... 2.5 μm) absorption bands are weaker and this range is usually less suitable for the detection of trace gases.

In the visible region (0.38 ... 0.76 μm) only a few gases have absorption bands. And in the ultraviolet region (0.2 ... 0.38 μm) and a diatomic.

Each substance has its own set of energy levels, unlike a number of other substances levels and the difference of their energies. Therefore, the spectra of different substances differ. The nature of change in the internal energy of the molecules in the absorption of photon radiation is rotational, vibrational and electronic spectra.

Infrared radiation middle range gives vibrational spectra, which reflect the change in the vibrational energy of the molecules of the substance.

Fluctuations in polyatomic molecules are quite complex. From the number of active vibrations, the number of oscillations, accompanied by a change in the dipole moment of the molecule depends on the number of absorption bands in the infrared spectrum.

Consider the absorption maxima for the gas concentration is planned to determine (Figure 2).

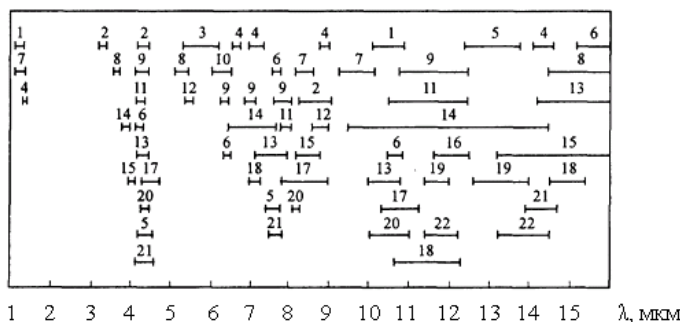


Figure 2. Absorption bands of certain gases in the spectral range 0.25 ... 15 microns
 1 – O₃; 2 – CH₄; 3 – CO; 4 – NO₂; 5 – C₂H₆; 6 – C₆H₆; 7 – SO₂; 8 – CO₂; 9 – C₃H₆;
 10 – NO; 11 – C₂H₄; 12 – N₂O; 13 – C₇H₈; 14 – NH₃; 15 – C₂H₂; 16 – C₄H₆;
 17 – CH₃OH; 18 – C₂H₃Cl; 19 – C₂HCl₃; 20 – C₂H₅OH; 21 – C₃H₈; 22 – C₂Cl₄

Due to anharmonicity fluctuations than fixed frequency con-sterihayutsya and weak bands. It should be noted that at wavelengths close to the above, the water molecules will actively interfere with the definition of other gases, blocking of their spectra. In addition, there is also a less intense absorption bands of water molecules, which is also part can affect the outcome. Because of the spatial division of a molecule of water vapor can make free translational and rotational motion. Recently, interacting with the vibrational levels of molecules, leading to their cleavage. As a result, the spectrum of water vapor rather large (several tens of inverse centimeters) vibrational bands characteristic of the substances in the condensed state, consists of a large series of lines on the half-width of 0.05-0.5 cm⁻¹. Therefore, when choosing characteristic wavelengths for measurement should try to get into the so-called "window of transparency", free from the strong absorption of the main atmospheric sinks (molecules of water vapor, carbon dioxide, etc.). It should also be mentioned that, generally, the spectra of organic compounds (which will also be determined) does not contain too narrow absorption bands, since both the change of vibrational energy of molecules can be changes and rotational energy.

If the transition energy of the molecule consists only of a purely vibrational transition can be expected in the spectrum of a single narrow peak. Indeed, substances that are in the condensed state, give IR bands of this type. In the gas phase to the vibrational transition of added rotational transitions, and these state changes compatible fill a large area width.

Feature also works in the infrared region of the spectrum is the low intensity radiation sources with continuous spectrum that operate at relatively low temperature radiation. Raising the temperature according to Wien's displacement law would result in a shift of the maximum radiation in the shortwave region of the spectrum. Also in this case would have violated the law of Bouguer-Lambert-Beer is valid within the linear optics, within such radiation intensities at which it does not change the properties of the medium.

Conclusion. Recommendations for further research will use high-precision radiation sources with as narrow a width range of radiation.

LIST OF REFERENCES

1. Kucheruk V. Yu. Dudatiev I. OPTICAL-GAS ANALYSIS ABSORPTION SYSTEM WITH COMPENSATION OF DESTABILIZING FACTORS VIII INTERNATIONAL SALON OF INVENTIONS AND NEW TECHNOLOGIES «NEW TIME» September, 2012 Sevastopol, Ukraine P. 330-331
2. Kucheruk V. Yu. Dudatiev I. LABORATORY STAND CONTROL COMPOSITION SMOKE GASES OF CALDRON OPTIONS VI International conference on optoelectronic information technologies "Photonics-ODS 2012". Ukraine, Vinnytsia, VNTU 2012. P. 124.

М.М. Биков, к.т.н., проф. (Україна); А. Раїмі, PhD, професор (Сенегал); К. Конате, PhD, професор (Сенегал)

МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ РОЗПІЗНАВАННЯ ОБРАЗІВ В ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМАХ

Ключові слова: інформаційно-вимірювальна система (ІВС), розпізнавання образів, ефективність розпізнавання, ознаковий простір, рангові коди, помилка розпізнавання.

Застосування методів розпізнавання образів в інформаційно-вимірювальних системах (ІВС) дозволяє розширити їх можливості і розв'язати низку важливих задач, пов'язаних з діагностикою і автоматизацією прийняття рішень в різних сферах. Традиційні методи оброблення інформації в підсистемах розпізнавання образів ІВС передбачають виконання їх перетворення в послідовність дискретних елементів, їх маркування з наступним розпізнаванням шляхом порівняння з еталонними послідовностями. Рішення про розпізнавання приймається за мінімумом відстані між реалізацією і однією з еталонних стрічок. Недоліком таких методів є те, що для визначення вказаної відстані потрібно, окрім кодів марок, зберігати ще й коди відстаней між ними, що збільшує апаратні ресурси і зменшує швидкість розпізнавання. Тому актуальною є задача розробки методів оброблення і представлення інформації в підсистемах розпізнавання ІВС, які б дозволили усунути вказані недоліки.

В роботі [1] для розв'язання даної задачі був запропонований метод розпізнавання, що ґрунтується на представленні марок різницевиими кодами, які усувають необхідність запам'ятовування кодів відстаней. Даному методу притаманні недоліки, зумовлені можливістю виникнення помилок через властивості запропонованих кодів, а також обмеженням швидкодії через необхідність обчислення відстаней Хемінга між послідовностями.

В даній роботі авторами пропонується метод розпізнавання, що ґрунтується на представленні марок кодами, що зберігають ранги відстаней (DRP-codes) [2]. DRP – кодом є відображення $i \rightarrow \beta_i$ множини $m = \{1, 2, \dots, m\}$ в множину $\{0, 1\}^m$ двійкових послідовностей довжиною n таке, що

$$\forall_{i, j \in m} (R(d_{ij}) = k \text{ Ю } R(h_{ij}) = k),$$

де $R(d_{ij})$ - ранг відстані d_{ij} між елементами i та j в просторі елементів, $R(h_{ij})$ - ранг відстані h_{ij} в просторі двійкових кодів, k – ціле число, величина рангу.

Відстань між марками, закодованими DRP-кодом, під час їх порівняння визначається за допомогою порозрядної логічної операції "Т", однак при цьому можуть виникати помилки, зумовлені невиконанням аксіоми ідентичності під час визначення відстані між однаковими марками. Тому було запропоновано модифікувати дану логічну операцію таким способом, щоб для неї виконувалась аксіома ідентичності. Для цього була сформульовано математичний опис операції та розроблена відповідна логічна схема, яка скидає результат порівняння однакових марок до "0". Модифікована операція була названа логічною операцією "І з самоблокуванням".

Таким чином, в запропонованому методі неперервний образ сприймають, перетворюють в послідовність елементів, формують двійковий опис елементів послідовності, що розпізнається, у вигляді двійкових кодів, що зберігають ранги відстаней між елементами, виконують класифікацію за мінімумом відстані до однієї з еталонних послідовностей, для чого проводять логічне порівняння послідовності, що розпізнається, і еталонної послідовності елементів за допомогою порозрядної логічної операції "І з самоблокуванням", і на основі отриманих результатів приймають рішення про розпізнавання мовного образу.

Запропонований метод дозволив підвищити надійність розпізнавання та розширити склад словника мовних образів.

Список літературних джерел.

1. Glave R.D., Vander Giet. The David speech recognition system. - Proc. IEEE Int. Conf. ASSP.-Tulsa, 1978, p.429-432.

2. Биков М.М. Універсальний метод представлення інформації в інтелектуальних еволюційних системах / Биков М.М. // Відбір і обробка інформації. - 2006.- Вип. 24(100). С. 35-42.

М.В. Кузь, к.т.н.; О.Є. Середюк, д.т.н., проф.

ПИТАННЯ НОРМАТИВНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КОМПЛЕКСІВ ОБ'ЄМУ ГАЗУ

Ключові слова: коректор об'єму газу, лічильник газу, вимірювальний комплекс об'єму газу.

Природний газ є одним із найважливіших енергетичних ресурсів України і ефективне витрачання даного енергоносія можливе лише за умови точного його обліку. Результати вимірювань об'єму газу, згідно з [1], можуть бути використані за умови, якщо відомі відповідні характеристики похибок вимірювань, вимоги до яких та методики їх визначення регламентуються діючими нормативними і, зокрема, методичними документами з метрології.

Вимірювання об'єму природного газу в Україні здійснюється: в комунально-побутовій сфері побутовими лічильниками газу, в промисловості – вимірювальними комплексами. Відповідно до [2], вимірювальний комплекс – це сукупність засобів вимірювальної техніки та допоміжних засобів, яка вимірює тиск та температуру газу, що протікає по вимірювальному трубопроводу, перетворює вихідні сигнали від вимірювального перетворювача об'єму газу за робочих умов (лічильника газу тощо) і обчислює об'єм газу за стандартних умов. Технічно вимірювальний комплекс реалізується на основі лічильника газу та коректора (обчислювача) об'єму газу. Вимоги до метрологічних та технічних характеристик лічильників газу наводяться в нормативних документах [3-5], до коректорів – в [6]. Нормативний документ, який встановлював би вимоги до вимірювального комплексу в цілому, на цей час, в Україні відсутній. Крім того, немає державної повірочної схеми, дія якої би поширювалася на коректори об'єму газу як окремі засоби вимірювальної техніки, але, всупереч цьому, кожен коректор забезпечений чинними методиками повірки.

Метою цієї роботи є спроба усунути існуючу на сьогоднішній день метрологічну некоректність – повірку коректорів газу за відсутності відповідної державної повірочної схеми, тобто вирішення питання розроблення легітимного нормативного забезпечення вимірювальних комплексів об'єму та об'ємної витрати газу.

За своїм типом вимірювальні комплекси належать до витратомірів-лічильників газу [2] і тому підпадають під дію повірочної схеми (рис. 1) [7].



Рис. 1. Фрагмент повірочної схеми [8]

З врахуванням цього необхідність розроблення спеціальної державної повірочної схеми для коректорів і обчислювачів об'єму газу відпадає. Натомість, ці засоби вимірювальної техніки, виходячи із вище наведеного, не повинні повірятися автономно, а коректно це виконувати комплектно, тобто в складі вимірювального комплексу. Але для розроблення такої методики повірки спочатку треба встановити нормативні вимоги до метрологічних характеристик вимірювальних комплексів.

Похибка лічильника в абсолютних одиницях, відповідно до [4, 5], не повинна виходити за границі максимально допустимої похибки, зазначені в табл. 1.

Таблиця 1

Границі допустимої похибки лічильників	
Витрата газу, q_V	Границі допустимої похибки
$q_{V \min} \leq q_V < q_{Vt}$	$\pm 2 \%$
$q_{Vt} \leq q_V \leq q_{V \max}$	$\pm 1 \%$
Примітка. $q_{V \min}$ – мінімальне значення витрати газу; q_{Vt} – перехідна витрата газу, значення якої наведені в [5, 6]; $q_{V \max}$ – максимальне значення витрати газу.	

Максимально допустима похибка коректорів, відповідно до [6], становить 1 % (для умов відмінних від стандартних) при умові, що похибкою лічильника газу нехтують. Похибка вимірювального комплексу δ_{BK} визначається за формулою

$$\delta_{BK} = \sqrt{\delta_L^2 + \delta_K^2}, \quad (1)$$

де δ_L , δ_K – максимально допустимі похибки лічильника газу та коректора об'єму газу, наведені вище, відповідно.

Визначені за формулою (1) границі допустимої похибки вимірювальних комплексів (із заокругленням до меншого значення) наведені в табл. 2.

Таблиця 2

Границі допустимої похибки вимірювальних комплексів об'єму та об'ємної витрати газу	
Витрата газу, q_V	Границі допустимої похибки
$q_{V \min} \leq q_V < q_{Vt}$	$\pm 2,2 \%$
$q_{Vt} \leq q_V \leq q_{V \max}$	$\pm 1,4 \%$

Перевагою комплектної повірки вимірювальних комплексів є відсутність необхідності автономної повірки коректора об'єму газу, чим забезпечується єдність вимірювань цієї фізичної величини. Розроблене нормативне забезпечення вимірювальних комплексів об'єму газу може служити основою для розроблення нормативних документів з технічними вимогами та методичних документів на метрологічну атестацію і повірку цих засобів вимірювальної техніки.

Список літературних джерел

1. Закон України „Про метрологію та метрологічну діяльність” [від 11.02.98 р. № 113: у редакції від 15.06.04 р. № 1765-IV] // Відомості Верховної Ради України. – Офіц. вид. – К.: Парлам. вид-во. – 2004. – №37. – Ст.449. – С.1434-1453.
2. Газ природний горючий. Вимірювання витрати. Терміни та визначання понять: ДСТУ 4313:2004 - [Чинний від 2005-07-01]. – К. : Держспоживстандарт України, 2005. — III, 38с. — (Національний стандарт України).
3. Лічильники газу мембранні. Загальні технічні умови: ДСТУ EN 1359:2006 - [Чинний від 2007-01-01]. – К: Держспоживстандарт України 2007. – 45 с. – (Національний стандарт України).
4. Лічильники газу турбінні. Загальні технічні умови: ДСТУ EN 12261:2006. - [Чинний від 2007-01-01]. – К: Держспоживстандарт України 2007. – 32 с. – (Національний стандарт України).
5. Лічильники газу роторні. Загальні технічні умови: ДСТУ EN 12480:2006. - [Чинний від 2007-01-01]. – К: Держспоживстандарт України 2007. – 25 с. – (Національний стандарт України).
6. Коректори до лічильників газу електронні. Загальні технічні умови: ДСТУ EN 12405:2006.- [Чинний від 2007-01-01]. – К: Держспоживстандарт України 2007. – 37 с. – (Національний стандарт України).
7. Державна повірочна схема для засобів вимірювання об'єму та об'ємної витрати газу: ДСТУ 3383:2007. - [Чинний від 2007-07-01]. – К: Держспоживстандарт України 2007. – 6 с. – (Національний стандарт України).

В. Ю. Кучерук, д.т.н., проф.; Г. С. Дунаєва, студент

СТАТИСТИЧНИЙ АНАЛІЗ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСІВ НА БАЗІ УЗАГАЛЬНЕНИХ РОЗПОДІЛІВ В. В. НЕШИТОГО

Ключові слова: узагальнений розподіл, технологічний процес, статичний аналіз, закон.

Міжнародні стандарти вимагають застосування статистичних методів у багатьох елементах якостей.

Статистичний аналіз технологічних процесів потрібно для вирішення різних завдань, у тому числі:

- статистичної оцінки технологічної точності виробничого обладнання під час експлуатації, перед здачею в ремонт, після ремонту, при підготовці до впровадження статистичного регулювання та в інших необхідних випадках;
- статистичної оцінки технологічної точності нового обладнання;
- усунення невідповідності між заданою точністю і можливостями реального технологічного процесу;
- встановлення необхідності ремонту обладнання;
- визначення якості виконаного ремонту обладнання;
- порівняльній оцінки точності варіантів технологічного процесу, устаткування і оснащення;
- порівняльній оцінки точності режимів обробки;
- оцінки ефективності керуючих впливів.

Досвід показує, що відомі розподіли (нормальний закон, Вейбулла, Максвелла, Релея) не можуть з достатньою точністю описати все різноманіття статистичних розподілів і тому їх використання часто не дає очікуваних результатів щодо вдосконалення технологічних процесів. Для опису статистичних розподілів параметрів виробничої системи Нешитой В. В. пропонує використовувати узагальнені чотирьохпараметричні розподіли, що утворюють єдину систему. Три основні рівняння безперервних розподілів Нешитого В. В. представлені такими щільностями розподілу:

$$p(x) = Ne^{\gamma x} \left[1 - \alpha u e^{\beta x} \right]^{\frac{1}{u}-1};$$
$$p(t) = Nt^{\gamma-1} \left[1 - \alpha u t^{\beta} \right]^{\frac{1}{u}-1};$$
$$p(y) = \frac{N(\ln y)^{\gamma-1}}{y} \left[1 - \alpha u (\ln y)^{\beta} \right]^{\frac{1}{u}-1}.$$

з чотирма параметрами α , β , γ , u .

Знайдений закон розподілу випадкової величини є найбільш повною її характеристикою. Більше того, він дозволяє розраховувати показники стану технологічного процесу (за умови його статистичної керованості, коли усунуті грубі відхилення від норми).

Методики визначення виду розподілу, запропоновані Нешитим В. В., представляються перспективними для використання в імітаційному моделюванні виробничо-економічних систем для завдання вихідних даних, одержуваних з комплексної інформаційної системи підприємства. Цим досягається новий, значно вищий рівень точності рішення прикладних задач, пов'язаних з вирівнюванням статистичних розподілів.

Список літературних джерел

1. Нешитой, В. В. Методы статистического анализа на базе обобщенных распределений : учеб.-метод. пособие / В. В. Нешитой. – Мн.: Веды, 2001. – 168 с.
2. Нешитой, В. В. Статистический анализ и регулирование технологических процессов на базе обобщенных распределений с параметром сдвига: метод. рекомендации / В. В. Нешитой. – Мн.: БелГИСС, 2001. – 40 с.

В.Р. Скальський, д.т.н., проф.; Д.В. Рудавський, к.т.н.; Р.Я. Ярема, к.т.н.

ВИЗНАЧЕННЯ ЗАЛИШКОВОЇ ДОВГОВІЧНОСТІ ЕЛЕМЕНТІВ МЕТАЛОКОНСТРУКЦІЙ ІЗ ПЛОСКИМИ ТРІЩИНАМИ

Ключові слова: залишкова довговічність, акустична емісія, діагностування, втомна тріщина, водневмісне середовище, енергетичний підхід, площа тріщини.

В роботі пропонується методика визначення докритичного періоду повільного підростання плоскої макротріщини у металевому елементі конструкції. Методика, що базується на методи акустичної емісії (АЕ), розроблена для двох випадків механізму сповільненого розтріскування, а саме – втомного за дії зовнішнього циклічно змінного навантаження та водневого – за дії зовнішнього статичного навантаження у водневмісному середовищі.

За допомогою сформульованих у даній роботі розрахункових моделей втомного та водневого розтріскування металевих матеріалів побудовано кінетичні рівняння руху плоскої макротріщини для кожного із двох згаданих випадків механізму її розвитку

$$V^{(f)} = V^{(f)}(S, a_i), \quad V^{(H)} = V^{(H)}(S, b_i), \quad (1)$$

де $V^{(f)}$, $V^{(H)}$ – швидкість росту втомної та водневої тріщини відповідно, S – площа тріщини, a_i та b_i – деякі невідомі фізико-механічні параметри матеріалу елемента конструкції та системи метал-водневмісне середовище. Модель втомного поширення тріщини базується на енергетичному підході механіки руйнування, а модель водневого розтріскування – на деформаційному [1].

Експериментально встановлено лінійну залежність між сумою амплітуд сигналів АЕ ΣA_i та приростом площі новоутвореної поверхні тріщини в процесі її розвитку, та знайдено значення коефіцієнтів пропорційності цієї залежності для досліджуваних матеріалів. Залежність дає змогу отримувати необхідну кількість точок функцій швидкості $V^{(f),(H)}$ росту тріщини від її площі S під час АЕ моніторингу досліджуваного елемента об'єкту контролю (рис. 1).

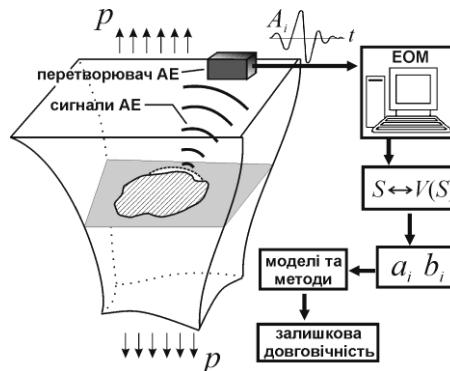


Рис. 1. Схема методики діагностування залишкового ресурсу металевого елемента конструкції із плоскою тріщиною

Використовуючи експериментальні дані визначали методом найменших квадратів невідомі фізико-механічні параметри, що входять у кінетичні рівняння (1). Отримавши таким чином залежності (1), із визначеними константами a_i і b_i залишкову довговічність елемента конструкції із тріщиною легко знайти як період T докритичного росту тріщини за відомою у механіці руйнування формулою [2]

$$T^{(f),(H)} = \int_{S_0}^{S_c} 1/V^{(f),(H)} dS.$$

На рис. 1 схематично зображено запропоновану методику діагностування залишкового ресурсу металевого елемента конструкції із плоскою тріщиною, що повільно розвивається за одним із зазначених вище механізмів руйнування.

1. Панасюк В.В. Механіка квазіхрупкого руйнування матеріалів. – К.: Наук. думка, 1991. – 416 с.
2. А.Е. Андрейкив, А.И. Дарчук. Усталостное разрушение и долговечность конструкций. – Киев: Наук. думка, 1992. – 183 с.

В.Г. Петрук, д.т.н., проф.; С.М. Кватернюк, к.т.н.; А.Б. Лука; Ю.Ю. Юрченко

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАНЬ СПЕКТРІВ ДИФУЗНОГО ВІДБИВАННЯ ПРИРОДНИХ ПОЛІДИСПЕРСНИХ СЕРЕДОВИЩ

Ключові слова: вимірювальний контроль, природні полідисперсні середовища.

Контроль стану різноманітних об'єктів можливо здійснювати на основі вимірювання спектрів дифузного відбивання. Це стосується багатьох задач медичної діагностики поверхневих патологій біотканин, контролю якості харчових продуктів, контролю екологічного стану та рівня забрудненості об'єктів навколишнього середовища тощо. У процесі вимірювань зміна фізичних властивостей об'єкта досліджень або концентрації у ньому певних пігментів призводить до змін у спектральних характеристиках дифузного відбивання. Однак, у багатьох випадках, відмінність між значенням коефіцієнту дифузного відбивання на певній довжині хвилі для нормального стану об'єкту контролю та його патологічного стану невеликі і складають до 10%. Для того, щоб контролювати з високою достовірністю стан об'єкту за даними вимірювань спектру дифузного відбивання слід забезпечити загальну похибку вимірювань значно меншу цього значення.

Загальна структурна схема одноканального засобу вимірювань спектрів дифузного відбивання наведена на рис.1. Джерело випромінювання 1 (наприклад, ксенонова лампа білого світла) підключене до монохроматора 2. Із широкого спектру випромінювання ксенонової лампи монохроматор 2 виділяє вузьку смугу, ширина якої відповідає апаратній функції монохроматора. Довжина хвилі монохроматора змінюється із заданим кроком за допомогою крокового двигуна 3.

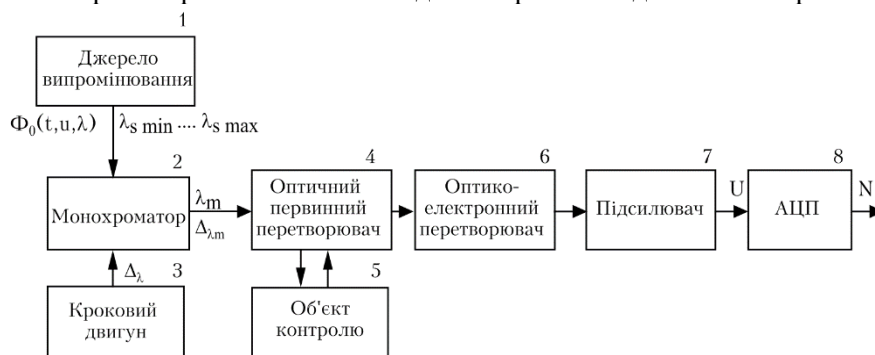


Рис. 1. Загальна структурна схема одноканального засобу вимірювань спектрів дифузного відбивання

Випромінювання від перестроюваного монохроматора 2 проходить до оптичного первинного перетворювача 4 та потрапляє на об'єкт контролю 5. Дифузно відбите випромінювання з площини об'єкту контролю, яка потрапила у вихідний отвір інтегрувальної сфери первинного вимірювального перетворювача проходить до оптико-електронного перетворювача 6 та визначає значення його фотоструму. Сигнал з виходу оптико-електронного перетворювача підсилюється підсилювачем 7 до значення достатнього для нормальної роботи аналого-цифрового перетворювача 8.

Розглянемо складові функції перетворення інформативного сигналу у вимірювальному каналі. З джерела випромінювання надходить світловий потік $\hat{O}_0(t, u, \lambda)$, який є функцією часу t , оскільки може змінюватись при прогріванні приладу чи за рахунок процесів старіння. Також світловий потік джерела випромінювання залежить від стабільності напруги живлення u . Крім того, інтенсивність світлового потоку джерела випромінювання змінюється у спектральному діапазоні $\lambda_{s \min} \dots \lambda_{s \max}$ у відповідності з спектральними характеристиками використаної лампи.

Коефіцієнт передачі монохроматора τ_M визначається коефіцієнтом передачі його оптичної системи та вибраної шириною вхідної і вихідної щілини. Зменшення ширини щілини монохроматора зменшує ширину спектру його вихідного випромінювання, однак також зменшує і світловий потік. А тому ширину щілини вибирають з компромісних міркувань між бажаною монохроматичністю вихідного випромінювання та світловим потоком, достатнім для нормальної роботи фотоприймача.

Наступна ланка вимірювального каналу – оптичний первинний перетворювача у вигляді

інтегрувальної сфери з об'єктом контролю у робочому отворі на її стінці. Похибки, які він вносить визначаються коефіцієнт відбивання матеріалу стінок інтегрувальної сфери, а також співвідношенням площ робочих отворів та стінок інтегрувальної сфери оптичного первинного перетворювача.

Коефіцієнт передачі підсилювача вибирається таким чином, щоб діапазон амплітуди сигналу на вході АЦП відповідав його допустимому динамічному діапазону і не виникало перевантаження. При цьому максимальна напруга на вході АЦП не повинна перевищувати значення його опорної напруги.

Світловий потік джерела випромінювання суттєво змінюється при прогріванні приладу, коливанні напруги живлення, старінні лампи і т.д. Всі ці фактори призводять до виникнення систематичної інструментальної похибки, яка може досягати 10–20%. У випадку коли інформативна величина, яка характеризує стан об'єкту контролю, змінюється значно менше таке значення інструментальної похибки є неприйнятним. Зменшення впливу цих факторів, наприклад, за рахунок стабілізації напруги живлення не дає бажаного результату. Тому використовують двоканальну схему засобу вимірювань спектрів дифузного відбивання, де другий канал також підключено до того ж джерела випромінювання, однак робочий отвір оптичного первинного перетворювача закрито заглушкою, яка покрита зразковим матеріалом із відомим коефіцієнтом дифузного відбивання, наприклад, оксидом магнію (рис.2.).

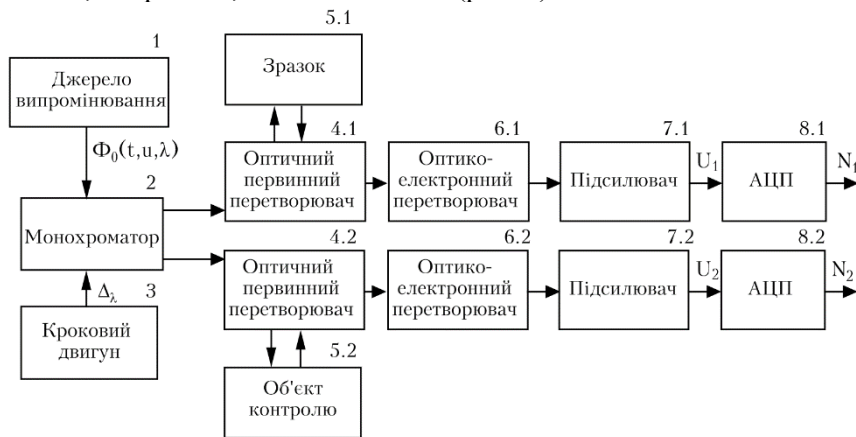


Рис. 2. Структурна схема засобу вимірювань спектрів дифузного відбивання з компенсацією систематичної інструментальної похибки

У цьому випадку постійно здійснюється вимірювання світлового потоку джерела випромінювання окремим каналом 4.1–8.1. Код на виході АЦП 8.1 відповідає інтенсивності світлового потоку джерела випромінювання. При повній ідентичності вимірювального і опорного каналів, це дозволяє виключити вплив цієї систематичної складової інструментальної похибки. Крім того, двоканальний пристрій дозволяє компенсувати систематичні похибки, що створюються нестабільністю опорної напруги АЦП та коефіцієнту передачі монохроматора.

Оптико-електронний перетворювач, наприклад, фотодіод створює похибку, яка має дві основні складові: систематичну складову похибки за рахунок темнових струмів та випадкову складову похибки за рахунок шумів. Похибка, що виникає за рахунок темнових струмів які протікають через фотодіод має адитивний характер. Компенсація здійснюється шляхом вимірювання сигналів при встановлених заглушках у робочих отворах обох оптичних первинних перетворювачів та вимкненому монохроматорі. Отримані значення фіксуються у персональному комп'ютері та у подальших вимірюваннях здійснюється корекція.

Враховуючи спектральну характеристику чутливості оптико-електронного перетворювача на границях його спектрального діапазону вихідний сигнал зменшується, що призводить до зменшення вхідної напруги на вході АЦП та до зростання похибки квантування.

Оскільки допустимі межі відхилення коефіцієнту дифузного відбивання на певній довжині хвилі для нормального стану об'єкту контролю порівняно невеликі і складають лише декілька відсотків, то для забезпечення високої вірогідності контролю необхідно підтримувати загальну похибку на декілька порядків меншу, що можливо лише при побудові спектрофотометричних засобів за двоканальною схемою з різними підходами до компенсації систематичної похибки вимірювань.

**В.Г. Петрук, д.т.н., проф.; С.М. Кватернюк, к.т.н.; І.В. Васильківський, к.т.н.;
І.О. Садовська; Т.О. Середюк**

КОНТРОЛЬ ЗАБРУДНЕННЯ ВОДНИХ ОБ'ЄКТІВ БІОГЕННИМИ СПОЛУКАМИ НА ОСНОВІ ДОСЛІДЖЕННЯ ФІТОПЛАНКТОНУ

Ключові слова: гідроекологія, екологічні нормативи, екологічні критерії якості вод.

Водні ресурси є національним багатством України і визначають можливості розвитку більшості галузей господарського комплексу. В даний час, збільшується водоспоживання та підвищуються вимоги до якості води, а також спостерігається тенденція до зниження в Україні запасів прісних вод та їх прогресуючого забруднення шкідливими стоками. Актуальність теми викликана необхідністю розроблення нових методів та засобів контролю стану водних об'єктів на основі біоіндикації по фітопланктону, оскільки для традиційних, наприклад, автоматизованої мікроскопії, характерні низькі значення швидкодії та вірогідності контролю. Метою дослідження є підвищення швидкодії та вірогідності контролю забруднення водних об'єктів біогенними сполуками на основі біоіндикації по фітопланктону.

Фітопланктон є одним із біологічних елементів класифікації екологічного статусу водних об'єктів відповідно до Водної Рамкової Директиви ЄС 2000/60. Фітопланктонні водорості переважно одноклітинні, хоча серед них є багато колоніальних та нитчастих форм, особливо у прісноводних водоймах. Синьо-зелені водорості (або ціанобактерії) значно відрізняються від інших водоростей простою внутрішньою будовою клітин. Усебічні дослідження мікрowodоростей відкрили широкі можливості їх використання в різних галузях діяльності людини. Знання умов їх розвитку та ступеня поширення у водоймах і на відповідних субстратах, з'ясування особливостей метаболізму за різних умов природного середовища та культивування дозволяють вважати, що водоростям належить значна роль у вирішенні проблем охорони навколишнього середовища.

Для ідентифікації частинок фітопланктону здійснюється порівняння масивів спектрополяриметричних зображень отриманих на характеристичних довжинах хвиль пігментів фітопланктону зі зразковими мультиспектральними зображеннями за допомогою класифікатора Байєса з розв'язувальною функцією на основі відстані Махаланобіса. За рахунок цього підвищується точність ідентифікації частинок фітопланктону у порівнянні з класичними альгологічними методами, що засновані на візуальному порівнянні зображень частинок фітопланктону, отриманих за допомогою мікроскопу, зі зразковими зображеннями взятими з визначників та кадастрів, а швидкодія контролю екологічного стану водних об'єктів підвищується у 10..20 разів. Основним пігментом, який присутній у частинках фітопланктону, є хлорофіл а (характеристичні довжини хвиль 430 нм, 663 нм.). Зелені водорості містять хлорофіл b (435 нм, 645 нм). Діатомові та динофітові водорості містять хлорофіл с (440 нм, 583 нм, 634 нм). Запропонований метод технічно більш складніший ніж існуючі методи непрямої інтегральної оцінки фітопланктонних угруповань за пігментними характеристиками, оскільки дозволяє більш точно визначити співвідношення між певними вилами фітопланктону.

Контроль забруднення водних об'єктів та оцінювання стану їх екосистеми здійснюється за рівнем розвитку фітопланктону на основі визначення таких структурних характеристик, як видова та надвидова різноманітність. Одержані за допомогою експрес-оцінок дані є попередніми і дозволяють швидко оцінити можливі зміни у видовій та кількісній різноманітності фітопланктону, спричинені негативним впливом одного чи кількох екологічних чинників. Інформаційна різноманітність фітопланктону визначається за індексами Сімпсона та Шеннона, що дозволяє оцінити стан екосистеми водного об'єкту. При «цвітінні» води екосистема водного об'єкту вироджується, тобто з кількості видів фітопланктону у воді зменшується з 150-300 до 10-30, причому 1-2 види фітопланктону стають домінуючими, а їх біомаса перевищує 50 відсотків загальної біомаси фітопланктону у водному об'єкті. Індекс Сімпсона при цьому зростає до одиниці, а індекс Шеннона зменшується. Аналогічні процеси відбуваються при інших антропогенних впливах на водні об'єкти спричинені різними типами забруднювачів (неочищені господарсько-побутові стічні води, нафтопродукти, важкі метали, поверхнево-активні речовини тощо). Результати даної роботи можна у спеціалізованих лабораторіях екологічних інспекцій для експрес-контролю параметрів стічних вод.

Ф.Д. Матіко, к.т.н., доцент, Л.В. Лесовой, д.т.н., доцент

КОНТРОЛЬ ВИТОКІВ ГАЗУ НА ДІЛЯНЦІ ГАЗОПРОВОДУ НА ОСНОВІ АНАЛІЗУ РОЗПОДІЛУ ТИСКУ

Ключові слова: витоки газу, газопровід, математична модель, розподіл тиску, система контролю, координата витоку.

Втрати газу під час його транспортування та розподілу споживачам є однією із значних складових, які формують небаланс об'єму газу у газотранспортних та газорозподільних системах. Частина втрат зумовлена неправильним обліком газу (похибками засобів обліку та недосконалістю методик обліку), тобто за своєю суттю не є втратами газу.

Однак інша частина – це прямі втрати газу внаслідок витікання газу із газопроводів та обладнання в атмосферу, які шкодять навколишньому середовищу, а в умовах населених пунктів створюють загрозу життю і здоров'ю людей.

Документами, які регламентують обслуговування газотранспортних та газорозподільних мереж, зокрема [1], передбачено систему планових робіт, які повинні забезпечувати умовну нормативну герметичність газопроводів та обладнання та відсутність їх значних пошкоджень і, відповідно, витоків. Однак у ряді випадків, не вдається запобігти руйнуванню трубопроводів і значним витокам газу. В таких випадках, важливо своєчасно виявити витоки, визначити місця пошкоджень та усунути їх. Отже завдання розроблення систем контролю витоків із ділянок газопроводів є надзвичайно актуальним.

В цій роботі пропонується спосіб виявлення значних витоків із ділянок газопроводів, що виникають під час пошкоджень газопроводів чи несанкціонованих відборів газу. Спосіб базується на аналізі розподілу тиску газу по довжині газопроводу, який змінюється при виникненні значного витоку (відбору) газу із газопроводу.

Розподіл тиску газу по довжині газопроводу може бути визначений на основі математичної моделі руху природного газу у газопроводі, розробленої авторами із врахуванням зміни температури та фактора стисливості газу по довжині газопроводу. Математична модель отримана на основі законів збереження маси та енергії, основних законів гідрогазодинаміки та рівняння стану реального газу. Для нахиленого магістрального газопроводу без відборів газу математична модель має вигляд

$$\begin{cases} \frac{dp}{dx} = - \left[\frac{\lambda q_m^2}{2DMF^2} \cdot \frac{zRT}{p} + \frac{g\Delta y M}{L} \cdot \frac{p}{zRT} \right]; \\ \frac{dT}{dx} = - \left[a(T - T_{ep}) - \mu_{JT} \frac{dp}{dx} + \frac{g\Delta y}{q_m c_p L} \right]; \\ z = f(p, T, [x_{N_2}, x_{CO_2}, \rho_c]), \end{cases} \quad (1)$$

де p, T – абсолютний тиск та температура газу; z – фактор стисливості газу; q_m – масова витрата природного газу; F – площа поперечного перерізу магістрального газопроводу; M – молярна маса природного газу; R – універсальна газова стала ($R=8,31451$ кДж/кмоль К); λ – коефіцієнт гідравлічного опору тертя; g – прискорення земного тяжіння; Δy – різниця висоти розміщення початку та кінця ділянки газопроводу; L – довжина ділянки газопроводу; T_{ep} – температура ґрунту; μ_{JT} – коефіцієнт дроселювання; a – комплексний коефіцієнт тепловіддачі від газопроводу до ґрунту; c_p – питома теплоємність газу за сталого тиску; $[x_{N_2}, x_{CO_2}, \rho_c]$ – параметри складу газу: молярна частка азоту, молярна частка вуглекислого газу, густина газу за стандартних умов; x – координата по довжині газопроводу.

За результатами розв'язку системи рівнянь (1) отримуємо розподіл тиску та температури газу по довжині газопроводу із врахуванням зміни фактора стисливості газу, висоти розміщення початку та кінця ділянки газопроводу, стану внутрішньої поверхні газопроводу (враховується

значенням коефіцієнта гідравлічного опору) та типу прокладки газопроводу (враховується значенням коефіцієнта тепловіддачі від газопроводу до ґрунту чи повітря).

Зокрема, за умови підземного прокладання газопроводів великої довжини, зміною температури по довжині газопроводу можна знехтувати. Тоді для горизонтального газопроводу розв'язок системи рівнянь (1) є відносно простим і має вигляд

$$p = \sqrt{p_0^2 - 2 \frac{\lambda q_m^2 R}{2DMF^2} zTx}, \quad (2)$$

де p_0 – тиск газу на початку газопроводу ($x=0$).

Рівняння (2) дає можливість отримати значення тиску у довільній точці на відстані x від початку газопроводу, тобто отримати так-званий «профіль тиску». Застосовуючи рівняння (2) та рівняння стану газу «GERG-91 мод.» [2] досліджено зміну профілю тиску за умови виникнення витoku газу на ділянці газопроводу.

Зміну профілю тиску досліджено для горизонтального газопроводу без відборів газу. діаметром $D=200$ мм, який входить до складу газорозподільної мережі середнього тиску ($p=0,4$ МПа). Розглянуто два режими експлуатації газопроводу:

1) при незмінній загальній витраті газу (наприклад, для випадку коли витрата газу є близькою до пропускної здатності регулятора на вході газопроводу, а виникнення витoku супроводжується зменшенням витрати споживання газу);

2) при незмінному тиску на вході газопроводу, коли регулятор тиску відпрацьовує зміну тиску і, відповідно збільшує витрату газу при виникненні витoku.

Зміну профілю тиску для двох названих режимів експлуатації газопроводу за умови виникнення витоків газу представлено на рис. 1.

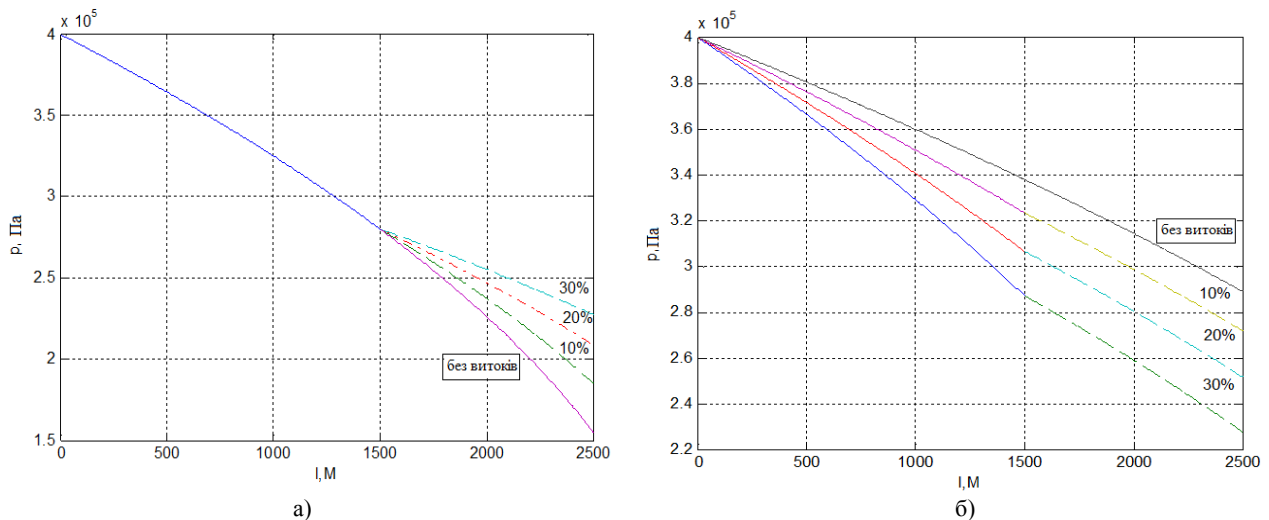


Рис. 1. Графіки розподілу тиску по довжині газопроводу: без витoku, та з витокami 10%, 20%, 30% загальної витрати для режимів: а) при незмінній загальній витраті газу; б) при незмінному тиску на вході газопроводу

Як видно із рис. 1, незалежно від режиму роботи газопроводу, в місці зміни витрати (тобто в місці локалізації витoku) виникає «злам» профілю тиску. При цьому кут «зламу» залежить від витрати витoku. Отже на основі аналізу форми профілю тиску можна робити висновок про наявність витoku на ділянці газопроводу, а також визначати місце витoku (локалізувати витік).

Із рис. 1 також видно, що профіль тиску побудований для газопроводу без витoku є нелінійним (див. рис. 1, а) за умови значної витрати та швидкості потоку ($v=22,3$ м/с, $Re=1.2 \cdot 10^6$). Для діапазону витрат характерного для більшості розподільних та транспортних газопроводів ($Re < 1 \cdot 10^6$) [3, 4] розподіл тиску по довжині газопроводу близький до лінійного (див. рис. 1, б, $Re=8.3 \cdot 10^5$), що дозволяє розглядати ділянки профілю тиску до та після витoku як лінійні та застосовувати метод перетину відрізків профілю для визначення місця витoku.

Для контролю витоків на ділянці газопроводу та локалізації місця витoku необхідно вимірювати тиск газу у чотирьох точках по довжині ділянки. Тому пропонується структура системи контролю витоків, зображена на рис. 2.

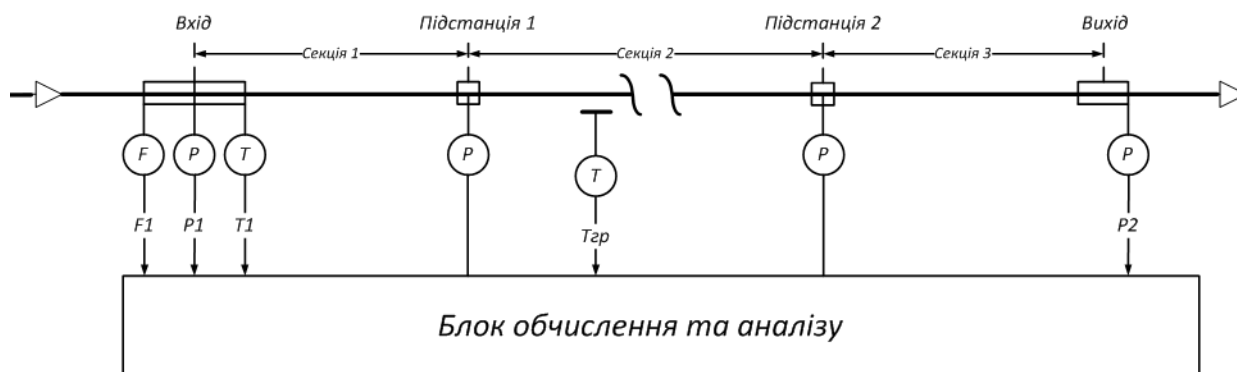


Рис.2. Структурна схема системи контролю витоків на основі аналізу розподілу тиску газу

Система передбачає вимірювання параметрів потоку газу (тиску P_1 , температури T_1 , витрати F_1) на вході у газопровід, що, як правило, реалізується у діючих системах транспортування та постачання газу. Діючі вузли обліку встановлені: 1) на газо-вимірювальних станціях для вимірювання витрати газу, що подається у магістральні газопроводи; 2) на ГРС для вимірювання витрати газу, що подається у розподільні газопроводи. Тобто система може бути побудована на основі діючих вузлів обліку газу, що зменшує витрати на її реалізацію.

Вимірних початкових параметрів потоку газу (P_1 , T_1 , F_1) та температури ґрунту $T_{гр}$ достатньо для реалізації рівняння (2). Однак у багатьох випадках спрощення, на основі яких отримане рівняння (2), не виконуються, тому необхідно реалізувати розв'язування системи рівнянь (1). Таким чином, блок обчислення та аналізу виконує такі функції:

- 1) реалізує розв'язок системи рівнянь (1) та на основі вимірних значень P_1 , T_1 , F_1 , $T_{гр}$ обчислює значення тиску газу у точках розміщення підстанцій в реальному часі;
- 2) порівнює розрахункові значення тиску із вимірними значеннями тиску від перетворювачів тиску підстанцій 1, 2 та вихідної підстанції;
- 3) у випадку коли різниця між розрахунковими та вимірними значеннями перевищує допустиму межу, інформує оператора про наявність витоку;
- 4) на основі вимірних значень тиску та координат підстанцій обчислює координату точки витоку.

При відсутності витоку на контрольованій ділянці газопроводу вимірні значення тиску газу на підстанціях та температури (за умови їх встановлення на окремих підстанціях) можуть бути використані як надлишкова інформація для уточнення окремих коефіцієнтів системи рівнянь (1). Зокрема, за значеннями тиску може бути уточнене значення коефіцієнта гідравлічного опору трубопроводу а за значеннями температури – коефіцієнт тепловіддачі від газопроводу до ґрунту.

Отже, запропонований спосіб контролю витоків та система, реалізована на основі цього способу, дозволяють визначити наявність витоків та локалізувати місце витоку на ділянці газопроводу. Очевидними недоліками способу є те, що він може бути застосований тільки в умовах усталеного режиму транспортування газу та на ділянках газопроводу без відборів газу та дозволяє виявити тільки раптові значні пошкодження газопроводу. Однак система контролю витоків на основі аналізу розподілу тиску може бути побудована на основі існуючих вузлів обліку газу та засобів диспетчеризації систем транспортування газу, має низьку вартість та забезпечує швидку реакцію під час пошкоджень, що дозволяє мінімізувати втрати газу.

Список літературних джерел

1. Правила безпеки систем газопостачання України: ДНАОП 0.00-1.20-98 / Міністерство праці та соціальної політики – Офіц.вид. – К.: Міністерство праці та соціальної політики, 2002. – 166 с.
2. Газ природный. Методы расчета физических свойств. Определение коэффициента сжимаемости : ГОСТ 30319.2-96. - М.: Изд-во стандартов, 1997. – 53 с.
3. Борисов С.Н. Гидравлические расчеты газопроводов / С.Н. Борисов, В.В. Даточный. – М.: изд-во «Недра», 1972. – 112 с.
4. Яковлев Є.І. Режимы газотранспортных систем / Є.І. Яковлев, О.С. Козак, В.Б. Михалків – Львів: Світ, 1992. – 160 с.

О.В. Бісикало, д.т.н., професор, В.В. Присяжнюк, студент

МЕТОД КОНТРОЛЮ ПРИХОВАНИХ СЕМАНТИЧНИХ ОЗНАК ТЛУМАЧНОГО СЛОВНИКА УКРАЇНСЬКОЇ МОВИ

Ключові слова: тезаурус, мовний образ, тлумачний словник, гіперланцюг, гіперцикл.

В умовах неспинного збільшення впливу Інтернет на суспільне життя людства значної актуальності набуває розробка моделей, методів і технологій, орієнтованих на використання природної мови в комп'ютерних системах. За прогнозами фахівців [1], протягом найближчих років значна частина інформаційних технологій буде переорієнтовано саме на використання природної мови. В той же час, створення інтелектуальних систем обробки інформації та інтелектуальних людино-машинних інтерфейсів без глибокого розуміння механізмів природної мови виглядає досить сумнівним [2]. Саме тому все важливішим є завдання розробки ефективних технологічних методів та засобів, що можуть бути застосовані при розв'язанні однієї з основних проблем лінгвотехнології – проблеми значення одиниць та конструкцій мови, тобто семантично-орієнтованих засобів обробки природномовних інформаційних масивів.

У сучасній лексикографічній теорії та практиці останнім часом особливо актуалізувалася проблема застосування електронних словників [3] у формуванні лінгвістичних компонент концептографічних систем експлуатації знань (типу онтології) та використанні їх у засобах вилучення різних категорій знань з тексту. Це потребує не лише розробки та електронної реалізації великих словників, але й спонукає до віднаходження у цій впорядкованій упорядниками та структурованій інформації прихованих, але важливих семантичних ознак. В роботі [4] запропоновано підхід до створення нової семантично-консолідованої структури – тезауруса мовних образів, що спрямований на обчислення сили зв'язків між узагальненими у мовні образи лексемами. Наступна задача дослідження полягає у тому, щоб на основі аналізу тлумачного словника української мови автоматизувати процеси побудови такого тезауруса та визначення чисельних ознак для окремих типів парадигматичних зв'язків.

Розглянемо метод контролю прихованих семантичних ознак тлумачного словника на основі простої та прозорої інтерпретації лексикографічних систем (Л-систем) [5]. У ній алфавіт Л-системи ототожнюється зі знаковою системою словника (включаючи й спецсимволи), клас елементарних інформаційних одиниць $I^{\circ}(D)$ – з множиною реєстрових одиниць (об'єктів лексикографування $\{x\}$), множина описів $V(I^{\circ}(D)) = \{V(x)\}$ – з множиною словникових статей, де заголовні одиниці пробігають множину $\{x\}$, а $\Lambda(x)$ та $P(x)$ – з лівими та правими частинами відповідних словникових статей.

Визначимо згідно [5] у структурі Л-системи $V(I^{\circ}(D))$ підмножину A спеціального типу, елементи $A(A \in A)$ якої мають назву автоморфізмів Л-системи $V(I^{\circ}(D))$. Сенс таких елементів полягає в тому, що вони забезпечують внутрішні відображення $V(I^{\circ}(D))$, тобто відображення:

$$A: V(I^{\circ}(D)) \rightarrow V(I^{\circ}(D))$$

спеціального характеру (практично як відображення між окремими словниковими статтями $A: V(x) \rightarrow V(y)$ для різних x та y). У існуючих лексикографічних працях автоморфізм A може, зокрема, констатувати наявність відсилкових словникових статей типу, наприклад, таких: x *див.* y . Вказаний автоморфізм визначає таке відображення словникових статей: $V(x) \rightarrow V(y)$. Його ідентифікатором є, як правило, певне псевдослово (у наведеному прикладі – *див.* y), яке зіставляє словниковій статті $V(x)$ її відповідник $V(y)$. Але будова автоморфізма A може бути значно складнішою, ніж у розглянутому прикладі.

По-перше, у реальному словнику довжина низки відсилань може бути більшою за одиницю, тобто мати ланцюгово чи рекурсивно розгортальний характер:

$$V(x) \rightarrow \{V(x')\} \rightarrow \dots \rightarrow \{V(x'')\} \rightarrow \dots$$

Крім того, відображення $V(x) \rightarrow V(y)$ може репрезентувати цілий пучок відсилань. Це реалізується, наприклад, тоді, коли словникова стаття $V(x)$ має таку будову: x, x', x'', \dots див. $y, y', y'' \dots$

У цьому випадку в одній словниковій статті $V(x)$ визначено пучок відображень:

$$V(x) \rightarrow V(y); V(x') \rightarrow V(y'); V(x'') \rightarrow V(y'') \dots$$

Для формалізації методу контролю розглянемо ланцюг заголовних слів певних словникових статей тлумачного словника, який будується через застосування А-автоморфізмів:

$$x_0 \xrightarrow{A_1} x_1(x_0) \xrightarrow{A_2} x_2(x_1) \xrightarrow{A_3} \dots \xrightarrow{A_{n-1}} x_{n-1}(x_{n-2}) \xrightarrow{A_n} x_n(x_{n-1}). \quad (1)$$

Маємо такий спосіб [5] побудови ланцюга:

1. Обирається словникова стаття із заголовним словом x_0 . Вона, очевидно, має будову $V_0 = \partial V_0 \cup M_0$, де елемент ∂V_0 є в точності x_0 , а внутрішня частина $M_0 \equiv \pi_1 \varepsilon_1^0 \pi_2 \varepsilon_2^0 \pi_3 \dots \pi_r \varepsilon_r^0$ має кортеж $(x_1^0, x_2^0, \dots, x_r^0)$.

2. З цього кортежу обирається певний елемент – $x_1(x_0)$, який у результаті застосування процедури A_1 стає заголовним словом словникової статті V_1 . Вибір елемента $x_1(x_0)$ не випадковий. Доцільно, щоб він перебував у певному гіперонімічному відношенні до x_0 (рід-вид, частина-ціле, комплекс-елемент тощо).

3. Наступні кроки побудови такого ланцюга, тобто знаходження слів:

$$x_2(x_1), \dots, x_{n-1}(x_{n-2}), x_n(x_{n-1}),$$

які є результатами застосування операторів A_2, A_3, \dots, A_n з (1), відповідно, є аналогічними.

Ланцюги слів виду, побудовані в такий спосіб, будемо називати гіперланцюгами Л-системи V . Гіперланцюги, для яких відношення між сусідніми словами є сталим упродовж усього гіперланцюга, вважатимемо однорідними.

Розглянемо процес побудови гіперланцюга на прикладі словникової статті із заголовним словом $x_0 = \text{вольтметр}$.

Його лексичне значення задається дефініцією «Прилад для вимірювання напруги електричного струму між двома точками електричного кола. Прикладом непрямого вимірювання може служити визначення опору резистора за допомогою амперметра і вольтметра», вихідні форми слів якої належать до кортежу $\langle V_0 \rangle$. За $x_1(x_0)$ виберемо слово «прилад». Одним із значень цього слова є «Спеціальний пристрій, признач. для певної мети (вимірювання чого-небудь, управління чимсь, контролю, спостереження за чим-небудь і т. ін.)», з якого одержуємо: $A_2[x_1(x_0)] = x_2(x_1)$, де $x_2(x_1) = \text{пристрій}$. Продовжуючи далі, отримаємо такий гіперланцюг:

$$Z_1 = \text{Вольтметр} \rightarrow \text{прилад} \rightarrow \text{пристрій} \rightarrow \text{обладнання} \rightarrow \text{механізм} \rightarrow \text{пристрій}.$$

Як можна побачити, на шостому кроці цього процесу гіперланцюг «зациквився» (знов повернувся до слова «пристрій», яке вперше з'явилося на третьому кроці). Такі гіперланцюги надалі вважатимемо гіперциклами.

Оскільки гіперланцюги, як деякий невидимий системний каркас, закладені у семантичну структуру словника, тому для розв'язання задач дослідження слід аналізувати гіперланцюги та гіперцикли. Будемо також враховувати те, що коректно побудувати великий тлумачний словник без гіперланцюгів та гіперциклів неможливо, оскільки є обов'язковою необхідність уникнути тавтології (слово X тлумачиться через слово Y , а Y через X).

Гіперланцюги та гіперцикли певного слова як вербальної ознаки мовного образу, очевидно, становлять його семантичну характеристику. Це стає навіть формально очевидним при підстановці кожного наступного члена в попередній у ланцюг заголовних слів певних словникових статей тлумачного словника

$$x_n(x_{n-1}(x_{n-2} \dots (x_2(x_1(x_0))) \dots)) = x_n(x_{n-1}). \quad (2)$$

Отже, задача полягає у розв'язанні рівняння (2) відносно x_0 :

$$x_0 = f(x_1, x_2, \dots, x_{n-2}, x_{n-1}, x_n). \quad (3)$$

Будемо виходити з того, що якщо кожний наступний член гіперциклу являє собою певний гіперонім до свого попередника, то мусить мати у правій частині своїй словникової статті $P(x)$ дефініції до відповідної гіпонімії. Отже гіперцикли можуть вважатися кластером близьких понять, але тоді, і тільки тоді, коли на кожному кроці побудови ланцюга його елементи обирались тільки в одному, фіксованому відношенні до попереднього елемента, тобто, щоб відношення між попереднім і наступним словами у гіперланцюгу були сталими для всього ланцюга. Такими відношеннями можуть бути, наприклад, частина-ціле, комплекс-елемент та інші визначені типи А-автоморфізмів з (1).

Метод контролю прихованих семантичних ознак тлумачного словника, що пропонується, полягає у знаходженні розв'язків (3) рівняння (2) для $\forall x_0 \in \{x\}$. При цьому, шляхом аналізу гіперланцюгів та гіперциклів словника з'являється формальна можливість занесення до тезауруса мовних образів [4] більш «сильних» парадигматичних зв'язків аніж первинні синтагматичні. Технологічно автоматизацію 3-х нових функцій – кластеризації семантично близьких понять, а також визначення парадигматичних відношень синонімії та гіпо-гіперонімії між лексемами планується реалізувати на основі платформи .NET Framework 3.5 SP 1. Подальша задача дослідження полягає в обґрунтуванні вибору псевдометричного простору [2, 3, 5] та створенні алгоритмів навчання без вчителя з метою самовдосконалення тезауруса мовних образів.

Список літературних джерел

1. Програма ЮНЕСКО «Інформація для всіх» в Росії / Руководящие документы [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.ifap.ru/ofdocs/index.htm>.
2. Бісікало О.В. Формальні методи образного аналізу та синтезу природно-мовних конструкцій : монографія / О. В. Бісікало. – Вінниця : ВНТУ, 2013. – 316 с. – ISBN 978-966-641-528-1.
3. Широков В.А. Комп'ютерна лексикографія / В.А. Широков. – К.: Наукова думка, 2011. – 351 с. – ISBN 978-966-00-1169-4.
4. Бісікало О.В. Реалізація тезауруса мовних образів з використанням принципів об'єктно-орієнтованого програмування / Олег Володимирович Бісікало, Вікторія Василівна Присяжнюк // Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах (ВКДТС-2011): тези доповідей I міжнар. наук. конф. (Вінниця, 18-20 жовтня 2011 р.). – Вінниця: ВНТУ, 2011. – С. 198.
5. Лінгвістичні та технологічні основи тлумачної лексикографії / В.А. Широков, В.М. Білоноженко, О.В. Бугаков та ін. – К.: Довіра, 2010. – 295 с. – ISBN 978-966-507-283-6.

В.С. Єременко, к.т.н., проф., Є.Ф. Сулов, к.т.н., С.Р. Сунетчієва, студент

ДОСЛІДЖЕННЯ СТАТИСТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ІНФОРМАТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ ПРИ КОНТРОЛІ КОМПОЗИЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ

Неруйнівний контроль, композиційні матеріали, інформативні параметри, імпедансний метод

Вироби з композиційних матеріалів, які широко використовуються в авіабудуванні, на відміну від виробів з металів, формуються з первинної сировини одночасно з формуванням самих матеріалів. Через складність технології та значні фізико-механічні відмінності окремих складових, такі елементи конструкції характеризуються широкою номенклатурою можливих дефектів.

Одним з найбільш поширених методів контролю виробів із композиційних матеріалів є акустичний імпедансний метод. Він базується на оцінці відмінностей значень механічного імпедансу в дефектних та бездефектних зонах контрольованих багатошарових конструкцій, що визначаються з поверхні виробу за допомогою збудження в композиті згинних коливань низьких частот [1]. В на сьогоднішній день в авіабудівній галузі імпульсний імпедансний метод займає частку у 90% при контролі стільникових конструкцій та елементів виконаних із шаруватих пластиків.

При імпульсному імпедансному контролі рішення про наявність пошкодженої ділянки у контрольованій області приймається у випадку перевищення граничного значення для одного або декількох інформативних параметрів [1], яке, в свою чергу, встановлюється після налаштування дефектоскопу на стандартних зразках з нанесеними моделями дефектів. Стандартні зразки виробляються із матеріалів, аналогічних до тих, що використовуються у контрольованих виробках, вони мають ту саму товщину і шорсткість поверхні. Найбільш поширеними інформаційними параметрами є амплітуда, кумулятивна фаза та частота сигналу.

Вплив випадкових складових на інформативний параметр у випадку, коли вирішальне правило базується виключно на порівнянні із деяким пороговим значенням може привести до ситуації коли область контролю буде помилково прийнята за дефектну, або навпаки, дефект буде пропущено.

У випадку коли на інформативний параметр (П) за змінами якого приймається рішення про наявність дефекту, впливає випадкова величина, рішення про наявність дефекту може бути прийняте на основі статистичних критеріїв, що базуються на аналізі інформації про закони розподілу вибірок П отриманих у апріорно дефектних та бездефектних областях виробу, а також попередньо встановлені значення похибок першого та другого роду. До таких статистичних критеріїв відносяться метод Неймана-Пірсона, метод максимальної правдоподібності, метод мінімаксу, та ін. [2].

Основною проблемою при застосуванні статистичних критеріїв для прийняття рішення є припущення, що закон розподілу інформативного параметру відомий та описаний аналітично. Зазвичай приймається, що вхідні дані мають нормальний розподіл, однак це не завжди виконується при контролі виробів з композиційних матеріалів. Зазначена ситуація в першу чергу пов'язана з високим ступенем неоднорідності структури композиту, у випадку, якщо об'єкт контролю являє собою панель із стільниковим заповнювачем: ребро соти матиме порівняно більшу жорсткість ніж її центр, а при використанні пінопластового заповнювачу можливе непрогнозоване виникнення зон із неоднаковими щільностями, що також впливає на жорсткість контрольованої зони та на вихідні значення інформативних параметрів.

Наявність або відсутність дефекту в контрольованій області також змінює закон розподілу інформативного параметру, що дає можливість використовувати його характеристики, як інформативні параметри за якими приймаються діагностичні рішення [3].

Відмінність характеристик законів розподілів можна прослідкувати за допомогою аналізу, показників розсіяння, ексцесу, асиметрії та т.з. «фазових портретів» [4].

Для перевірки можливості використання запропонованих параметрів у якості інформативних було проведено експериментальне дослідження композиційних панелей із штучно нанесеними дефектами за допомогою стандартного датчика імпедансного дефектоскопа. Панель складається з чотирьох шарів: верхній шар склотканина ЭЗ-125, вуглепластик С200, заповнюючий пінопласт ПС4-40 та нижній шар склотканини ЭЗ-125. Дефект моделювався шляхом руйнування

заповнюючого пінопласту голкою, без значного пошкодження поверхневого шару, через отвори на межі зони дефекту (дефект №1).

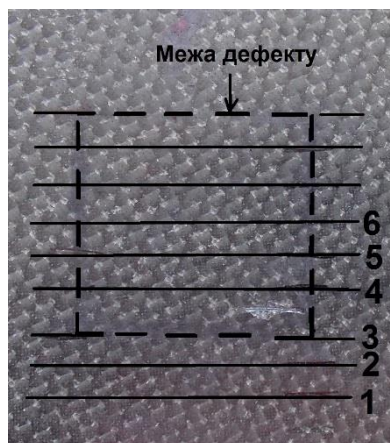


Рис. 1 Фрагмент зразка КМ із зазначеними лініями сканування

За допомогою програмного забезпечення LabVIEW та Mathcad було проведено обробку отриманих сигналів з метою виділення інформативних параметрів: амплітуди, кумулятивна фази та частоти сигналу. Також по отриманим даним було побудовано апроксимації законів розподілів та фазові портрети.

На рис. 1 На рисунку показано закони розподілу амплітуд отримані із бездефектної та дефектної областей.

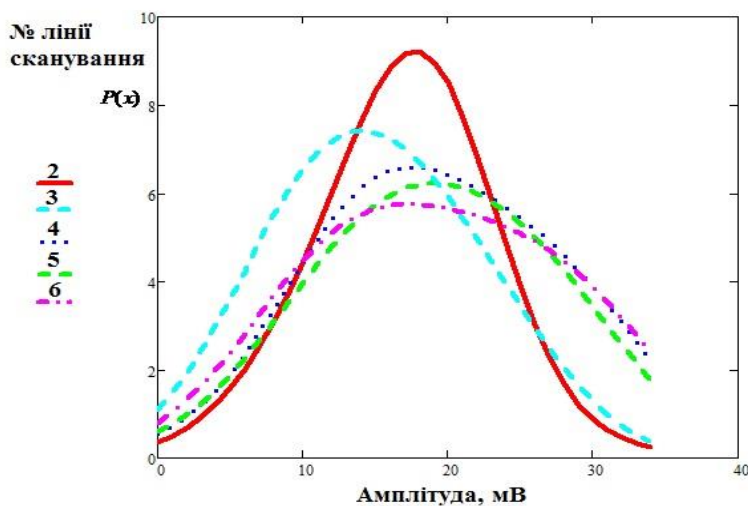


Рис. 2 Емпіричні закони розподілу амплітуд дефектної зони 1

З рисунку 2 видно, що при наближенні до центру дефекту відповідно змінюються характеристики законів розподілу: СКВ, математичне сподівання, ексцес та асиметрія. Оцінки характеристик законів розподілу амплітуди для кожної з ліній сканування представлено в табл. 1.

Таблиця 1

№ лінії сканування	Математичне сподівання	СКВ(r_2)	Асиметрія(r_3)	Ексцес(r_4-3)
Лінія 2	9,574	$3,015 \cdot 10^{-3}$	0,125	-0,679
Лінія 3	9,215	$2,88 \cdot 10^{-3}$	0,145	-0,684
Лінія 4	9,165	$2,914 \cdot 10^{-3}$	0,121	-0,642
Лінія 5	9,601	$3,014 \cdot 10^{-3}$	0,129	-0,69
Лінія 6	9,561	$3,011 \cdot 10^{-3}$	0,13	-0,7

Також, для ідентифікації закону розподілу інформативних ознак можна використовувати фазові портрети, які представляють собою графічну залежність, побудовану в координатах $f_x(x)$ і $f'_x(x)$, де $f_x(x)$ -щільність ймовірності розподілу, $f'_x(x)$ - похідна щільності ймовірності розподілу. Кожному закону розподілу $f_x(x)$ відповідає свій, унікальний фазовий портрет, який є незалежним від параметрів закону розподілу. При розрахунку координат фазового портрета замість точного значення похідної щільності розподілу $f'_x(x)$ ймовірностей визначався приріст щільності на заданому інтервалі. Фазові портрети дозволяють зробити ідентифікацію емпіричних законів розподілу інформативних параметрів не тільки по їх характеристикам розсіяння або положення, а також за формою самих законів [5].

В експерименті досліджувалися фазові портрети побудовані по розподілам значень інформативних параметрів інформативних параметрів (амплітуди, кумулятивної фази та частоти) імпульсних інформаційних сигналів, отриманих з досліджуваних зон стільникової панелі за допомогою імпедансного дефектоскопу. Їх обробка відбувалася у програмному забезпеченні Mathcad.

На рисунку 3 зображено фазові портрети для законів розподілів амплітуд з дефектної та бездефектної зон.

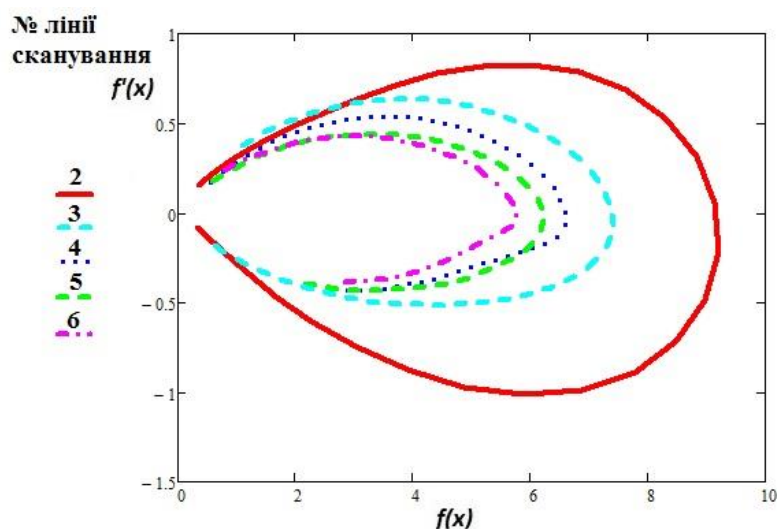


Рис. 3 Фазові портрети амплітуди дефектної зони 1

Як видно з проведених результатів статистичні характеристики параметрів інформаційних сигналів змінюються в залежності від ступеня дефектності і тому можуть бути використані у якості діагностичних ознак при неруйнівному контролі композиційних матеріалів.

Список літературних джерел

1. Ланге Ю.В. Акустические низкочастотные методы и средства неразрушающего контроля многослойных конструкций / Ю.В. Ланге. — М.: Машиностроение, 1991 — 272 с.
2. Кендалл М. Теория распределений / Кендалл М., Стюарт А.; пер. с англ. В. В. Сазонова, А. Н. Ширяева; под ред. А. Н. Колмогорова — М.: Наука, 1966., 588 с.
3. Сунетчієва С.Р. Апроксимація законів розподілу інформативних параметрів при неруйнівному контролі композиційних матеріалів / Є.Ф. Сулов//Східно-Європейський журнал передових технологій «Радіотехнічні інформаційні засоби». 6/11 (60) 2012. —г.Харьков.: Технологический центр, 2012— с.45-47.
4. Сунетчієва С.Р. Дослідження розподілів амплітуд інформаційних сигналів імпульсних імпедансних дефектоскопів при контролі стільникових панелей / В.С. Єременко, Є.Ф. Сулов, О.В. Самойліченко// Матеріали X II Міжнародної науково-технічної конференції «Електромагнітні та акустичні методи неруйнівного контролю матеріалів та виробів Леотест-2012» —м.Львів.: центр «ЛЕОТЕСТ-МЕДИУМ», 2012— с.50-55.
5. Прохоров С.А. Прикладной анализ случайных процессов /Прохоров С.А., Графкин А.В. и другие // СЦН РАН, 2007, 582 стр.

Д. В. Михалевський, к.т.н., ст. вик.; Є. С. Наугольних, ст.; В. М. Мельник, ст.

ОЦІНКА ПАРАМЕТРІВ ПЕРЕДАЧІ ВИСОКОЯКІСНИХ ЗВУКОВИХ СИГНАЛІВ

Ключові слова: високоякісний звуковий сигнал, порівняння сигналів, аналіз сигналів, аналізатор сигналів, безпроводна система передачі.

Останнім часом спостерігається тенденція розвитку і поширення безпроводних систем передачі інформації побудованих на основі технології Wi-Fi [1]. Вузли мережі можуть розділяти середовище передачі використовуючи множинний доступ. Канали із множинним доступом забезпечують просту та ефективну взаємодію в безпроводних мережах. Але на даний час спостерігається значне збільшення кількості вузлів доступу, що призводить до збільшення завад при роботі даних систем. Особливо це стосується систем передачі високоякісного звуку з використанням безпроводних технологій [2]. Для побудови та впровадження таких систем є актуальною задача аналізу реальних характеристик прийнятого сигналу, а також оцінки корисної пропускної здатності в умовах накладання каналів від різних вузлів доступу. Вирішенням такої задачі є запропонована система оцінки параметрів передачі високоякісних звукових сигналів із аналізатором сигналу, яка зображена на рис.1.

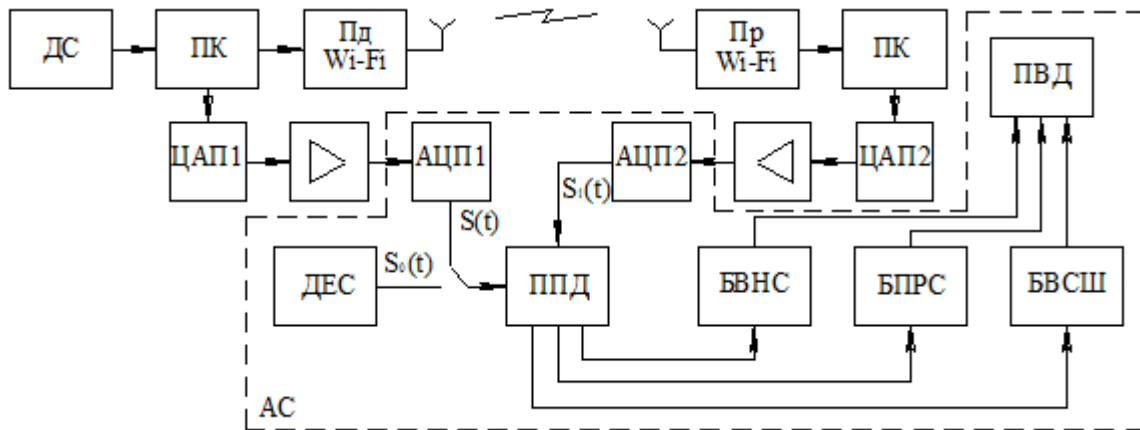


Рис. 1 – Структура системи для оцінки передачі високоякісних звукових сигналів

Система оцінки якості звукових сигналів включає в себе: джерело сигналу (ДС), перетворювач коду (ПК), передавач Wi-Fi (Пд Wi-Fi), приймач Wi-Fi (Пр Wi-Fi), цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), підсилювач, аналого-цифровий перетворювач (АЦП), джерело еталонного сигналу (ДЕС), пристрій порівняння даних (ППД), блок визначення нелінійних спотворень (БВНС), блок порівняння сигналів (БПРС), блок визначення відношення сигнал/шум (БВСШ) та пристрій виведення даних (ПВД).

Як видно із рис. 1, аналізатор сигналу (АС) може працювати у двох режимах. Перший режим полягає у визначенні впливу характеристик передавача та приймача на виникнення помилок у цифровому потоці відносно початкового звукового сигналу без втрат [2]. В цьому випадку виконується порівняння сигналів $S(t)$ і $S_1(t)$ із еталонним $S_0(t)$. Другий режим передбачає виявлення причин появи втрат пакетів при передачі та визначення рівня завад, використовуючи операцію порівняння сигналу перед модулятором $S(t)$ із прийнятим сигналом на виході приймача.

Список літературних джерел

1. IEEE, "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications," IEEE 802.11 standards, 1999–2003.
2. Михалевський Д.В. Передача високоякісних звукових сигналів без втрат // Д.В. Михалевський, Є.С. Наугольних, В.М. Мельник / ВОТТП-12-2013: матеріали дванадцятої Міжнародної науково-технічної конф., Одеса, 3-8 червня 2013 р. – Одеса, 2013. – С. 153–154.

ОЦІНКА ВТРАТ В КЕРОВАНИХ РЕАКТИВНОСТЯХ ВЕЛИКОЇ ПОТУЖНОСТІ

Ключові слова: мостова схема, зменшений рівень нелінійних спотворень, керована реактивність, двотактна схема, реактивний транзистор.

Викладання основного матеріалу

В якості керуючого елемента в частотних модуляторах можуть використовуватись реактивні каскади на транзисторах.

Для можливості керування реактивною потужністю вихідних каскадів передавачів використовується двотактна та мостова схеми керованої індуктивності, які містять по два транзистори протилежного типу провідності, між вхідними і керуючими електродами яких включено по резистору і до керуючих і спільних електродів підключено по конденсатору. В мостовій схемі для розширення діапазону регулювання вводиться третій та четвертий транзистори протилежного типу провідності, діоди і дроселі.

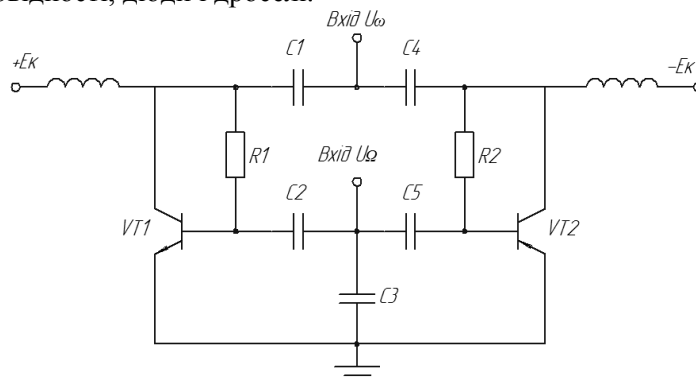


Рис. 1. Двотактна схема керованої індуктивності

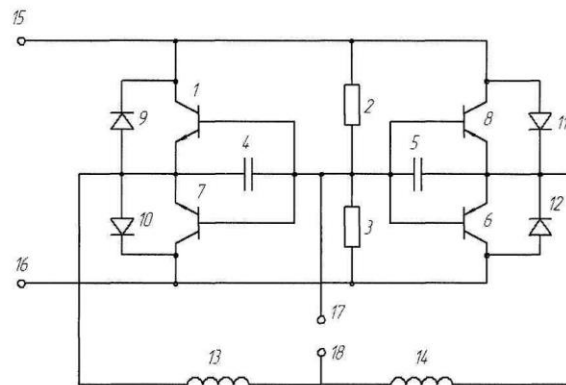


Рис. 2. Мостова схема керованої індуктивності

Пристрій працює наступним чином. До виходів пристрою 15 і 16 прикладається високочастотна гармонічна напруга, яка може бути подана, наприклад, від кінцевого каскаду:

$$U(t) = U_m \cos \omega t \quad (1)$$

В пристрої, забезпечується безперервність струму між виходами 15 і 16 при живленні від джерела сигналу (1) і напруги модуляції:

$$e(t) = E_m \cos \Omega t \quad (2)$$

яка забезпечує зміщення на бази транзисторів 1, 6, 7 і 8 для будь-якого сполучення полярності цих напруг. Можливі сполучення і стан транзисторів 1, 6, 7 і 8 і діодів 9-12 відповідно до них наведено в таблиці (1 відповідає відкритому стану елемента, 0 - закритому стану).

Завдяки зсуву напруги U_C , яка подається на вхідні електроди всіх транзисторів 1, 6, 7 і 8, струми вихідних електродів кожного транзистора 1, 6, 7 і 8 у відкритому стані також будуть зсувненими на 90° відносно напруги, що прикладена до вихідних електродів

Еквівалентна індуктивність L_e в активному режимі:

$$L_e = \frac{|U_m|}{|i_{aux}| \cdot \omega} = \frac{U_m}{S \cdot k \cdot U_m \cdot \omega} = \frac{1}{S \cdot k \cdot \omega} \quad (3)$$

За рахунок втрат при в еквівалентній ємності створюється фазовий зсув

$$\varphi = \arctg \omega RC \quad (4)$$

Визначаємо максимальні втрати на колекторі на прикладі транзистора КТ980А

$$P_{0\max} = r_{nac} \cdot I_0^2 / 2 \quad (5)$$

де I_0 - постійна складова імпульсного струму одного транзистора

$$I_0 = \alpha_0(90^\circ) \cdot I_{\max}, \quad (6)$$

де $I_{\max} = 8A$ для даного транзистора;

крутість лінії критичного режиму $r_{nac} = 0,57$;

$\alpha_0(90^\circ) = 0,3$ – коефіцієнт Берга для нульової гармоніки, при $\theta=90^\circ$

$$I_0 = 0,3 \cdot 8 = 2,4(A),$$

$$P_{0\max} = 0,57 \cdot (2,4^2 / 2) = 1,64(Bm).$$

Електричний коефіцієнт корисної дії

$$\eta = \frac{P_{0\max}}{P_{0\max} + P_0} \quad (7)$$

де максимальна розсіювана потужність для даного транзистора $P_{0\max} = 250Bm$

$$\eta = \frac{250}{250 + 1,64} = 0,993 = 99,3\%.$$

Дана схема працює практично без втрат, тому вона є оптимальним варіантом для потужних передавачів.

Висновки

Таким чином, особливістю мостової схеми є можливість виключення використання додаткових зовнішніх джерел живлення, це дозволяє керувати енергією високопотужних пристроїв та еквівалентно замінити ними котушки індуктивності без високого рівня втрат.

Список літератури

- Кичак В.М. Методи лінеаризації модуляційної характеристики частотного модулятора / В.М. Кичак, Нассир Мансур Абухамуд, Н.В. Трухачёва // Вісник хмельницького національного університету. – 2010. – № 3. – С. 177-181.
- Кичак В.М. Оптимізація вибору режиму керованої реактивності / О.О. Дрючин, В.М. Кичак, Нассир Мансур Абухамуд / Вісник хмельницького національного університету. – № 3. – 2010. – С. 232-237.
- Физико-технические и схемотехнические основы негatronики / Пашев А.М., Касимов Ф.Д., Филинюк М.А., Негоденко О.Н. – Баку: ЭЛМ, 2008. – 433 с.
- Керована індуктивність. Патент на корисну модель / Дрючин О.О., Кичак В.М., Гаврасієнко П.О. Вінницький національний технічний університет. – заявка 21.05.2010; опубл. 25.11.2010; бюл. № 22. – 4 с.

В.С. Цих, аспірант, А.В. Яворський, к.т.н., доцент

ПІДВИЩЕННЯ ІНФОРМАТИВНОСТІ КОНТРОЛЮ СТАНУ ІЗОЛЯЦІЙНОГО ПОКРИТТЯ ПІДЗЕМНИХ НАФТОГАЗОПРОВОДІВ В УМОВАХ НАЯВНОСТІ СУМІЖНИХ КОМУНІКАЦІЙ ТА СПОРУД

Ключові слова: контроль, підземний нафтогазопровід, технічний стан, ізоляційне покриття, дефект, метод, методика, суміжна комунікація.

На даний час контроль стану ізоляційного покриття підземних нафтогазопроводів на території складних технічних об'єктів потребує застосування спеціальних методик та підходів. Наявність суміжних комунікацій поблизу досліджуваної може бути причиною внесення суттєвих неточностей чи невідповідностей у результати вимірювань. Особливо таке є характерним для нафтоперекачувальних чи газокompресорних станцій, де підземні трубопроводи мають значну кількість поворотів, відводів, перетинів і т. ін.

Погіршення стану ізоляційного покриття підземних нафтогазопроводів є одним з чинників, який може призвести до підвищення корозійної активності металу таких трубопровідних систем. Подібні корозійні процеси досить часто призводять до виникнення аварійних ситуацій, значна частина яких несе серйозну загрозу безпечній та безперебійній експлуатації трубопровідних мереж.

В європейських державах та в США ведеться статистика щодо аварійності на магістральних трубопроводах, в якій відображені як і причини таких аварій, так і наслідки, спричинені ними. В таблиці 1 наведена статистика щодо надзвичайних ситуацій на усіх трубопровідних системах та їхніх наслідків згідно зі звітом Міністерства транспорту США [1].

Таблиця 1 – Статистика наслідків значних аварій на трубопровідних системах США за 2008 – 2012 роки

Year	Public Fatalities		Industry Fatalities		Public Injuries		Industry Injuries		Total Property Damage (US \$)
2008	7	87%	1	12%	41	74%	14	25%	565,389,018
2009	9	69%	4	30%	44	70%	18	29%	172,782,930
2010	12	63%	7	36%	80	76%	24	23%	1,632,685,758
2011	8	66%	4	33%	34	65%	18	34%	365,546,232
2012	9	90%	1	10%	39	70%	16	29%	189,131,659
Total	45	72%	17	27%	238	72%	90	27%	2,925,535,599

На території нашої держави така статистика не перебуває у відкритому доступі, що не дає можливості судити про реальні масштаби аварійності на об'єктах нафтогазового комплексу.

Враховуючи наведене, питання підвищення інформативності контролю стану ізоляційного покриття підземних нафтогазопроводів в умовах наявності суміжних комунікацій та споруд стає одним із найбільш актуальних завдань сучасного нафтогазового комплексу загалом.

Контроль технічного стану ізоляційного покриття передбачає виявлення її наявних дефектів. На основі аналізу літературних джерел усі дефекти ізоляційного покриття можна поділити на два види: наскрізні дефекти та відшарування ізоляції. Під відшарованою ізоляцією можуть розвиватися корозійні процеси не так інтенсивно, як при її наскрізному пошкодженні, проте виявити відшарування існуючими методами контролю доволі складно.

З метою визначення технічного стану підземних нафтогазопроводів в процесі їхньої експлуатації на сьогодні використовуються як контактні, так і безконтактні методи контролю [2-4]. Однак, проведений аналіз показав, що наразі не існує єдиного методу, який би дозволяв з високою точністю виявляти та чітко ідентифікувати дефекти ізоляції [3, 4]. Крім того, до дефектів, виявлення яких за допомогою існуючих методів та обладнання є неможливим, відносимо відшарування ізоляційного покриття, оскільки в даному випадку отвори в ізоляції, через які електроліт просочується до тіла труби, є дуже незначними, а опір електроліту в місці дефекту є доволі високим, що не дозволяє зафіксувати суттєві зміни струму в трубопроводі [4, 5].

На думку авторів, найбільш перспективними методами для контролю стану ізоляційного покриття є електромагнітні амплітудний та фазовий. Розглянемо коротко принцип використання таких методів.

Електромагнітний амплітудний метод контролю базується на вимірюванні величини струму в стінках контрольованого підземного нафтогазопроводу та зміни цієї величини (затухання) по мірі віддалення від підключеного генератора вхідного сигналу. Зазвичай значні затухання струмового сигналу пов'язують із наявними наскрізними дефектами ізоляції. Однак, причинами такого затухання можуть стати місця різкої зміни глибини залягання трубопроводу, відводи, повороти досліджуваного нафтогазопроводу і т. ін.

В основу електромагнітного фазового методу контролю покладено те, що трубопровід представлений штучною «довгою лінією», яка характеризується розподіленою електричною ємністю, обумовленою наявністю ізоляції, та розподіленою індуктивністю, яка слабо залежить від параметрів трубопроводу. По мірі віддалення від підключеного до трубопроводу генератора змінного струму збільшується затримка розповсюдження сигналу та змінюється величина зсуву фази. Швидкість зміни фази залежить від товщини і стану ізоляційного покриття, що дозволяє робити висновки про його стан. В місцях наскрізних дефектів (еквівалент опору, замкнутого на ґрунт) чи місцях потоншення ізоляції (еквівалент великої електричної ємності, замкнутої на землю) величина фази зазнає різкого стрибка. Для визначення різниці фаз слід використовувати опорний сигнал, отримуваний від генератора, або працювати на декількох частотах одночасно, використовуючи одну з них як опорну [6].

Необхідно також відмітити, що існуючі нормативні документи щодо оцінки стану ізоляційних покриттів регламентують використання сталого кроку між точками вимірювань величини струмового сигналу: не менше 10 метрів для протяжних ділянок і не менше 1 метра для коротких ділянок [2]. Однак такий крок може бути недостатньо малим для чіткої оцінки стану ізоляції та достовірного виявлення наявних дефектів. Це пов'язано з тим, що під час вимірювань величини струму в стінках досліджуваного підземного нафтогазопроводу зі сталим кроком, який значно перевищує довжину самого наскрізного дефекту, ми оцінюємо тільки загальне затухання сигналу між точками вимірювань, не розглядаючи процеси, які відбуваються безпосередньо в околі місця дефекту ізоляції.

Існуючі методики та підходи до контролю технічного стану ізоляційного покриття не включали подібний аналіз зміни амплітуди сигналу на ділянках малої довжини, які є меншими від довжини наявних дефектів, оскільки в околі дефекту розповсюдження струмів в трубопроводі є важкопрогнозованим і його не можна представляти у вигляді лінійної моделі, на якій заснована робота сучасних вимірювальних приладів. Причини такої нелінійності пов'язані з характером розтікання струму в ґрунт в місці наскрізного дефекту ізоляційного покриття, що призводить до спотворення магнітного поля навколо досліджуваного трубопроводу.

З метою оцінки зміни амплітуди та фази струмового сигналу в околі дефекту необхідно провести експериментальні дослідження на конкретному об'єкті.

Для цього запропонований спеціальний підхід до контролю стану ізоляційного покриття підземних нафтогазопроводів, який поєднує два електромагнітні методи контролю – амплітудний та фазовий. Крім того, передбачене застосування спеціальної методики, яка включає наступні кроки:

- почергове використання кількох робочих частот електромагнітного методу контролю з метою вибору оптимальної для конкретного об'єкту (вибір оптимальної частоти проведення експериментальних досліджень може також залежати і від ряду різноманітних факторів [7]);

- вибір оптимального кроку між точками вимірювання величини струму у трубопроводі вздовж досліджуваної ділянки та зміна цього кроку в місцях значних затухань струму у трубопроводі, виявлених за допомогою сталого кроку вимірювань.

Оскільки проведення експериментальних випробувань та перевірка правильності отриманих результатів на території діючих об'єктів нафтогазового комплексу є досить складним та трудомістким завданням, яке потребує значного часу на проведення шурфувань в місцях можливої наявності дефектів ізоляційного покриття, то для проведення досліджень був обраний спеціально створений на кафедрі технічної діагностики та моніторингу (ІФНТУНГ) навчально-науковий полігон. На території полігону розміщені наступні комунікації: металевий трубопровід, пластиковий трубопровід та кабельна лінія.

З метою перевірки запропонованого підходу на наявному підземному ізольованому трубопроводі були створені штучні дефекти ізоляції, які можуть мати місце на діючих трубопровідних мережах. Як уже згадувалося раніше, до них відносимо наскрізні дефекти (рисунок 1) та відшарування ізоляційного покриття (рисунок 2).

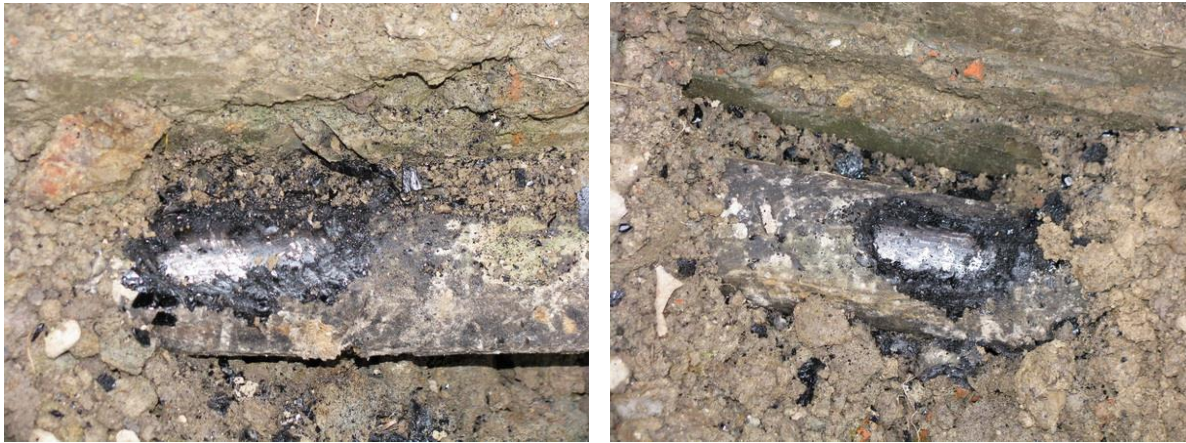


Рисунок 1 – Вигляд створених наскрізних дефектів ізоляції на підземному металевому трубопроводі



Рисунок 2 – Створення відшарувань ізоляційного покриття на підземному металевому трубопроводі

Таким чином, знаючи чіткі місця та параметри наявних дефектів ізоляційного покриття, ми можемо підвищувати інформативність отримуваних експериментальних результатів за рахунок порівняння їх із відомими.

Список літературних джерел:

1. U.S. Department of Transportation. Consequences to the Public and the Pipeline Industry. URL: <http://primis.phmsa.dot.gov/comm/reports/safety/CPI.html?nocache=6665>.
2. Методика оценки фактического положения и состояния подземных трубопроводов: ВРД 39-1.10-026-2001. – М. : ВНИИГАЗ, 2001. – 62 с.
3. Цих В.С., Яворський А.В., Ващишак С.П. Проблеми безконтактного виявлення та ідентифікації дефектів підземних нафтогазопроводів з поверхні землі // Науковий вісник ІФНТУНГ. – 2011. - №3 (29). – С. 104-111.
4. Цих В.С., Яворський А.В., Ващишак С.П. Особливості реалізації методики контролю підземних нафтопроводів на території нафтоперекачувальних станцій // Нафтогазова енергетика. – 2011. - №3 (16). – С. 30-40.
5. Цих В.С. Аналитическое моделирование для определения возможностей обнаружения отслоений изоляционного покрытия подземных нефтегазопроводов с помощью фазового метода контроля // Электронный научный журнал "Нефтегазовое дело". – 2012. - №5. – С. 496-506.
6. Пат. 77975 Україна, МПК G01N 27/24. Спосіб безконтактного контролю стану ізоляційного покриття підземних нафтогазопроводів / винахідники: Цих В.С., Яворський А.В., Ващишак С.П., Карпаш О.М. – u201206856; заявл. 05.06.2012; опубл. 11.03.2013. – 4 с.
7. Вяхирев Н.И., Захаренко Л.А., Старостенко В.О. и др. Выбор оптимальной частоты измерительного сигнала для поиска мест повреждения изоляции трубопровода // «Надежность и безопасность магистрального трубопроводного транспорта»: материалы VII Международной научно-технической конференции (Новополоцк, 22-25 ноября 2011 г.). Новополоцк: ПГУ, 2011. С. 136-138.

**V.S. Osadchuk, D.T.S., Prof., O.V. Osadchuk, D.T.S., Prof., R.V. Krinochkin, PhD.,
O.S. Zvygin, PhD., Y.O. Osadchuk**

MULTICHANNEL SNIFF RECOGNIZER AND ITS THEIR CONCENTRATIONS

Keywords: sniff recognizer, negative resistance, frequency converter, gas concentration

One of the most promising research directions in the development of micro-electronic converters proposed in the paper is the use of the dependence of reactive properties and negative resistance of semiconductor devices from the influence of external physical quantities, and the creation on this basis a new class of micro-electronic frequency converter of gas concentrations and recognition of odors. In devices of this type occurs a transformation of gas concentration, and other external influences into a frequency signal that allows you to create micro-electronic converters in the integrated technology and permits you to increase the speed, accuracy and sensitivity, to expand the range of measured values, to improve reliability, noise immunity and long-term stability of parameters.

The use of frequency as an informative parameter avoids the application of amplification devices, and analog-to-digital converters in the information processing, which reduces the cost of monitoring and control systems.

Multichannel sniff recognizer (MSRC-1) is designed for rapid analysis and determination of odors concentrations.



Fig. 1. Device MSRC-1 appearance

Ergonomics of the Device. The device has the following dimensions: 340 x 140 x 180 mm. Weight: 2.8 kg with battery. The size and weight of the device is intended as well for the work in the laboratory as in the "field" and fully meets the requirements for the portable equipment. Weight and autonomy of the device allows you to work in certain circumstances, for example, on the airfield, as well as in testing the aircraft in the shop, if you want to carry out multiple measurements while holding the device at arm's length at a height of more than 1.5 m.

The metal body provides shock resistance and protection of the device from external electromagnetic fields, and also provides radio and electromagnetic compatibility with aircraft equipment.

MSRC-1 meets the ability to connect to various network resources (such as network 220 V, and with the use of the battery). Power connector from 220 V European Standards, which is not difficult its connection. The instrument has a toggle of switch mode power supply and from the battery. Battery mode provides performance device for 2, 5 ... 3, 00 h. On the instrument panel is mounted connector for the charger (battery 2, 5 ... 5 hours on the charger is a full battery charge indicator).

The size of the button "Power On" is standard and under this key are registered functions respectively on and off the device. Turning the device is signaled by the LED. The connection of the device to your computer (or laptop notebook) is provided via a standard USB connector (Type B).

There are the minimum number of buttons and connectors that provide its reliable operation. The operation with the device in work gloves technique in the "field" in such a systematic and structural solution is not difficult.

Hardware and software. The program of the USmellSense is easy in use and requires no special training and education. The program runs under various operating systems: Windows XP (SP1, SP2, SP3), Windows VISTA, Windows 7 (32 bit), Windows 7 (64 bit).

The drivers of connecting the device to a computer are supplied with the device and also as the program USmellSense are of original development. At the request of the customer with the instrument Vinni-sniff (MSRC-1) can be supplied the tablet computer.

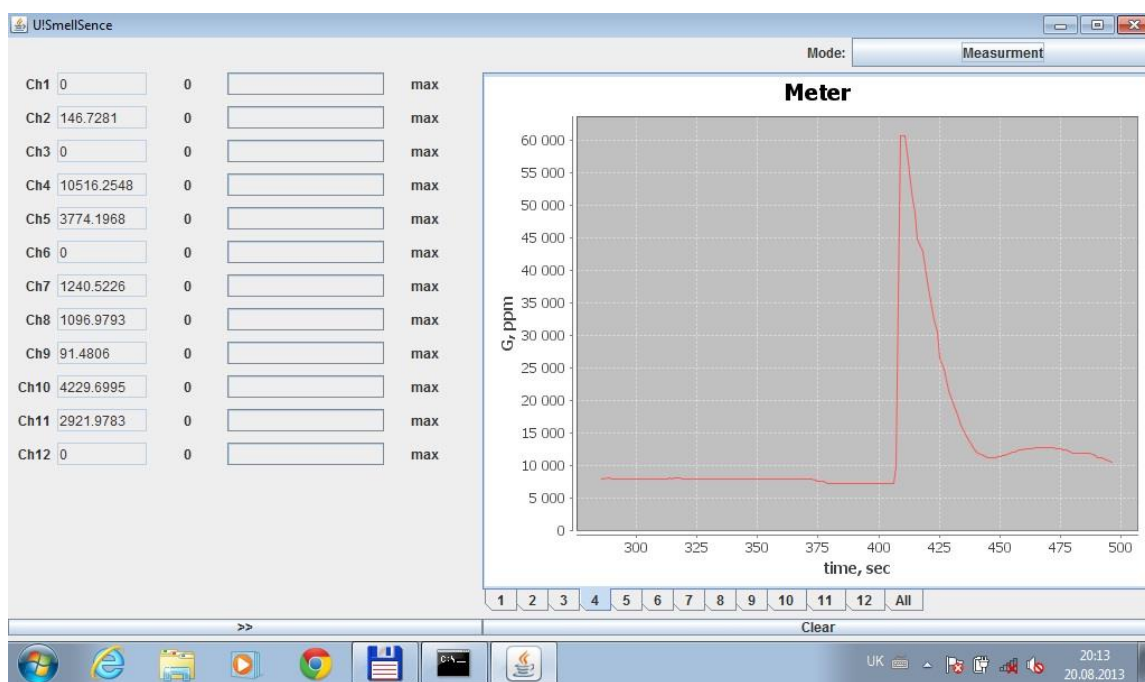
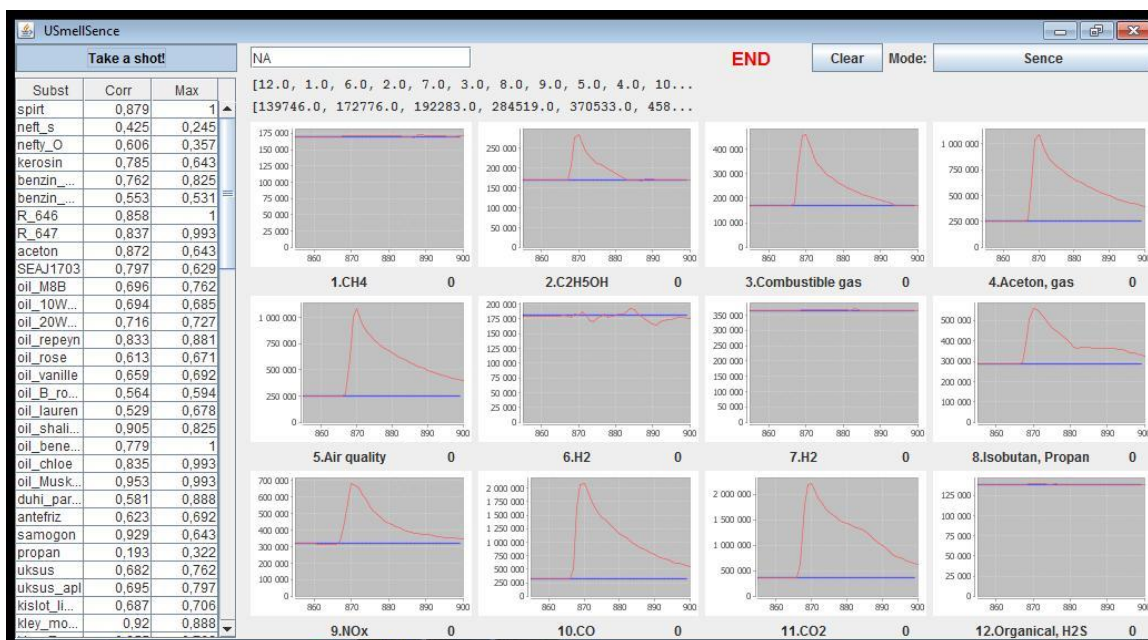


Fig.2. The program interface "USmellSense"

The database of the determined substances is approximately 100 agents (lubricants fuel, combustion of various materials, adhesives, alcohols, detergents, technical and perfume materials.) The database is very easy to add with new substances; in the training mode is automatically generated a data file for recognition that in the future it is necessary to insert into the existing database file, it is also generated the graphic file, which shows the curves of frequency response of 12 sensors.

Vinni-sniff (MSRC-1) after the power is in the mode at 2.5 ... 3 min., occurs the automatic selfcalibration and the speed selection of drawing air into the measurement chamber. The measurements are performed in real time, when the value of the informative parameter of at least one channel of more than 5% the system starts automatically recognize the smell, after the 30 sec. is issued the recognition result with the correlation coefficient and the value of the concentration of the substance.

If in the database there is no data about the substance the device issues the data closed to the composition of a substance or it is written about the absence of the processed material in the database, and nevertheless the magnitude of the concentration of the substance is given at the output. By the speed of an informative signal from the sensors can be automatically changed the speed of the air being drawn into the measuring chamber.

Measurement. In multichannel resolver of odors and their concentrations (MSRC-1) are used microelectronic frequency converters of gas concentration and the volatiles with selectivity for gasoline, alcohol, acetone, combustible gases, hydrogen, carbon monoxide, carbon dioxide, nitrogen-containing fumes, organic vapors, hydrogen sulphide and air quality.

The device operates in real time.

Measuring range for various gas-containing compounds is from 2 ppb ...to 1500 ppm.

Measurement error in the range 2 ... 500 ppb is 2 ppb;

in the range of 500 ... 1500 ppb is 5 ppb;

in the range of 1,5 ... 50 ppm is 0,5 ppm;

in the range of 50 ... 1500 ppm is 5 ppm.

The concentrations of complex substances appears when certain substances in the detection cycle, as well as separately for sensors in the on-line

Repeatability in the determination of the substance is with the reliability of 0.91 ... 0.98.

Documentation. Storing and reading of the measurement results as a file with the extension .txt and graphics .jpg in the program USmellSence. In the file with the extension .txt are recorded measurement results of 12 channels per second and the number of measurement points from the moment of turn-on the instrument. In the file with the extension .jpg screenshot of the screen is recorded with an increase in the signal on any of the 12 channels is greater than 5%, which subsequently allows the expert to identify the substance if it was not made automatically, or in the absence of the substance in the database. Reading files from your hard disc, without problems, before the new measurements can delete individual files. If you accidentally deleted a file, it is not destroyed all the information stored on electronic media.

User Guide is written in accessible language and understandable to the user.

Mechanical properties. The metal body provides shock resistance and protection of the device from external electromagnetic fields, and also provides radio and electromagnetic compatibility with aircraft equipment.

Interval maintenance unit.

a) Calibration of the instrument

Initial calibration of sensors via the instrument is carried out at the manufacture of the device. Checking and re-calibration of sensors with intensive use held 1 time per year, with non-intensive use 1 every 2 years.

b) Replacement filters, sensors and other parts of the device 1 once every 3 years.

С.Е. Кравцова, к.т.н., доцент; Е.В.Мирошниченко, ст.преп.; К.А. Величко, магистр
ФОРМИРОВАНИЕ НОМЕНКЛАТУРЫ ПАРАМЕТРОВ, КОНТРОЛИРУЕМЫХ ПРИ
ПРОИЗВОДСТВЕ НАНОГЕТЕРОЭПИТАКСИАЛЬНЫХ СТРУКТУР МЕТОДОМ
ЖИДКОФАЗНОЙ ЭПИТАКСИИ

Ключевые слова: сверхвысокоэффективные солнечные элементы, наногетероэпитаксиальные структуры, жидкофазная эпитаксия, идеальные квантовые точки, показатели качества, контролируемые параметры.

Современные полупроводниковые сверхвысокоэффективные солнечные элементы (СВЭСЭ) изготавливаются в основном на основе тандемных многослойных наногетероэпитаксиальных структур (НГЭС), получаемых методом молекулярно-лучевой эпитаксии (МЛЭ) в сверхвысоком вакууме. Как указывает Нобелевский Лауреат Ж.Алферов каскадные солнечные элементы, полученные этим методом «действительно очень сложны по структуре. Более того, они, пожалуй, являются наиболее сложными в структурном отношении среди всех других полупроводниковых приборов». Высокое качество таких структур гарантируется системой контроля параметров технологического процесса, который осуществляется непосредственно в камере выращивания на всех стадиях формирования НГЭС. Однако метод МЛЭ не позволяет получать НГЭС с идеальными квантовыми точками (ИКТ), так как формирование массивов КТ осуществляется в этом процессе на поверхности смачивающего слоя. Пользуясь методом жидкофазной эпитаксии (ЖФЭ) из раствора-расплава легкоплавких металлов, могут быть получены НГЭС с ИКТ для СВЭСЭ, не содержащие смачивающих слоев между КТ.

Так же к преимуществам использования метода ЖФЭ можно отнести [2]:

- относительно простое и недорогое технологическое оборудование;
- высокие скорости роста, которые дают возможность достаточно быстро выращивать толстые эпитаксиальные слои;
- большой выбор пригодных для использования непосредственно во время выращивания пленки легирующих примесей, что дает возможность в широких границах изменять электрофизические параметры эпитаксиальных слоев и структур – их удельное сопротивление, концентрацию, подвижность носителей заряда и т.д.;
- возможность регулирования степени отклонения состава эпитаксиальных слоев от стехиометрии во время получения таких слоев на основе химических соединений и их твердых растворов, что тоже является эффективным способом влияния на физические параметры структур;
- удобство во время выращивания большинства соединений, в частности соединений АIII ВV и их твердых растворов, благодаря использованию как растворителя нелетучего легкоплавкого элемента АIII.

К недостаткам, которые ограничивают использование метода ЖФЭ, можно отнести:

- трудности обеспечения однородности состава по толщине пленки в случае ее эпитаксиального роста в широком интервале температур;
- низкая воспроизводимость результатов при росте многокомпонентных твердых растворов, если коэффициент распределения хотя бы одного компонента между твердой и жидкой фазами изменяется в широких границах;
- отсутствие системы контролируемых параметров процесса выращивания НГЭС и номенклатуры показателей качества.

Процесс реализующий, получение НГЭС с ИКТ на основе метода ЖФЭ, нуждается в разработке соответствующего метрологического обеспечения на всех этапах [3], что определяет необходимость первоочередной разработки номенклатуры контролируемых параметров.

Для формирования системы контролируемых параметров процесса выращивания НГЭС методом ЖФЭ необходимо выделить основные этапы и составляющие процесса выращивания структуры, влияющие на качество конечного продукта.

Исследования процесса выращивания НГЭС с ИКТ позволили сформировать перечень параметров процесса, нуждающихся в контроле (таблица 1). Разнообразие физической природы и свойств показателей свидетельствует о необходимости разработки соответствующих средств изменений и их метрологического обеспечения, создания соответствующей эталонной базы,

определения системы контрольных точек, которая позволяла бы управлять процессом формирования НГЭС с заданными физическими свойствами.

Таблица 1 – Система контролируемых параметров процесса выращивания НГЭС с ИКТ методом ЖФЭ

Этап процесса	Контролируемый объект	Контролируемые параметры
1. Этап контроля качества исходных материалов и параметров процесса (Входной контроль)	Эпитаксиальное выращивание из жидкой фазы и фазовые равновесия	<ul style="list-style-type: none"> • температура кристаллизации системы; • состав материала системы; • давление; • начальная равновесная температура расплава и скорость его охлаждения; • соотношение объема расплава и площади контакта поверхности подложки с расплавом; • природа растворителя и растворимого вещества; • состояние поверхности подложки.
	Металл-растворитель	<ul style="list-style-type: none"> • электрическая нейтральность в полупроводнике; • температура плавления; • давление насыщенного пара; • растворимость кристаллизующегося материала; • уровень концентрации примесей при легировании эпитаксиального слоя.
	Подложка	<ul style="list-style-type: none"> • тип химической связи томов подложки и эпитаксиального слоя; • близость значений параметров решетки подложки и эпитаксиального слоя; • близость значений коэффициентов термического расширения; • количество дислокаций на единицу длины; • среднее значение периода решетки; • величина несоответствие периода решетки.
Контроль процесса	Эпитаксиальное выращивание и концентрационное переохлаждение	<ul style="list-style-type: none"> • градиент температуры в жидкости; • скорость перемещения фронта кристаллизации; • отклонение линии ликвидуса на кривой зависимости температуры плавления от состава жидкости.
	Рост пленки	<ul style="list-style-type: none"> • скорость роста пленки; • перенесение кристаллизующегося вещества конвекцией к границе диффузионного слоя; • диффузия растворенного вещества через диффузионный слой • осаждение вещества на поверхности растущего слоя.
	Легирование примесями	<ul style="list-style-type: none"> • уровень легирования эпитаксиальных слоев; • коэффициент сегрегации; • концентрация примесей в твердой фазе; • концентрация примесей в жидкой фазе.
Итоговый контроль	Параметры выращенной НГЭС	<ul style="list-style-type: none"> • параметры буферного слоя на поверхности подложки; • массивы КТ, незарощенные спейсборными слоями; • наноразмерные спейсборные слои, зарощивающие массивы КТ; • подконтактные слои микрометровой толщины; • многослойные НГЭС ИКТ.

Список литературных источников

1. Алферов Ж.И., Асеев А.Л., Гапонов С.В., Коптев П.С. и др. Наноматериалы и нанотехнологий / Микропроцессорная техника, 2003. - № 8.
2. Заячук Д.М. Нанотехнології та наноструктури / Д.М. Заячук. – Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2009. – 580 с.
3. Окрепилов В.В. Стандартизация и метрология в нанотехнологиях / В.В. Окрепилов. – СПб.: Наука, 2008 – 260с.

A.Kotyra, dr hab. inż.; W. Wójcik, prof. dr hab. inż.; K.Gromaszek, dr inż.

ESTIMATION OF BURNER INPUT PARAMETERS USING K-NN ALGORITHM AND FLAME IMAGE PARAMETERS

Keywords: biomass co-combustion, burner, k-NN algorithm, image processing

In Poland, coal is the main fuel used in electricity generation. It is estimated that about 97% of electric power is generated in coal-fired power stations. Coal contains impurities such as nitrogen and sulfur that can increase pollutant emissions significantly. For that reason, the European Union has endorsed a firm commitment that EU countries are obliged to reduce greenhouse gases by at least 20% by 2020, in comparison with the 1990 level. Co-firing biomass with coal has the capability to reduce both nitric and sulfur oxides levels from existing pulverized coal fired power plants. What is more, overall CO₂ emissions can be reduced because biomass is a CO₂ neutral fuel. Taking into consideration more and more strict environmental regulations and associated penalties, power stations are seriously considering co-firing locally available biomass fuels with coal in their boilers.

On the other side, biomass-coal co-firing has some drawbacks [1, 2]. Biomass contain less carbon and more oxygen comparing to coal that results in lower heating value. Higher chlorine contents rise corrosion rate. The melting point of the ash can be low that causes increased slagging and fouling of combustor surfaces. Comparing to coal, biomass has lower density and friability that results in possible feedstock stratification when it is delivered to burners. Higher moisture content as well as ash can lead to possible combustion stability problems [2, 3]. What is more, both physical and chemical biomass parameters are unsteady in time. Thus, combustion process is difficult to keep at desired state and a diagnostic system is needed so as to ensure proper operational conditions, individually for each burner. It requires knowing the values of burner input parameters, mainly air fuel ratio and fuel stream that are hard to determine in practice. Fuel stream that is delivered to the burner can be retrieved if fuel calorific value is known. In the article, air fuel ratio and thermal power of the burner are estimated using regression model obtained through *k*-nearest neighbor (*k*-NN) method.

There are many combustion diagnostic techniques [4], that can be directly used for the characterization and optimization of a combustion process, but most of them are expensive or impossible to apply under industrial conditions. Flame image is a vital source of combustion process state. The availability of low-cost, rugged cameras and microcontroller systems allows the use of image processing techniques. Analysis of flame images allows to determine various parameters of flame such as geometric (e.g. size, position), radiation properties (e.g. emission spectrum, irradiation distribution) [5, 6, 7].

Combustion tests were conducted in a 0.5 MW_{th} research facility, providing scaled down (10:1) combustion conditions. The facility is equipped with all the necessary supply systems: primary and secondary air, coal, and oil. Pulverized coal for combustion is prepared in advance and dumped into the coal feeder bunker. Biomass in a form of straw is mixed with coal after passing through the feeder. Flame images were transferred from the inside of the combustion chamber through a 0.7m borescope, that was placed in one of the inspection openings and attached to high-speed CMOS camera. The optical system was cooled with water jacket. Additionally, purging air was used to avoid dustiness of optical parts.

Combustion tests were conducted for nine different settings of the combustion facility, where thermal power (P_{th}) and excess air coefficient (λ) were kept constant and set independently for known biomass content. Excess air coefficient is defined as a quotient the mass of air to combust 1kg of fuel to mass of stoichiometric air. Thermal power was regulated by adjusting fuel flow rate knowing the heating value of the fuel blend. The exact values of thermal power and excess air coefficient are collected in Table 1.

Table 1. Settings of combustion facility during biomass-coal co-combustion tests

Test #	1	2	3	4	5	6	7	8	9
P_{th} (kW)	250	250	250	300	300	300	400	400	400
λ	0.75	0.65	0.85	0.75	0.65	0.85	0.75	0.65	0.85

The tests were performed for two fuel mixtures containing 10% of biomass (straw). During the combustion tests, physical properties of biomass (particle size, inherent moisture, etc.) remained unchanged as well as the all image acquisition settings as exposure time, camera gain, frame rate.

For the flame was the only luminous object within field of view of the borescope, its region was determined regarding pixel amplitude. Assuming the luminous particles are grey body spectral distribution of the radiation emitted by flame can be determined according to Planck's law. Thus, only red component was further processed as grayscale objects. The flame region was determined using Otsu's global thresholding method [8]. Greyscale flame region was obtained as subtraction of a given image frame and the negative of flame region obtained by Otsu's method.

Geometric parameters of greyscale flame region were examined: area, center of gravity as well as contour length. Flame area was defined as a sum of all the pixels contained within flame region, according to:

$$Area\ grey = \sum_{x,y \in A} g(x,y) \quad (1),$$

where $g(x,y)$ – luminosity of a grey pixel at coordinates x, y .

Greyscale flame region center of gravity is defined by the first two normalized moments of $g(x,y)$ i.e., by $(m_{1,0}, m_{0,1})$, where:

$$m_{p,q} = \frac{1}{Area\ grey} \sum_{x,y \in A} x^p y^q g(x,y) \quad (2).$$

Flame contour length is defined as a sum of all boundary pixels, assuming that the distance between two neighboring contour points parallel to the coordinate axes is rated 1, while the distance on the diagonal is rated $\sqrt{2}$.

As it was mentioned earlier, k -NN regression algorithm was applied in determination thermal power and air-fuel ratio on a basis of flame geometric parameters when the combustion process parameters were set as depicted in table 1. The choice of k is essential in building the regression model and is one of the most important factors of the model that can significantly influence the quality of predictions. A small value of k will lead to a large variance in predictions. Alternatively, setting k to a large value may lead to a large model bias. Thus, k should be set to a value large enough to minimize the probability of misclassification and small enough (with respect to the number of cases in the example sample) so that the k nearest points are close enough to the query point. In the case considered cross-validation was applied. The data sample was divided into a number of ν folds (randomly drawn, disjointed sub-samples or segments) [9]. For a fixed value of k , the k -NN model was applied to make predictions on the ν -th segment (i.e., use the $\nu-1$ segments as the examples) considering the Euclidean distance between the query point and cases from the examples sample.

Differences between the real and estimated values of both air-fuel ratio and thermal power of the stand obtained for different combustion process states are presented in Fig.1.

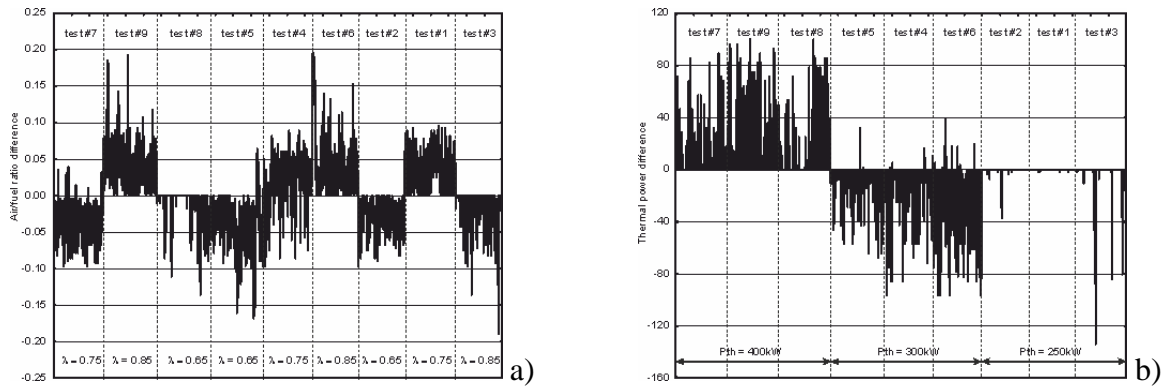


Fig 1. Differences between the real and estimated values obtained for: a) air fuel ratio, b) thermal power

The k -NN regression model was obtained 18000 cases, where every state (out of 9) of combustion process was represented by 2000 cases when considerable changes of combustion process state took place. During simulations, the optimal k obtained was 28. Mean value of absolute error obtained for P_{th} was 8.68

and 0.031 for λ taking all the data into account. Predicted thermal power is generally underrated for $P_{th} = 400\text{kW}$ and overrated for $P_{th} = 300\text{kW}$ with generally low errors for $P_{th} = 250\text{kW}$, except the case when unstable combustion took place during test #3. Air-fuel ratio is generally overrated for combustion process run at lower λ ($\lambda = 0.65$).

It should be underlined the model obtained strongly depends on many factors as chosen flame geometric parameters and camera set-up. Mean value of absolute errors for the examined parameters are at acceptable level, however absolute error values at isolated points may be inappropriate, especially if fast estimation of combustion process state is required. On the other hand, estimation of burner input parameters, especially in larger facilities model should be obtained in tenths of seconds, yet high image acquisition speed conjoined with averaging in time domain should yield satisfactory results.

References:

1. Sami M., Annamalai K., Wooldridge M, Co-firing of coal and biomass fuel blends, *Progress in Energy and Combustion Science*, 27, 2001, 171-214
2. Pronobis M., The influence of biomass co-combustion on boiler fouling and efficiency, *Fuel*, 85, 2006 No 4, 474-480
3. Lu G. et al., Impact of co-firing coal and biomass on flame, *Fuel*, 87, 2008, 1133-1140
4. Fristrom R., *Flame structure and processes*, London, Oxford University Press, 1995.
5. Lu G., Gilbert G., Yan Y., Vision based monitoring and characterization of combustion flames, *Journal of Physics: Conference Series*, 15, 2005, 194–200
6. Marques J.S., Jorge M.P., Visual inspection of a combustion process in a thermoelectric plant, *Signal Processing*, vol. 80, 2000, 1577-1589
7. J. Ballester i T. García-Armingol, „Diagnostic techniques for the monitoring and control of practical flames,” *Progress in Energy and Combustion Science*, No 36, 2010, p. 375–411
8. Otsu N., A Threshold Selection Method from Gray-Level Histograms, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, Vol. SMC-9, 1979, No.1, 62-66
9. Bishop Ch. M., *Pattern Recognition and Machine Learning*, New York, Springer, 2006

Д.О. Павлюк, д.т.н., проф.; В.В. Гавришук; І.С. Шуляк

ПОРІВНЯННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ВИМІРЮВАННЯ ОСІДАННЯ ШТАМПУ ЗА МЕТОДИКАМИ АВСТРІЇ І НІМЕЧЧИНИ

Статичні штампові випробування, трьохточкове вимірювання, одноточкове вимірювання, вимірювальний пристрій, осідання штапу, реперна балка, датчик переміщень

В Австрії при проведенні статичних штампових випробувань шарів дорожнього одягу використовується вимірювальний пристрій з трьома датчиками переміщень (рис. 1а) [1], тоді як в Німеччині – з одним датчиком (рис. 1б) [1,2].

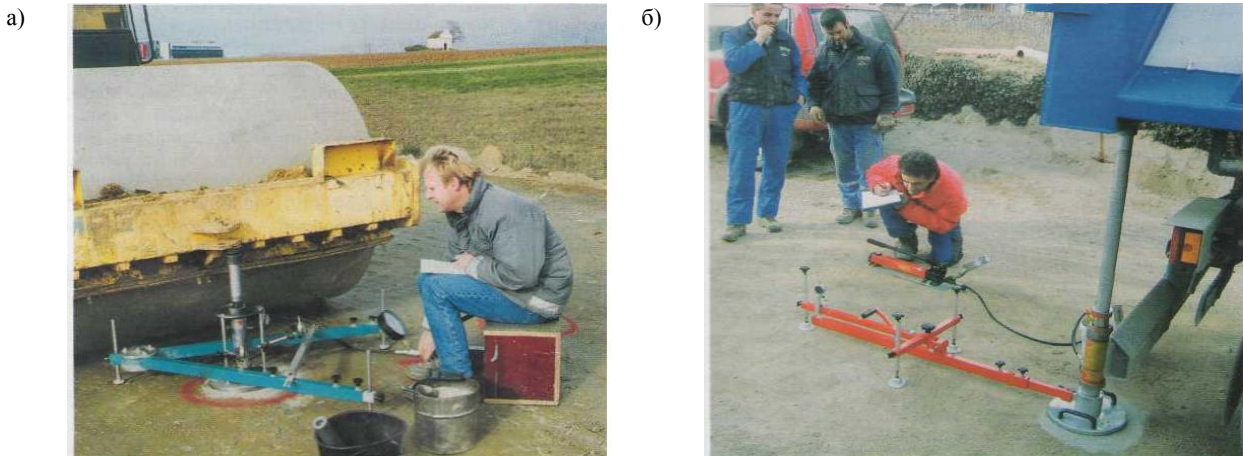


Рис. 1. Статичні штампові випробування з використанням вимірювального пристрою.
а) – з трьома датчиками переміщень, б) – з одним датчиком переміщень

В першому випадку три датчики переміщень встановлюють на консолях, жорстко зв'язаних з вкрученими в штамп стержнями (рис. 1а). Штоки датчиків опирають на ланки реперної балки, яка має форму рівнобедреного трикутника. Спостерігаючи за показаннями датчиків, можна виявити перекошування штапу при навантаженні. В другому випадку датчик переміщення закріплюють на консолі лінійної реперної балки, а шток його опирають на центр штапу (рис. 1б). Перекос штапу можна визначити тільки за допомогою ватерпаса.

Вважається, що австрійська методика більш точна, але трудомістка. Німецька методика простіша, але не враховує перекошування штапу. Метою досліджень було порівняння результатів вимірювання осідання штапу за згаданими методиками.

Дослідження проводились в лабораторних умовах на спеціально розробленому стенді (рис. 2а, б).

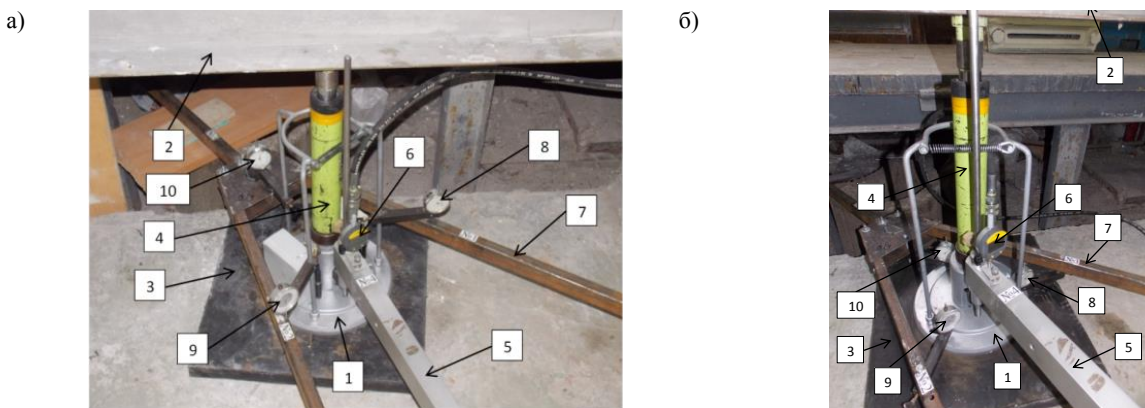


Рис. 2. Дослідження використання схеми трьохточкового вимірювання осідання штапу в порівнянні з одноточковим.

а) – при розміщенні трьох індикаторів переміщення з обпиранням на реперну балку,

б) – при розміщенні трьох індикаторів переміщення з обпиранням на штамп

1 - штамп; 2 - металева балка противаги; 3 - гумова пластина; 4 - гідроциліндр; 5 - прогиномір; 6 – сталонний індикатор переміщень «TESA»; 7 - реперна балка; 8, 9, 10 - механічні індикатори переміщень №1, №2, №3 відповідно.

При цьому штоки індикаторів обпирали як на реперну балку, так і на штамп (рис. 3а, б).

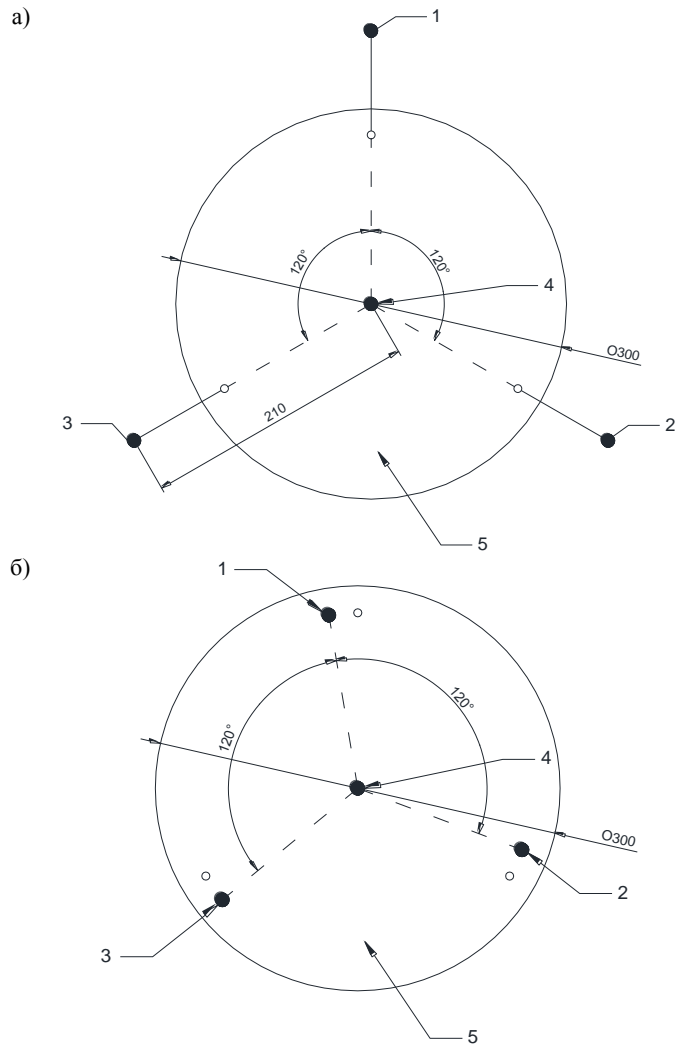


Рис. 3. Схема розміщення індикаторів.

а) – з обпиранням на реперну балку, б) – з обпиранням на штамп

1 - механічний індикатор переміщень №1; 2 - механічний індикатор переміщень №2; 3 - механічний індикатор переміщень №3; 4 - еталонний індикатор переміщень «TESA»; 5 - штамп.

Для проведення випробувань за схемою, наведеною на рис. 3а, з метою імітації переміщення штампа 1 (рис. 2а) у визначене місце під металеву балку протитяги 2 розмістили гумову пластину 3 товщиною 30 мм, розміром 50×50 см. Встановили штамп на вищезгадану гумову пластину. На штамп встановили гідроциліндр 4. Навантаження створювали за допомогою ручного насоса і контролювали за допомогою манометра, який був одночасно індикатором зусилля навантаження приладу. На центр штампа встановили прогиномір 5 з еталонним індикатором переміщень «TESA» 6. Поряд встановили реперну балку 7 з опорами, рознесеними на відстань 1500 мм кожна від центру вимірювань. На штамп встановили механічні індикатори №1, №2, №3 під кутом 120° (рис. 2а, рис. 3а).

Кожен з трьох індикаторів опирався на реперну балку в точках, що утворювали правильний трикутник. Для усунення впливу шорсткості поверхонь в зону контакту механічного індикатора переміщень з реперною балкою були встановлені скляні поверхні. Перед початком випробувань виконали привантаження силою 1 кН. Послідовні навантаження здійснювались з інтервалом 0,5 тс.

Згідно отриманих результатів, побудували графік залежності показань індикаторів від навантаження (рис. 4).

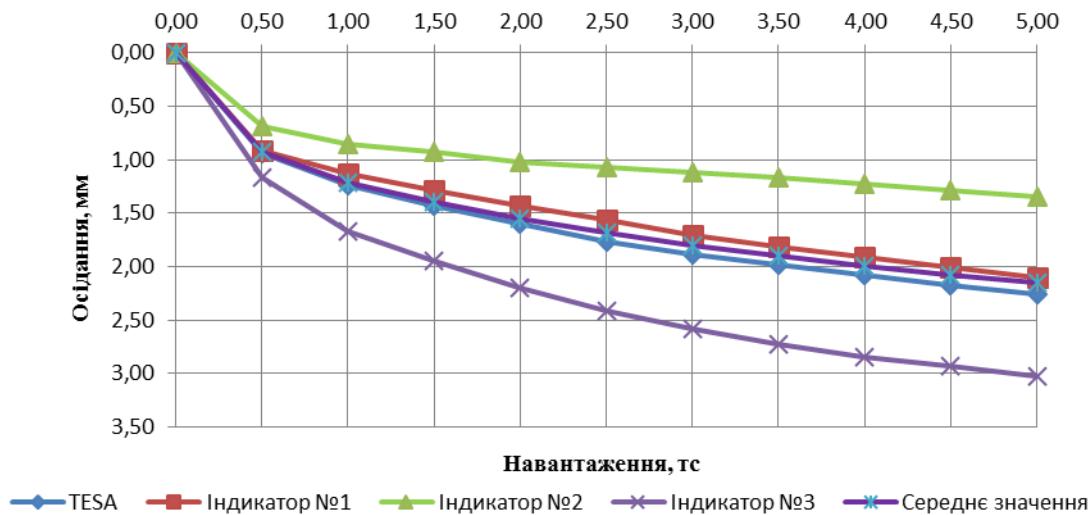


Рис. 4. Графік залежності показань індикаторів від навантаження

Випробування за схемою, наведеною на рис. 3б, виконувалися аналогічно. Результати наведені у вигляді графіка залежності показань індикаторів від навантаження (рис. 5).

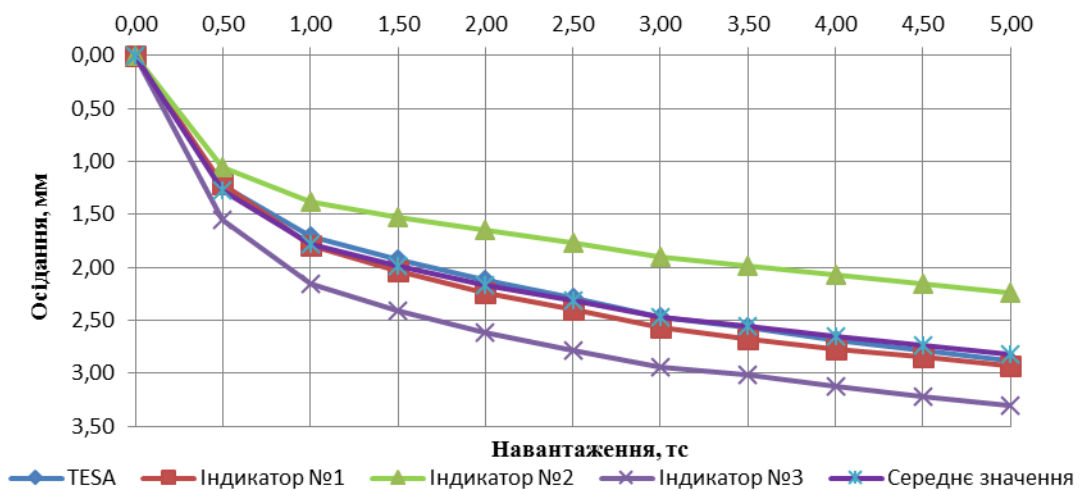


Рис. 5. Графік залежності показань індикаторів від навантаження

Як бачимо, в обох випадках середнє значення осідання штамп, взятє по трьом індикаторам, має відхилення не більше 5 % від показань індикатора, встановленого на центр штамп.

Висновок: Оскільки результати вимірювання осідання штамп за австрійською та німецькою методиками відрізняються не суттєво, на практиці доцільно застосовувати німецьку методику.

Список літературних джерел

1. Kopf F., Adam D., Paulmichl I. Untersuchungen des dynamischen Lastplattenversuches mit dem Leichten Fallgewichtsgerät unter Verwendung der Randelement-methode / F. Kopf , D. Adam, I. Paulmichl // Österreichisch Ingenieur - und Architekten-Zeitschrift / – W., – 2005. – №4 – 5. – P. 116.
2. DIN 18134 (1990): Baugrund. Versuche und Versuchsgeräte. Platten-druckversuch. Deutsches Institut für Normund.

О. М. Возняк, к.т.н.; М. А. Мамчур, студент

ОПРАЦЮВАННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ НЕПРЯМИХ ВИМІРЮВАНЬ З ВИКОРИСТАННЯМ ЛІНІЙНОЇ АПРОКСИМАЦІЇ

Ключові слова: алгоритм, апроксимація, похибка, функція перетворення.

Непрямі вимірювання переважно використовують для знаходження функціональних залежностей між декількома фізичними величинами, в найкращому випадку між двома - X та Y .

$$Y(x) = F(x). \quad (1)$$

Такі вимірювання дуже часто використовують для визначення коефіцієнтів функції перетворення різного типу первинних перетворювачів. Сумісно вимірюють декілька значень вхідної величини і відповідні значення вихідної величини, на основі яких, виконавши відповідні обчислення знаходять шукані параметри.[1]

Метою роботи є створення методики оцінки результатів експериментальних досліджень залежності між величинами, що є актуальною науковою задачею кожного точного вимірювання.

Апроксимаційну функцію

$$y(X) \cong F_a [a_0, a_1, \dots, a_{m-1}; X], \quad (2)$$

розглядають як модель справжньої функціональної залежності $Y(X)$ і вона є функцією m – невідомих коефіцієнтів a_0, a_1, \dots, a_{m-1} , які необхідно знайти, опрацьовуючи результат вимірювання.

Результати вимірювань спотворені різного роду похибками, що призводить до проблеми побудови оптимальної за цих умов апроксимаційної залежності. Ця функція характеризується мінімум її відхилень від експериментальних точок:

$$\delta_i \cong F_a [a_0, a_1, \dots, a_{m-1}; x_i] - y_i, \quad (3)$$

де x_i і y_i – результати прямих вимірювань.

Найбільш поширеними критеріями побудови функції за експериментальними точками є:

- мінімум суми модулів відхилень;
- мінімум суми квадратів відхилень;
- мінімум максимального за модулем відхилення.[2]

Розглянемо найпростішу лінійну апроксимацію:

$$F_a (x_i = a_0 + a_1 y_i). \quad (4)$$

Для даної апроксимації шукані коефіцієнти знаходяться за наступними виразами:

$$a_0 = \frac{\bar{x} \cdot \bar{y} - \bar{x} \cdot \bar{xy}}{\bar{x}^2 - (\bar{x})^2}; \quad (5)$$

$$a_1 = \frac{\bar{xy} - \bar{x} \cdot \bar{y}}{(\bar{x})^2 - \bar{x}^2}; \quad (6)$$

На практиці з похибками вимірювання значень функції (вихідної величини перетворювача), також необхідно враховувати похибки вимірювань значень аргументу (вхідної величини перетворювача), що спричиняє появу нелінійності у рівняннях системи для визначення апроксимаційної прямої. Отже запропоновано підхід до оцінки метрологічних характеристик лінійних перетворювачів із застосуванням лінійної апроксимації, який дозволяє дати оцінку у всьому діапазоні перетворень.

Список літературних джерел

1. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно - измерительной техники. – К: Вища школа, 1984. - 455с.
2. Дорожовець М. та ін. Основи метрології та вимірювальної техніки: Підручник: у 2т. Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2005. – т.1. Основи метрології. – 532с.

ДЕТЕКТУВАННЯ ТА ОБРОБКА КОМПЛЕКСНИХ СИГНАЛІВ З FSK ТА MSK

Ключові слова: FSK, демодулятор, частотна маніпуляція, модель, аналіз станів, елементарна складова.

Двійкова частотна маніпуляція FSK є видом модуляції з постійною амплітудою. При цьому типі модуляції корисний сигнал формується з відрізків двох синусоїд

$$S_1(t) = \cos(\omega_1 t); \quad S_2(t) = \cos(\omega_2 t),$$

де сигнал $S_1(t)$ використовується для передачі логічного нуля, а сигнал $S_2(t)$ - для передачі логічної одиниці.

У схемі реалізації двохпозиційної модуляції FSK застосовується двоходовий комутатор. Аналогічно можна побудувати і модулятор багатопозиційної частотної маніпуляції. У цьому випадку буде використано більшу кількість синусоїдальних генераторів, а для керування комутатором буде потрібно багаторозрядні двійкові числа.

Сигнали в багатопозиційною частотної маніпуляції можуть бути описані у відповідності з наступним виразом:

$$S_1(t) = \cos(\omega_1 t), \quad S_2(t) = \cos(\omega_2 t), \quad \dots, \quad S_N(t) = \cos(\omega_N t),$$

де $S_1(t)$ використовується для передачі першого стану символу;

$S_2(t)$ - для передачі другого стану символу;

$S_N(t)$ - для передачі N-го стану символу.

Використання багатопозиційної частотної маніпуляції дозволяє реалізувати високочастотний сигнал з постійною амплітудою. Такий сигнал дозволяє будувати радіопередавачі з максимальним ККД, тому що при застосуванні сигналу з постійною амплітудою, підсилювач потужності радіопередавача працює в оптимальному режимі. Прийом FSK-сигналу можна здійснити кореляційним методом.

Для когерентного прийому (рис.1) обчислюється взаємна кореляція між прийнятим сигналом і опорними сигналами, що представляють собою гармонійні коливання з використовуваними для маніпуляції частотами. Взаємна кореляція сигналу з k-м опорним сигналом для n-го за часом символу розраховується наступним чином:

$$z_k(n) = \int_{nT}^{(n+1)T} s(t) \cos(\omega_k t + \varphi_{0k}) dt,$$

де $S(t)$ - FSK-сигнал, ω_k - частота маніпуляції, відповідна символу, рівному k, φ_{0k} - початкова фаза послідовності, T - тривалість передачі символу. Використані межі інтегрування задають обробку n-го символу.

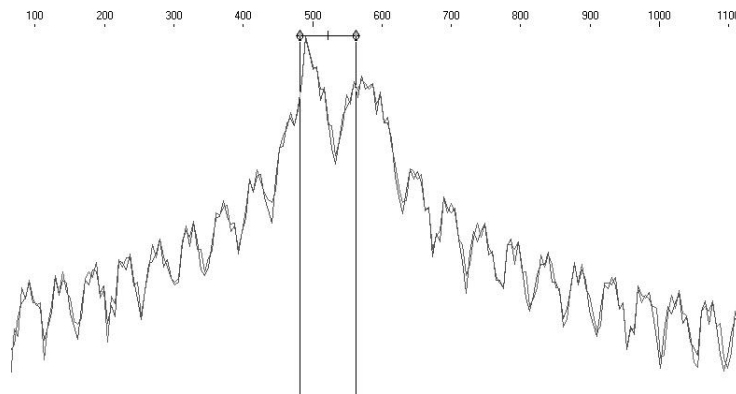


Рис.1. – Спектр сигналу з FSK при когерентному прийомі

Для підвищення завадостійкості FSK бажано, щоб послілки, відповідні різним символам, були некорельовані, тобто мали нульову взаємну кореляцію. Вважаючи початкові фази послілок нульовими, FSK-сигнали для символів 0 і 1 можна записати наступним чином:

$$S_0(t) = A \cos \omega_0 t, \quad 0 \leq t \leq T; \quad S_1(t) = A \cos \omega_1 t, \quad 0 \leq t \leq T.$$

Взаємна кореляція цих сигналів при нульовому зсуві по часу буде дорівнювати:

$$B(0) = \int_0^T S_0(t)S_1(t)dt = A^2 \int_0^T \cos(\omega_0 t) \cos(\omega_1 t)dt = \frac{A^2 \sin(\omega_1 + \omega_0)T}{2(\omega_1 + \omega_0)} + \frac{A^2 \sin(\omega_1 - \omega_0)T}{2(\omega_1 - \omega_0)}.$$

Якщо $(\omega_1 + \omega_0)T \gg 1$, то перший доданок значно менше другого і їм можна знехтувати, тоді:

$$B(0) \approx \frac{A^2 \sin(\omega_1 - \omega_0)T}{2(\omega_1 - \omega_0)}.$$

Це значення дорівнює нулю при $(\omega_1 - \omega_0)T = \pi n$, де n - ціле число, не рівне нулю. Таким чином, мінімальне значення відстані між сусідніми частотами маніпуляції, при якому послілки, відповідні різним символам, виявляються некорельованими, становить половину символної швидкості:

$$\Delta\omega_{\min} = \frac{\pi}{T}; \quad \Delta f_{\min} = \frac{1}{2T} = \frac{f_t}{2},$$

де f_t - символна швидкість.

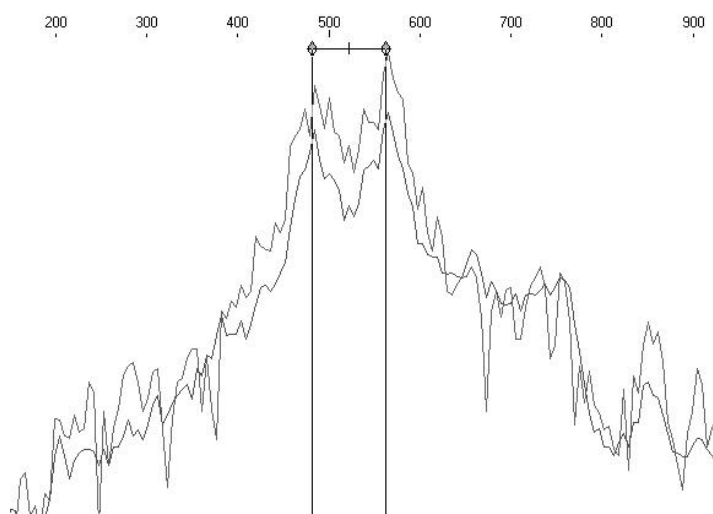


Рис.2. – Спектр сигналу з FSK при некогерентному прийомі

Двопозиційна FSK, частоти якої обрані згідно наведеною формулою, є мінімальною частотною маніпуляцією або MSK. Таким чином MSK модуляція за наявності нульової взаємної кореляції несучих значно звужує спектр повідомлення, що дає вигоду в порівнянні з FSK.

Список літературних джерел

1. Proakis, J.G. Digital Communications, 3rd. ed. [Текст] / J.G. Proakis - McGraw-Hill, New York, 1995.
2. В.М. Кичак. Реалізація універсального цифрового демодулятора на основі швидкодіючих перетворювачів [Текст] / В.М. Кичак, В.С. Белов, А.С. Белов // Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». – 2012. - №2.- с. 152-156
3. В.С. Белов. Реалізація апаратного декодера мультиплексованих сигналів з ортогональним частотним поділенням [Текст] / В.С. Белов, А.С. Белов // Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». – 2012. - №3.- с. 129-133

Л.Н. Добровольська, к.т.н.

ОЦІНКА ВПЛИВУ ШВИДКОСТІ ОХОЛОДЖЕННЯ БІМЕТАЛЕВОЇ КОМПОЗИЦІЇ НА ВІДШАРУВАННЯ НА МЕЖІ СПЛАВЛЕННЯ

Ключові слова: основний метал, наплавка, водень, відшарування, руйнування, акустична емісія.

Зовнішнє середовище (особливо водневмісне) суттєво впливає на міцнісні характеристики напруженого металу завдяки дифузії, хімічним процесам, поверхневій взаємодії між середовищем і металом. Найвідчутніший вплив тут мають ефекти окрихчення, передусім корозійно-механічне розтріскування та воднева крихкість, а також адсорбція поверхнево-активних середовищ (ефект Ребіндера). У результаті цього за час експлуатування обладнання чи елементів конструкцій, особливо в умовах дії воднево механічного чинника, відбувається накопичення пошкоджень – різних дефектів, мікропор, тріщин. Коли кількість їх досягає критичного рівня, то відбувається макроруйнування. Ось чому сьогодні особливо актуально вміти оцінити критичну об'ємну пошкодженість матеріалів неруйнівними методами контролю, щоб вміти запобігати непередбачуваним наслідкам їхнього передчасного руйнування, а надто об'єктів тривалого експлуатування, серед яких важливе місце посідають корпуси реакторів у хімічній і нафтопереробній промисловостях, ядерній енергетиці тощо.

Метою роботи було встановити кількісний показник впливу водневого чинника і швидкості охолодження на відшарування захисних наплавок корпусної сталі реактора, застосовуючи міру акустико-емісійної об'ємної пошкодженості [1]. Випробовували зразки із наплаткою аустенітної сталі на основний метал зі сталі 15X2МФА-А. Захисний шар наносили електродуговим наплавленням електродною стрічкою у три проходи під флюсом марки ОФ-90. Виконували наплавку постійним струмом зворотної полярності, без попереднього підігріву, не допускаючи перевищення температури основного металу вище 373 К. Перший прохід здійснювали електродною стрічкою марки 07X25M13, а другий і третій – стрічкою 04X20M10Г2Б. Після цього дослідні пластини зі швом і без нього термообробляли за режимом: відпуск 875 К протягом 28,8 кс та повторний відпуск 925 К тривалістю 5,4 кс. Діаметр циліндричних зразків після кінцевої обробки та шліфування їх торців становив 80 мм, висота 45 мм, а товщина наплавленого шару 6...8 мм.

У праці подано методологічні засади кількісної оцінки розвитку об'ємної пошкодженості наплавки, зумовленої дією воднево-механічного чинника і зміною швидкості охолодження наводнених зразків. На підставі проведених досліджень показано, що її можна застосовувати для ранжування біметалевих композицій за ступенем схильності до відшарування наплавки, а відтак і підбирати відповідні технології їх нанесення і режими технологічних зупинок і виведення з експлуатування такого відповідального обладнання.

Отримані експериментальні дані підтвердили, що за акустико-емісійною мірою об'ємної пошкодженості можна ранжувати ступінь об'ємної пошкодженості конструкційних матеріалів. Локальне утворення та розвиток пор, пластичних деформацій, мікро- і макротріщин, що виникають на межі сплавлення основного металу з наплаткою під дією механічних напружень і водневого чинника, а також водневе окрихчення та розтріскування збуджують пружні хвилі акустичної емісії [2], які несуть відповідну інформацію про ці процеси. Підтверджено ефективність оцінки накопичення об'ємної пошкодженості у біметалах під дією швидкості їх охолодження та воднево-механічного чинника, яка розвивається такими етапами, що супроводжуються генеруванням акустичної емісії: інкубаційним, латентним, початкового та субкритичного руйнування.

Список літературних джерел

1. Скальський В. Р. Оцінка об'ємної пошкодженості матеріалів методом акустичної емісії / В. Р. Скальський, О. Є. Андрейків. – Львів: Вид. центр ЛНУ ім. І. Франка, 2006. – 330 с.
2. Андрейків О. Є. Метод оцінки високотемпературного водневого руйнування біметалевих елементів конструкцій / О. Є. Андрейків, В. Р. Скальський, О. В. Гембара // Фіз.-хім. механіка матеріалів. – 2000. – № 4. – С. 15–22.

В.С. Берегун, к.т.н.; О.В. Гармаш; А.И. Красильников, к.ф.-м.н., доц.

АНАЛИЗ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ОШИБКИ ОЦЕНИВАНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ АСИММЕТРИИ И ЭКСЦЕССА ТИПОВЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ

Ключевые слова: кумулянт, кумулянтный коэффициент, оценка, среднеквадратическая ошибка, относительная ошибка, объем выборки.

В настоящее время решение многих прикладных задач, основанных на вероятностном подходе, базируется на негауссовских моделях исследуемых случайных величин и случайных процессов. При анализе негауссовских распределений важную роль играют кумулянтные коэффициенты γ_s ,

$$\gamma_s = \frac{\kappa_s}{\kappa_2^{s/2}},$$

где κ_s – кумулянты распределения [1].

На сегодняшний день из всех кумулянтных коэффициентов чаще всего используются коэффициенты асимметрии γ_3 и эксцесса γ_4 . В частности, коэффициенты γ_3 и γ_4 являются простыми и удобными числовыми характеристиками, показывающими степень отличия исследуемого распределения от гауссовского, для которого $\gamma_s = 0$ при $s \geq 3$. На основании коэффициентов γ_3 и γ_4 производится выбор аппроксимирующих плотностей вероятности из систем распределений Пирсона [2] и Джонсона [3].

При практическом применении кумулянтных коэффициентов используются их оценки, получаемые по экспериментальным данным. Любые оценки являются случайными величинами, поэтому необходимо знать ошибки оценивания кумулянтных коэффициентов, которые выражаются через математическое ожидание и дисперсию оценок.

Пусть имеется случайная величина ξ , у которой существуют кумулянты κ_s , $s = \overline{1, 8}$. В результате проведения эксперимента получаем выборку $\xi_1 \dots \xi_N$ объема N , элементы которой являются независимыми одинаково распределенными случайными величинами. По данной выборке производится оценка $\bar{\theta}$ параметра θ . В технических задачах характеристикой точности оценки $\bar{\theta}$ параметра θ является среднеквадратическая ошибка

$$\varepsilon = \left[\mathbf{D}\{\bar{\theta}\} + \Delta^2\{\bar{\theta}\} \right]^{1/2},$$

в которой дисперсия $\mathbf{D}\{\bar{\theta}\}$ характеризует случайную ошибку оценки, а смещение $\Delta\{\bar{\theta}\} = \mathbf{M}\{\bar{\theta}\} - \theta$ – ее систематическую ошибку, где $\mathbf{M}\{\bar{\theta}\}$ – математическое ожидание оценки.

Оценки коэффициентов коэффициента асимметрии γ_3 и коэффициента эксцесса γ_4 находятся по формулам

$$\bar{\gamma}_3 = \frac{\bar{\mu}_3}{\bar{\mu}_2^{3/2}}, \quad \bar{\gamma}_4 = \frac{\bar{\mu}_4}{\bar{\mu}_2^2} - 3,$$

где $\bar{\mu}_s$ – оценки центральных моментов,

$$\bar{\mu}_s = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (\xi_k - \bar{m})^s, \quad \bar{m} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \xi_k,$$

а их математические ожидания и дисперсии имеют вид [4]:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}\{\bar{\gamma}_3\} &= \gamma_3, & \mathbf{M}\{\bar{\gamma}_4\} &= \gamma_4, \\ \mathbf{D}\{\bar{\gamma}_3\} &= \frac{c_3}{N}, & \mathbf{D}\{\bar{\gamma}_4\} &= \frac{c_4}{N}, \end{aligned}$$

где коэффициенты c_3 , c_4 равны

$$c_3 = M_6 - 3M_3M_5 - 6M_4 + \frac{9}{4}M_3^2M_4 + \frac{35}{4}M_3^2 + 9,$$

$$c_4 = \begin{pmatrix} M_2^2M_8 - 4M_2M_4M_6 - 8M_2^2M_3M_5 + 4M_4^3 - \\ -M_2^2M_4^2 + 16M_2M_3^2M_4 + 16M_2^3M_3^2 \end{pmatrix},$$

а коэффициенты M_s определяются из отношения центральных моментов $M_s = \frac{\mu_s}{\mu_2^{s/2}}$.

Оценки коэффициентов $\gamma_{s, s = \overline{3,4}}$ являются несмещенными, поэтому среднеквадратические ошибки оценивания равны

$$\varepsilon_s = \sqrt{\mathbf{D}\{\bar{\gamma}_s\}} = \sqrt{\frac{c_s}{N}}$$

и при фиксированном объеме выборки зависят только от коэффициентов c_s . В табл. 1 приведены значения коэффициентов $c_s, s = \overline{3,4}$ оценок $\gamma_{s, s = \overline{3,4}}$.

Таблица 1. Значения $c_s, s = \overline{3,4}$

Распределение	c_3	c_4
Гауссовское	6	24
Лапласа	63	$1,188 \cdot 10^3$
Стьюдента, $\nu = 13$	15,8095	204,868
Стьюдента, $\nu = 200$	6,282	26,317
Логистическое	23,657	294,912

Из табл. 1 видно, что при фиксированном объеме N выборки среднеквадратические ошибки оценивания возрастают с ростом порядка оцениваемого коэффициента и существенно зависят от типа распределения. Для сравнения в табл. 2 приведены рассчитанные среднеквадратические ошибки оценивания кумулянтных коэффициентов γ_s для выборок объема $N = 10^6$.

Таблица 2. Среднеквадратические ошибки оценивания при $N = 10^6$

ε_s	Гауссовское	Лапласа	Стьюдента, $\nu = 13$	Логистическое
ε_3	0,002	0,008	0,004	0,005
ε_4	0,005	0,034	0,014	0,017

Из табл. 2 видно, что наибольшие среднеквадратические ошибки имеют оценки кумулянтных коэффициентов распределения Лапласа, наименьшие – гауссовского распределения.

Среднеквадратические ошибки характеризуют величину абсолютного отклонения результатов оценивания кумулянтных коэффициентов γ_s от их истинных значений. Поэтому

целесообразно сравнить при фиксированном объеме N выборки относительные ошибки оценки кумулянтных коэффициентов $\gamma_s \neq 0$, которые в данном случае равны

$$\delta = \frac{\varepsilon_s}{\gamma_s} = \frac{\sqrt{\mathbf{D}\{\bar{\gamma}_s\}}}{\gamma_s} = \frac{1}{\gamma_s} \sqrt{\frac{c_s}{N}}. \quad (1)$$

В табл. 3 приведены рассчитанные относительные ошибки оценивания кумулянтного коэффициента γ_4 для выборок объема $N = 10^6$.

Таблица 3. Относительные ошибки оценивания при $N = 10^6$

Распределение		δ , %
Лапласа	$\gamma_4 = 3,0000$	1,133
Стьюдента, $\nu = 13$	$\gamma_4 = 0,6667$	2,0999
Логистическое	$\gamma_4 = 1,2000$	1,417

Из табл. 3 видно, для оценки коэффициента γ_4 всех рассмотренных распределений можно ограничиться объемом выборки $N = 10^6$, для оценки коэффициента γ_6 его недостаточно.

Из формулы (1) можно определить минимальный объем выборки N_{\min} , при котором обеспечивается заданная относительная ошибка

$$N_{\min} = \frac{c_s}{(\delta \gamma_s)^2}.$$

В табл. 4 приведены значения объема выборки N_{\min} , обеспечивающие относительную ошибку оценивания $\delta = 0,01$ (1%) и $\delta = 0,05$ (5%) кумулянтного коэффициента γ_4 .

Таблица 4. Объем выборки N_{\min} для обеспечения заданной относительной ошибки δ

Распределение		$\delta = 0,01$	$\delta = 0,05$
Лапласа	$\gamma_4 = 3,0000$	$1,320 \cdot 10^6$	$0,053 \cdot 10^6$
Стьюдента, $\nu = 13$	$\gamma_4 = 0,6667$	$4,610 \cdot 10^6$	$0,184 \cdot 10^6$
Стьюдента, $\nu = 200$	$\gamma_4 = 0,0306$	$2,808 \cdot 10^8$	$0,112 \cdot 10^8$
Логистическое	$\gamma_4 = 1,2000$	$2,048 \cdot 10^6$	$0,082 \cdot 10^6$

Из табл. 4 видно, что при стремлении коэффициента эксцесса к нулю (распределение Стьюдента с числом степеней свободы $\nu = 200$) минимальный объем выборки значительно увеличивается по сравнению с остальными (на два порядка).

Список литературных источников

1. Кендалл М. Теория распределений / М. Кендалл, А. Стьюарт; пер. с англ. В.В. Сазонова, А.Н. Ширяева; под ред. А.Н. Колмогорова. – М.: Наука, 1966. – 588 с.
2. Митропольский А.К. Техника статистических вычислений / А.К. Митропольский. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит-ры, 1961. – 480 с.
3. Хан Г. Статистические модели в инженерных задачах / Г. Хан, С. Шапиро; пер. с англ. Е.Г. Коваленко; под ред. В.В. Налимова. – М.: Мир, 1969. – 396 с.
4. Крамер Г. Математические методы статистики / Г. Крамер; пер. с англ. А.С. Монины и А.А. Петрова; под ред. А.Н. Колмогорова. – М.: Мир, 1975. – 684 с.

Д. В. Моисеев, канд. техн. наук, И.Н. Егорова, студент

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ И БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ПРИ ВЕРОЯТНОЙ ФОРМЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Ключевые слова: вероятностная форма представления, точность, быстродействие.

Преобразование сигнала из любой формы в вероятностную основано на замене значения измеряемого сигнала соответствующей ему вероятностью [1].

Величина погрешности вероятностного преобразования зависит от вида закона распределения вспомогательного случайного сигнала $R(t)$ и обратно пропорциональна корню квадратному из числа независимых статистических испытаний K .

Абсолютная погрешность вероятностного преобразования будет равна [2]

$$\Delta = \sqrt{2}\Phi^{-1}(P)\sigma(x_i^*) = \frac{\sqrt{2}\Phi^{-1}(P)}{\sqrt{K}} \sqrt{F_{x_i}(R) - F_{x_i}^2(R)}, \quad (1)$$

где Φ^{-1} – функция, обратная функции Лапласа; P – вероятность того, что истинное значение $F_{x_i}(R)$ принадлежит интервалу с границами $I_p = \{F_{x_i}^*(R) - \Delta; F_{x_i}^*(R) + \Delta\}$.

Нормирование в единичном диапазоне величины x_i , подвергнутой вероятностному преобразованию, приводит к возможности расчета величины приведённой погрешности по:

$$\gamma = \Delta 100\%. \quad (2)$$

Для решения задачи определения ошибки при вероятностном преобразовании, в общем виде некоторой произвольной величины использование формул (1) и (2) показывает, что увеличение количества статистических испытаний уменьшает величину погрешности.

Для выявления количественных закономерностей рассмотрим случай, подчинения вспомогательного случайного сигнала $R(t)$ равномерному закону распределения [1, 2].

В этом случае выражение (1) для абсолютной погрешности примет вид:

$$\Delta = \sqrt{2}\Phi^{-1}(P)\sigma(x_i^*) = \frac{\sqrt{2}\Phi^{-1}(P)}{\sqrt{K}} \sqrt{x_i(1-x_i)}. \quad (3)$$

Как известно из [3] максимальная погрешность при вероятностном преобразовании возникает, когда значение преобразуемой величины x_i находится в середине динамического диапазона [0..1], то есть при $x_i = 0,5$.

В этом случае оценкой сверху будет:

$$\Delta \leq 0,7\Phi^{-1}(P)\sqrt{K}. \quad (4)$$

В случае использования доверительного интервала равного $P = 0,9973$ имеем $0,7\Phi^{-1}(P) = 1,645$, отсюда абсолютная погрешность вероятностного преобразования равна

$$\Delta_{\max} \leq \frac{1,645}{\sqrt{K}}. \quad (5)$$

Согласно (3) приведённая погрешность вероятностного преобразования будет равна:

$$\gamma \leq \frac{1,645}{\sqrt{K}} \cdot 100\%. \quad (6)$$

В табл. 1 приведены рассчитанные значения величины g , отображающие зависимость приведенной погрешности от числа статистических испытаний K при разных значениях величины параметра c .

Таблица 1 – Значения приведенной погрешности при вероятностном преобразовании

Количество статистических испытаний K	Значение параметра x				
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
1	98.700	131.600	150.767	161.176	164.500
4	49.350	65.800	75.383	80.588	82.250
32	17.448	23.264	26.652	28.492	29.080
128	8.724	11.632	13.326	14.246	14.540
512	4.362	5.816	6.663	7.123	7.270

На рис. 1 приведены рассчитанные значения величины g , отображающие зависимость приведенной погрешности от числа статистических испытаний K при разных значениях величины параметра c из табл. 1. Таким образом вероятность того, что значение $F_{x_i}(R)$ попадает в доверительный интервал, как и ранее, принята равной $P=0,9973$. Из графиков видно, что приведенная погрешность вероятностного преобразования при равномерном распределении $R(t)$ меньше зависит от значения преобразуемого параметра c .

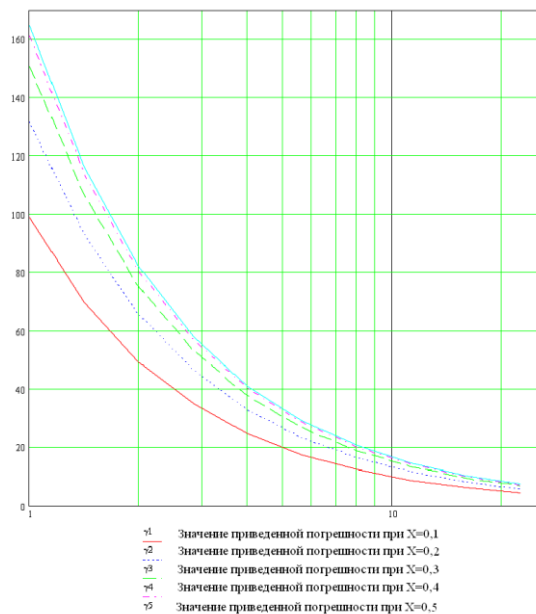


Рис. 1 – Значения величины g , отображающие зависимость приведенной погрешности от числа статистических испытаний K при разных значениях величины параметра x

Как отмечалось выше, важнейшим свойством вероятностного преобразования, является возможность восстановления значения исходного параметра x_i из его вероятностного отображения y_i . Знание интегрального закона распределения вспомогательной случайной функции $R(t)$ позволяет путем функционального преобразования определить оценку параметра величины x_i по найденному значению оценки математического ожидания вероятностного отображения [2].

Выражая из формулы абсолютной погрешности количество испытаний K необходимое для достижения допустимой погрешности получаем:

$$\lceil K \rceil = \left(\frac{\sqrt{2}\Phi^{-1}(P)}{\Delta} \sqrt{x_i(1-x_i)} \right)^2. \quad (7)$$

Расчет количества испытаний K , при различном значении абсолютной погрешности D и значение преобразуемого параметра x_i приведены в табл. 2.

Анализируя выражения (1), (2) и (7) можно прийти к выводу о том, что количество источников вспомогательных сигналов в значительной степени зависит от заданной погрешности преобразования, а также от значения величины x_i и, при прочих равных условиях, является максимальным при $x_i = 0,5$.

Таблица 2 – Значения количество испытаний K необходимое для достижения допустимой погрешности при различном значении параметра

Допустимая абсолютная погрешность, D	Значение параметра x				
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
1%	2436	4330	5683	6495	6766
2%	609	1083	1421	1624	1692
3%	271	482	632	722	752
4%	153	271	356	406	423
5%	98	174	228	260	271
6%	68	121	158	181	188
10%	25	44	57	65	68

Таким образом, становится очевидным основной недостаток вероятностной формы представления данных – обратная зависимость между точностью и быстродействием, что, в свою очередь, приводит к необходимости значительно сужать частотную область применения устройств для реализации заданной точности.

Решение данной проблемы возможно за счет применения параллельного вероятностного преобразования измеряемого сигнала [3].

Всё рассмотренное выше позволяет сделать вывод о том, что при представлении информации в ИИС в виде вероятностных отображений, при проектировании последних следует учитывать обратную зависимость между точностью и быстродействием. Наиболее целесообразно применять вероятностную форму представления данных в ИИС, в случаях, когда решающими требованиями к аппаратному комплексу являются высокая живучесть и надёжность, малые затраты оборудования, полная автоматизация измерительно-вычислительного процесса при ограниченных требованиях к быстродействию.

Указанным требованиям отвечает широкий класс специальных информационно-измерительных систем, применяемых в энергетике, при осуществлении радиационного, газового и экологического контроля.

Список литературных источников

1. Моисеев Д.В. Преимущества первичных преобразователей «аналог- вероятность» // Д.В. Моисеев Сбiрник наукових праць Академiї вiйськово-морських сил iменi П.С. Нахiмова. – Севастополь: АМВС iменi П.С. Нахiмова, 2011. – Вип. 1 (5). С 115-120.

2. Сапожников Н.Е. / Оценка точности и быстродействия при вероятностной форме представления информации // Н.Е. Сапожников, Д.В. Моисеев, Ю.Ю. Столярчук. Збiрник наукових праць СНУЯЕтаП. – Севастополь: СНУЯЕтаП, 2011. – Вип. 3 (39) С. 134-140.

3. Сапожников Н.Е. / Выполнение параллельных вычислений при вероятностном представлении информации // Н.Е. Сапожников, Д.В. Моисеев, П.С. Бейнер, Н.В. Бейнер. Technology audit and production reserves — № 3/1(11), 2013, С – 9–12.

УДК 53.01

**НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ МЕТОДА ПРИВЕДЕННЫХ ПЕРЕМЕННЫХ ПРИ
ОЦЕНИВАНИИ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ
ПОПЕРЕЧНЫХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ВОЛН ОТ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА ТВЕРДОЕ
ТЕЛО-ЖИДКОСТЬ**

В докладе приведены результаты экспериментального исследования частотной зависимости комплексного коэффициента отражения поперечных ультразвуковых волн от границы раздела твердое тело-жидкость (далее по тексту - комплексный коэффициент отражения), ультразвуковым импедансным методом в диапазоне частот 10-360 МГц. Представлена процедура оценивания неопределенности метода приведенных переменных [1].

Акустические методы исследования жидкостей [2], как известно, во многих случаях являются единственным средством изучения в них механизмов внутри и межмолекулярного взаимодействий. Эти методы основаны на изучении распространении как продольных, так и поперечных (сдвиговых) волн в жидкостях. Изучение распространения поперечных волн в жидкостях представляет особый интерес в связи с тем, что знание динамических сдвиговых свойств жидкости является одним из прямых путей исследования природы и характера процессов перестройки межмолекулярной структуры. В качестве объекта изучения особый интерес представляют вязкие жидкости, у которых в исследуемом диапазоне частот ожидается релаксация динамической сдвиговой вязкости и упругости. Таковой жидкостью в рассматриваемой работе является касторовое масло.

Динамические сдвиговые свойства жидкости в мегагерцовой области частот определяются из комплексного коэффициента отражения $\Gamma^* = r \cdot e^{i(\pi - \vartheta)}$ (где $r = |\Gamma^*|$, а ϑ - фазовый сдвиг в отраженной волне) сдвиговой ультразвуковой волны от границы раздела твердое тело – исследуемая жидкость. Используя измеренные значения комплексного коэффициента отражения рассчитывают активную и реактивную составляющие импеданса, модуль упругости и динамическую сдвиговую вязкость исследуемой жидкости.

Измерения комплексного коэффициента отражения сдвиговой ультразвуковой волны от границы раздела твердое тело – исследуемая жидкость (далее по тексту - комплексного коэффициента отражения) производились при двух температурах $T_1=20^\circ\text{C}$ и $T_2=10^\circ\text{C}$, что позволило с помощью метода приведенных переменных расширить частотный диапазон более чем в два раза (от 150 до 360 МГц). При этом каждое значение комплексного коэффициента отражения, измеренное при температуре $T_2=10^\circ\text{C}$, пересчитывалось к температуре приведения $T_1=20^\circ\text{C}$, с помощью уравнений, полученных нами впервые.

Исходя из анализа метода и модели измерения, а также принципа работы установки [2], получены формулы и оценены неопределенности измерения комплексного коэффициента отражения. Составлен бюджет неопределенности. Особое внимание уделено оцениванию неопределенности метода приведенных переменных.

Список литературы

[1] Дж. Ферри. Вязкоупругие свойства полимеров. М., Изд-во иностр. лит., 1963

[2] Джаббаров Р.Р., Хакимов О.Ш., Джаббарова Г.Р. Неопределенность измерения сдвиговых вязкоупругих свойств касторового масла ультразвуковым импедансным методом // Системи обробки інформації. Выпуск 3(110), Харків, 2013, стр. 120-123.

Ю.Ю. Іванов, магістрант; А.Я. Кулик, д.т.н., проф.;
С.Г. Кривогубченко, к.т.н., доц.; Д.С. Кривогубченко, к.т.н., доц.

АЛГОРИТМИ МОДЕЛЮВАННЯ ШУМУ У КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ ГАУСА ТА РЕЛЕЯ ДЛЯ АНАЛІЗУ РОБОТИ ТУРБО-КОДОВИХ КОНСТРУКЦІЙ У СИСТЕМАХ ЦИФРОВОГО ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

Ключові слова: системи цифрового передавання інформації, завадостійке кодування, турбо-код, каналний логарифм відношення функцій правдоподібності, нормальний закон розподілу ймовірностей, канал з адитивним білим гаусівським шумом, канал Релея, алгоритм Бокса-Мюллера.

Системи цифрового передавання інформації відіграють важливу роль у сучасному світі, і вимоги до швидкості та надійності переданих даних постійно зростають [1, 2]. У стаціонарних системах зв'язку шум і міжсимвольна інтерференція є основними факторами, які призводять до появи помилок при передаванні даних каналом зв'язку. Реалізація сучасних завадостійких систем передавання цифрової інформації неможлива без застосування кодерів, виконаних за сучасною технологією, здатних працювати на високих тактових частотах, що дозволяє підвищити ефективність використання апаратної реалізації, енергетичну ефективність, завадостійкість, а також позитивно позначається на економічному ефекті. Кодери і декодери завадостійких кодів є найбільш ресурсомістким компонентом апаратури, особливо із зростанням швидкості передавання інформації. Для підвищення енергетичної ефективності та виправлення помилок практично у всіх сучасних цифрових системах застосовується завадостійке кодування цифрових сигналів, яке дозволяє працювати при меншому співвідношенні сигнал/шум [3]. Завадостійкість забезпечує надійність і вірогідність переданої інформації. Найбільш помітним досягненням в теорії завадостійкого кодування за останні роки є турбо-коди. У роботі [4] представлено турбо-код, який досягає ймовірності появи помилки 10^{-5} , має кодову швидкість 0.5, застосовано бінарну частотну модуляцію в каналі з адитивним білим гаусівським шумом (АБГШ) при відношенні сигнал/шум 0.7дБ, що є дуже близьким значенням до теоретичної межі К.Е. Шеннона.

Складність алгоритмів турбо-декодування та явна недостатність програмного забезпечення вільного розповсюдження перешкоджають впровадженню турбо-кодів, хоча в даний час багато систем намагаються використовувати саме їх. Під час роботи з розглянутим кодом виникає проблема його декодування, а, відповідно, і реалізації цієї процедури. Для декодування турбо-кодів можна використовувати декілька методів: SOVA (soft-output Viterbi algorithm – алгоритм Вітербі з м'яким виходом); MAP (maximum a posteriori probability – алгоритм декодування по максимуму апостеріорної ймовірності) та його модифікації для зниження обчислювальної складності (log-MAP, max-log-MAP, constant-log-MAP, linear-log-MAP, multistep-Log-MAP, hybrid-log-MAP). Алгоритми декодування можна застосовувати і при використанні демодулятора з м'якими рішеннями на вході, що дозволяє досягти максимально можливого енергетичного виграшу від декодування [1].

Актуальними задачами є реалізація розроблених обчислювальних процедур для підвищення ефективності та завадостійкості декодування при проектуванні сучасних завадостійких систем передавання цифрової інформації [1 – 4].

У ході моделювання процесу оброблення інформації з використанням турбо-кодів важливою задачею є побудова моделі каналу зв'язку, оскільки суттєву роль у процесі декодування відіграє величина $LLR_{кан}$ (каналного логарифму відношення функцій правдоподібності) у ітеративному процесі декодування

$$LLR^{(1)}(d) = LLR_{кан} \cdot x + LLR_{анр}^{(1)}(d) + LLR_{зовн}^{(1)}(d), \quad (1)$$

$$LLR^{(2)}(d) = LLR_{кан} \cdot x + LLR_{зовн}^{(1)}(d) + LLR_{зовн}^{(2)}(d). \quad (2)$$

де $LLR^{(1)}(d)$, $LLR^{(2)}(d)$ – м'які рішення з декодерів 1 та 2; $LLR_{анр}^{(1)}(d)$, $LLR_{анр}^{(2)}(d) = LLR_{зовн}^{(1)}(d)$ – апіорні значення; $LLR_{зовн}^{(1)}(d)$, $LLR_{зовн}^{(2)}(d)$ – зовнішня інформація з декодерів 1 та 2; d – інформаційний біт; x – зашумлений біт.

Для надійної роботи турбо-кодових конструкцій необхідно знати значення $LLR_{кан}$, яке в каналі з АБГШ залежить від дисперсії, яку можна знайти із стандартного нормального закону розподілу Гауса.

$$LLR_{кан} = \frac{2}{\sigma^2} \cdot \alpha, \quad (3)$$

де α – параметр завмирань Релея (для АБГШ $\alpha = 1$).

Знаючи величину дисперсії, можна коректувати роботу алгоритма декодування та прогнозувати ймовірність появи помилки на біт інформації.

$$\sigma^2 = \frac{N_o}{2} = \frac{E_c}{2 \cdot R \cdot \frac{E_b}{N_o}}, \quad (4)$$

де $E_c = E_b \cdot R$ – енергія кодованого біта; R – швидкість кода; E_b – енергія некодованого біта; N_o – спектральна щільність потужності шуму (потужність шуму на 1 Гц смуги).

Якщо значення дисперсії задане або знайдене, то потрібно розрахувати значення шуму в каналі, які виникають за певним законом. Зручніше всього використовувати нормальний закон, а на його основі розглядати інші.

Програмна реалізація алгоритмів декодування турбо-кодів вимагає створення каналів з АБГШ та Релея [5, 6]. Для аналізу їх роботи можна використати генератор псевдовипадкових чисел, центральну граничну теорему Ляпунова або алгоритм Бокса-Мюллера [7]. Останній є точковим і дозволяє знайти незалежні та нормально розподілені з $\mu = 0$ та $\sigma^2 = 1$ величини ξ_0 , ξ_1 .

Обчислення можна виконувати в тригонометричній формі

$$\xi_0 = \cos(2\pi \cdot \varphi) \cdot \sqrt{-2 \ln r}, \quad (5)$$

$$\xi_1 = \sin(2\pi \cdot \varphi) \cdot \sqrt{-2 \ln r}. \quad (6)$$

де φ та r – незалежні випадкові величини з рівномірним розподілом на інтервалі (0; 1].

Ще одним варіантом є інший підхід. Нехай τ_0 та τ_1 – незалежні випадкові величини, рівномірно розподілені на відрізку [-1; 1]. Якщо обчислити

$$\theta = \tau_0^2 + \tau_1^2 \quad (7)$$

і перевірити умову

$$0 < \theta \leq 1, \quad (8)$$

то можна обчислити ξ_0 та ξ_1 у формі

$$\xi_0 = \tau_0 \cdot \sqrt{\frac{-2 \ln \theta}{\theta}}, \quad (9)$$

$$\xi_1 = \tau_1 \cdot \sqrt{\frac{-2 \ln \theta}{\theta}}. \quad (10)$$

Якщо умова (8) не виконується, то величини τ_1 та τ_2 генеруються знову. Другий метод має перевагу в швидкості (тільки одна трансцендентна функція). Після отримання стандартної нормальної величини ξ_i можна перейти до величини $\xi_i \rightarrow N(\mu, \sigma^2)$ розподіленої нормально з математичним очікуванням μ і дисперсією σ^2 за формулою

$$\xi_{АБГШ} = \mu + \sigma \cdot \xi_i. \quad (11)$$

Для генерування величин розподілених за законом Релея можна використати вираз

$$\xi_P = \sigma \cdot \sqrt{\xi_0^2 + \xi_1^2}. \quad (12)$$

Потім отримане значення шуму $\xi_{АБГШ}$ додається до сигналу

$$x = d + \xi_{АБГШ}. \quad (13)$$

Для каналу Релея операції виконуються подібним чином

$$x = \alpha \cdot d + \xi_P. \quad (14)$$

Отримане значення зашумленого інформаційного біта x використовується в подальшому в ітераційному моделюванні роботи турбо-декодера для заданого інформаційного блоку (фрейму).

Отже, в роботі показано оптимальні алгоритми, які допомагають генерувати випадкові значення шуму в каналах з АБГШ та Релея, не вимагаючи великих обчислювальних потужностей та використовуючи нормальний закон розподілу ймовірностей, що є досить ефективним методом для аналізу роботи турбо-кодових конструкцій при різному відношенні сигнал/шум у каналі зв'язку.

Список літературних джерел

1. Кулик А.Я. Декодування та реалізація алгоритму ВСJR для турбо-коду стандартизованого в DVB-RCS / А.Я. Кулик, Д.С. Кривогубченко, Ю.Ю. Іванов // Вісник Сумського державного університету. Серія: Технічні науки. – Суми: СУМДУ, 2012. – Т. 4. – № 1. – С. 84-93.
2. Moon T.K. Error Correction Coding: Mathematical Methods and Algorithms / T.K. Moon. – John Wiley & Sons, Ltd, 2005. – 750 p.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ.; под ред. А.В. Назаренко / Б. Скляр. – М.: Вильямс, 2003. – 1004 с.
4. Berrou C. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes / C.Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima // IEEE Transactions on Information Theory. – 1996. – V. 44. – № 10. – P. 1064-1070.
5. Kulyk A.Y. The Software Implementation of Turbo Decoder With Metric Processing by MAP Algorithm [Web resource] / A.Y. Kulyk, S.G. Krivogubchenko, D.S. Krivogubchenko, Y.Y. Ivanov // Research Bulletin SWorld "Modern scientific research and their practical application". – Kupriyenko SV, Odessa, 2013 – Vol. J11307. – Article CID Number J11307-167 – P 53-58.
6. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 45411 (Україна). Комп'ютерна програма "Декодер на основі алгоритму ВСJR (MAP) для турбо-коду стандартизованого в мережі DVB-RCS" / Ю.Ю. Іванов. – № 45411; заявл. 03.07.2012; опубл. 03.09.2012.
7. Box G.E.P. A Note on the Generation of Random Normal Deviates / G.E.P. Box, M.E. Muller // The Annals of Mathematical Statistics. – 1958. – V. 29. – № 2. – pp. 610-611.

Z. Lach, PhD

UNCERTAINTY OF FIRST ORDER POLARIZATION MODE ESTIMATION FROM A TRANSMITTED SIGNAL IN A DIRECT DETECTION OOK OPTICAL FIBER COMMUNICATION LINE

Key words: estimation, uncertainty, optical communication, polarization mode dispersion, monitoring

1. Introduction

The paper is focused on the first order PMD estimation performed from the observation data of the transmitted signal alone. The first order PMD is described by two components, the Differential Group Delay (DGD, τ) and the power split ratio between the two polarization modes (γ). A PMD estimator shall be capable of providing jointly the two values from a common measurement dataset. The question is to what extent one may trust the estimates of the first order PMD which are solely based on observation of the transmitted signal taking into account that collected data is corrupted by noises. The answer lays in the statistical joint distribution of the PMD estimates. This topic has not gained research interest [1, 2, 3] despite the uncertainty of PMD estimates is essential in the context of possible use of the estimates by a Telecommunication Management System (TMS) as information on the status of communication links.

The paper presents the concept for monitoring transmission impairments in a telecommunication network (section 2), models measurement data (section 3), derives the joint probability density function (pdf) of the PMD estimates (section 4), discusses uncertainty of the PMD estimated (section 5). Conclusions summarize in the section 6. Some more complex formulas are moved to the Appendix.

2. Monitoring transmission impairments in an optical network

The concept for monitoring transmission impairments assumes that every optical channel which is in work undergoes monitoring of the transmitted signal. It takes place at both ends of the channels. Intensity (power) samples are collected and then processed to effect parameter estimates that characterize the impairments. The processing algorithms make use of mathematical models of the transmitted signals and the models for the effects of various phenomena that deteriorate a signal propagating in a fiber. The parameter values which provide the best, in probabilistic sense, fit between the appropriate signal model and the measurement data are the estimates searched for.

3. Mathematical models for first order PMD estimation

The first order polarization effects manifest as propagation time difference (group delay) between two polarization modes between which the total optical power of the propagating signal is split. A receiver output corresponds to the mix of optical power of both polarization modes. Samples of the received signal can be described by [4]:

$$y_n = \gamma s_n + \gamma \sum_{k=0}^K \frac{1}{k!} s_n^{(k)} \left(\frac{\tau}{2} \right)^k + (1-\gamma) s_n + (1-\gamma) \sum_{k=0}^K \frac{1}{k!} s_n^{(k)} \left(\frac{-\tau}{2} \right)^k. \quad (1)$$

There: s_n means a sample of the input signal, $s_n^{(k)}$ the k -th derivative of $s(t)$ the n -th sampling point; n indexes measurement samples and passes from 1 to N , which is the total of samples taken. It is proposed to approximate the derivatives can be approximated by their time discrete equivalents (for formulas refer Appendix) and limit to $K=2$ which can be justified for a bandlimited signal and adequately high sampling frequency. For a test 10Gbps signal acquired with $T_s=6.26ps$ at an output of a typical optical modulator the approximation proved sufficient. Hence, a model relating y vector of output samples with s vector of input samples and the first order PMD parameters τ and γ can be formulated:

$$\mathbf{y} = \mathbf{m}(\mathbf{s}, \tau, \gamma). \quad (2)$$

4. Joint probability density of first order PMD estimator

The s and y vectors of collected samples are contaminated by noises with $\rho_s(\xi_s)$ and $\rho_y(\xi_y)$ probability densities of corresponding noise vectors ξ_s and ξ_y , respectively. For this reason the possible parameter values of τ and γ that may generate y from s are randomly distributed. The related likelihood conditioned on measurement data can be given [5,6] by:

$$L(\tau, \gamma, \mathbf{s}, \mathbf{y}) = \int_{\Phi^{\xi_s}} \rho_y(\mathbf{y} - m(\mathbf{s} - \xi_s, \tau, \gamma)) \rho_s(\xi_s) \rho_{\tau\gamma}(\tau, \gamma) d\xi_s, \quad (3)$$

where: the multidimensional integral is over the R^N space of ξ_s noise samples, while $\rho_{\tau\gamma}(\tau, \gamma)$ is the a priori pdf for the joint distribution of τ and γ parameters. The joint point estimates for the first order PMD can be the pair of values that maximizes the likelihood:

$$[\underline{\tau}, \underline{\gamma}]^T = f(\mathbf{s}, \mathbf{y}) = \arg \max_{\tau \geq 0, \gamma \geq 0} L(\tau, \gamma, \mathbf{s}, \mathbf{y}), \quad (4)$$

and is a function of the observation vectors. The (4) defines a statistic, values of which may in general be biased and show some randomness. The basis for a description of the uncertainty is the joint distribution of the estimated values (estimator distribution). Finding the $f(s, y)$ from (4) may generally not provide analytical formulas which would imply the necessity to resort to numerical simulation in order to learn estimator distribution. In this paper $f(s, y)$ has been derived for a specialized, yet still useful case in practical applications, where SNR of output measurements is distinctly lower than that of input measurements, the noise is of Gaussian character and the noise samples are independent and, there is no a priori information on estimated parameters. For this special case the $[\underline{\tau}_{ML}, \underline{\gamma}_{ML}]^T$ joint estimate has an analytical formula (ref. Appendix). The random component of τ_{ML} and γ_{ML} can be identified once y is replaced with $m(s, \tau_0, \gamma_0) + \xi_y$, where τ_0, γ_0 quantify the first order PMD in the true model. This allows to find that deviations of the $\underline{\tau}_{ML}$ and $\underline{\gamma}_{ML}$ from their true values are of the forms:

$$\frac{\Delta \tau_{ML}}{\tau_0} = \underline{X}_1 \quad \frac{\Delta \gamma_{ML}}{\gamma_0} = \frac{\underline{X}_2}{\underline{X}_1 + \tau_0}, \quad (5)$$

(valid for τ_0 which is not too close to 0) with:

$$\underline{X}_m = \sum_{n=2}^{N-1} \xi_n V_{m,n}, \quad (6)$$

where: V is a 2 column by $N-2$ rows matrix elements of which depend on s, τ_0, γ (for formulas refer the Appendix). The two \underline{X}_m random variables are weighted sums of $N-2$ independent Gaussian zero mean variables drawn from a common distribution, hence their joint pdf is jointly Gaussian. This observations eventually result the joint pdf of the estimates:

$$p(\Delta \tau, \Delta \gamma) = (2\pi)^{-1} (\tau_0 + \Delta \tau) |\mathbf{S}|^{-1} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \Delta \tau \\ \Delta \gamma(\tau_0 + \Delta \tau) \end{bmatrix}^T \mathbf{S}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta \tau \\ \Delta \gamma(\tau_0 + \Delta \tau) \end{bmatrix} \right\}, \quad (7)$$

where 2x2 matrix S defined as follows:

$$s_{i,j} = 2\sigma_y^2 \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{n=2}^{N-1} V_{i,n} V_{j,n}. \quad (8)$$

5. Discussion

The discussion is limited to an example, however hopefully representative, case where the transmitted signal is sourced from a typical optical modulator (Mach-Zehnder) driven by a pseudorandom binary sequence (PRBS-7). Such arrangement is in line with standard testing practices. The pdf was calculated for a range of the first order PMD parameters: DGD and power splitting factor. Example results are illustrated in the Fig. 1.

The joint pdf of the $\Delta \tau$ and $\Delta \gamma$ deviations apparently is not jointly Gaussian. Significant pdf values are concentrated in a narrow crescent shaped area in the $\Delta \tau \times \Delta \gamma$ plane. The pdf monotonically increases from edges of the area to an inner single peak point. To a good approximation the maximum pdf coincides with $\Delta \tau=0, \Delta \gamma=0$ except τ_0 approaches 0 which may suggest biasedness of the estimates in this region. Numerical simulations show that the higher is the true DGD the less biased can be the estimates. The $\Delta \tau$ for low DGD may be biased towards higher values, while the sign of the γ bias depends on the true value of γ parameter. Moreover, the higher true DGD is the lower uncertainty of the estimates one may expect.

This is manifested by increasing concentration of significant pdf values in a more shrunken area as the true DGD increases. If the uncertainty is unsatisfactorily low one may counteract by taking a larger collection of samples. The simulations were performed with 4096 samples of the input and the output signals, yet the areas of significant pdf values shown considerable spread suggesting that confidence intervals may be wide. One may expect quite large number of samples are required to get confidence intervals (area) acceptable for a practical implementation.

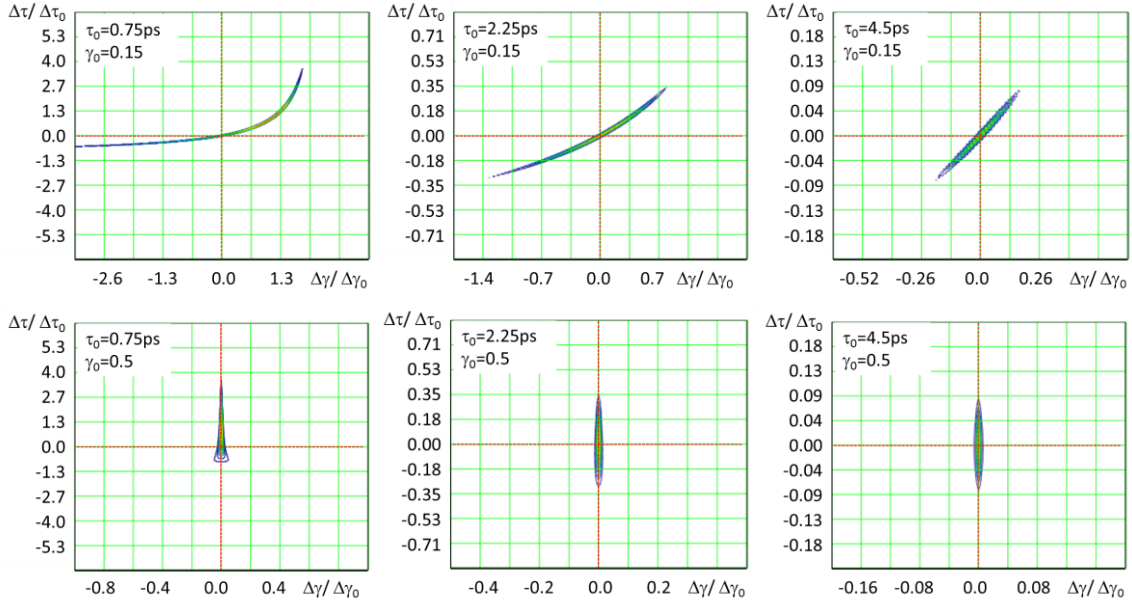


Fig 2. Example plots of probability density function of the joint estimate of the first order PMD parameters: differential group delay ($\Delta\tau$) and power splitting factor ($\Delta\gamma$).

6. Conclusions

The general formula, given in the paper, for the maximum likelihood joint estimator for the first order PMD parameters: DGD and power splitting ratio, estimated from input and output optical intensity (power) samples is a basis for further specializations that can provide estimators applicable in practical contexts. One useful case can be that where SNR of output measurements is distinctly lower than that of input measurements, the noise is of Gaussian character and the noise samples are independent, for which such a specialized estimator is derived along with the joint probability density function of the estimated values. The pdf reveals possible biasedness of the estimates when the true DGD is close to zero. The biasedness may vanish for adequately high DGD. It may be required to process the estimates from very large number of samples, significantly exceeding tens of thousands, if confidence area (intervals) shall be acceptable.

References

- [1] Chan C., Optical Performance Monitoring. Advanced Techniques for Next-Generation Photonic Networks, Academic Press, Elsevier, Amsterdam, 67-92 (2010).
- [2] Anderson T. and Dods S., "Monitoring of Chromatic Dispersion for 10 Gbit/s RZ Modulation Using Asynchronous Sampling", Proc. ACOFT 2006, 85-87 (2006).
- [3] Kikuchi N., Hayase S., Sekine K. and Sasaki S., "Performance of Chromatic Dispersion Monitoring Using Statistical Moments of Asynchronously Sampled Waveform Histograms", IEEE Photon. Technol. Letters, 17(5), 1103-1105 (2005).
- [4] Nelson L., Jopson M., "Introduction to polarization mode dispersion", J. Opt. Fiber Commun., 1(4), 312-344, (2004)
- [5] Tarantola A., Inverse Problem Theory and Methods for Model Parameter Estimation, SIAM, Philadelphia, 2005, p. 20-40
- [6] Berger J., Liseo B., Wolpert R., "Integrated Likelihood Methods for Eliminating Nuisance Parameters", Statistical Science, 14(1), 1-28, 1999.

Л.М. Заміховський, д.т.н., проф.; В.В. Павлик, пошукувач

ДОСЛІДЖЕННЯ ДІАГНОСТИЧНИХ ОЗНАК ВІБРАЦІЙНОГО СТАНУ ОСЬОВОГО КОМПРЕСОРА ГТК 25і

Ключові слова: осьовий компресор, лопатевий апарат, діагностична ознака, експериментальні дослідження.

Одним з найважливіших вузлів газоперекачувального агрегату (ГПА) ГТК 25і “Нуово-Піньйоне” (далі по тексту ГПА) є осьовий компресор, який призначений для засмоктування атмосферного повітря, стиснення в 16-ти ступенях і подачі стиснутого повітря в камери згоряння з продуктивністю 360 000 м³/год. Аналіз видів дефектів основних вузлів ГПА в процесі експлуатації в умовах Богородчанського ЛВУМГ показав, що основна частина відмов, які призводять до аварійних зупинок і вимушених простоїв, пов’язані з дефектами механічного обладнання. Так, за результатами аналізу відмов встановлено, що на відмови лопатевого апарату припадає 9,5% всіх відмов. Тривалість аварійно-відновлювальних робіт сягає трьох-чотирьох місяців, а на деяких ГПА відмови основних вузлів повторюються неодноразово.

Штатні засоби контролю стану осьового компресора ГПА ГТК -25і передбачають контроль наступних параметрів: температури повітря на вході-виході ОК осьового компресора; вібрації підшипника №1; температури масла змащування на зливні з підшипника №1; обертів валу осьового компресора; розрідження повітря на вході осьового компресора. В той же час штатна система не запобігає попередженню відмов, пов’язаних з виникненням дефектів лопатевого апарату ГПА, у зв’язку з чим і виникає задача розробки методів та технічних засобів діагностування лопатей осьового компресора ГПА.

В роботі розглядається методика проведення експериментальних досліджень технічного стану лопатей осьового компресора ГПА, з використанням методів акустичної і вібраційної діагностики, з метою вибору і обґрунтування раціональних діагностичних ознак, які можуть бути покладені в основу розробки методів діагностування його технічного стану в процесі експлуатації.

Розглядається також блок-схема розробленої інформаційно-вимірювальної системи контролю параметрів і показників роботи ГПА. Основна увага приділялася вимірюванню вібрації і акустичного шуму, які генеруються в процесі роботи осьового компресора ГТК 25і до та після ремонту в широкому діапазоні частот (40-15000 Гц) і на основі яких побудовані спектри вібрації та шуму осьового компресора. Для побудови спектру використано метод Уелча, що передбачає усереднення спектрів для послідовних інтервалів часу, які перекриваються, із зважуванням на кожному інтервалі за допомогою функції вікна (довжину вікна прийнято 65536, коефіцієнт перекриття 0.95). Для виділення групи власних частот лопатевого апарату осьового компресора ГПА будувалися спектри вібраційного та акустичного сигналів, записаних в процесі пуску ГТК 25і №3 в квітні місяці 2012 року для інтервалів часу від 4-ї до 5-ї хвилини (перехідний процес) та від 7-ї до 8-ї хвилини (встановлений режим із відносно сталою частотою обертів).

Наводяться результати аналізу спектрів вібрації та шуму, генеруємих лопатевим апаратом ГПА. Встановлено, що наявність резонансів на власних частотах окремих вузлів і деталей, осьового компресора призводить до збільшення рівня вібрації на частотах, близьких до цих власних частот. На окремих спектрах відмічається наявність помітного максимуму на частоті, що відповідає третій гармоніці лопаткової частоти для ступенів 0, 1 та 2 і які можна розглядати як ознаки наявності дефекту, оскільки її збільшення, більшою мірою, зумовлене близькістю до однієї із власних частот. З метою виявлення діагностичних ознак технічного стану осьового компресора було проведено аналіз рівнів амплітуди вібрації та шуму на частотах, пов’язаних з частотою обертів ротора та обумовлених конструктивними характеристиками елементів його механізму для сигналів, що були виміряні в процесі запуску осьового компресора та в усталеному режимі його роботи до ремонту (17.04.2012р., 18.04.2012р.) та після ремонту (05.02.2013р., 25.02.2013р.).

Показано, що на основі аналізу, отриманих експериментальних даних, можна зробити висновки щодо залежностями між рівнями вібрації та шуму на лопаткових частотах і їх гармоніках, з одного боку, та технічним станом лопатевого апарату осьового компресора, з іншого боку. Корисними для побудови еталона “бездефектного ГТК 25і” можуть бути результати вимірювань по ГПА №2 (напрацювання після ремонту -5450 мотогодин, регламентний міжремонтний інтервал - 16000 мотогодин).

В. В. Найда, ассистент, И. С. Конох, к.т.н.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ ПО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ ДАННЫМ ПРИ ПОМОЩИ НЕЧЕТКИХ СИСТЕМ С СОХРАНЕНИЕМ ФОРМЫ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ

Ключевые слова: нечеткий контроллер, идентификация, интерполяция.

Для сложных объектов управления (ОУ) неотъемлемым этапом является настройка и отладка программно-аппаратных управляющих компонент на испытательных комплексах. Для этого необходима идентифицировать объект и определить связи между функциями входных и выходных сигналов на основе доступной информации [1]. Целью работы является создание математического и информационного обеспечения компьютеризированных комплексов для исследования и настройки систем управления на основе нечетких вычислений, которое позволит проводить автоматическую идентификацию и воспроизводить реакцию объекта управления с сохранением характеристик реальных сигналов. Реализовать воспроизведение объекта управления целесообразно без его структурной идентификации, без выдвижения и проверки гипотез о порядке и линейности объекта. В имеющихся литературных источниках не формализованы вопросы идентификации динамических объектов лингвистическими моделями [2].

Предлагаемый метод решения задачи воспроизведения поведения ОУ базируется на идее определения ближайших подходящих экспериментальных последовательностей нечеткими системами и расчете на их основе точек новой последовательности, которая соответствует входному управляющему сигналу. Схема проведения модельных экспериментов включает модули задания управляющих воздействий и две одинаковые передаточные функции, моделирующие найденные последовательности. Их выход моделирует найденные точки, по которым можно определить следующее значение выхода объекта. Два нечетких контроллера, каждый из которых на основании входной информации оценивает близость искомой последовательности к экспериментальной, и формируют расчетный коэффициент (рис. 1). Выходная информация нечетких контроллеров усредняется на основании значений расчетных коэффициентов.

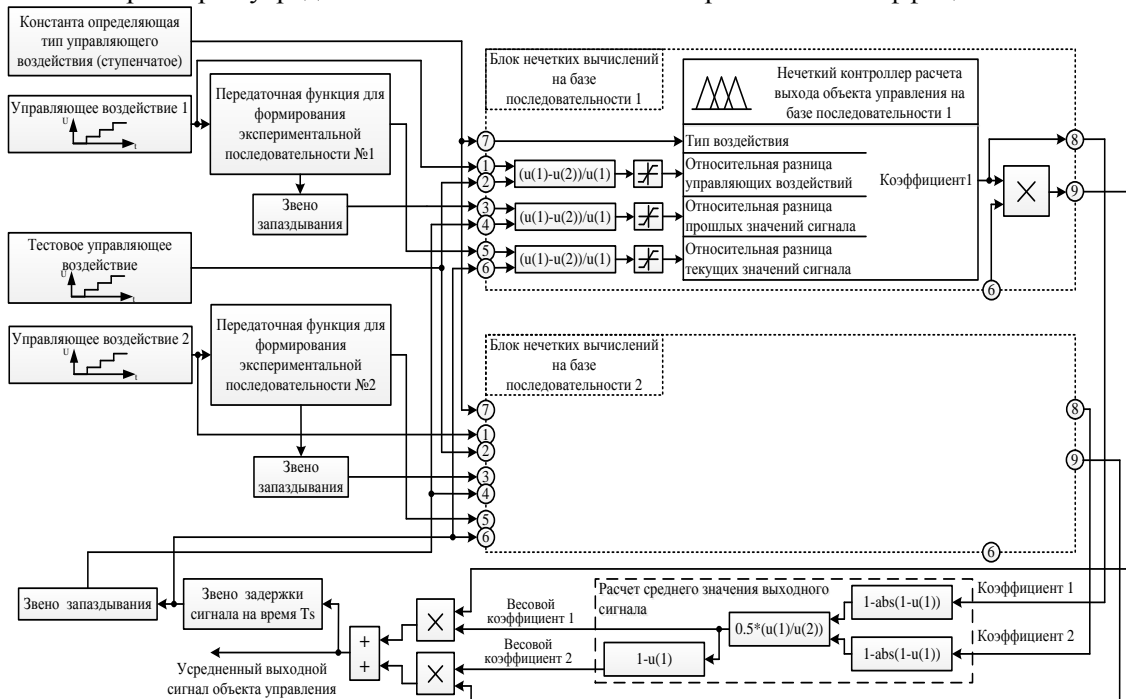


Рисунок 1 – Схема выполнения модельных экспериментов

Список литературных источников

1. Зарубин В.С. Математическое моделирование в технике: Учеб. для вузов / Под ред. В.С. Зарубина, А.П. Крищенко. - 2-е изд., стереотип. - М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. -496 с. (Сер. Математика в техническом университете; Вып. XXI, заключительный).
2. Мітюшкін Ю. І., Мокін Б. І., Ротштейн О. П. Soft Computing: ідентифікація закономірностей нечіткими базами знань. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2002. – 145 с.

І.С. Петришин, д.т.н, проф., Т.І. Присяжнюк, к.т.н., О.А. Бас, аспірант

КОНЦЕПЦІЯ МЕНЕДЖМЕНТУ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ПЕРВИННОГО ЕТАЛОНА ОБ'ЄМНОЇ ВИТРАТИ ГАЗУ ПРИ ТИСКУ ДО 1,6 МПа

Ключові слова: первинний еталон, ланцюг калібрування, метрологічне забезпечення, менеджмент невизначеності, метод PUMA

Використання природного газу як робочого середовища при метрологічному контролі лічильників газу в Україні не передбачено поки що жодним нормативним документом. Отже, наукові розробки в частині теорії розрахунку похибок та невизначеностей при калібруванні та повірці в різних робочих середовищах еталонних та робочих лічильників газу є актуальним завданням. Вирішенням цього завдання є необхідність створення в Україні, крім існуючої схеми передачі одиниць об'єму та об'ємної витрати газу, яка чинна в законодавчо регульованій сфері, ієрархічного ланцюга калібрування засобів вимірювання об'єму та об'ємної витрати на реальному середовищі в умовах, максимально близьких до експлуатації. Це передбачено і рядом діючих в Україні нормативних документів, ідентичних з міжнародними рекомендаціями [1].

Основою цього ланцюга калібрування повинна стати найвища з точки зору точності ланка – первинний еталон одиниць об'єму та об'ємної витрати газу при тиску до 1,6 МПа, призначення якого є відтворення та передавання одиниць, які він зберігає і проведення калібрування еталонних лічильників газу в діапазоні об'ємних витрат від 4 до 200 м³/год. Технічна реалізація первинного еталону в ДП «Івано-Франківськстандартметрологія» знаходиться на завершальній стадії. На даному етапі виготовлено «серце» еталона – поршневі секції та основні механічні деталі, проводиться монтаж первинного еталона та розробка системи збору, обробки та представлення інформації. Зараз проводиться підготовка щодо розроблення програми і методики проведення метрологічної атестації первинного еталона з метою підтвердження заявленої точності відтворення та передавання одиниць.

На етапі попереднього оцінювання приблизної максимально можливої точності еталона запропоновано застосувати процедуру менеджменту невизначеності PUMA (Procedure Uncertainty Management) [2]. Суть процедури полягає в ітераційному виявленні необхідної і достатньої кількості кроків для оцінювання невизначеності первинного еталона. Ітераційний метод заснований, як правило, на стратегії максимальної межі, тобто із застосуванням принципу надмірної переоцінки невизначеності усіх впливових факторів незалежно від вагових коефіцієнтів їхнього впливу. За допомогою застосування ітераційного методу стає можливим знаходження компромісного рішення між максимально можливими показниками ризику, зусиллями та вартістю при проведенні оцінювання і складанні при цьому бюджету невизначеності. Попередньо необхідною умовою для проведення розробки бюджету і оцінювання та здійснення управління невизначеністю є конкретно сформульована ціль, іншими словами розроблена математична модель фізичного процесу, який досліджується.

В умовах застосування процедури менеджменту невизначеності щодо первинного еталону, фізичною моделлю є процес відтворення та передавання одиниць об'єму та об'ємної витрати газу при тиску до 1,6 МПа, наведеному на рис. 1. Закономірним є та фізична особливість, що невизначеність передавання буде включати в себе значно більше впливових факторів, в тому числі і невизначеність відтворення. За принципом своєї дії еталон відтворює тільки одиницю об'єму газу, яка забезпечується незмінністю та стабільністю геометричних розмірів циліндрів поршневих секцій. Тобто ключовими елементами є діаметр циліндра та довжина контрольної ділянки витіснення. Що стосується одиниці об'ємної витрати газу, то формально вона не може відтворюватись еталоном первинно, як фізична величина, оскільки є умовною похідною об'єму відносно одиниць часу і формується тільки при передаванні одиниці об'єму газу. Звідси випливає, що точність відтворення одиниці об'ємної витрати є функцією об'єму, який витісняється з циліндрів еталону та часу, зміна якого досягається за рахунок зміни швидкості руху поршневого розділювача, який витісняє газ. Така особливість відмінностей відтворення і передавання одиниць зумовлює те, що розрахунок невизначеності відтворення буде стосуватись виключно одиниці об'єму газу. Разом з тим, первинний еталон відтворює одиницю об'єму газу при високому тиску,

тому є необхідність оцінити можливий вплив зміни таких фізичних параметрів, як тиск і температура на контрольний відтворюваний об'єм газу. Вплив цих параметрів буде оцінюватись як додаткові складові сумарної невизначеності.

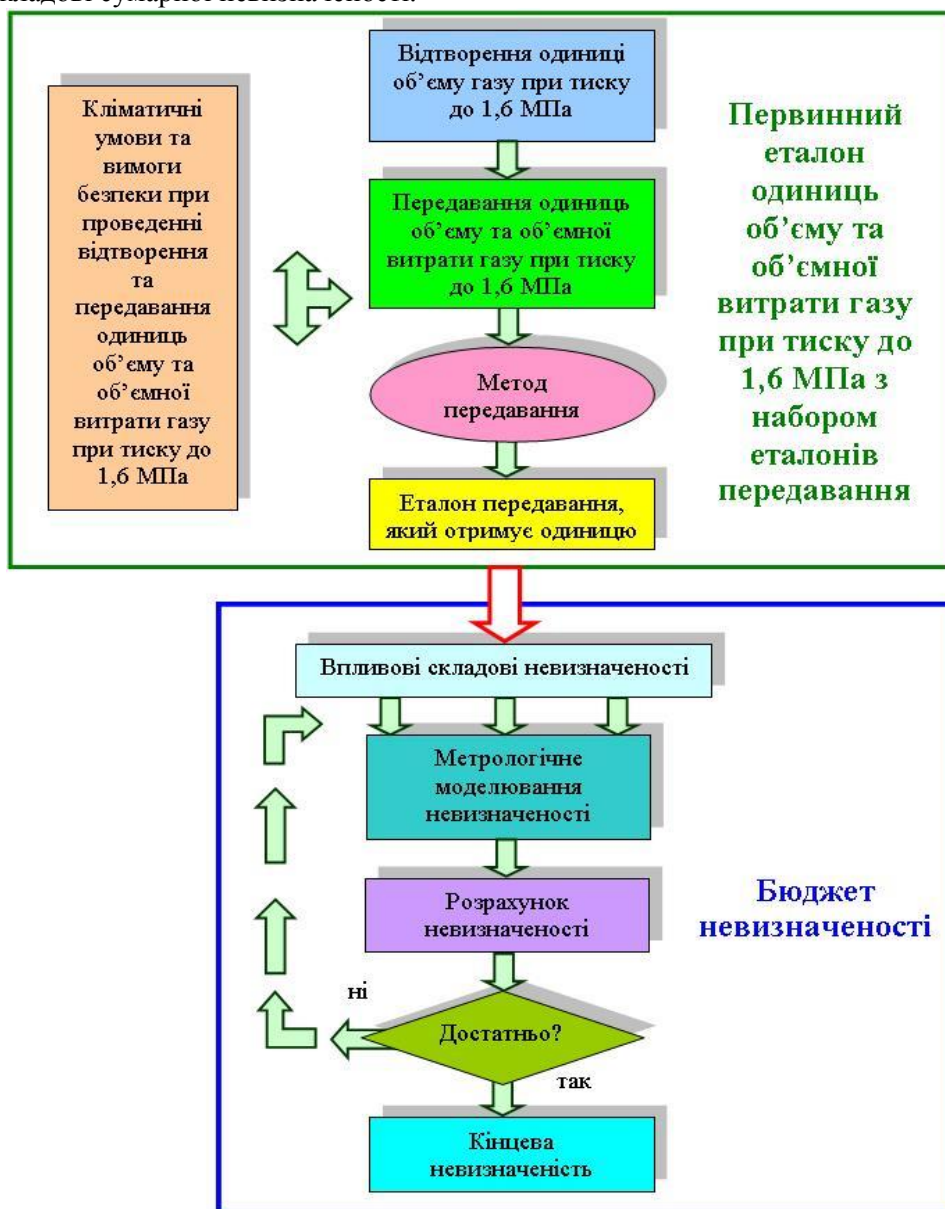


Рис. 1 – Менеджмент невизначеності вимірювання для первинного еталона

Оцінювання невизначеності відтворення базується на заданні максимально можливих значень невизначеностей (класів точності) засобів, які будуть застосовуватись, оскільки систематичні складові будуть складати основу невизначеності, так як випадкові складові (невизначеності по типу А) можна суттєво зменшити, провівши багатократні вимірювання. Таким чином оцінюється максимальне значення невизначеності відтворення і приймається рішення про необхідність подальшого зменшення її значення. Наступні кроки поступово виявляють суттєво впливові фактори, зменшення невизначеностей яких призводить до зменшення сумарної невизначеності відтворення одиниці об'єму газу первинним еталоном.

Список літературних джерел

1. ДСТУ OIML D5:2007 Метрологія. Повірочні схеми. Правила розроблення (OIML D5:1982, IDT). – Київ, Держспоживстандарт України, 2010. – 12с.
2. ISO 14253–2:1999 Geometrical Product Specifications (GPS) – Inspection by measurement of workpieces and measuring equipment – Part 2: Guide to the estimation of uncertainty in GPS measurement, in calibration of measuring equipment and in product verification.

В.Ю.Кучерук, д.т.н., проф., М.С.Павловська, аспірант

ОБРОБКА РЕЗУЛЬТАТІВ ВІБРОАКУСТИЧНОЇ ІНФОРМАЦІЇ З ВИКОРИСТАННЯМ ТЕОРІЇ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ

Ключові слова: аттрактор, вібродіагностика, процедура вкладення, рівень вібрації, теорія детермінованого хаосу, теорія самоорганізації (синергетика), фазова траєкторія, фрактальна розмірність.

Підвищення надійності, ефективності експлуатації машин і механізмів пов'язано із необхідністю контролю їх технічного стану. Досить часто при контролі технічного стану використовується вібродіагностика, в якій з використанням певних методів формується система ознак, що характеризує технічний стан механізму.

При моніторингу технічного стану обладнання основним параметром є загальний рівень вібрацій, перевищення яким допустимих меж є сигналом для прийняття відповідних заходів. Проте часто на практиці, не зважаючи на загальний рівень вібрації, в механізмі розвиваються інші дефекти, вплив яких на загальний рівень вібрації спочатку незначний, але через деякий час швидкість розвитку дефекту починає рости, що в кінцевому випадку позначається на рівні вібрації. При цьому досить важко запобігти виникненню аварійної ситуації.

Тому виникає необхідність у розробці нових методів аналізу вібросигналів, які дозволяють більш якісно оцінювати інформацію. Одним з таких підходів є використання елементів теорії детермінованого хаосу, параметри якого є досить чутливими до зміни інформативних ознак.

Теорія самоорганізації (синергетика) вивчає поведінку складних систем, умови їх стійкості, природу нестійкості і еволюцію систем далеко від термодинамічної рівноваги. Методи синергетики, які являють собою ніщо інше як методи нелінійної фізики, дають можливість описати багато процесів, які спостерігаються в системах, зовнішньо не маючи нічого спільного один з одним, з допомогою одних і тих самих математичних моделей, число яких відносно невелике [1-3].

Одним з важливих і найбільш цікавих розділів синергетики є теорія динамічного хаосу. В даний час вивчений цілий клас систем, котрі в деяких областях фазового простору, називаються «дивними аттракторами», проявляють хаотичні властивості.

При аналізі вібросигналів агрегатів різного типу прийнято вважати, що хаотична шумова складова в сигналі є прикрою перешкодою.

Проте випадкові коливання, які виникають в технологічних системах мають детермінований характер [4]. Вони породжуються самою системою і тому можуть слугувати важливим джерелом інформації про її внутрішні характеристики.

Кількісною мірою, яка характеризує стан динамічної системи, може слугувати фрактальна розмірність дивного аттрактору. Нижня оцінка цієї величини визначається шляхом вирахування кореляційної розмірності по методиці Паккарда-Такенса [2-3]. Варто відмітити, що процедура Паккарда-Такенса дозволяє ідентифікувати, яким є джерело випадкових сигналів – детермінованим чи шумовим. Якщо діагностується детермінований хаос, то це означає, що система керована, тобто зміною деяких параметрів можна впорядкувати її рух [4].

У будь-якому випадку початковим етапом для дослідження сигналів методами нелінійної динаміки повинна бути процедура реконструкції фазової траєкторії динамічної системи, що породжує сигнал. Єдиним методом, що дозволяє реконструювати характер фазової траєкторії системи на основі аналізу експериментально отриманого сигналу, є процедура вкладення (embedding procedure).

Підставою для такого підходу є теорема Такенса [5], яка стверджує, що шляхом правильного підбору розмірності m і параметра затримки τ можна отримати $(m+1)$ -мірний фазовий образ, який досить повно відображає властивості істинної траєкторії динамічної системи у фазовому просторі. Рівняння цієї синтетичної траєкторії може бути записано у вигляді $z_{i+1} = x(t - i\tau)$, де індекс $(i+1)$ номер координати реконструйованого фазового простору $Z = \{z_1, \dots, z_{i+1}\}$, а параметр i приймає цілочисельні значення від 0 до m . В експериментальних дослідженнях динаміки дана процедура називається вкладенням кратності m , а проєкції одержуваного $(m+1)$ -мірного фазового образу $\{z_1, \dots, z_{i+1}\}$ на площину $\{z_j, z_k\}$, де $j \neq k$ можуть приймати значення від 1 до $i+1$, картами затримки. Стверджується, що розмірність складних процесів зазвичай

знаходиться в межах від $m = 3$ до $m = 6$. Таким чином, розмірність відповідних фазових образів від 4 до 7.

При проведенні процедури вкладення важливим параметром є затримка τ , яка не обов'язково повинна бути рівна інтервалу дискретизації h при цифровому аналізі. Найчастіше її вибирають, виходячи з очікуваного або оціненого, наприклад, за методом авторегресії, періоду однієї з головних мод процесу. В останньому випадку за період приймають часовий інтервал, який відповідає першому перетинанню кривої авторегресії з віссю абсцис.

На практиці форма хвилі вібраційного сигналу є одномірним рядом значення рівня вібрації, отриманим з певною дискретністю, який потім обробляється одним з методів обробки віброцигналу.

На перший погляд здається, що послідовність по єдиній змінній дає досить обмежену інформацію про досліджуваній об'єкт. Проте виявляється, що частотна послідовність однієї змінної містить набагато більшу інформацію – має сліди всіх змінних, що беруть участь в описанні динаміки системи, а також дозволяє безмодельним способом ідентифікувати деякі її ключові особливості.

Нехай, $A_0(t)$ - частотна послідовність експериментально виміряних амплітуд віброшвидкості коливань, які збуджуються корпусом агрегату. Так як попередньо не опираємося ні на яку конкретну модель, то було б бажано відновити цю динаміку виключно на основі відомої послідовності $A_0(t)$. З цією метою розглянемо фазовий простір, утворений змінними $\{A_k\}, k = 0, \dots, n-1$. Стан досліджуваного об'єкта в цьому просторі відповідає точці, а послідовність станів, які він пройшов визначає деяку криву – фазову траєкторію. З часом в системі встановлюється деякий постійний режим, якщо тільки динаміка системи зводиться до сукупності детерміністичних рівнянь, що описують дисипативні процеси. Це знаходить відображення в збіжності сімейств фазових траєкторій до деякої підмножини фазового простору. Цю інваріантну підмножину прийнято називати аттрактором.

Таким чином, при дослідженні динамічних процесів експлуатації обладнання по будь-якій послідовності експериментальних даних необхідно ідентифікувати аттрактор, якщо він існує. Іншими словами, потрібно встановити, чи можуть властивості об'єкта, що досліджується з допомогою цієї послідовності, розглядатися як прояв детермінованої функції чи в ній міститься деякий неусувний елемент стохастичності.

Якщо буде встановлено, що аттрактор існує, то важливу апріорну інформацію несе його розмірність ν . Розмірність ν дає нам вкрай важливу характеристику динаміки джерела сигналів.

Для визначення підходящого набору змінних, що створюють фазовий простір, зручно розвернути вихідну частотну послідовність $A_0(f)$ в ряд наборів з послідовно зростаючими зсувами, визначеними як величини, кратні деякій фіксованій затримці r - різниці фаз ($r = m\Delta f$, де m – ціле і Δf - інтервал між послідовними вибірками). Тобто, вибираючи з набору експериментальних даних, приходимо до наступного набору дискретних змінних:

$$\begin{aligned} A_0 &: A_0(f_1), \dots, A_0(f_N); \\ A_1 &: A_0(f_1 + r), \dots, A_0(f_N + r); \\ A_{n-1} &: A_0(f_1 + (n-1)r), \dots, A_0(f_N + (n-1)r). \end{aligned} \quad (1)$$

При належному виборі r можна сподіватися, що ці змінні будуть лінійно незалежними, а це єдина вимога, необхідна для визначення фазового простору. Причому, всі ці змінні можна отримати в одній часовій послідовності, яка відноситься до $A_0(f)$, яка визначена експериментально. Дивні аттрактори являють собою фрактальні множини, головні властивості яких визначаються розмірнісними характеристиками (розмірність Хаусдорфа, кореляційна розмірність). Найбільш просто визначається кореляційна розмірність ν з допомогою кореляційного інтеграла

$$C(\varepsilon) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N^2} \sum_{i,j=1}^N \theta(\varepsilon - |\vec{A}_i - \vec{A}_j|), \quad (2)$$

де $\theta(z)$ - функція Хевісайда, а саме

$$(z) = \begin{cases} 1, z \geq 0; \\ 0, z < 0. \end{cases}$$

Тут A_i – вектор, що описує положення відповідної точки у фазовому просторі в деякий момент часу $t_i = t_0 + ir (i = 1, \dots, N)$, де r – деякий заданий проміжок часу, N – об'єм вибірки. Значення $C(\varepsilon)$ визначає відносне число пар точок, відстань між будь-якими двома сусідніми з яких не перевищує ε . При малих ε кореляційний інтеграл $C(\varepsilon) \approx \varepsilon^{\nu}$, тому розмірність ν можна визначити по тангенсу кута нахилу залежності $\ln C$ від $\ln \varepsilon$, отриманої розрахунком $C(\varepsilon)$ за формулою (2) при різних значеннях ε для достатньо великих N . В розглянутому випадку достовірно виміряною є лише одна із координат вектора $A(f)$, а саме амплітуда віброшвидкості. В подібних випадках для відновлення розмірно-дивного аттрактору використовують процедуру Паккарда-Такенса.

Нехай A_i – реалізація однієї з координат фазового простору системи $A(f): A_i = A(t_i), i = 1, 2, \dots, N$. Введемо в розгляд новий фазовий простір (простір вкладення), розмірності m , точки якого визначаються векторами

$$\bar{y}_j^{(m)} = \{A_j, A_{j+1}, \dots, A_{j+m-1}\}, \quad (3)$$

які сконструйовані з послідовних значень величини $A (j = 1, 2, \dots, N - m + 1)$. При зміні t отримаємо в цьому просторі траєкторію, що відтворює деяку множину, кореляційну розмірність якої ν_m можна вирахувати через кореляційний інтеграл

$$C_m(\varepsilon) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n^2} \sum_{j,k=1}^n \theta(\varepsilon - |\bar{y}_j^{(m)} - \bar{y}_k^{(m)}|), \quad (4)$$

за нахилом залежності $\ln C_m$ від $\ln \varepsilon$. Маючи розмірність вектора y , проаналізуємо залежність ν_m від m . Очевидно, що при малих m розмірність ν із збільшенням m повинна збільшуватися. Проте, якщо випадковий сигнал є проявом детермінованого хаосу, то при деякому $m = m_0$ величина m перестане зростати. Досягнуте при цьому значення ν_{m_0} і приймається за розмірність ν_m дивного аттрактору вихідної системи і називається розмірністю реалізації. Якщо ж ріст ν_m продовжується без насичення, то це свідчить про те, що сигнал, який спостерігається є «білим шумом».

Таким чином, звичайний шумовий випадковий процес можна розглядати як рух системи на аттракторі безкінечної розмірності. Кінцева розмірність ν_m означає, що даний сигнал можна відновити з допомогою динамічної системи.

Список літературних джерел

1. Лоскутов А.Ю. Введение в синергетику / Лоскутов А.Ю., Михайлов А.С. М.: Наука, 1990. – 305с.
2. Шустер Г. Детерминированный хаос / Г. Шустер – М.: Мир, 1990. -312с.
3. Шустер Г. Детерминированный хаос: Введение / Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. -367с.
4. Кузев И.Р., Солодовников Д.С. Новый подход к первичному анализу вибрационных сигналов роторных агрегатов с применением теории детерминированного хаоса.//Материалы второго научно-технического семинара «Обеспечение промышленной безопасности производственных объектов топливно-энергетического комплекса», Уфа: Изд-во УГНТУ, 1999. – 238с.
- 5.Малинецкий Г.Г., Потапов А.Б. Современные проблемы нелинейной динамики. - М.: Эдиториал УРСС, 2000. - 336с.

СЕКЦІЯ 2 (SECTION 2)

**Первинні вимірювальні перетворювачі. Прилади і методи контролю та
діагностики
(Primary transducers and sensors. Devices and methods of control and
diagnostics)**

О.В. Дергунов, аспірант, Ю.В. Куц, д.т.н. професор

ВИКОРИСТАННЯ МАГНІТОРЕЗИСТОРІВ У ДАТЧИКАХ ВИХРОСТРУМОВОГО НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ

Ключові слова: вихрострумний неруйнівний контроль, вихрострумний перетворювач, магніторезистори, перетворювачі Гауса.

Вихрострумний контроль (ВСК) є одним з основних типів неруйнівного контролю виробів із струмопровідних матеріалів і знайшов широке використання в багатьох виробничих галузях. Підвищення вимог до технічного стану виробів вимагає подальшого вдосконалення систем ВСК. Важливим елементом системи ВСК є вихрострумний перетворювач (ВСП). На сьогодні існує велика кількість різних типів ВСП, які відрізняються чутливим елементом чи конструктивними особливостями. Одним із перспективних напрямів вдосконалення ВСП [1] є використання в якості чутливих елементів датчиків магнітного поля на основі перетворювачів Гауса (магніторезисторів). Разом з високою чутливістю такі датчики мають незначну вартість, малі розміри та відносно просту конструкцію. Разом з цим їм притаманні і певні недоліки: обмежений динамічний діапазон лінійної ділянки характеристики перетворення, втрата інформації про напрям магнітного поля через її V-подібну форму, її гістерезис, необхідність додаткової постійної складової магнітного поля для роботи на лінійній ділянці характеристики. Зазвичай останню вимогу задовольняють або за допомогою постійного магніту, або котушки з постійним струмом збудження, або постійної складової в сигналі збудження, що створює постійне магнітне поле зміщення [2].

Розглянуто конструкції ВСП в яких збудження вихрових струмів здійснюється електричною котушкою, а первинним перетворювачем електромагнітного поля в електричний сигнал є магніторезистор. Запропоновано 3 варіанти конструктивного виконання ВСП, які представлені на рис. 1. В запропонованих ВСП використано магніторезистор типу NVE ААН002-02. В доповіді приведені результати експериментальних досліджень розроблених ВСП. Як показали досліди, конструкційне виконання ВСП суттєво впливає на можливості виявлення дефектів різних розмірів та орієнтації.

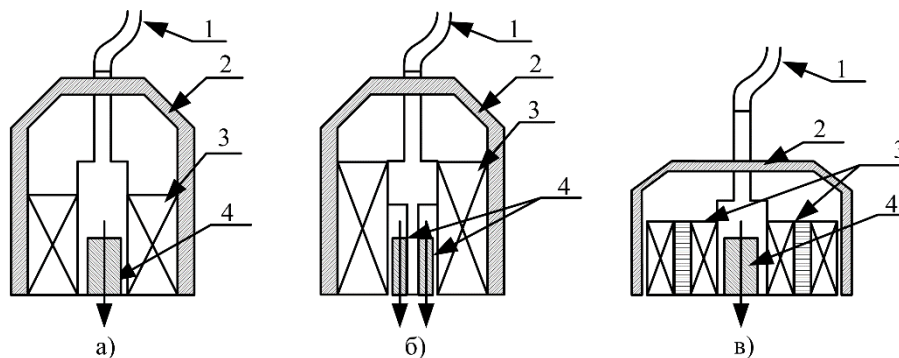


Рис. 1. Схеми вихрострумних перетворювачів: а) з одним магніторезистором в середині котушки збудження; б) з двома диференційно-включеними магніторезисторами в середині котушки збудження в) з одним магніторезистором та двома котушками.

(1 – екранований кабель, 2 – екранований корпус, 3 – котушка збудження, 4 – магніторезистор з позначеною віссю чутливості)

В усіх представлених конструкціях діаметри котушок необхідно обирати мінімально можливих розмірів для підвищення концентрації магнітного поля в перетині котушки, що підвищує вірогідність виявлення малих за розмірами дефектів. Представлені конструкції ВСП на базі перетворювачів Гауса дозволяють підвищити глибину виявлення дефектів за рахунок можливості роботи з низькочастотним або імпульсним сигналом збудження електромагнітного поля.

Список літературних джерел

1. Uchanin V., Mook G., Hesse O. Deep Penetrating Eddy Currents and Probes// ECNDT 2006 - Ту.3.6.2, - 14 р.
2. Guang Yang. Pulsed Eddy-Current Based Giant Magnetoresistive System for the Inspection of Aircraft Structures // IEEE transactions on magnetics, vol. 46, no. 3, march 2010.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЛИЧЕСТВА УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЯ УРОВНЯ ЖИДКОСТИ В БАРАБАНЕ КОТЛА

Ключевые слова: информационный параметр, ближняя зона, направленность, ультразвуковое поле, преобразователь, компаратор

Постановка цели и задач исследования. На основании исследований математической модели распространения ультразвука в стенке барабана котла было установлено [1], что информативным параметром, по которому можно судить о состоянии уровня воды в барабане котла, является изменение интенсивности выходного сигнала приемника УЗК, связанное с различными коэффициентами отражения от границ разделов сред сталь-вода ($K_{отр} = -0,93$) и сталь-пар ($K_{отр} = -1$). Наиболее информативный сигнал будет при частоте 2МГц , а затухание ультразвука в стали будет минимальным ($0,5\text{ дБ}$). Установлено, что коэффициент отражения волны для границ раздела двух сред сталь-вода на $7-10\%$ ниже, чем для границы сталь-пар, что позволяет отслеживать уровень по интенсивности сигнала, вернувшегося в приемник и использовать данный метод для измерения уровня жидкости. Следовательно, **целью** данной работы является выбор необходимого количества ультразвуковых датчиков и мест их оптимального размещения на стенке барабана котла. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие **задачи**:

- определить возможные размеры преобразователя соответствующие параметрам ультразвукового излучения и габаритам котла;
- составить математическую модель направленности ультразвукового поля с учетом ближней и дальней зоны излучения;
- на основе анализа математической модели рассчитать необходимое количество преобразователей, обеспечивающее оптимальное перекрытие диапазона изменения уровня, что позволит в дальнейшем оценить точностные параметры измерителя.

Основная часть. Согласно инструкции по эксплуатации [2] для обеспечения нормального питания котла водой отклонения среднего уровня воды (на 200 мм ниже геометрической оси барабана) не должны превышать $\pm 50\text{ мм}$, а отклонение уровня на $+150\text{ мм}$ и -100 мм является критическим и приводит к аварийным ситуациям (гидроудар и пережог опускных труб соответственно), что вызывает внеочередной останов котла. В компьютеризированной системе контроля уровня жидкости будет реализован следующий подход (рисунок 1). По всему диапазону допустимого изменения уровня жидкости необходимо распределить n датчиков таким образом, чтобы дискретность измерения каждого из них была не менее 10 мм . Полученным сигналам присвоим уровни «0» - для сигнала отраженного от пара, «1» - для сигнала отраженного от воды, и пронормируем соответственно уровню в мм . С помощью компаратора сравниваем сигналы от датчиков всего диапазона измерений и по полученному двоичному коду оцениваем уровень жидкости в барабане котла.



Рис. 1 – Подход к измерению уровня воды по разнице отраженных сигналов от границ раздела сред сталь-вода, сталь-пар

Исходя из расчетов следует [1], что интенсивность отраженного сигнала от воды при всех исследуемых значениях температуры будет меньше, чем от пара. Руководствуясь полученными результатами можно судить о наличии на пути распространения ультразвуковых колебаний воды или пара. Располагая группой датчиков по всей возможной высоте изменения уровня воды в барабане котла, компьютеризированная система контроля уровня будет оперативно отслеживать изменение уровня воды с учетом основных дестабилизирующих факторов (температуры, плотности и давления).

Ультразвуковое поле, излучаемое каждым пьезоэлементом имеет вполне определенные пространственные границы. Угол расхождения зависит от соотношения длины волны и диаметра излучателя. Следовательно, сначала необходимо определиться с размерами преобразователя.

Эффективную площадь концентрации напряжений принимают от 75 до 90 процентов квадрату расстояния между полюсами излучателя m [3].

$$m = \frac{4\lambda}{\sin(\alpha)} = \frac{4 \cdot 2,95 \cdot 10^{-3} (м)}{\sin(90^\circ)} = 12 \text{ мм} , \quad (1)$$

где λ - длина волны, мм; α - угол наклона излучаемой волны.

Предположим, что излучатель УЗК имеет дискообразный вид, радиусом r , где:

$$r = \sqrt{\frac{(0,75 \cdot m)^2}{\pi}} = \sqrt{\frac{(0,75 \cdot 12 \cdot 10^{-3} (м))^2}{3,14}} = 5 \text{ мм} \quad (2)$$

Акустическое поле излучения преобразователя определяется давлением, создаваемым преобразователем и действует на элементарный приемник, помещенный в произвольной точке пространства перед преобразователем. Поле приема определяется сигналом преобразователя при воздействии на него точечного излучателя, расположенного в некоторой точке пространства. Поле излучения-приема определяется сигналом приемного преобразователя, возникает в результате отражения излучения того же преобразователя от точечного рефлектора в некоторой точке пространства и рассеиваемой падающей волны равномерно во всех направлениях. Поле приема пропорционально полю излучения преобразователя, описывается функцией звукового давления на оси распространения пучка ультразвуковых колебаний $p(x)$. Но чаще всего используют функцию относительного звукового давления $p(x)/p_0$ [3].

$$\frac{p(x)}{p_0} = \sin \left[\frac{\pi}{\lambda} \cdot \left(\sqrt{\frac{d^2}{4} + x^2} - x \right) \right], \quad (3)$$

где p_0 - звуковое давление возле излучателя, d - диаметр излучателя (мм), x - расстояние от излучателя (мм).

Зависимость (3) называют еще диаграммой направленности ультразвукового поля в декартовых координатах и имеет такой графический вид, как показано на рисунке 2а. Приведенная диаграмма, отражающая свойство преобразователя излучать или принимать упругие волны в одних направлениях в большей степени, чем в других.

Ближняя зона излучения (зона дифракции Френеля) - область акустического поля преобразователя, в которой происходит немонотонное изменение интенсивности поля с расстоянием. Характеризуется тем, что зависимость амплитуды эхо-сигнала от расстояния до отражающей поверхности, может иметь ряд максимумов и минимумов, причем для некоторых участков возможно уменьшение эхо-сигнала. Размер ближней зоны зависит от диаметра излучателя, длины волны и определяется как:

$$x_0 = \frac{r^2 \cdot f}{c_t} = 24 \text{ мм} , \quad (4)$$

где r - радиус излучателя, мм. Следовательно, граница ближней зоны излучения равна последнему максимуму функции $p(x)/p_0$.

Дальняя зона излучения (зона дифракции Фраунгофера) - область акустического поля преобразователя, в которой происходит монотонное изменение интенсивности поля в зависимости от расстояния. На основании энергетических представлений поле преобразователя в дальней зоне изображают в виде пучка лучей [4], которые расходятся в пределах угла 2Θ (см. рис. 2б), где угол $\Theta = \arcsin(0,61 \cdot \lambda / a)$, a - параметр, при котором функция (3) обращается в нуль. Для излучателя диаметром $d=10$ мм:

$$\Theta = \arcsin \left[0,61 \cdot \frac{\lambda_1}{r} \right] = 0,362 \quad \phi = 20,741^\circ$$

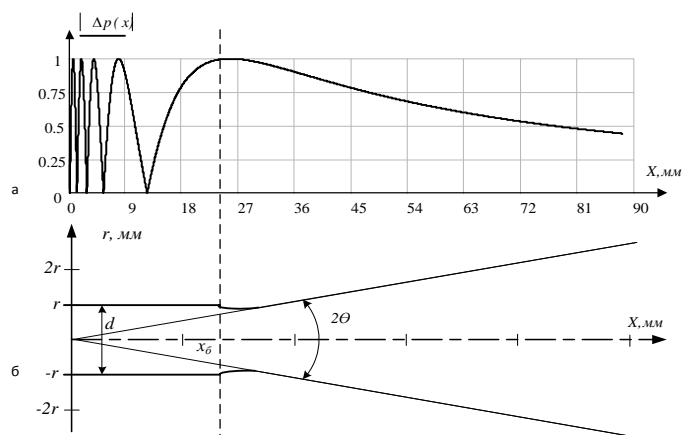


Рис. 2 – а) Зависимость звукового давления от расстояния по оси распространения ультразвука к излучателю; б) Схематическое изображение поля излучателя

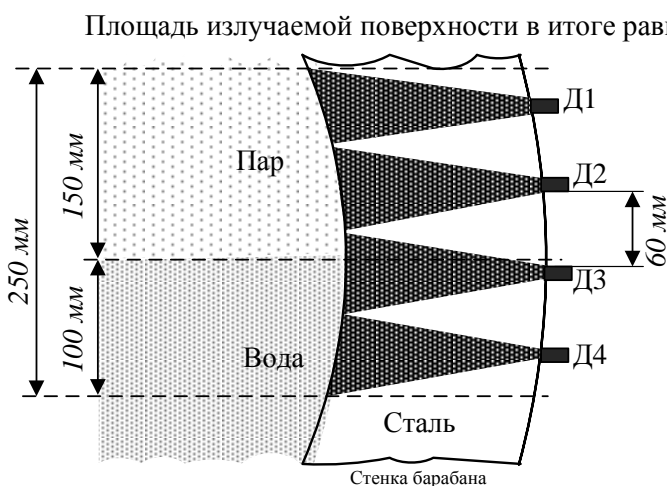


Рис. 3 – Размещение датчиков на стенке барабана котла

Площадь излучаемой поверхности в итоге равна 3,05 мм, тогда диаметр отражающей поверхности составит 62 мм. Таким образом, чтобы охватить диапазон в 250 мм необходимо минимум 4 датчика, расположенные на расстоянии 60 мм друг от друга (рисунок 3). Принимая во внимание тот факт, что акустическое давление в ближней зоне неоднородно, принято усреднять давление на оси излучателя [4]. Основную информацию на выходе приемника дает сигнал дальней зоны. На основании данных параметров можно выбрать существующий ультразвуковой высокотемпературный преобразователь, что позволит в дальнейшем оценить точностные параметры измерителя

Выводы:

1. Определены размеры ультразвукового преобразователя, отвечающие выбранной точности: площадь излучателя должна составлять 3,05 мм, радиус излучателя 5 мм.
2. Исследована математическая модель направленности ультразвукового поля с учетом ближней и дальней зоны излучения ультразвука, в результате чего определен диаметр отражающей поверхности, равный 62 мм;
3. Полученные результаты показывают, что оптимальное количество датчиков, обеспечивающее оптимальное перекрытие диапазона изменения уровня, составляет 4 штуки, это позволит в дальнейшем оценить точностные параметры измерителя.

Список литературы

1. Авраменко С.В. Исследование математической модели распространения ультразвука в стенке барабана котла / С.В. Авраменко, В.П. Тарасюк// Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: «Обчислювальна техніка та автоматизація» - 2013. – Вип. 1(24). – с. 205-214.
2. Временная инструкция по эксплуатации котлоагрегата БКЗ 120-100 ГМ-2, 1982.
3. Сухоруков В.В. Неразрушающий контроль. – М.: Высшая школа, 1991. – 283 с.
4. Ермолов И. Н. Теория и практика ультразвукового контроля. - М: Машиностроение. 1981. - 240 с.

В.С.Осадчук, д.т.н., проф.; О.В.Осадчук, д.т.н., проф.; Н.А.Яремішена, студент

МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ВИТРАТ РІДИНИ НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

Ключові слова: мікроелектронний перетворювач, рівняння Кірхгофа, функція перетворення, частотний перетворювач, чутливість пристрою.

Характеристики радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат рідини на основі біполярної транзисторної структури можливо отримати, виходячи з математичної моделі. До цих характеристик відносяться аналітичні залежності активної і реактивної складових повного опору на електродах колектор-колектор структури, функцій перетворення чутливості від витрат рідини. Розрахунки зроблені на основі електричної схеми пристрою (рис. 1), еквівалентна схема якого показана на рис. 2. Для зручності розрахунків подано еквівалентну схему у вигляді наведеному на рис. 3.

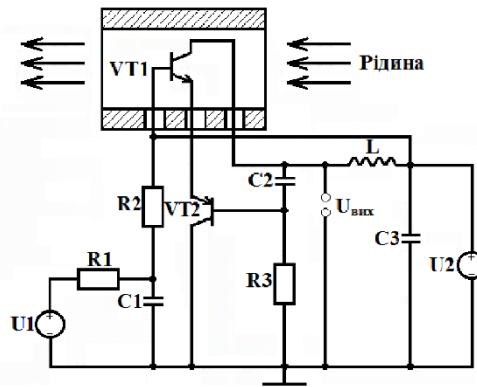


Рис. 1 – Схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат рідини

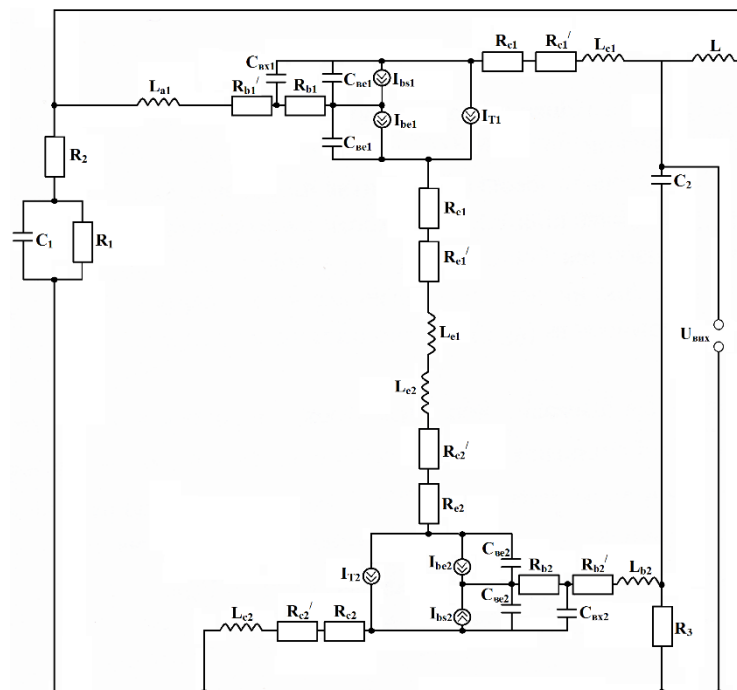


Рис. 2 – Нелінійна еквівалентна схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат рідини на основі біполярного транзистора

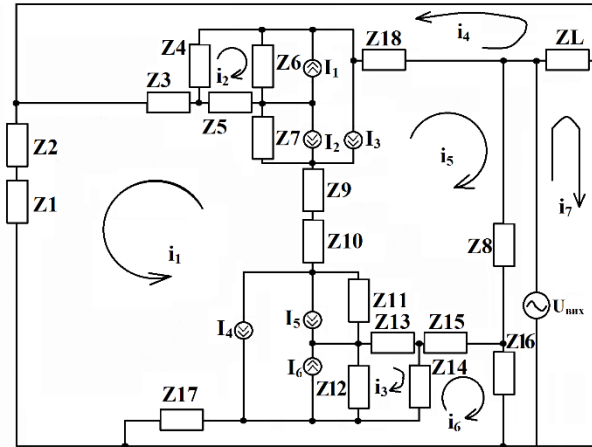


Рис. 3 – Перетворена нелінійна еквівалентна схема радіовимірювального мікроелектронного перетворювача витрат рідини

На основі розв’язання системи рівнянь Кірхгофа за допомогою пакету прикладних програм «Matlab 6.5» був визначений повний опір на електродах колектор-колектор транзисторів VT1 і VT2. Розрахунки повного опору структури дозволяють отримати всі необхідні теоретичні залежності. Визначено, що оптимальною ділянкою керування величиною від’ємного опору є інтервал від 7,5 В до 7,7 В.

На рис. 4 подано теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації від зміни витрат рідини. Як видно з графіка, частота генерації в діапазоні від 0 до 50 л/год змінюється майже лінійно. Оптимальною з точки зору чутливості пристрою є напруга керування $U_1=7,6$ В.

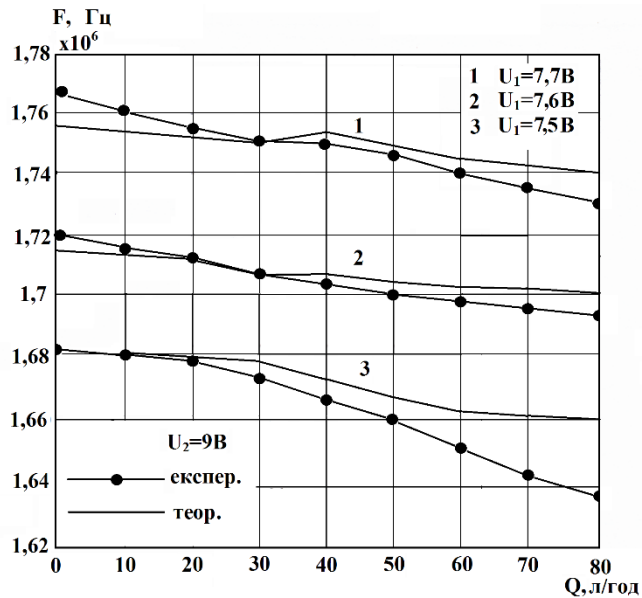


Рис. 4 – Теоретична та експериментальна залежності частоти генерації від витрат рідини при дії на один біполярний транзистор

На основі еквівалентної схеми (див. рис. 2), згідно з теорією стійкості Ляпунова [1, 2], визначена функція перетворення. Вона описує залежність частоти генерації від витрат рідини та має вигляд [3]

$$F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_1}{C_{\text{екв}}(Q)C_{\text{вх1}}(Q)}}, \quad (1)$$

де

$$A_1 = (R_d(Q)C_{\text{екв}}(Q))^2 + R_d^2(Q)C_{\text{екв}}(Q)C_{\text{вх1}}(Q) - LC_{\text{вх1}},$$

$R_d(Q), C_{\text{екв}}(Q)$ – динамічний опір та еквівалентна ємність коливального контуру перетворювача.
Чутливість пристрою визначається на основі виразу (1) і описується рівнянням

$$S_Q^F = \frac{1}{\alpha} \sqrt{2} \left(\frac{U_2}{U_1} \right) \frac{U_2}{U_1} + \dots \quad (2)$$

де

$$B_1 = (R_d(Q)C_{\text{екв}}(Q)) + C_{\text{вх1}}R_d^2(Q)C_{\text{екв}}(Q) - LC_{\text{вх1}};$$

$$B_2 = C_{\text{вх1}}R_d(Q)C_{\text{екв}}(Q);$$

$$B = B^2 + LC_{\text{вх1}}R_d^2(Q)C_{\text{екв}}^2(Q).$$

Графік залежності чутливості від витрат рідини показано на рис. 5. Як видно з графіка, найбільша чутливість пристрою лежить в діапазоні від 10 до 30 л/год та змінюється від 1,5 до 1,0 кГц/л/год.

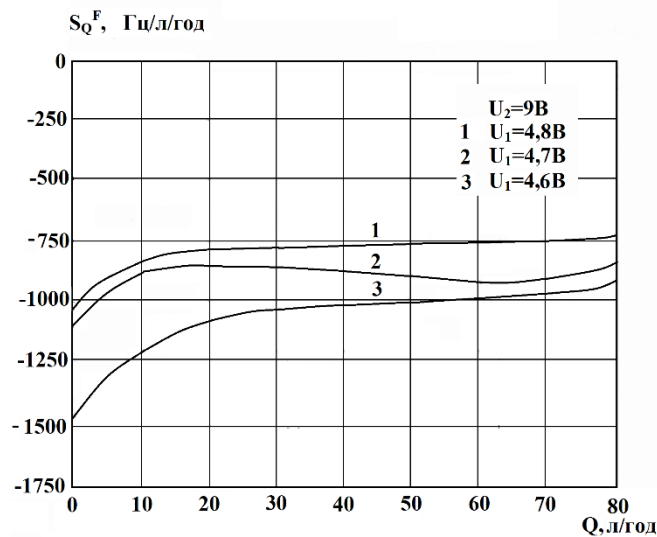


Рис. 5 – Залежність чутливості від витрат рідини

Список літературних джерел

1. Смирнов М.М. Дифференциальные уравнения в частных производных второго порядка / М.М. Смирнов. – М.: Наука, 1964. – 206 с.
2. Бронштейн Н.Н. Справочник по математике / Н.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. – М.: Наука, 1981. – 718 с.
3. Yushenko Y.A. Radiomeasuring thermal flowmeter of gas on the basis of transistor structure with the negative resistance / Osadchuk V.S., Osadchuk A.V., Yushenko Y.A. // Electronics resistance and Electrical Engineering. – Kaunas, Technologic. – 2008. №4 (84). – С. 89-93.

С.І. Кондрашов, д.т.н., проф., О.В. Гусельніков, аспірант

ІНДУКТИВНИЙ ВИМІРЮВАЧ ЗУСИЛЛЯ

Вимірювач, зусилля, котушка індуктивності, автогенератор, частота, мікроконтролер

Розроблено індуктивний вимірювач зусилля [1], який забезпечує високу точність, лінійну функцію перетворення [2], зручність обробки інформації.

Вимірювач складається з першої та другої котушок індуктивності, приймаючого зусилля штоку розташованого в направляючому отворі корпусу. Рухомий кінець першої котушки індуктивності за допомогою елемента зв'язку, з'єднано зі штоком. Перша та друга котушки підключені до контурів вимірювального та опорного LC - автогенераторів електричних коливань відповідно, які підключені до мікроконтролера (МК), з'єднаного з задатчиком чутливості. МК формує пропорційний значенню зусилля F цифровий N вихідний сигнал.

Вимірювач працює наступним чином. При відсутності вимірювального зусилля ($F=0$) перша та друга котушки мають однакові значення індуктивностей $L_1 = L_2 = L_0$, тоді, при умові, що контурні ємності $C_1 = C_2 = C_0$, вимірювальний і опорний автогенератори виробляють однакові частоти:

$$f_1 = f_2 = f_0 = (2\pi\sqrt{L_0C_0})^{-1}.$$

При наявності зусилля (наприклад $F>0$) шток зміщується і довжина першої котушки зменшується, що приводить до зміни її індуктивності на $+\Delta L$. При цьому частота f_1 вимірювального автогенератора зменшується та дорівнює

$$f_1 = (2\pi\sqrt{C_1(L_1 + \Delta L)})^{-1} = (2\pi\sqrt{L_1C_1}\sqrt{(1 + \Delta L/L_1)})^{-1} = f_0(1 + \Delta L/L_1)^{-0.5} = f_0(1 + KF)^{-0.5}$$

де: $K = \Delta L/FL_1$ – коефіцієнт перетворення частото задаючого елемента вимірювального автогенератора.

Частота f_2 опорного автогенератора залишається незмінною. Таким чином вихідні сигнали вимірювального та опорного автогенераторів мають вигляд:

$$\begin{cases} f_1 = f_0(1 + KF)^{-0.5} \\ f_2 = f_0 \end{cases}$$

Вихідні сигнали f_1 і f_2 вимірювального і опорного автогенераторів подаються на перший та другий частотні входи МК, де формуються інтервали часу τ_1 та τ_2 , що заповнюються імпульсами з частотами f_2 , отриманою від опорного автогенератора та f_1 , отриманою від вимірювального автогенератора, відповідно, до досягнення заздалегідь встановленого задатчиком чутливості в пам'яті МК числа N_0 , далі за сформований інтервал часу τ_2 підраховується кількість імпульсів $N_1 = \tau_2 f_2 = N_0 f_2 f_1^{-1}$, що надійшли на вхід 1 мікроконтролера з частотою f_2 , число імпульсів N_1 зберігається у пам'яті МК, після чого формується часовий інтервал τ_3 , який заповнюється імпульсами з частотою f_1 до досягнення збереженого у пам'яті МК значення N_1 , часовий інтервал $\tau_3 = N_1 f_1^{-1} = N_0 f_2 f_1^{-2}$ зберігається у пам'яті МК, після чого підраховується кількість імпульсів N_2 , що надійшли на другий вхід МК з частотою f_2 за інтервал часу τ_3 , число імпульсів $N_2 = \tau_3 f_2 = N_0 f_2^2 f_1^{-2}$ зберігається у пам'яті МК. Далі в блоці обчислення МК виконується формування вихідного сигналу вимірювача у вигляді числового коду N_F лінійно пов'язаного з вимірювальною величиною F наступним чином:

$$N_F = N_1 - N_0 = N_0 f_2^2 f_1^{-2} - N_0 = N_0 (f_0^2 (f_0 (1 + KF)^{-0.5})^{-2} - 1) = N_0 KF$$

Розроблений вимірювач зусилля працює в діапазоні (1÷20) Н, результуючою похибкою, що не перевищує 1%.

Список літературних джерел

1. Пат. 60050 UA. Індуктивний датчик зусилля / В.К. Гусельніков, О.В. Гусельніков; заявники і патентновласники В.К. Гусельніков, О.В. Гусельніков (UA), опубл. 10.06.2011. Бюл. № 11. — 5 с.
2. Кондрашов С.І. Метод построения универсальных преобразователей физических величин с частотным представлением измерительной информации / Кондрашов С.І., О.В. Гусельніков // Украинский метрологический журнал. - 2011.- №2.- С.55-58

БЕЗКОНТАКТНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТЕМПЕРАТУРИ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ НА ОСНОВІ ПІРОЕЛЕКТРИЧНИХ СТРУКТУР

Ключові слова: вимірювальний перетворювач температури, піроелектрична структура, функція перетворення, функція чутливості.

При дослідженні фізичних властивостей речовин у задачах контролю теплових режимів різноманітних технологічних процесів першочергове значення мають температурні вимірювання, які на сьогодні складають близько 40% усіх вимірювань, які здійснюються в промисловості [1]. У багатьох випадках необхідно здійснювати вимірювання температури важкодоступних технічних об'єктів, об'єктів, які знаходяться під електричним потенціалом, у радіоактивному або агресивному середовищі. Для цього доцільно використовувати безконтактні методи вимірювання температури, зокрема вимірювання температури за випромінюванням.

На сьогоднішній день розробкою теорії і практичного застосування піроелектричних структур займаються в таких наукових закладах як Запорізька державна інженерна академія, Інститут фізики НАН України, Національний університет "Львівська політехніка". Подальшим розвитком наукових досліджень у цьому напрямку для поліпшення параметрів перетворювачів температури є застосування реактивних властивостей і від'ємного опору для побудови інтегральних частотних перетворювачів. Цей напрямок досліджень базується на досягненнях наукової школи Вінницького національного технічного університету в розробці і дослідженні теоретичних основ реактивних властивостей і від'ємного опору у напівпровідникових приладах, що подано у монографії д.т.н., проф. В.С. Осадчука [2], теоретичні дослідження і розробка перетворювачів температури проведено д.т.н., проф. О.В. Осадчуком [3].

Актуальність представлених у доповіді досліджень полягає в тому, що на основі транзисторних структур з від'ємним опором (ТСВО) можна значно покращити точність вимірювання температури та розширити її діапазон у порівнянні з класичними пристроями вимірювання температури. Об'єктом дослідження є процес перетворення температури у частотний сигнал в чутливих напівпровідникових структурах. Предметом дослідження є метрологічні характеристики безконтактних вимірювальних перетворювачів температури на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором.

В роботі було досліджено безконтактний вимірювальний перетворювач температури на основі піроелектричного конденсатора [4]. Схему вимірювального пристрою подано на рис. 1.

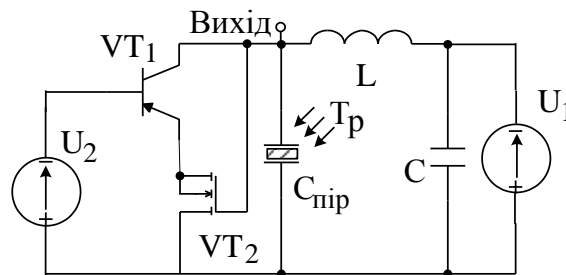


Рисунок 1 – Електрична схема вимірювального перетворювача температури на основі піроконденсатора

Завдяки досягненням сучасних технологій можливе отримання структури метал-піроелектрик-напівпровідник і в БіМОН-структурах [5]. На рис. 2 представлено пристрій для вимірювання температури на основі Бі-МОН транзисторної піроелектричної структури [6]. Транзисторна структура з від'ємним опором в даному пристрої виступає чутливим елементом, що дозволяє підвищити точність і чутливість вимірювання температури в порівнянні з пристроєм, що містить піроконденсатор, який використовується як чутливий елемент.

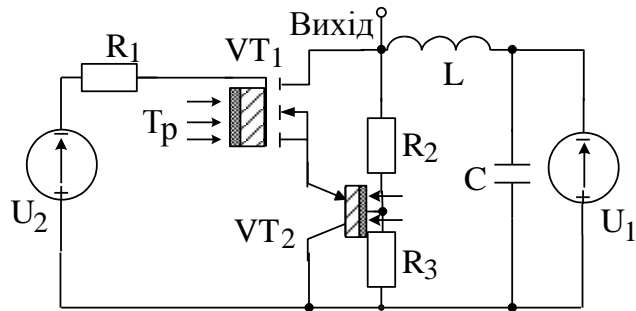


Рисунок 2 – Мікроелектронний пристрій для виміру температури

На рис. 3 представлено схему мікроелектронного піроелектричного сенсору температури з частотним виходом [7]. Паралельне під'єднання до піроелектричної транзисторної структури (рис. 2) піроелектричного конденсатора дає змогу підвищити чутливість і точність вимірювання температури, оскільки ємність коливального контуру, утвореного послідовним включенням повного опору з ємнісним характером на електродах стік-колектор польового транзистора VT_1 і біполярного транзистора VT_2 та індуктивним опором пасивної індуктивності L , буде змінюватися від дії теплового випромінювання більше, ніж у пристрої для вимірювання температури (рис. 2).

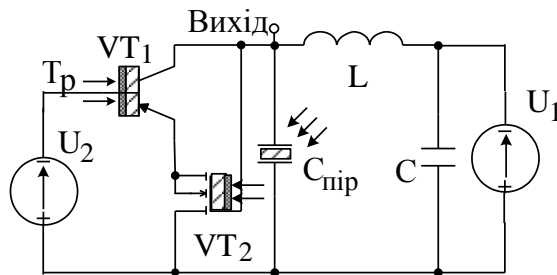


Рисунок 3 – Мікроелектронний піроелектричний сенсор температури з частотним виходом

Для підвищення чутливості вимірювання даних схем (рис. 2, рис. 3) пропонується використати індуктивний характер повного опору біполярного транзистора з RC-колом, яке легко виконується у вигляді інтегральної схеми [2]. Отже, схеми безконтактних перетворювачів температури з активним індуктивним елементом подана на рис. 4. Коливальний контур в схемах таких перетворювачів утворюється паралельним з'єднанням повного опору з ємнісним характером на електродах стік-колектор польового транзистора VT_1 і біполярного транзистора VT_2 та повним опором з індуктивним характером на електродах емітер-колектор біполярного транзистора VT_3 .

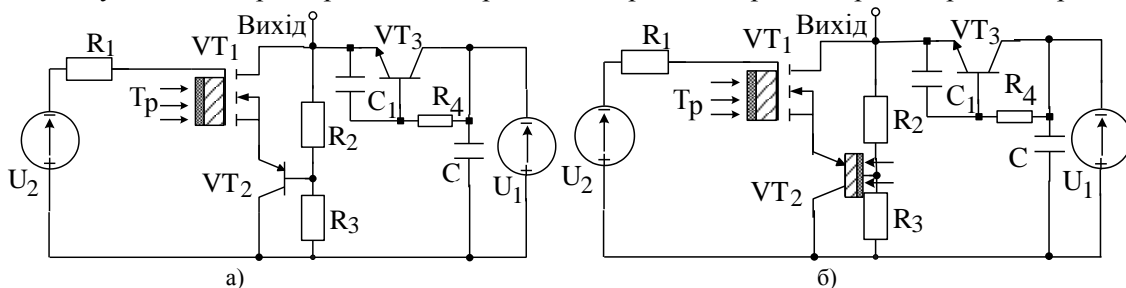


Рисунок 4 – Схеми безконтактних перетворювачів температури з активним індуктивним елементом:
а) пристрій для вимірювання температури; б) мікроелектронний пристрій для вимірювання температури

Підвищити точність і чутливість вимірювання температури розроблених частотних перетворювачів (рис. 4) можна, використавши піротранзистор як активний індуктивний елемент. На рис. 5 представлено схему такого температурного вимірювача [8]. Теплова дія потужності випромінювання відомим способом [5] збільшує напругу, що існує на електродах база-емітер біполярного транзистора VT_3 , а це змінює значення повного опору з індуктивним характером, що і робить даний пристрій більш чутливим до дії температури.

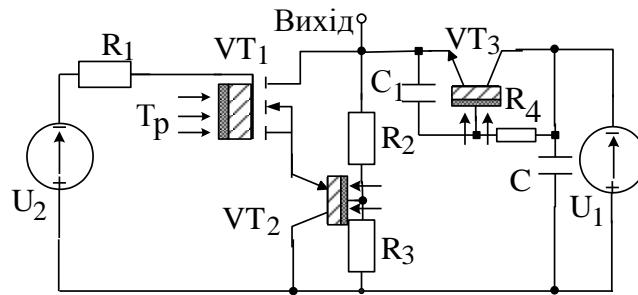


Рисунок 5 – Мікроелектронний пристрій для вимірювання температури з активним індуктивним піроелектричним елементом

Для порівняння розроблених схем безконтактних вимірювальних перетворювачів температури на основі піроелектричних структур необхідно провести оцінювання якості за основними нормованими метрологічними характеристиками засобів вимірювання, які визначаються державними стандартами, і дозволяють оцінити окремі властивості засобів вимірювання, які впливають на результати і похибки вимірювань [9]. Такими метрологічними характеристиками є функції перетворення і чутливості вимірювального перетворювача.

З аналізу функціонально-схемної реалізації безконтактних вимірювальних перетворювачів температури на основі піроелектричних структур видно, що найкращу чутливість мають схеми на основі структури метал-піроелектрик-напівпровідник, причому в найширшому діапазоні вимірювань. Тому пропонується провести більш детальне математичне моделювання саме цих схем вимірювальних перетворювачів температури з метою більш детального дослідження і отримання нормованих метрологічних характеристик пристроїв.

Список літературних джерел

1. Гоц Н.Є. Сучасні проблеми інформаційної підтримки оптичної пірометрії / Н.Є. Гоц // Актуальні проблеми економіки. – 2006. – №10 – С.45-51.
2. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. – К.: Вища школа, 1987. – 155 с.
3. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. – Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця», 2000 – 303 с.
4. Патент України на корисну модель № 31114, (51) МПК (2006.01) G 01J 5/58. Мікроелектронний сенсор теплової потужності / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, С.В. Барабан, О.М. Ільченко; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет – №200713424; заявл. 03.12.2007; опубл. 25.03.2008. Бюл.№ 6.
5. Розробка радіовимірювальних мікроелектронних перетворювачів температури на основі структури метал-сегнетоелектрик-напівпровідник / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, С.В. Барабан, О.М. Ільченко // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2008. – №3 – С. 94-97. – ISSN 1997-9266.
6. Патент України на корисну модель № 31170, (51) МПК (2006) G 01K 7/00. Пристрій для виміру температури / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, С.В. Барабан, О.М. Ільченко; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – №u200714154; заявл. 17.12.2007; опубл. 25.03.2008, Бюл. № 6.
7. Патент України на корисну модель № 42780, (51) МПК (2009) G 01K 7/00. Мікроелектронний піроелектричний сенсор температури з частотним виходом / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, С.В. Барабан; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. – №u200815042; заявл. 26.12.2008; опубл. 27.07.2009, Бюл. № 14.
8. Патент України на корисну модель № 41856, (51) МПК (2009) G 01K 7/00. Мікроелектронний пристрій для вимірювання температури з активним індуктивним піроелектричним елементом / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, С.В. Барабан; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет. - № 200900483; заявл. 23.01.2009; опубл. 10.06.2009, Бюл. № 11.
9. Лукінюк Михайло Васильович. Технологічні вимірювання та прилади: Навчальний Посібник / М.В. Лукінюк. - К.: НТУУ «КПІ», 2007, - 436с. – ISBN 966-622-148-9.

В.С.Осадчук, д.т.н., проф., А.С.Радчук, аспірант

МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ СЕНСОР ПЕРЕМІЩЕННЯ НА ОСНОВІ ОПТИКО-ЧАСТОТНОГО МЕТОДУ

Ключові слова: сенсор, переміщення, частота, метод, перетворення, реєстрація, чутливість.

Сенсори виконують функцію перетворення інформації з тієї форми, в якій вона поступає на підсистему керування в форму доступну для відображення, обробки та збереження. [1]

На теперішній час найбільш популярними пристроями для визначення об'єктів положення та переміщення є оптичні сенсори. Серед їх основних переваг можна назвати простоту, відсутність ефекту навантаження і відносно великі робочі відстані. Вони нечутливі до паразитних магнітних полів і електростатичних перешкод, що робить їх незамінними для деяких застосувань [2].

Разом з перевагами оптичні датчики володіють і деякими недоліками, а саме чутливими до забруднення, схильні до впливу стороннього світла, світлового фону, а також температури (при напівпровідниковій основі) [3].

За допомогою сенсорів положення можна безконтактним способом дистанційно реєструвати процеси переміщення і керувати ними. Приклад застосування такого сенсора показаний на рис. 1.

Наприклад, потрібно зареєструвати вібрацію якогось механізму в процесі роботи при різноманітних навантаженнях. Для цього на ньому в характерному місці встановлюють світлодіод (випромінювач). Випромінювання цього світлодіода за допомогою оптики (наприклад, лінзи), фокусується на сенсору положення [4].

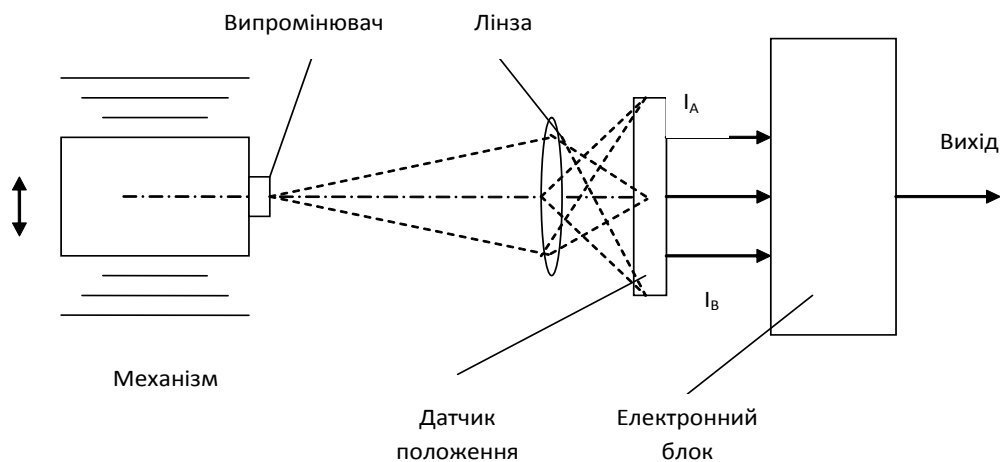


Рис. 1 Схема пристрою для реєстрації вібрації механізму

Мікроелектронний сенсор для визначення переміщення об'єкту, використовується в галузях електронної техніки, мікроелектронної технології, сенсорної електроніки та вимірювальної техніки і може бути використаний як сенсор переміщення в різноманітних пристроях автоматичного керування.

В той же час пристрої такого типу здебільшого мають недостатню чутливість і низьку завадостійкість, що обмежує точність визначення переміщення об'єкту. Яка визначається станом і геометрією поверхні вимірювального об'єкта, а також відстанню між кінцями передавального волоконно-оптичного джгута та вимірювальним об'єктом.

Метою роботи є підвищення чутливості, яка значно збільшить точність визначення переміщення за рахунок введення частотного перетворення інформаційних сигналів.

На рисунку 2 представлена схема мікроелектронного пристрою для визначення переміщення об'єкту. Даний пристрій складається з таких елементів: 1 – джерело світла, 2 – передавальний волоконно-оптичний джгут, 3 - вимірювальний об'єкт, 4 – приймальний волоконно-оптичний джгут, 5 – частотний фотоперетворювач [5].

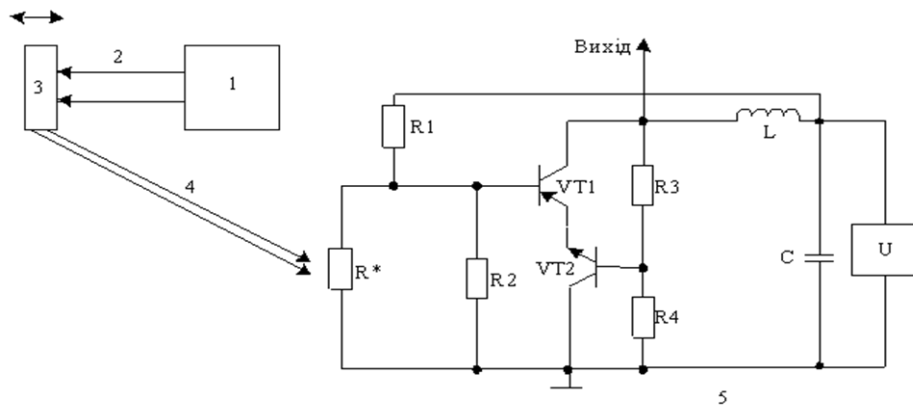


Рис. 2 Мікроелектронний пристрій для визначення переміщення об'єкту

За рахунок удосконалення конструкції та введення частотного перетворення інформаційних сигналів, а також зменшення габаритів пристрою, досягається можливість розширення діапазону вимірів та підвищення точності визначення переміщення [6].

Список літературних джерел:

1. Дж. Фрайден Современные датчики / Фрайден Дж. // Справочник. - М: Техносфера, 2005.-592с.
2. Како Н. Датчики и микро / Н. Како., Я. Яманэ. – ЭВМ: Пер. с япон. – Л.: Энер. – гоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1986.-120 с.
3. Мікроелектронні сенсори фізичних величин / За ред. З. Ю. Готри. – Львів: Ліга-Прес, 2002. – 475 с.
4. Виглеб Г. Датчики / Г. Виглеб // Пер. с нем. – М.: Мир, 1989 – 196 с.
5. Патент України на корисну модель № 76460, (51) МПК (2013.01) G01B 11/00. Пристрій для визначення переміщення / А.С. Радчук, В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, Ю.С. Кравченко; –. № u2012 05850; заявл. 14.05.2012 р.; опубл. 10.01.2013, Бюл. № 1
6. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. – Вінниця: «УНІВЕРСУМ-Вінниця», 2000. – 303 с.

Г.М. Сучков, д.т.н., проф.; М.Е. Познякова, аспирант

СПОСОБ ВОЗБУЖДЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ СРЕДСТВ КОНТРОЛЯ

Ключевые слова: ультразвуковой контроль, дефектоскоп, толщиномер, преобразователь, импульс, ударное возбуждение, дефект.

В настоящее время требования к выпускаемой металлопродукции все более возрастают. Одним из ведущих методов неразрушающего контроля, который определяет высокое качество, является ультразвуковой метод. Для его реализации используют импульсные ультразвуковые дефектоскопы и толщиномеры, использующие, в большинстве случаев, ударное воздействие короткого затухающего импульса тока или напряжения. Но короткий импульс имеет очень широкий частотный спектр, что требует использования широкополосных усилителей принятых сигналов. В результате происходит потеря части энергии полезного импульса, что не позволяет эффективно увеличивать отношения амплитуд полезного сигнала и помех.

В работе [1] смоделирован случай ударного возбуждения и приема донных импульсов с учетом фильтрации и ограничения зондирующего импульса на входе приемного усилителя. Показано, что наличие низкочастотных компонент в частотном спектре зондирующего импульса, сформированного ударным способом, может приводить к заметному ухудшению условий регистрации полезных сигналов во время контроля. Для решения указанной проблемы было предложено применять зондирующие импульсы в виде пакетов с заданной частотой заполнения и длительностью. Такой подход позволил существенно увеличить величину отношения амплитуд донных сигналов и помех.

Можно предположить, что при дефектоскопии использование ударного возбуждения будет приводить к тому, что низкочастотные составляющие зондирующего ультразвукового импульса будут огибать малоразмерные дефекты и слабо отражаются в направлении принимающего преобразователя. При этом высокочастотные компоненты зондирующего ультразвукового сигнала ослабляются в материале изделия и будут играть несущественную роль в амплитуде суммарного отраженного дефектом сигнала. Следовательно, наиболее существенная часть энергии отраженного сигнала будет содержаться в части спектра, связанной с размером дефекта. Таким образом, анализ исследований дает возможность сделать вывод о целесообразности формирования зондирующего сигнала с узкой полосой частот в заданном диапазоне, определяемом как свойствами контролируемого изделия, так и характеристиками минимальных выявляемых дефектов, т.е. в первую очередь должна быть ограничена низкочастотная составляющая зондирующего импульса. Решить данную задачу можно при помощи увеличения длительности зондирующего импульса, которая должна быть выбрана исходя из свойств изделия и характеристик выявляемых дефектов.

Были выполнены исследования применения ударного и пакетного возбуждения пьезоэлектрических и электромагнитно-акустических преобразователей. Экспериментальные исследования выполнены с применением макета ультразвукового дефектоскопа, состоящего из серийного ультразвукового дефектоскопа, формирователя зондирующих импульсов, усилителя мощности, ультразвукового преобразователя, предварительного усилителя с регулируемой частотной полосой пропускания принятого сигнала и образца. При разработке макета использовались результаты работы [2]. Приведенные данные показывают, что соотношение амплитуд донного сигнала и шума увеличилось не менее, чем в 10 раз. Экспериментальные данные подтверждают правильность использования питания преобразователей пакетными импульсами, позволяющими повысить чувствительность обнаружения малоразмерных дефектов при контроле.

Список литературных источников

1. Себко В. П., Сучков Г.М., Алексеев Е. А. Оптимизация параметров ЭМА толщиномеров для контроля тонкостенных изделий // Дефектоскопия. – 2002. – № 12. – С. 21–28.
2. Сучков Г.М., Петрищев О.Н., Чередниченко И.В. и др. Генератор зондирующих импульсов для ЭМА дефектоскопов // Дефектоскопия. 2012. №9. С. 42-47.

В.Ю. Кучерук, д.т.н., проф.; В.М. Севастьянов, к.т.н., доц.; В.С. Маньковська, асистент; М.О. Трачук, студент

ЄМНІСНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ НА ОСНОВІ RL-ДІОДНОГО ГЕНЕРАТОРА ДЕТЕРМІНОВАНО-ХАОТИЧНИХ КОЛИВАНЬ

Ключові слова: ємнісний перетворювач, генератор детерміновано-хаотичних коливань, чутливість, чутливий елемент.

Кожен десятий виготовлений у світі сенсор – ємнісний [1]. Такі сенсори характеризуються надійністю, малою споживаною потужністю, високою роздільною здатністю, широким діапазоном вимірювання, хорошою відтворюваністю. Чутливим елементом (ЧЕ) ємнісного сенсора є електричний конденсатор, ємність якого змінюється зі зміною вимірюваної величини (внаслідок зміни параметрів конденсатора). Переміщення електродів конденсатора або зміна діелектрика між ними дає змогу виміряти лінійні переміщення, зсув, кут, проміжок, прискорення, механічні коливання, зусилля, тиск, товщину шару діелектрика, рівень заповнення рідини. У разі зміни відстані між рухомими обкладками вимірюються лінійні переміщення, інтервал, коливання. Через зміну площі перекривання обкладок можна вимірювати кути, переміщення, а діелектрика між обкладками – товщину плівок, склад матеріалів, товщину покриттів або рівень рідини. Для зменшення впливу збурюючих факторів обкладки чутливого елемента екранують (рис. 1), але тоді виникають небажані паразитні ємності.

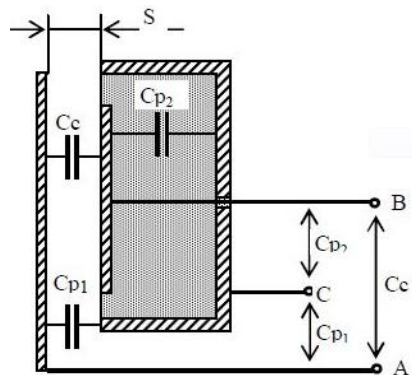


Рис. 1 – Екранування чутливого елемента ємнісного сенсора: C_c – ємність чутливого елемента, C_{p1} та C_{p2} – паразитні ємності

На практиці контакти А та С з'єднують один з одним, а потім під'єднують до потенціалу корпусу. Внаслідок цього ємність C_{p1} не діє, але діє паразитна ємність C_{p2} , що зменшує чутливість сенсора. Тому підвищення чутливості ємнісних перетворювачів є актуальним завданням.

Структурна схема ємнісного перетворювача рівня складається з двох частин: нелінійної вимірювальної схеми, до якої підключений ємнісний сенсор, і синхронного детектора (рис. 2).

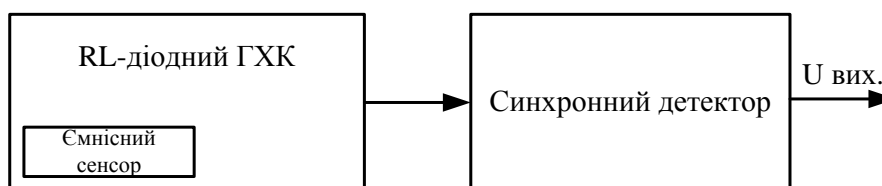


Рис. 2 – Структурна схема ємнісного перетворювача рівня

Використання генератора детерміновано-хаотичних коливань (ГХК) як вимірювального перетворювача для отримання вимірювальної інформації дозволяє суттєво підвищити чутливість засобу вимірювання, так як в нелінійних хаотичних системах найбільш сильна залежність процесу від параметрів системи виникає саме в режимі хаотичних коливань [2].

Вимірювальний перетворювач, в основі якого лежить генератор детерміновано-хаотичних коливань, є коливальною системою зі складною динамікою.

Схема включає в себе всього три лінійні елементи (резистор R1, індуктивність L1, ємність C1) і один нелінійний елемент (діод D1). При виборі величин елементів схеми перетворювача на основі RL-діодного генератора хаотичних коливань необхідно враховувати не тільки можливість попадання в зону хаосу, але також сусідство з іншими коливальними режимами. Схема RL-діодного генератора хаотичних коливань наведена на рис. 3.

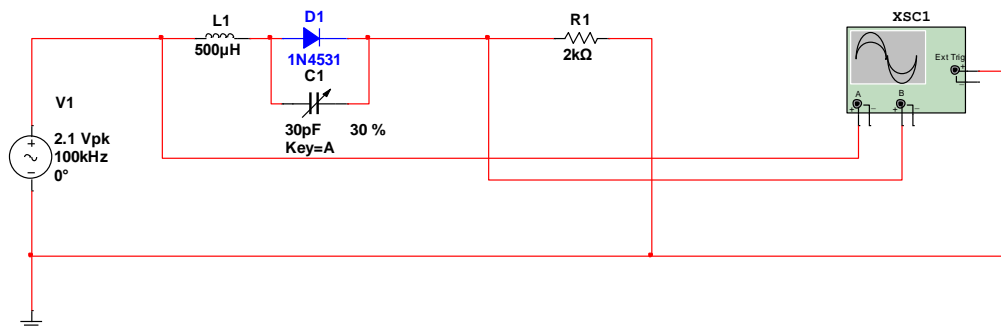


Рис. 3 – Принципова схема RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань

Результати моделювання в програмному пакеті Multisim наведені на рис. 4.

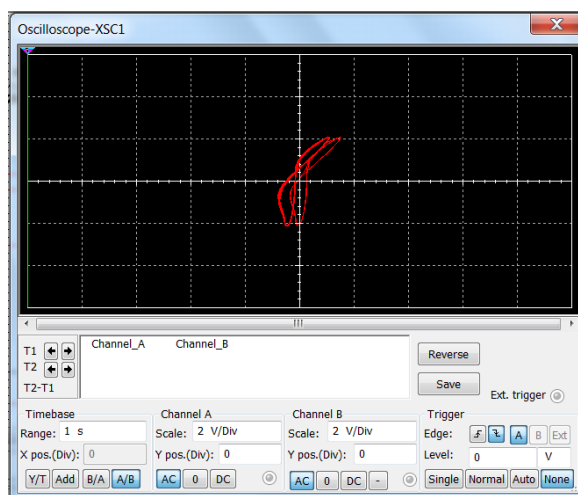


Рис.4 – Результати моделювання RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань в програмному пакеті Multisim

Результати моделювання показують, що представлена на рис. 3 схема RL-діодного генератора детерміновано-хаотичних коливань є чутливою до зміни C1, тобто при використанні замість конденсатора C1 ємнісного сенсора можливо здійснювати вимірювальне перетворення його сигналу.

Список літературних джерел

1. Ємнісні сенсори / Р.І. Байцар, С.С. Варшава, Ю.Ю. Радченко – Львів: Видавництво ЛьвЦТТЕІ, 2002 – 63 с.

2. Кучерук В.Ю. Про основні принципи створення вимірювальних пристроїв з використанням генераторів хаотичних коливань/ В. Ю. Кучерук, В. М. Севастьянов, В. С. Маньковська // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2011. - № 2. – С. 101-104.

О.Д. Азаров, д.т.н., проф.; М.Ю. Теплицкий, аспірант

ДВОТАКТНІ СИМЕТРИЧНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ІЗ ПОКРАЩЕНИМИ ДИНАМІЧНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Ключові слова: двотактний підсилювач постійного струму, АЧХ, ФЧХ, вихідний каскад, частота одиничного підсилення, відбивач струму

Значна кількість підсилювачів постійного струму (ППС) застосовують переважно одноконтурну структуру [1], що має певні недоліки: низьку швидкість наростання вихідного сигналу, значний коефіцієнт нелінійних спотворень, особливо, при збільшенні амплітуди і частоти вхідного сигналу, асиметричність реакції по виходу на вхідний двополярний імпульсний сигнал.

Останні ж два десятиліття характеризуються зростанням інтересу розробників аналогових пристроїв до двотактних підсилювачів постійного струму (ДППС). Їх перевагами перед одноконтурними структурами у першу чергу є висока лінійність передатної характеристики, а також симетричність фронтів перехідної характеристики під час реакції на прямокутниковий імпульс. Характерною особливістю двотактних схем є також широкий діапазон частот максимальної неспотвореної потужності синусоїдального сигналу.

Розглянемо узагальнену структурно-функціональну схему двотактного симетричного ППС (рис. 1), в якій реалізується метод автоматичного завдання струмів I_p робочих точок проміжних підсилювальних каскадів. Суть методу полягає у введенні двох інтегрованих контурів вибіркового зворотного зв'язку у проміжні каскади підсилення, за допомогою яких реалізується пропорційність вихідних струмів I' та I'' протифазних каналів підсилення, реалізованих на транзисторах різного типу провідності, і задаються робочі точки трактів проміжного підсилення. Вказана схема підсилювача складається із двотактного вхідного каскаду, побудованого на транзисторах VT1 та VT2, двох трактів проміжного протифазного підсилення з коефіцієнтами передачі K'_i та K''_i , та вихідного каскаду, реалізованого за допомогою двотактного спеціалізованого відбивача струму (СпВС). Інтегровані контури (позначені пунктиром) ВЗЗ складаються з двонаправленого відбивача струму (ДВС), а також компенсаторів струму КСІ та КСІІ. При цьому балансування робочих точок здійснюється за допомогою компенсаційних струмів $I'_{кмс}$ і $I''_{кмс}$ та виконується рівність $I'_{зм} = I''_{зм} = (m-1)I_p$. Тут коефіцієнт m визначає глибину вибіркового зворотного зв'язку.

Вибірковість контуру зворотного зв'язку означає його здатність реагувати тільки на непропорційні прирости струмів проміжних каскадів протифазного підсилення і формувати відповідні компенсаційні струми $I'_{кмс}$ та $I''_{кмс}$ за допомогою компенсаторів КСІ та КСІІ. Введення до структури підсилювача ДВС дозволяє формувати неперервні сигнали про співвідношення приростів струмів I' та I'' і відповідно регулювати компенсаційні струми до досягнення балансування схеми по контурах зворотного зв'язку.

Як було показано в роботі [5] коефіцієнт передачі $K_{i\text{вих}}$ можна знайти через похідну рівняння передатної характеристики ДППС у вигляді:

$$K_{i\text{вих}} = \frac{dI_{\text{вих}}(I_{\text{ex}})}{dI_{\text{ex}}} =$$

$$= \frac{K'K'' + \frac{K'^2 K''^2 \tilde{I}_{\text{ex}}}{\sqrt{4I_p^2 K'K''m^2 + (\tilde{I}_{\text{ex}} K'K'')^2}}}{2K'} - \frac{K'K'' - \frac{K'^2 K''^2 \tilde{I}_{\text{ex}}}{\sqrt{4I_p^2 K'K''m^2 + (\tilde{I}_{\text{ex}} K'K'')^2}}}{2K''} \quad (1)$$

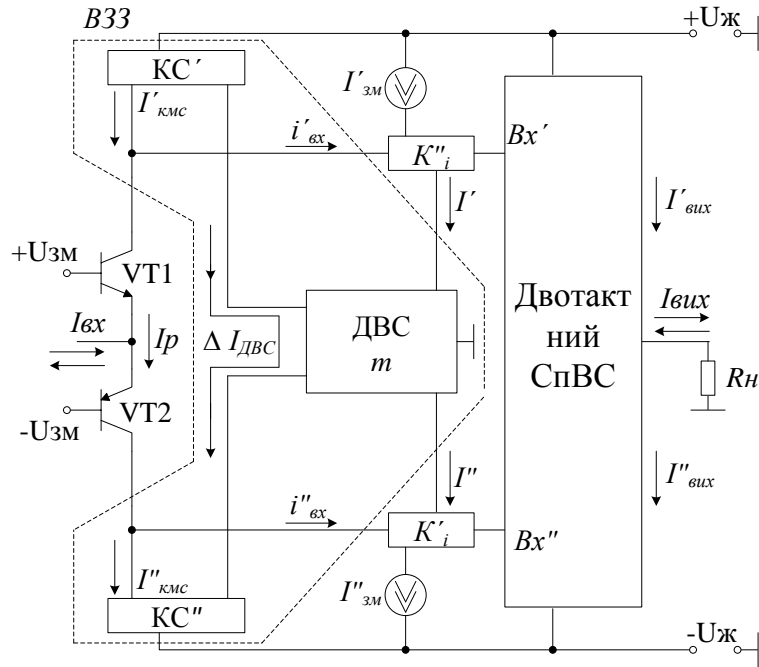


Рис. 1. Структурно-функціональна схема ДППС із вибірковим зворотним зв'язком

У першому наближенні будемо вважати, що струм зсуву нуля відсутній. У роботі [5] також було доведено, що коефіцієнт передачі $K_{i \text{ вих}}$ змінюється в діапазоні вхідного сигналу внаслідок нелінійності ВАХ підсилювальних транзисторів. Водночас $K_{i \text{ вих}}$ також змінюється залежно від частоти, оскільки коефіцієнти підсилення проміжних каскадів K'_i та K''_i у випадку однополюсної АЧХ фактично є малосигнальними коефіцієнтами підсилення транзисторів і змінюються за такою залежністю:

$$K'(f) = \frac{\beta_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f'_p}\right)^2}}, \quad K''(f) = \frac{\beta_{n-p-n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f''_p}\right)^2}} \quad (2)$$

де f_p – частота полюсу на рівні -3 дБ по АЧХ.

Тоді при заданому $\tilde{I}_{\text{вх}}$ коефіцієнт передачі $K_{i \text{ вих}}$ у частотній зоні для ДППС з одноступеневими проміжними каскадами після певних перетворень буде мати такий вигляд:

$$K_{i \text{ вих}}(f) = \left(\frac{\beta_{p-n-p}\beta_{n-p-n} + \frac{\beta_{p-n-p}^2\beta_{n-p-n}^2\tilde{I}_{\text{вх}}}{\sqrt{4I_p^2\beta_{p-n-p}\beta_{n-p-n}m^2 \frac{\beta_{p-n-p}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f'_p}\right)^2}} \frac{\beta_{n-p-n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f''_p}\right)^2}} + (\tilde{I}_{\text{вх}}\beta_{p-n-p}\beta_{n-p-n})^2}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f'_p}\right)^2}} \frac{1}{2\beta_{p-n-p}\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f'_p}\right)^2}} - \frac{1}{2\beta_{n-p-n}\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f''_p}\right)^2}} \right) \times \quad (3)$$

Графік залежності (3) наведено на рисунку 2.

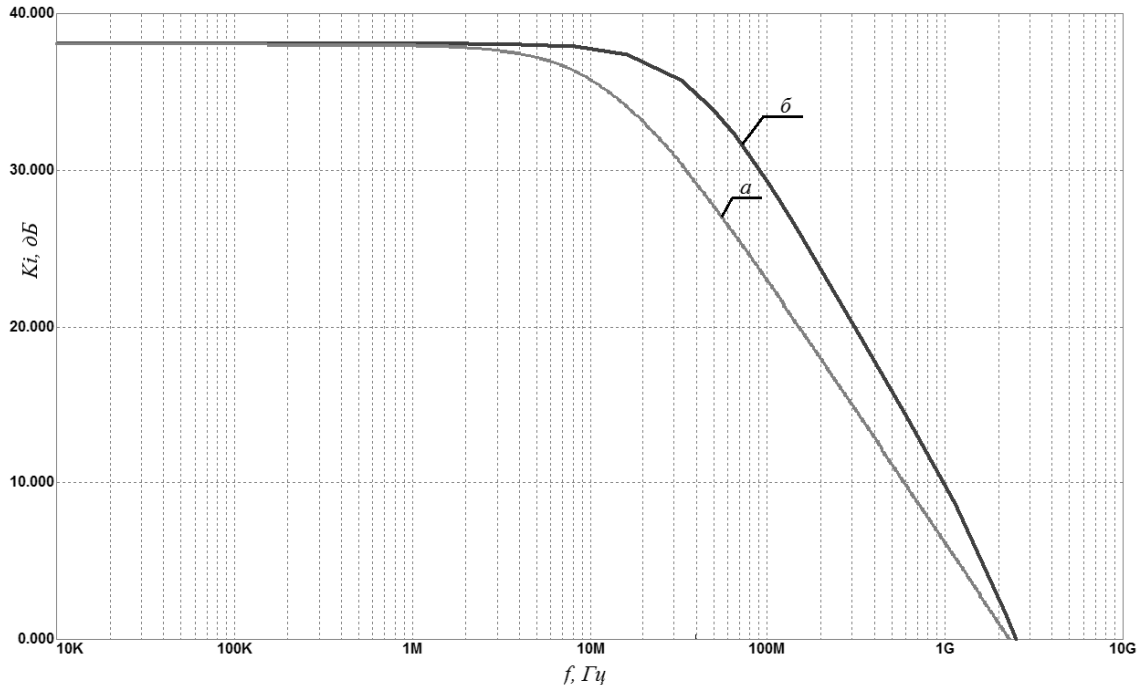


Рис. 2. АЧХ двотактного підсилювача постійного струму з одноступеневими проміжними каскадами:
а) у середовищі Mathcad;
б) за підсумками комп'ютерного моделювання в Мігросар.

Як можна побачити із наведених графіків розглянута схема підсилювача має частоту одиничного підсилення більше 1 ГГц, що перевершує характеристики популярних моделей операційних підсилювачів фірми Analog Devices (AD8010, AD8011, AD8014), а також що свідчить про ефективність запропонованого підходу до побудови ДППС.

Список літературних джерел

1. Walter G. Jong, Op Amp applications handbook / Walter G. Jong – Analog Devices series, 2004, – 895 p.
2. Patent 3852678 USA, H03F 3/26, Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point / George Joseph Frye. – № 358152, filed 07.05.1973, issued 12.10.1976.
3. Patent 6734720 USA, H03F 3/45, Operational amplifier in which the idle current of its output push-pull transistors is substantially zero / Hiroshi Imai, assignor to Denso Corporation. – № 10/223702, filed 20.08.2002, issued 11.03.2004.
4. Азаров О. Д. Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів інформації, що самокалібруються : монографія / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага. – Вінниця: ВНТУ, 2011. – 156 с.
5. Азаров О.Д. Модель передатної характеристики двотактного підсилювача струму з вибіркоким зворотним зв'язком / О.Д. Азаров, М.Ю. Теплицький // Наукові Праці Вінницького Національного Технічного Університету – В. ВНТУ, 2012 – №3. С. 1-11. Режим доступу: http://archive.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2012_3/2012-3.files/uk/12odawsf_ua.pdf

В. В. Кухарчук, д. т. н, проф.; В. Ф. Граняк, аспірант

ФАЗОАМПЛІТУДНИЙ МЕТОД ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ ВОЛОГОСТІ ГЕТЕРОГЕННИХ ДИСПЕРСНИХ ДІЕЛЕКТРИКІВ

Ключові слова: вологість, смуговий несиметричний сенсор, зміщення фази, затухання амплітуди, ефективна діелектрична проникність, налаштування у функції «Точність-швидкодія»

Значна частина продукції, що виробляється на вітчизняних підприємствах переробної галузі АПК належать до класу гетерогенних дисперсних діелектриків, найбільш характерними представниками яких є вершкове масло, маргарин, спред тощо. При чому, перевищення вмісту вологи у даних продуктах призводить до зменшення терміну їх придатності, погіршення смакових якостей тощо [1]. З іншого боку, надмірне зниження вологості вказаної продукції хоча і не забороняється технічними вимогами [2], про те призводить до значного зменшення обсягів випуску продукції при збереженні тих же виробничих затрат.

Виходячи з сказаного, очевидним є необхідність розробки технологічних систем, що давали б можливість забезпечити високу стабільність вмісту вологи у виробленій продукції. А так як підвищення стабільності вмісту вологи значною мірою ускладнюється відсутністю достовірних засобів вимірювального контролю вологості, здатних забезпечити високу точність та швидкодію [3], то є очевидною необхідність розробки нових підходів до вирішення цієї науково прикладної задачі. При чому, перспективним з точки зору її вирішення можна вважати фазоамплітудний метод вимірювання вологості, що ґрунтується на використанні смугового несиметричного сенсора [3].

Однією з особливостей обраного об'єкта контролю є те, що і молочний жир і вода належать до одного класу речовин з відносною магнітною проникністю, значення якої близьке до одиниці [3]. Враховуючи це, магнітні параметри зразка по мірі зростання його вологості можна вважати постійними. Тому у подальших розрахунках доцільно враховувати лише зміну діелектричних параметрів системи, що перекриватиметься електромагнітною хвилею ВЧ діапазону.

Приріст відносної діелектричної проникності відносно абсолютно сухого молочного жиру за умови відносно невеликої об'ємної частки вологи (що не перевищує 50 %), можна розрахувати за виразом [4]:

$$\Delta\varepsilon = \frac{\nu \cdot (\varepsilon_{\hat{a}} - \varepsilon_x) \cdot (\varepsilon_x + 2)}{\varepsilon_{\hat{a}} + 2 - \nu \cdot (\varepsilon_{\hat{a}} - \varepsilon_x)}, \quad (1)$$

Тоді, записавши відносну діелектричну проникність зразка, як суму відносної діелектричної проникності молочного жиру та розрахованого за (1) приросту відносної діелектричної проникності, обумовленої наявністю у зразку вологи, отримаємо:

$$\varepsilon_{\zeta} = \varepsilon_x + \frac{W \cdot F_1}{F_3 - WF_2}. \quad (2)$$

де F_1 - F_3 – деякі сталі, що характеризують фізичні параметри жиру та води.

Особливістю несиметричного смугового хвилеводу є те, що структура електромагнітного поля лінії має досить складний характер. Хоча у певному спрощенні електромагнітну хвилю, що поширюється у такому хвилеводі, можна представити у вигляді поперечної електромагнітної хвилі (ТЕМ-хвилі). При чому, на відносно низьких частотах (ВЧ діапазону) прийняте спрощення не вносить суттєвої похибки у розрахунки [5]. Отже, ввівши обмеження на частоту інформативної хвилі та вважаючи під час виведення даної математичної моделі, що інформативна хвиля є хвилею ТЕМ-типу було отримано наступне рівняння перетворення смугового несиметричного сенсора:

$$\begin{cases} \Delta\varphi = \sqrt{\frac{A_1}{A_4 - W \cdot A_5} + \frac{WA_2}{A_4 - W \cdot A_5}} - A_3, \\ U_{\hat{a}\hat{\delta}\hat{\delta}} = \frac{\hat{A}_1 - \hat{A}_2 \cdot W}{\hat{A}_3 - B_4 \cdot W}. \end{cases} \quad (3)$$

де $A_1- A_5, B_1- B_4$ – постійні коефіцієнти, що характеризують фізичні властивості об’єкта контролю та конструктивні особливості хвилеводу.

Результати моделювання математичної моделі (3) з одночасним накладенням експериментальних даних приведено на рис. 1.

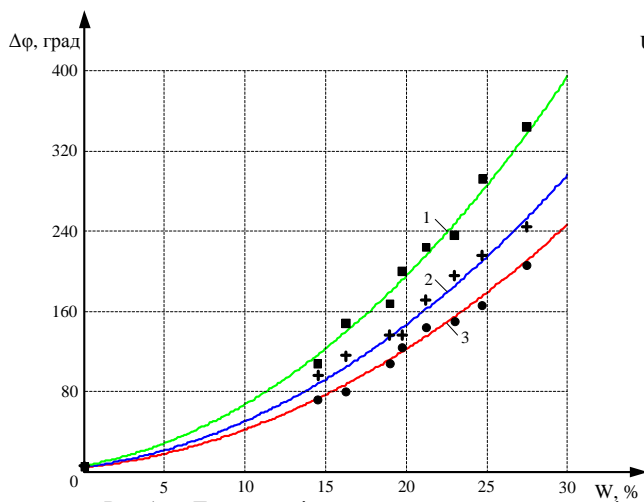


Рис. 1 а – Теоретичні та експериментальна статичні характеристики сенсора для перетворення вологості в різницю фази: 1 – інформаційна хвилі частотою 400 МГц; 2 – інформаційна хвилі частотою 300 МГц; 3 – інформаційна хвилі частотою 250 МГц.

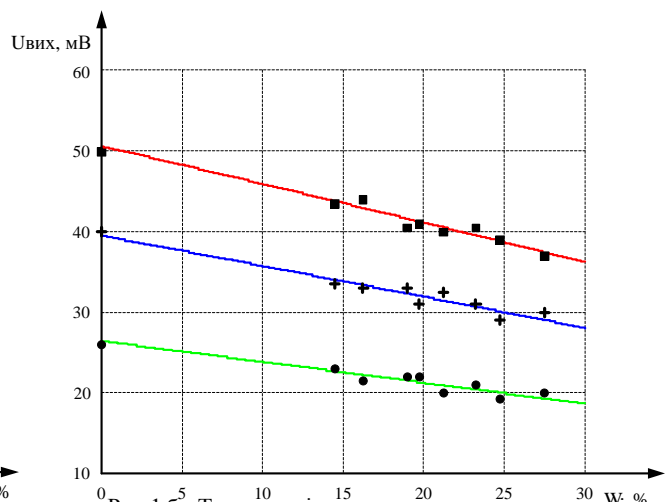


Рис. 1 б – Теоретичні та експериментальна статичні характеристики сенсора для перетворення вологості в амплітуду вихідної напруги: 1 – інформаційна хвилі частотою 400 МГц; 2 – інформаційна хвилі частотою 300 МГц; 3 – інформаційна хвилі частотою 250 МГц.

Як впливає з рис.1, при збільшенні частоти інформативної хвилі чутливість фазового методу вимірювання вологості зростає, а амплітудного – знижується, що дає змогу говорити про вибір оптимального значення частоти інформативної хвилі в залежності від геометричних розмірів смугового несиметричного сенсора.

Не менш цікавим з точки зору практичної реалізації фазоамплітудного методу є й те, що значення фазового зсуву інформативної хвилі по мірі збільшення вологості зростає монотонно, тоді як для амплітуди вихідної напруги характерне монотонне зменшення значення при зростанні вологості. Тож, виходячи з цього, а також враховуючи відому залежність похибки квантування для цифрових вимірювальних каналів різниці фаз та напруги [6], доцільним є побудова дводіапазонних засобів вимірювального контролю вологості, що залежно від поточного значення контрольованої величини реалізували б перетворення вологості у зсув фази чи амплітуду вихідної напруги інформативної хвилі.

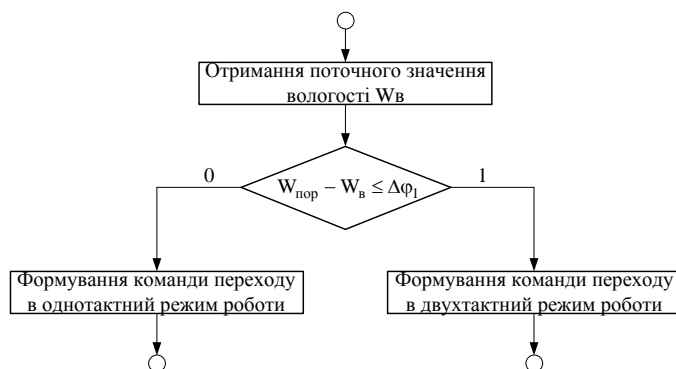


Рис. 2 – Частина блок-схеми алгоритму роботи пристрою, що автоматично налаштовується у функції «Точність - швидкодія»

Ще однією серйозною задачею при побудові технологічних систем стабілізації вмісту вологи є забезпечення максимально можливої швидкодії вимірювальної системи при забезпеченні необхідної вірогідності прийнятті правильних рішень про придатність об’єкта контролю [7]. Для вирішення цієї задачі було запропоновано метод автоматичного налаштування засобу вимірювального контролю у функції «Точність - швидкодія». Алгоритм вибору режиму роботи такого пристрою можна представити наступною частиною блок-схеми (рис. 2).

Суттєвим недоліком фазового методу вимірювання вологості гетерогенних дисперсних діелектриків є яскраво виражений нелінійний характер статичної характеристики сенсора. З огляду на це, при побудові засобів вимірювання вологості з вузьким робочим діапазоном (від 0 до 70 ел. град.), доцільним є проміжне перетворення фазового зсуву в постійну напругу, шляхом перемноження сигналів на виході

сенсора та опорного сигналу. В результаті чого рівняння перетворення системи «сенсор – блок аналогового множення» буде виглядати як

$$U = \frac{1}{2} U_0 U_1 \sin\left(\sqrt{\frac{A_1}{A_4 - WA_5} + \frac{WA_2}{A_4 - WA_5}} - \hat{A}_3\right), \quad (4)$$

де U_0, U_1 – відповідно амплітуда опорного та інформативного сигналів; φ_0, φ_1 – відповідно початкова фаза опорного та інформативного сигналів.

та за умови компенсації зміни амплітуди інформативної хвилі матиме квазілінійний характер.

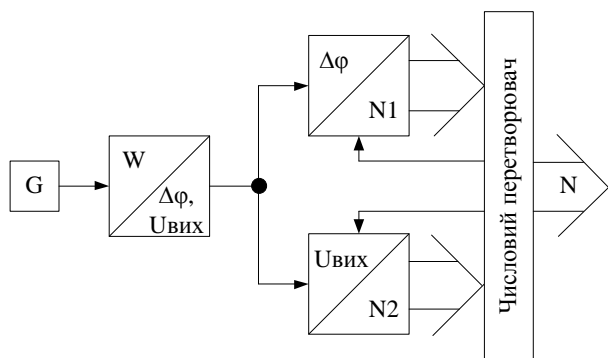


Рис. 3 – Узагальнена структурна схема пристроїв, що реалізують фазоамплітудний метод вимірювання вологості та автоматично налаштовуються у функції «Точність - швидкодія»

Узагальнену структурну схему засобів вимірювального контролю вологості, що реалізують фазоамплітудний метод вимірювання вологості та автоматично налаштовуються у функції «Точність - швидкодія» приведено на рис. 3

Даний пристрій забезпечує можливість вимірювання вологості по двом незалежним каналам та автоматичне налаштування цих каналів у функції «Точність - швидкодія» шляхом подачі керуючого сигналу від числового перетворювача.

Робота двох незалежних каналів може бути як паралельною, що підвищує надійність роботи системи, так і вибірковою, що розширює діапазон роботи пристрою.

Висновки:

1. Запропоновано фазоамплітудний метод вимірювання вологості гетерогенних дисперсних діелектриків, сутність якого полягає у залежності фазового зсуву на вихідній амплітуди інформаційної хвилі, що поширюється через смуговий несиметричний хвилевід, від вологості об'єкта контролю.
2. Розроблено математичні моделі об'єкта контролю та смугового несиметричного сенсора вологості, підтверджено їх адекватність шляхом експериментального дослідження. Похибка моделі не перевищує 2 %.
3. Запропоновано метод квазілінеаризації рівняння перетворення сенсора, при перетворенні вологості в зсув фази інформативної хвилі. Похибка не лінійності не перевищує 5 %.
4. Запропоновано метод автоматичного налаштування пристрою вимірювального контролю в функції «Точність - швидкодія», що дозволило забезпечити максимальну швидкодію пристрою при стабілізації вірогідності контролю придатності зразка.

Список літературних джерел:

1. Панфилов В. А. Машины и аппараты пищевых производств / В. А. Панфилов // М.: Высшая школа. – 2001.- 703 с.
2. ГОСТ 37 – 91. Масло коровье. Технические условия. – Москва: Стандартинформ, 2006. – 10 с.
3. Кухарчук В. В. Метод та засіб вимірювального контролю вологості гетерогенних дисперсних діелектриків / В. В. Кухарчук, В. Ф. Граняк // Контроль і управління в складних системах – 2012. – Збірник тез доповідей – ВНТУ Вінниця, 2012. – С. 97.
4. Вегера Ж. Г. Эффекты структурной организации коллоидных частинок и микрочастинок дисперсного немагнитного наполнителя в магнитной жидкости при її взаємодії з електричними і магнітними полями. Дис. канд. фіз.-мат. наук / Ж. Г. Вегера – Ставрополь, 2004.
5. Зайцев В. В. Электростатическое моделирование полосковых линий / В. В. Зайцев, В. И. Занин, В. М. Трещов – Самара: Универс-груп, 2005 – 52 с.
6. Кухарчук В. В. Метрологія та вимірювальна техніка. Посібник для студентів електромеханічних спеціальностей / В. В. Кухарчук, В. Ю. Кучерук, В. П. Долгополов, Л. В. Грумінська – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004 – 252 с.
7. Попович М. Г. Теорія автоматичного керування. Підручник для студентів вищих технічних закладів освіти / М. Г. Попович, О. В. Ковальчук – Київ: Либідь, 1997 – 544 с.

Й.Й.Білинський, д.т.н., проф.; К.Ю.Іоніна, аспірант, асист.

ЗАСІБ ВИМІРЮВАННЯ КОНТРОЛЮ ВОЛОГОСТІ ПРИРОДНОГО ГАЗУ

Ключові слова: вологість, контроль, вимірювання, природний газ, світловод, температура точки роси

Природний газ, який видобувається з підземних джерел, насичений рідкою водою та важкими вуглеводнями. Для того, щоб бути придатним для передачі по трубопроводах і постачання кінцевим користувачам для спалювання, газ повинен задовольнити вимоги, які висуваються до чистого, сухого й абсолютно газоподібного палива, та пройти декілька стадій переробки, включаючи видалення рідин, захоплених газом, з подальшим висушуванням для зниження вмісту водяної пари. Наявність водяної пари в концентраціях більше декількох десятків ppm має небажані наслідки, оскільки при транспортуванні газу можуть спостерігатися випадки корозії трубопроводів і арматури, а також утворення гідратів (продуктів приєднання води до різних речовин) та конденсату. Крім того, вміст вологи знижує питому теплоту згорання газу [1].

Фактично чимало існуючих методів вже позбавлені можливості підвищення точності. Зокрема, до високоточних методів належить конденсаційний метод на основі вимірювання температури точки роси, який теж практично вичерпав себе. Це пов'язано з рядом факторів, серед яких низька чутливість методу, для конденсаційного методу – залежність показів від температури фіксації початку конденсації вологи, оскільки для утворення видимої плівки конденсату на дзеркалі може знадобитися від декількох хвилин до годин, наявність різного роду домішок в аналізованому газі тощо. Тому постає задача суттєвого вдосконалення вимірювачів вологості, направленою на підвищення їх стабільності, точності та чутливості. При цьому необхідно застосувати нові підходи для підвищення вищенаведених параметрів [2].

Ефективність методів контролю вологості можна оцінити за комплексним показником і в процесі використання за функціональним призначенням. Це можна проілюструвати у вигляді функціональної залежності критерію „ефективність – вартість”: $K_e(x, a) = (K_k, K_z) = x + e^{-ax}$, де $x = \delta_{\text{дон}} / \delta$, K_k – показник, який характеризує якість засобу контролю вологості, K_z – показник, що характеризує інтегровані витрати при реалізації засобу, a – коефіцієнт, що враховує фінансові затрати, в даному випадку вартість; δ – відносна похибка вимірювання; $\delta_{\text{дон}}$ – допустима відносна похибка вимірювання. Критерій ефективності показує, що ефективність засобу зростає при збільшенні величини критерію ефективності. Тобто, якщо обирати для аналізу засоби контролю, що мають близький діапазон вимірювань, більш ефективним буде засіб з меншими ціною та відносною похибкою [3]. Результати порівняльної оцінки ефективності вимірювальних перетворювачів параметрів вологості газу наведені в таблиці.

Вимірювальний перетворювач	a , тис. грн.	δ , %	$\delta_{\text{дон}}$, %	x	K_e
Потенційний	0,600	$\pm 0,5$	± 1	2	2,3
Термічного типу (ИВТМ-7 МК)	5,700	± 2	± 1	0,5	0,56
Точки роси (Торос-3)	2,000	± 2	± 1	0,5	0,87
Ємнісні аналізатори компанії Panametrics	1,000	$\pm 2,2$	± 1	0,45	1,09
ИВГ-1 К-П	6,000	± 1	± 1	1	1

Як видно з наведених у таблиці даних, потенційний засіб на основі конденсаційного методу з використання багаторазового відбиття має, у порівнянні з аналогами, найбільший показник ефективності, що і визначило напрям досліджень.

На основі розробленої в [4, 5] математичної моделі засобу вимірювання струм на виході фотоприймача визначається:

$$I_{fp}(n_l, \Theta, P_{vix}) = \frac{2S_{fp}S_{pr}T_k}{\pi D^2} \exp(-\chi L_n) \cdot \left[\frac{n_0 \cos \Theta - \sqrt{n_1^2 - n_0^2 \sin^2 \Theta}}{n_0 \cos \Theta + \sqrt{n_1^2 - n_0^2 \sin^2 \Theta}} \right]^{2k} + \left[\frac{n_1^2 \cos \Theta - n_0 \sqrt{n_1^2 - n_0^2 \sin^2 \Theta}}{n_1^2 \cos \Theta + n_0 \sqrt{n_1^2 - n_0^2 \sin^2 \Theta}} \right]^{2k} \cdot \int_0^{T_n} F_{pr}(t) dt,$$

де T_k – температурний коефіцієнт, P_{vix} – вихідна потужність, Θ – критичний кут, n_0 і n_1 – показники заломлення скла світловода та конденсату відповідно, φ – кут між нормаллю до поверхні розділу в точці відбиття та перпендикуляром до площини розділу світловод-плівка конденсату, k – кількість відбиттів, S_{fp} – інтегральна чутливість фотоприймача, S_{pr} – площа фотоприймача, $F_{pr} = FR\tau_c$, R – коефіцієнт відбиття, τ_c – коефіцієнт пропускання середовища, в якому поширюється випромінювання, що визначається як $\tau_c = \exp(-\chi L_n)$, де χ – коефіцієнт екстинкції, L_n – шлях променя в світловоді, T_n – час накопичення заряду.

Температура точки роси, яка потім переводиться у значення вологості газу, описується формулою:

$$Tp = \begin{cases} \zeta \cdot \sum_{i=1}^4 D_i (R_i / R_0 - 1)^i, & R_i / R_0 < 1 (Tp < 0^\circ C); \\ \zeta \cdot \frac{\sqrt{A^2 - 4B(1 - R_i / R_0)} - A}{2B}, & R_i / R_0 \geq 1 (Tp \geq 0^\circ C); \end{cases}$$

де $\zeta = tg\beta / tg\alpha$, $tg\alpha = dI_{fp}(n_l, \Theta, P_{vix}) / d\Theta$, $tg\beta = dI_{fp}(n_l, \Theta, P_{vix}) / d\Theta$, R_i, R_0 – опір при вимірюваній температурі точки роси та номінальний опір при $0^\circ C$ відповідно, A, B, D_1, D_2, D_3, D_4 – табличні сталі, які залежать від температурного коефіцієнта сенсора.

На основі приведеного математичного моделювання в роботі запропоновано засіб для контролю вологості природного газу на основі багаторазового відбиття з вимірюванням температури точки роси, основним елементом якого є плоский світловод. Локалізація випромінювання в мініатюрному світловоді дозволяє за більш короткий час виявити початок конденсації вологи, що дає змогу підвищити чутливість та точність вимірювання. Запропонований засіб контролю вологості природного газу (рис. 1) містить джерело випромінювання (СВД), фотоприймач, плоский світловод, в якому промінь проходить, багатократно відбиваючись, термоелектрично регульований охолоджувач (ТЕМ) для охолодження світловода до досягнення температури точки роси, сенсор температури, мікроконтролер та індикаторний дисплей [2].

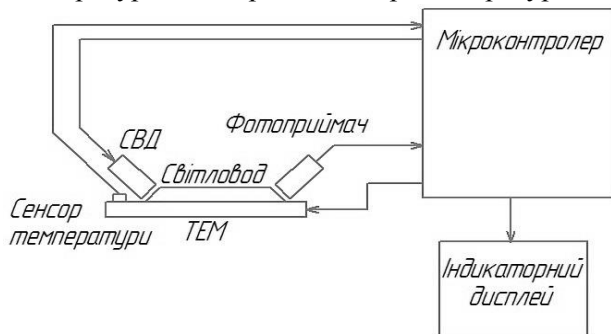


Рисунок 1 – Структурна схема вимірювача вологості природного газу

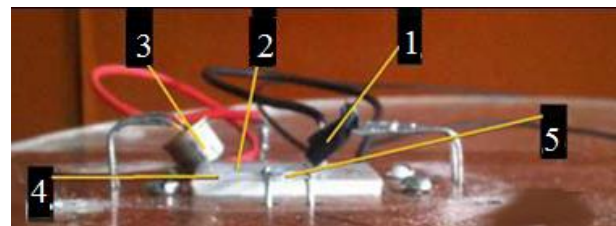


Рисунок 2 – Первинний перетворювач макетного зразка засобу для контролю вологості природного газу

Промені світла від джерела світла вводяться в світловод, де поширюються, відбиваючись. На виході зі світловода промені потрапляють на фотоприймач, змінюючи його вихідний струм, що фіксується мікроконтролером. Всі охолоджувачі повинні охолоджувати до однакового значення температури, щоб уникнути впливу температурного градієнта, тому їх робота постійно контролюється мікроконтролером. При охолодженні на тому боці світловода, який знаходиться у контакті з аналізованим газом, починає випадати конденсат, за рахунок чого змінюється інтенсивність відбитого променя світла, що реєструється фотоприймачем. Вологість газу та температура точки роси визначаються на основі отриманих значень зміни вихідної інтенсивності світла та виводяться на індикаторний дисплей.

На основі робіт [2, 4, 5] розроблено макетний зразок засобу контролю вологості природного газу, який наведено на рис. 2. Первинний перетворювач складається з джерела світла 1 – світлодіода АЛ 107А, плоского світловода 2, фотоприймача 3 – фотодіода ФД 256, термоелектричного модуля Пельть'є (ТЕМ) 4 (MT1-1.3- 127 GS), поверхневого сенсора температури 5 (типу Pt 1000 фірми JUMO) та радіатора (на рис. не наведений) для відведення тепла з гарячої сторони ТЕМ.

При проведенні експериментальних досліджень вимірювання вологості отримано 500 значень у вимірюваному діапазоні. Теоретична та експериментальна статичні характеристики наведені на рис. 3. Як видно з рисунка, відхилення експериментальної залежності від теоретичної не перевищує 3 %. Чутливість вимірювання складає 0,4375 °C/Ом, що дозволяє отримати високу точність вимірювань. Поріг чутливості становить -75,581 °C, що суттєво вище, ніж у засобів на основі одноразового відбиття [2].

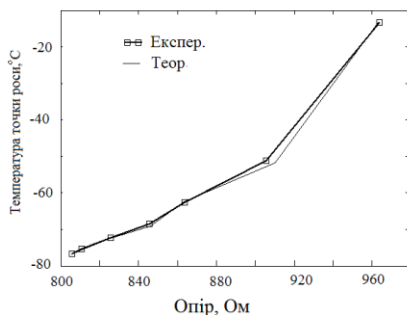


Рисунок 3 – Теоретична та експериментальна характеристики макетного зразка

Використання багаторазового відбиття та автоматизованої системи спостереження за моментом випадіння конденсату у структурі запропонованого конденсаційного гігрометра дозволяє підвищити чутливість та точність вимірювання вологості природного газу. Точність у запропонованому засобі зростає за рахунок більш чіткого визначення моменту випадіння конденсату при спаданні струму фотоприймача [5].

Список літературних джерел

1. Газы горючие природные. Методы определения влажности: ГОСТ 20060-83. – М. : Издательство стандартов, 1983. – 10 с.
2. Білінський Й.Й. Світловодний вимірювач вологості газу / Й.Й. Білінський, К.Ю. Іоніна // Вісник Вінницького політехнічного інституту, – 2012. - №6. – С. 142-145.
3. Лазарев И.В. Метод синтеза структур адаптивных измерителей временных параметров импульсов сложной формы по критерию „Эффективность – интегрированные затраты” в условиях параметрической априорной неопределенности // Вестник Воронежского института МВД России. - 2010. - № 1. - С. 144-148.
4. Білінський Й. Й., Іоніна К. Ю. Математична модель вимірювального перетворювача точки роси газу з вибірковістю вимірювань // Вісник Вінницького політехнічного інституту, Вінниця, (№3, 2012), с.170-175.
5. Білінський Й. Й. Світловодний аналізатор вологості газу / Й.Й. Білінський, К.Ю. Іоніна, Б.П. Книш // Методи та прилади контролю якості. Івано-Франківськ. – 2011. – №27. – С. 44-47.

Філінюк М. А. д.т.н., проф., Ліщинська Л.Б. к.т.н., доц., Чехмestrucк Р. Ю., аспірант

АНАЛІЗ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ ІМІТАНСНИХ ЛОГІЧНИХ СХЕМ

Ключові слова: Імітансний логічний елемент, узагальнений перетворювач імітанса, коефіцієнт розгалуження по виходу; коефіцієнт об'єднання по входу; споживана потужність; швидкодія.

Досягнуті на сьогоднішній день високі технологічні параметри логічних відеоімпульсних схем при їх подальшому поліпшенні підійшли до своєї технологічної межі. У зв'язку з цим, створення і розвиток логічних схем на основі нового інформаційного базису може відкрити перспективу подальшого вдосконалення інформаційної техніки. Виходячи з цього розглядається можливість побудови логічних схем на основі нового координатного базису – імітанса.

В імітансних логічних схемах логічний стан схеми пропонується характеризувати величиною не струму чи напруги, а характером імітансного параметра. У загальному випадку стан електричного ланцюга на змінному струмі можна характеризувати такими диференціальними параметрами $R^{(-)}, G^{(+)}, G^{(-)}, C^{(+)}, C^{(-)}, L^{(-)}, L^{(+)}$. Це дозволяє запропонувати шість варіантів імітансного представлення логічного «нуля» та «одиниці». При цьому слід зауважити, що логічний рівень описується не кількісною величиною імітансного параметра, а лише його характером або знаком що підвищує завадозахищеність запропонованої системи.

На відміну від відеоімпульсних і радіочастотних логічних схем, які використовують нелінійні властивості напівпровідникових приладів, для побудови імітансних логічних схем пропонується використовувати властивості однокристальних узагальнених перетворювачів імітанса, що працюють у лінійному режимі.

Основні електричні параметри базових логічних елементів (ЛЕ) визначають характеристики практично всіх мікросхем, що входять до конкретної серії, і визначають можливість сумісної роботи мікросхем різних серій в складі апаратури. До таких параметрів відносяться: вхідна та вихідна напруга (струм) високого та низького рівнів; час затримки переходу з одного стану в інший; робоча частота; швидкодія; споживна потужність ($P_{СП}$); завадостійкість ($U_{зв}$); коефіцієнт розгалуження по виходу (навантажувальна здатність) ($K_{РОЗ}$); коефіцієнт об'єднання по входу ($K_{ОБ}$). [1] Вимірювання цих статичних та динамічних параметрів добре відомо та проводиться за відомими ГОСТами [1-3]. Найважливішими параметрами імітансних ЛЕ є: швидкодія; коефіцієнт об'єднання по входу $K_{ОБ}$, коефіцієнт розгалуження по виходу $K_{РОЗ}$ та споживана потужність [5]. В основі роботи будь-якого імітансного ЛЕ лежить узагальнений перетворювач імітанса (УПІ), до входу якого одночасно, послідовно або довільно, підключаються перетворювані імітанса $W_{Г_i}$, які є вихідними імітансами $W_{вих_i}$ інших імітансних ЛЕ, підключених до входу ЛЕ, що розглядається. До його виходу підключені імітанса навантаження $W_{Н_i}$, які дорівнюють вхідним імітансам $W_{вх_i}$ ЛЕ, підключених до виходу ЛЕ, що розглядається. У якості УПІ таких ЛЕ отримали застосування біполярні та уніполярні напівпровідникові структури, що здатні працювати на частотах до 100 ГГц і вище. Виходячи з цього оцінка швидкодії імітансного логічного елемента проводиться, вважаючи що до входу УПІ підключений лише один перетворювальний імітанс $W_{Г_i}$, а до виходу підключено лише одне навантаження $W_{Н_i}$.

Швидкодія імітансного ЛЕ визначатимемо часом τ , протягом якого відбувається стабілізація значення вихідного перетвореного імітанса $W_{вих}$ від моменту появи до входу УПІ перетворюваного імітанса $W_{Г_i}$. Цей час буде визначатися постійною часу $\tau_{вх}$ вхідного ланцюгу УПІ, часом затримки сигналу в УПІ $\tau_{УПІ}$ і постійною часу $\tau_{вих}$ вихідного ланцюгу УПІ:

$$\tau = \tau_{вх} + \tau_{УПІ} + \tau_{вих}.$$

У разі реалізації УПІ на основі біполярної транзисторної структури часова затримка визначається сумою часу всіх затримок розповсюдження сигналу у ній [5]. Ця сумарна затримка може бути розрахована вимірюванням граничної f_{gp} або максимальної частоти генерації

f_{\max} біполярного транзистора, а також максимально-досяжного коефіцієнта стійкості підсилення транзистора $K_{ms.k}$ у схемі зі спільним колектором.

$$\tau_{УП.Б} = 1 / 2\pi f_{зр} = 1 / r_0 C_K (2\pi f_{\max})^2 = 1 / 2\pi f_{вум} K_{ms.k}$$

У разі реалізації УПІ на польовій транзисторній структурі, вираз для часу затримки буде враховувати диференціальний опір та ємність між затвором і витокком транзистора, граничну частоту за крутизною ω_s , час прольоту каналу носіями струму t .

$$\tau_{УП.П} = t + \omega^{-1} \arctg \Omega_s.$$

Коефіцієнт об'єднання по входу $K_{об}$ імітансного ЛЕ розраховується з припущення що ЛЕ, які підключаються до його входу, є ідентичними і мають вихідний імітанса $W_{Г1}$. Припускаючи що до входу УПІ підключено n ідентичних заземлюючих ЛЕ з вихідною провідністю $Y_{Г1}$, то сумарна провідність буде $Y_{Г} = nY_{Г1}$. Подальший розрахунок залежить від інформаційного характеру. Для реального УПІ залежність складових перетвореної провідності $Y_{вих}$ від перетворювальної $Y_{Г}$ є нелінійною і обмеженою $\text{Im}Y_{Г\min}$ та $\text{Im}Y_{Г\max}$. Враховуючи технологічний, режимний та температурний розкид перетворюваної провідності $\Delta \text{Im}W_{Г}$:

$$K_{об} = \text{Im}(Y_{Г\max} - \text{Im}Y_{Г\min}) / \Delta W_{Г}$$

Величина $\Delta \text{Im}W_{Г}$ враховує умови завадостійкості.

Оцінка коефіцієнта розгалуження по виходу $K_{роз}$ також проводиться у припущенні, що ЛЕ, які підключені до виходу імітансного ЛЕ є ідентичними. Коефіцієнт розгалуження перш за все залежить від потужності вихідного сигналу $P_{вих}$ і чутливості ЛЕ, які підключаються до виходу ЛЕ. Під чутливістю ЛЕ розуміють мінімальну потужність сигналу $P_{ex.min}$ на його вході, яка розвиває на його виході стандартну потужність $P_{вих.max}$ при заданому співвідношенні сигнал/шум. Мінімальна потужність повинна перевищувати потужність власних шумів, а стандартна це потужність при якій забезпечується квазілінійний режим роботи ЛЕ. З урахуванням цього коефіцієнт розгалуження по виходу:

$$K_{роз} = P_{вих.max} / kT_0 \Pi_{ш} q_{ex} (K_{ш} - 1).$$

Основною перевагою імітансних ЛЕ є те що вони здатні працювати на частотах до 100ГГц. Розглянувши основні параметри відеоімпульсних та імітансних логічних елементів можна прийти до висновку що деякі з них є тотожними та вимірюються за прийнятими ГОСТами. Але є і необхідність в розробці методів та засобів вимірювання деяких параметрів логічних елементів а саме розрахунку W - параметрів УПІ, час затримки переходу з одного стану в інший. Та визначити методи та засоби узгодження імітансних ЛЕ з відеоімпульсними.

Література

1. ГОСТ 19480-89 Микросхемы интегральные. Термины, определения и буквенные обозначения электрических параметров
2. ГОСТ 18683.1-83 Микросхемы интегральные цифровые. Методы измерения статистических электрических параметров
3. ГОСТ 18683.2-83 Микросхемы интегральные цифровые. Методы измерения динамических электрических параметров
4. Ліщинська Л.Б. Інформаційні пристрої на основі багато параметричних узагальнених перетворювачів імітанса: монографія / Л.Б. Ліщинська. – Вінниця: ВНТУ, 2013. 219с.
5. Ліщинська Л.Б. Оцінка основних параметрів імітансних логічних елементів / Л.Б. Ліщинська // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2011. – Том 3, №22. – с. 45-52.

О.М.Шинкарук, д.т.н., проф.; В.Р.Любчик, к.т.н., доц., Килимник О.М., ст.викладач, Лантвойт М.О., аспірант

ДОСЛІДЖЕННЯ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТУ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПРИЛАДУ БАГАТОЧАСТОТНОГО ФАЗОВОГО МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ ДАЛЬНОСТЕЙ

Ключові слова: фазовий метод, дальність, вимірювальний прилад, блок-схема.

Дослідження різних методів вимірювання дальностей: часових, частотних, фазових, показав що найбільш точними є фазові методи [1]. Подальші дослідження дозволили розробити теоретичні основ багаточастотних фазових вимірювань дальностей до багатьох об'єктів [2] та багаточастотні фазові методи вимірювання дальностей до багатьох об'єктів [3]. Усі методи використовують результати вимірювання значень векторів сумарних сигналів відбитих від усіх об'єктів при зондуванні їх гармонійними сигналами в заданому діапазоні частот. Особливістю аналітичного методу [3] є використання обмеженого частотного діапазону. Для дослідження n об'єктів необхідно зондувати на $2n$ частотах. Це дозволяє суттєво звузити діапазон частот зондування. Причому, якщо смуга частот заздалегідь обмежена, або вимірювальним приладом, або середовищем у якому розповсюджуються зондувальні частоти, або середовище має значну частоту дисперсію, обмежений частотний діапазон часто зондувальних сигналів дозволяє отримати суттєву перевагу по технічних параметрах вимірювального приладу.

Було розроблено макет вимірювального приладу для дослідження аналітичного багаточастотного фазового методу вимірювання дальностей. Макет складається з наступних блоків: мікроконтролерного блоку керування, елементи керування, синтезатора частот, блоку прийомо-передавання, блоку живлення; та вимірювальних приладів: цифрового осцилографа RIGOL DS1052E, фазометра Ф2-34, вольтметра В3-39. Блок схема макета наведена на рис. 1.

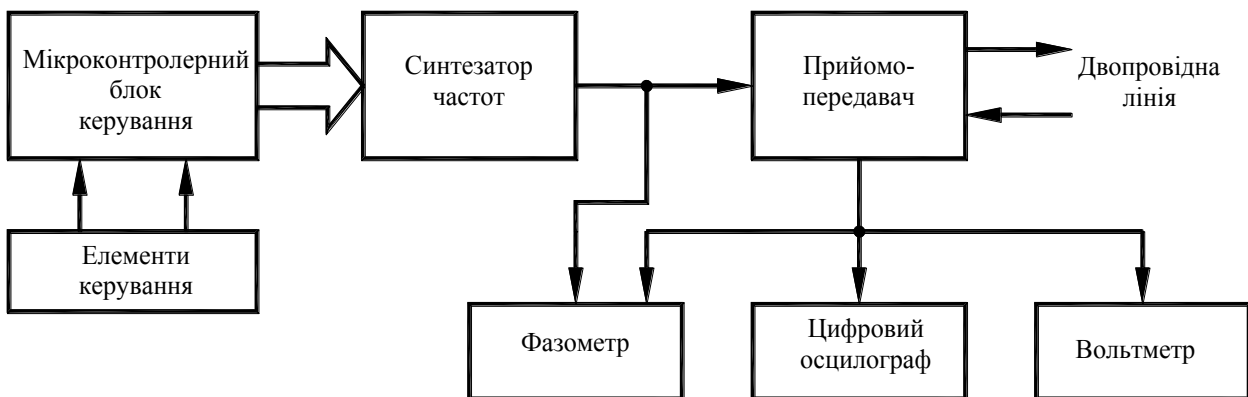


Рисунок 1 Блок-схема лабораторного макету дослідження аналітичного багаточастотного фазового методу вимірювання дальностей

Даний макет працює наступним чином. Керує роботою макету мікроконтролерний блок керування. Він задає коди частоти для синтезатора частот. Частота сигналу змінюється від 10кГц з кроком 10кГц до 10МГц. За допомогою елементів керування змінюється значення поточної частоти. Контроль частоти та форми сигналу відбувається за допомогою цифрового осцилографа. Блок прийомо-передавача узгоджує схему макета із двопровідною лінією довжиною 500м. З виходу приймача сигнал подається на другий вхід фазометра та вольтметр. Для вимірювання фазового зсуву, на перший вхід фазометра подається опорний сигнал з синтезатора частоти.

В результаті дослідження лінії отримані залежності амплітуди та фази сумарного відбитого сигналу (рис.2 та 3). Рис.2а та рис.2б демонструє залежності амплітуди та фази сумарного сигналу при короткозамкненій на кінці лінії. Рис.3а та рис.3б демонструє залежності амплітуди та фази сумарного сигналу в режимі холостого ходу лінії.

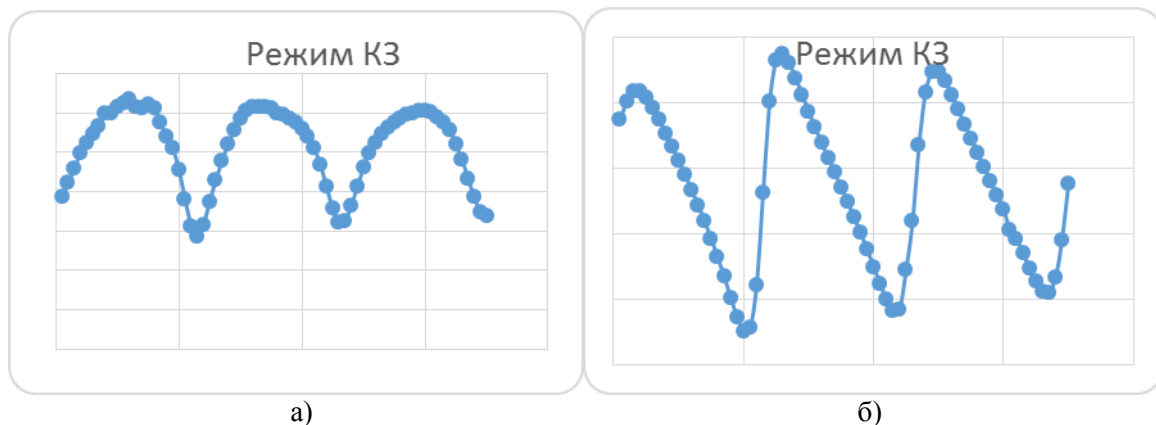


Рисунок 2 Залежності амплітуди (а) та фази (б) від частоти сумарного сигналу в режимі короткого замикання на кінці лінії

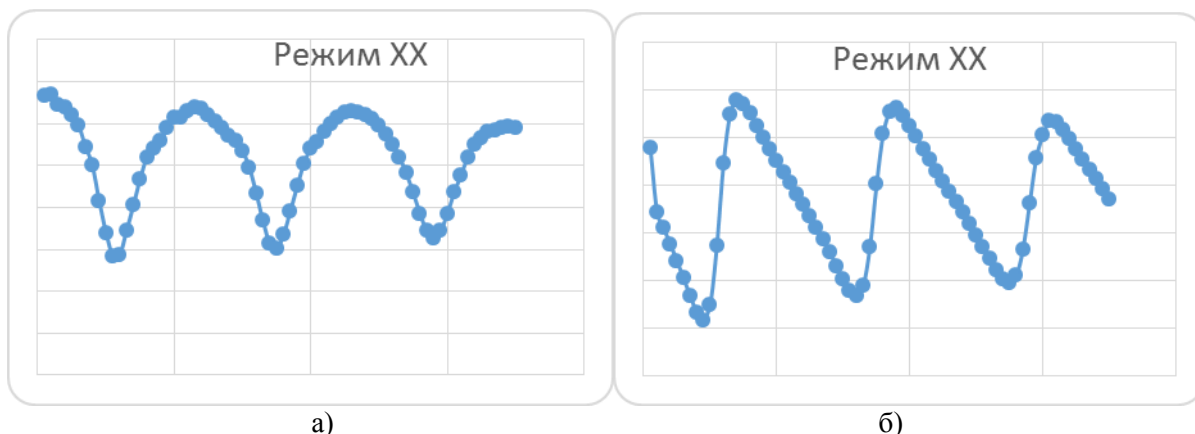


Рисунок 3 Залежності амплітуди (а) та фази (б) від частоти сумарного сигналу в режимі холостого ходу на кінці лінії

Отримані залежності підтверджують теоретичні викладки та висновки отримані в роботі [2]. Проведені розрахунки відповідно до математичної моделі аналітичного багаточастотного фазового методу наведеного в роботі [3], дали в результаті дальності: 3,47м, 475м та 950м. Перший результат по дальності відповідає відбиттю від точки підключення лінії до приладу з урахуванням похибки вимірювання фазового зсуву та амплітуди. Другий результат – дальність до кінця лінії. Третій результат є результатом подвійного проходження зондувального сигналу від передавача до кінця лінії, відбиття, повернення до точки підключення лінії до приладу, перевідбиття в лінію, повернення до кінця лінії, наступне відбиття і повернення до приладу. Отже, сигналу пройшов подвійну відстань, що і підтверджується результатом розрахунку. Також наведені результати показують відмінність характеристик для різних режимів підключення лінії: короткого замикання та холостого ходу, які узгоджуються із теорією довгих ліній.

Список літературних джерел

1. Маевский С.М., Баженов В.Г., Батуревич Е.К., Куц Ю.В. Применение методов фазометрии для прецизионного измерения расстояний. – К.: Вища школа, Изд-во при Киев. ун-те, 1983, 84с.
2. Параска Г.Б., Шинкарук О.М., Любчик В.Р. Теоретичні основи фазових вимірювань відстаней до декількох об'єктів. - Електроніка і зв'язок, 3, 2010 - С.82-86.
3. Шинкарук О.М. Аналітичний багаточастотний фазовий метод вимірювання дальностей / О.М. Шинкарук, В.Р. Любчик, М.О. Лантвойт // Вісник НТУУ "КПІ". Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2013. – №52. – С.65 –73.

Р.І. Соломічев, аспірант

ДВОПРОМЕНЕВИЙ СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ КОНЦЕНТРАЦІЇ І ДИСПЕРСНОСТІ ПИЛОВОГО АЕРОЗОЛЮ У ВУГІЛЬНИХ ШАХТАХ

Ключові слова: концентрація, вугільний пил, потік випромінювання, оптичний канал, фотодіод, характеристика перетворення.

На вугільних шахтах України безперервно ускладнюються горно-геологічні та горно-технічні умови видобутку вугілля у зв'язку з переходом гірничих робіт на більш глибокі горизонти при постійно зростаючих рівнях механізації промислових процесів. Зростає абсолютна й відносна газовість шахт, отже підвищується небезпека виникнення вибухів пилу та газу, крім того зростає рівень професійних захворювань робітників силікозом й пневмоконіозом. Це потребує подальшої розробки, проведення комплексу відповідних технічних й організаційних заходів щодо профілактики захворювань та вибухів пило-газоповітряних сумішей рудничної атмосфери. Існуючі аспіраційні пробовідбірники не задовольняють сучасним нормативам та вимогам контролю запиленості атмосфери вугільної шахти за швидкістю і точністю, що також підвищує ризик виникнення вибухів у шахтах [1]. Проведений аналіз методів та засобів вимірювання концентрації пилу дозволяє стверджувати, що більш ефективним з точки зору швидкодії є пиломіри, які ґрунтуються на оптико-абсорбційному методі.

З проведених попередніх досліджень [2] встановлено, що найбільш небезпечними с точки зору вибуховості та санітарії є фракції вугільного пилу дисперсністю від 1 до 10 мкм, які перебувають у зваженому стані та не осідають. Крім цього у суміші можуть перебувати фракції інших розмірів, які сприяють спотворенню результатів вимірювання концентрації саме найбільш небезпечної фракції пилу. Це обумовлено похибкою від зміни дисперсності пилу, яку можна виключити при сумісному вимірюванні концентрації та дисперсності зваженого в повітрі вугільного пилу.

При вирішенні задачі аналізу розподілення часток пилу за розмірами в полідисперсних системах запропоновано використати двопроточний оптико-абсорбційний спосіб, що дозволяє відновити функцію розподілення $f(D)$ з експериментальної інформації про коефіцієнти пропускання випромінювання для різних довжин хвиль зондуючого випромінювання:

$$f(D) = \frac{a}{D} \cdot \exp(-b \cdot \ln(\beta \cdot D)^2), \quad (1)$$

де a – нормуючий множник; b , β – параметри функції розподілення, що треба встановити; D – дисперсність часток пилу.

Двопроточний спосіб вимірювання концентрації та дисперсності зваженого пилу базується на тому принципі, що відношення логарифмів коефіцієнтів пропускання для двох довжин хвиль зондуючих випромінювачів є однозначною функцією середнього об'ємно-поверхневого діаметру (D_{32}) часток пилу [3]. На відміну від однопроточного способу, з яким поточну дисперсність неможливо оцінити, а лише масову частку пилу за загальним загасанням випромінювання, двопроточний спосіб завдяки певному загасанню випромінювання окремої довжини хвилі від певного розміру часток обумовлює отримання необхідної кількості експериментальної інформації для відновлення функції розподілу. Схема двопроточного способу вимірювання концентрації пилу зображена на рисунку 1.

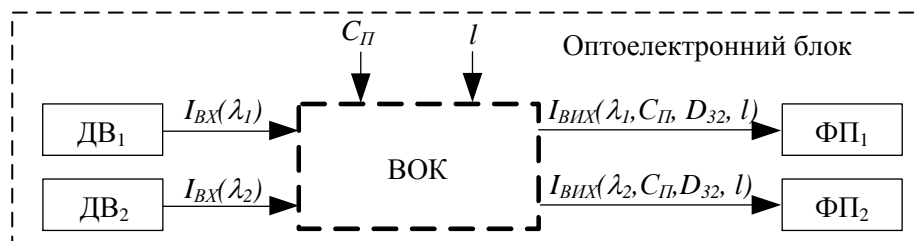


Рис. 1 – Функціональна схема оптоелектронного блоку

На рис. 1 позначено: ДВ_і – джерело світлового випромінювання з довжиною хвилі λ_i ($i=1,2$); ФП_і – фотоприймачі; ВОК – відкритий оптичний канал з довжиною бази l ; $I_{BX}(\lambda_i)$ – початкова

інтенсивність зондуючого випромінювання до його надходження в ВОК, Вт/м²; $I_{ВВХ}(\lambda_i, C_{П}, D_{32}, l)$ – інтенсивність випромінювання на виході ВОК, Вт/м²; $C_{П}$ – концентрація пилу, що вимірюється, г/м³.

У роботі [4] були проведені дослідження, за результатами яких встановлено діапазон вибору довжини хвиль світлового випромінювання на основі аналізу апріорної інформації про дисперсність зважених часток пилового аерозолу в реальних умовах та характеристик загасання випромінювання від розмірів часток, а саме: $\lambda_{min} > 0,418$ мкм та $\lambda_{max} < 1,051$ мкм. Для встановлення функції розподілу часток пилу за розмірами треба обрати такі параметри розподілення b, β , для яких відхилення Δ_j розрахункового значення відношення коефіцієнтів спектральної прозорості від експериментального є найменшим ($\Delta_j \rightarrow min$):

$$\Delta_j = \left| k_{експ\ j} - k_{теор\ j} \right|, \quad (2)$$

де $k_{експ\ j}, k_{теор\ j}$ – експериментальне та теоретичне значення відношень коефіцієнтів спектральної прозорості відповідно на j -му кроці ітерацій, визначаються згідно виразів:

$$k_{експ\ j} = \frac{\tau_{\lambda_i\ j}^{експ}}{\tau_{\lambda_2\ j}^{експ}}, \quad (3)$$

де $\tau_{\lambda_i\ j}^{експ}$ – коефіцієнт спектральної прозорості, експериментально визначений для i -ї довжини хвилі λ_i ($i=1,2$) у дискретний момент j , знаходиться як:

$$\tau_{\lambda_i\ j}^{експ} = \ln \frac{I_{ВХ}(\lambda_i)}{I_{ВВХ}(\lambda_i, C_{П}, D_{32}, l)}. \quad (4)$$

Відношення теоретичних коефіцієнтів спектральної прозорості базується на окремо визначених параметрах – факторах ефективності послаблення (ФЕП) – $Q(\alpha(\lambda_i), m(\lambda_i))$ зондуючого випромінювання для різних довжин хвиль, які розраховуються на підставі теорії Мі [5], що за допомогою математичного апарату описує фізику взаємодії світлового променя із частками вугільного пилу; $\alpha(\lambda_i) = \pi \cdot D / \lambda_i$ – безрозмірний параметр дифракції; $m(\lambda_i)$ – комплексний показник переломлення випромінювання.

$$k_{теор\ j} = \frac{\tau_{\lambda_i\ j}^{теор}}{\tau_{\lambda_2\ j}^{теор}} = F[Q(\alpha(\lambda_i), m(\lambda_i)), f(D)], \quad (5)$$

Перед розрахунком теоретичного коефіцієнта (5), використовуючи метод циклічного покоординатного спуску, задаються параметрами розподілення – b (від b_{min} до b_{max}) і β (від β_{min} до β_{max}) та визначається нормуючий множник a функції розподілення (1). Визначення інтегралів при всіх розрахунках здійснюється чисельними методами з використанням алгоритму Ромберга, який має достатньо велику точність обчислення інтегралів без збільшення машинного часу розрахунків. Таким чином, підбираючи параметри b та β , встановлюють поточну функцію розподілення зважених часток вугільного пилу за дисперсністю, що надає змогу визначити масову концентрацію зваженого пилу шляхом осереднення залежностей для декількох довжин хвиль за виразом [3]:

$$C_{П\ j} = 0,5 \cdot \sum_{i=1}^2 \frac{\tau_{\lambda_i\ j}^{експ} \cdot \rho_k \cdot D_{32}}{1,5 \cdot l \cdot \bar{Q}(\lambda_i)}, \quad (6)$$

де D_{32} – середній об'ємно-поверхневий діаметр часток пилу; ρ_k – щільність вугільного пилу, $\rho_k = 1,2 \cdot 10^6$ г/м³; $\bar{Q}(\lambda_i)$ – усереднене значення ФЕП випромінювання для полідисперсної середи при i -ї довжини хвилі.

У значенні усередненого ФЕП міститься інформація про характер послаблення світлового випромінювання у залежності від обраної довжини хвилі та діапазону розмірів зважених полідисперсних фракцій вугільного пилу. Теоретичне значення усередненого ФЕП в залежності від довжини хвилі λ приведена на рисунку 2 при діапазоні інтегрування від $D_{min} = 1$ до $D_{max} = 6$ мкм, де саме ділянка характеристики є лінійною при $\lambda_{min} > 0,418$ мкм та $\lambda_{max} < 1,051$ мкм. Підставляючи у формулу (6) чисельні дані, отримуємо такі характеристики, як показано на рисунку 3, де позначено: 1 – залежність концентрації вугільного пилу від можливого експериментального значення коефіцієнта спектральної прозорості $\tau^{експ}$ (від 1 до 4,6 відносних одиниць, які

відповідають оптичній прозорості середи від 100 до 1 відсотка відповідно) при довжині хвилі $\lambda_1=0,418$ мкм та довжині бази ВОК $l=0,1$ м; 3 – при $\lambda_2=1,051$ мкм; 2 – осереднене значення концентрації вугільного пилу при двопробеному способі вимірювання для λ_1 та λ_2 .

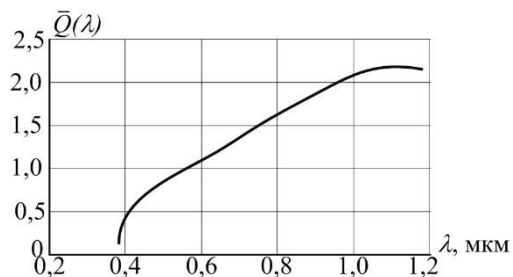


Рис.2 – Залежність усередненого ФЕП від довжини хвилі випромінювання

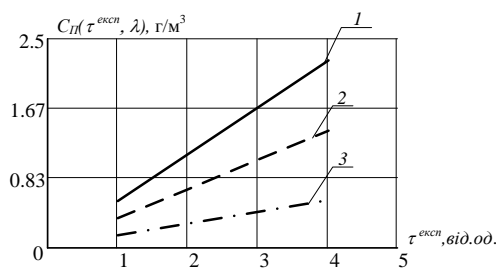


Рис.3 – Залежність концентрації вугільного пилу від коефіцієнта спектральної прозорості

З рисунку 3 випливає, що використання двопробеного способу вимірювання концентрації вугільного пилу (залежність 2) дає більш точне значення вимірюваних концентрацій та дисперсності, на відміну від однопробеного способу (залежності 1, 3), який не придатний для визначення дисперсності пилу та має велику похибку вимірювання концентрації в залежності від дисперсності пилу.

Для визначення експериментальних значень коефіцієнтів спектральної прозорості $\tau^{експ}$ при різних довжинах хвиль на базі створеної математичної моделі оптоелектронного вимірювача концентрації вугільного пилу реалізований макетний зразок вимірювача, який надасть надалі змогу отримати його градувальну характеристику та перевірити адекватність моделі.

Висновки

1. Запропоновано використовувати двопробеновий спосіб вимірювання та алгоритм, за якими дозволяється отримати функцію розподілення зважених полідисперсних часток вугільного пилу за розмірами та встановити чисельно поточний його діапазон дисперсності й концентрацію в рудничній атмосфері.

2. Складена математична модель двопробеного способу вимірювання концентрації вугільного пилу та отримані необхідні характеристики, за якими встановлено можливий діапазон довжин хвиль світлового випромінювання (від $\lambda_{min} > 0,418$ мкм до $\lambda_{max} < 1,051$ мкм), дисперсності часток (від $D_{min} = 1$ до $D_{max} = 6$ мкм) за функцією розподілу та діапазон концентрацій вугільного пилу, що вимірюється у відкритому оптичному каналі.

3. За створеною математичною моделлю реалізований макетний зразок двопробеного вимірювача, який надасть надалі змогу отримати експериментально його градувальну характеристику та перевірити адекватність розробленої моделі.

Список літературних джерел

1. Ващенко В.И. Пыль угольных шахт. / В.И. Ващенко, А.К. Носач, В.В. Яворович. // Вести Донецького горного інститута, 2011. – Випуск 11. – С. 35-44.

2. Соломічев Р.І. Дослідження впливу зміни концентрації компонент пилогазової суміші на поріг вибуховості в умовах вугільних шахт / Вовна А.В., Зорі А.А., Соломічев Р.І. // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: «Обчислювальна техніка та автоматизація», 2012. Випуск №23 (201). – С. 145-152.

3. Архипов В.А., Шереметьева У.М. Аэрозольные системы и их влияние на жизнедеятельность: Учебное пособие. – Томск: Издательство Томского государственного педагогического университета. 2007. – 136 с.

4. Соломічев Р.И. Разработка математической модели измерителя концентрации пыли в угольных шахтах // Известия Технологического института Южного федерального университета в г. Таганроге № 5, май 2013. – С.75-80.

5. Дейрменджан Д. Рассеяние электромагнитного излучения сферическими полидисперсными частицами. – М.: Мир, 1971. – 303 с.

Смотров Е.А., к.т.н., Савёлова Э.В., ст. преподаватель, Вершинин Д.В., инженер,
Акшинцев Д.И., студент

СОЗДАНИЕ И ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ СЧЕТЧИКА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Ключевые слова: измерение расхода электроэнергии, счетчик электрической энергии постоянного тока, датчик тока, датчик напряжения, погрешность измерения

В свете современных тенденций всеобщей экономии важным параметром эксплуатации и исследований электрических установок является измерение расхода электроэнергии. Особое значение это действие приобретает при исследовании систем на постоянном токе и в частности, электротранспортных средств (ЭТС), обладающих свойством обратимости (рекуперации) и могущих работать не только в двигательном режиме, но и в режиме генератора, что при торможении позволяет преобразовывать механическую энергию ЭТС в электрическую. Именно это свойство накладывает соответствующее требование к измерителю расхода (здесь и далее счетчику) электроэнергии – возможность измерения не только потребляемой, но и генерируемой ее составляющих.

Удельная характеристика ЭТС – расход энергии источника на единицу веса и пробега ЭТС является очень важным параметром, характеризующим эффективность регулирования приводов, качество кинематической цепи и позволяющим определить пробег при данной емкости аккумуляторной батареи (АБ). Применяемые косвенные методы – учет энергии переменного тока при заряде АБ [1] не обеспечивают требуемой точности и не позволяют провести отдельную оценку эффективности работы энергосилового (электроприводов) и энергонакопительной (рекуператора) установок.

Известный промышленный образец СКВТ – Ф610 создан для городского электротранспорта и рассчитан на номинальное напряжение 600,800,1500 и 3000В; номинальный ток 5,50, ... 7500А (трамвай, троллейбус), имеет вес до 1.5 кг, значительные габариты и стоимость, что делает его малоэффективным при исследовании легких ЭТС (электровелосипед, электроскутер, гольф-машина и т.д.) с более низкими номинальными значениями тока и напряжения ($I_n \leq 100A$; $U_n \leq 120B$).

Учитывая все вышесказанное, для проведения качественного исследования энергозатрат легких ЭТС [2] возникла необходимость создания обратимого (двухканального) счетчика электроэнергии постоянного тока с широким диапазоном входных величин напряжения и тока, обладающего большей разрешающей способностью, а значит меньшей погрешностью измерений.

Функциональная схема разработанного счетчика энергии представлена на рис. 1.

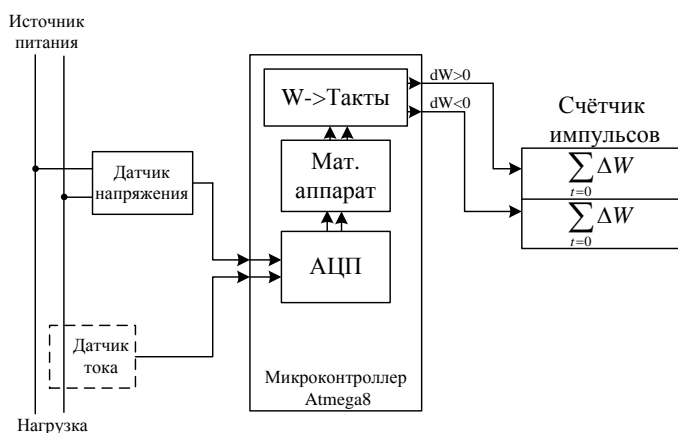


Рис. 1 - Функциональная схема разработанного счётчика энергии

Сигналы, пропорциональные измеряемому току и напряжению электрической цепи, поступают на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП) программируемого микроконтроллера (в данном случае Atmega8), где осуществляются операции квантования, измерения, перемножения,

интегрирования, формирования импульсов, соответствующих приращению энергии за элементарные промежутки времени Δt , разделение и запись их в зависимости от знака в один из двух регистров памяти, данные из которых поступают в устройство хранения.

В качестве устройства хранения и индикации применен двухканальный счётчик импульсов с энергонезависимой памятью Yepoch H2-7EA3, что позволяет предотвратить потерю информации от предыдущих сессий работы со счетчиком или при отключении питания для сохранения результатов предыдущих измерений.

Более подробно алгоритм работы созданного счетчика рассмотрим на примере структурной схемы (рис. 2).

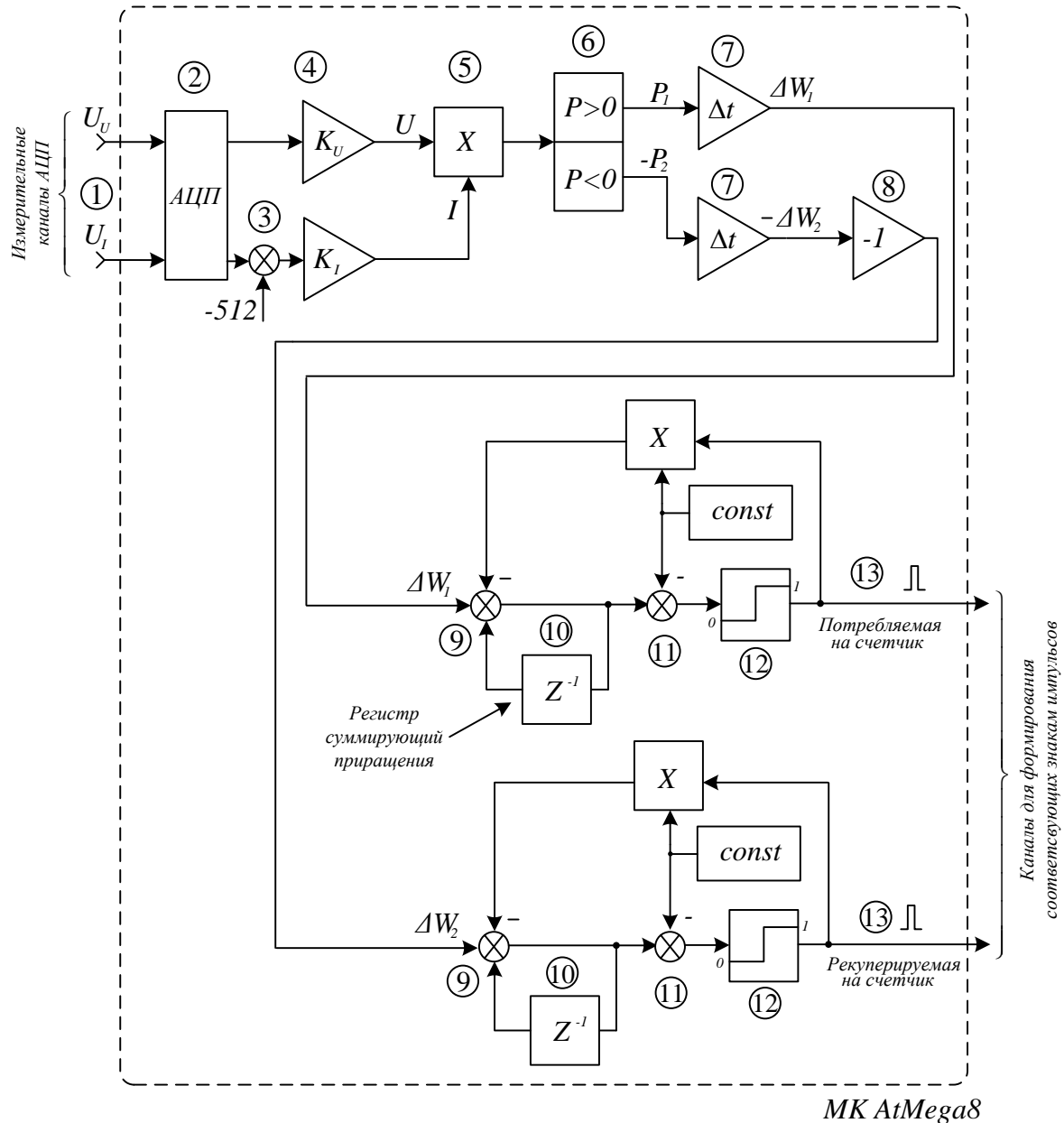


Рис. 2 - Структурная схема счётчика энергии

Пропорциональный напряжению на нагрузке сигнал снимается с резистивного делителя, току - измеряется датчиком тока HASS-50 с однополярным напряжением питания. На первом шаге оба сигнала поступают в АЦП, где преобразуются в двоичный код (шаг 2).

Направление и значение тока, действующего в цепи источника, определяется по значению выходного напряжения датчика U_{om} . Если оно больше половины выходной номинальной величины

($\frac{U_{\text{вых.н}}}{2} = 2,5 \text{ В}$), то значение измеряемого тока > 0 , и энергия потребляется нагрузкой, иначе –

возвращается источнику (шаг 3). Напряжение $\frac{U_{\text{вых.н}}}{2}$ часто называют напряжением средней точки

$U_{\text{ср.т}}$, т.к. ему соответствует нулевое измеряемое значение тока.

Далее (шаг 4) полученные в двоичном коде значения измеряемых величин путем умножения на масштабные коэффициенты приводятся к «реальным»:

$$U_{\text{нагр}} = U_{\text{АЦП}} \cdot k_U,$$

$$I_{\text{нагр}} = (U_{\text{дт}} - U_{\text{ср.т}}) \cdot k_I,$$

где k_U и k_I – масштабные коэффициенты по напряжению и току;

перемножаются между собой (5) для получения значения мгновенной мощности, по знаку которой (6) выбирается регистр для записи потребляемых нагрузкой или возвращаемых источнику приращений энергии Δw за элементарные промежутки времени Δt (7).

На шаге 8 производится изменение знака с «-» на «+» очередного приращения возвращаемой в цепь электроэнергии.

Каждое приращение электроэнергии Δw увеличивает значение, хранящееся в одном из двух регистров памяти (10), его содержимое сравнивается с константой (шаг 11), равной единице измерения электроэнергии (для разработанного счетчика 1 дВт·ч), и если оно больше этой величины, то триггер (12) формирует единичный импульс, поступающий на один из двух каналов счетчика импульсов (шаг 13), каждый из которых содержит по 7 десятичных разрядов со встроенным гашением незначащих нулей слева, что упрощает восприятие подаваемой информации.

Этот же импульс условно обнуляет регистр памяти (10), содержимое которого уменьшается на величину учтенной единицы измерения электроэнергии (шаг 9).

С целью уменьшения результирующей погрешности для измерения напряжения и тока используются специализированные приборы типа LV-25-P и HASS -50 на базе элементов Холла с гальванической развязкой силовой и измерительной цепей.

Среди наиболее характерных областей применения таких датчиков можно выделить:

- UPS и другое оборудование, использующее батареи (для контроля зарядного и разрядного токов);
- электромобили, транспортные преобразователи, системы контроля состояния батарей;
- системы городского электрического транспорта, системы управления и защиты тяговых двигателей (для контроля режимов работы);
- другие области применения, например, системы управления электроэнергией, коммутируемые источники питания.

Для каждого из выбранных датчиков одной из основных метрологических характеристик является точность преобразования, которая зависит от типа производимых преобразований, электрических параметров и параметров, зависящих от окружающей среды (окружающая температура и т. д.).

Определим погрешность и значение внешнего резистора при преобразовании номинального значения напряжения $U_H = 120 \text{ В}$ [5]. Расчет начнем с определения величины внешнего резистора R_1 .

В техническом паспорте [3] на датчик LV-25-P указано:
номинальный входной ток, эффективное значение $I_{PN} = 10 \text{ мА}$;
диапазон преобразования $I_P = (0 \dots \pm 14) \text{ мА}$;
входное внутреннее сопротивление $R_P = 250 \text{ Ом}$ (при температуре $T_A = 85 \text{ °С}$).

$$R_1 = (U_{PN} / I_{PN}) - R_P = (120 / 14 \times 10^{-3}) - 250 = 8321 \text{ Ом} = 8.32 \text{ кОм}$$

Номинальная мощность, рассеиваемая в R_1

$$P = I_{PN}^2 \times R_1 = 10^2 \text{ мА} \times 8.32 \text{ кОм} = 0.83 \text{ Вт}$$

Выберем значение мощности, равное 4 Вт.

Полное сопротивление первичной цепи будет следующим:

$$R = R_P + R_1 = 250 + 8321 = 8.57 \text{ кОм}$$

Вычислим точность преобразования без учета R_1 . В соответствии с техническим паспортом: точность преобразования при температуре $+25^\circ\text{C}$ составляет $\pm 0.9\%$ от I_{PN} при напряжении питания $U_c = \pm 12 \dots 15 \text{ В}$; температурный дрейф выходного тока - максимум $\pm 0.25 \text{ мА}$; коэффициент преобразования 2500:1000; входной ток I_{PN} в 10 мА должен создавать номинальный аналоговый выходной ток $I_{SN} = 25 \text{ мА}$.

Таким образом, значения погрешностей преобразования составляют:
 точность при 25°C , $\pm 0.7\%$ от I_{PN} $\pm 0.7\%$
 температурный дрейф выходного сигнала, $\pm 0.25 \text{ мА} / 25 \text{ мА}$ $\pm 1.0\%$

Максимальная погрешность датчика без учета величины внешнего резистора R_1

$$\delta_1 = (\pm 0.7\%) + (\pm 1.0\%) = \pm 1.7\%$$

На стабильность первичного тока, а значит, и на величину выходного сигнала влияет любое изменение от рабочей температуры величины как внешнего резистора R_1 , так и входного внутреннего сопротивления R_P . Для примера выберем значение сопротивления R_1 с точностью 0.5% и температурным дрейфом $50 \text{ ppm} / ^\circ\text{K}$. Входное внутреннее сопротивление обмотки датчика при рабочей температуре $T_A = +85^\circ\text{C}$ 250 Ом . По известной зависимости

$$R_{P\Delta t} = R_{Pi}(1 + \alpha \Delta t),$$

где $R_{P\Delta t}$ - значение сопротивления при конечной температуре, R_{Pi} - значение сопротивления при любой другой температуре, α - температурный коэффициент меди $0.004 \text{ Ом} / ^\circ\text{K}$, Δt - разность между температурами, определим R_P при $T_A = +25^\circ\text{C}$ и $T_A = +70^\circ\text{C}$.

$$R_P(\text{при } T_A = +70^\circ\text{C}) = R_{P\Delta t} / (1 + \alpha \cdot \Delta t) = 250 / [1 + 0.004 \cdot (85 - 70)] = 236 \text{ Ом}$$

$$R_P(\text{при } T_A = +25^\circ\text{C}) = R_{P\Delta t} / (1 + \alpha \cdot \Delta t) = 250 / [1 + 0.004 \cdot (85 - 25)] = 202 \text{ Ом}$$

Номинальная погрешность определяется точностью резистора R_1 $\delta_H = 0.5\%$. Погрешность, обусловленная температурным дрейфом выходного сигнала

$$\delta_{OT} = 50 \text{ ppm} / ^\circ\text{K} \cdot (70^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \cdot 100\% = 0.225\%$$

Погрешность преобразования в зависимости от температурного изменения сопротивления первичной обмотки

$$\delta_T = [(R_P \text{ при } T_A + 70^\circ\text{C} - R_P \text{ при } T_A + 25^\circ\text{C}) / R] \cdot 100\% = [(236 - 202) / 8571] \cdot 100\% = 0.397\%$$

Полная погрешность, связанная с величиной R

$$\delta_R = \delta_H + \delta_{OT} + \delta_T = 0.5\% + 0.225\% + 0.397\% = 1.12\%$$

Полная погрешность преобразования при номинальном напряжении $U_H = 120 \text{ В}$ в пределах диапазона рабочих температур составляет:

$$\delta = \delta_1 + \delta_R = 1.70\% + 1.12\% = 2.82\%$$

При небольших напряжениях силового источника ($\leq 100 \text{ В}$) допускается реализация датчика напряжения в виде резистивного делителя.

Полная погрешность (точность) преобразования датчика тока HASS-50-S указана в техническом паспорте [4] для номинального тока I_{PN} при окружающей температуре в 25°C и составляет $< \pm 2\%$, включает в себя погрешности начального выходного напряжения, нелинейности и от изменения рабочей температуры. На практике же сумма всех вышеперечисленных ошибок, как правило, больше теоретически заданной [5].

Из технической документации на датчик известно, что при окружающей температуре 25°C : величина начального выходного напряжения при $I_P = 0$ составляет $+2.5 \text{ В} \pm 10 \text{ мВ}$; коэффициент преобразования (задан изготовителем) – 10 мВ ; нелинейность ($0 \dots I_{PN}$) – $< 1.0\%$ от величины I_{PN} , т.е. 30 мВ .

Полная погрешность при 25°C , равная сумме перечисленных составляющих $\delta_1 = \pm 50 \text{ мВ}$ ($\pm 0.67\%$).

В зависимости от рабочей температуры (от 25° С до + 70° С) дрейф начального выходного напряжения U_{OUT} при $I_p = 0$ $\delta_{OUT} = \pm 45$ мВ или $\delta_{OUT} = \pm 1.5$ % ($< \pm 1$ мВ/°С). Погрешностью температурного дрейфа коэффициента преобразования ($\delta_T = 0.1$ % от значения /°С) можно пренебречь (± 0.45 мВ или ± 0.015 %).

Максимальная погрешность преобразования датчиком тока

$$\delta = \delta_1 + \delta_{OUT} = (\pm 0.67 \%) + (\pm 1.5 \%) = \pm 2.17 \%$$

Используемые для измерения датчики тока и напряжения обладают высокой помехоустойчивостью и перегрузочной способностью, характеризуются малым потреблением энергии, адаптированы к применению в микропроцессорных и микроконтроллерных системах. Они надежны в эксплуатации и характеризуются высокой точностью преобразования измеряемой величины, что значительно повышает точность измерения электрической энергии.

Таким образом, на основе популярных и сравнительно недорогих модулей создан надежный и малогабаритный прибор для измерения расхода электроэнергии при исследовании лёгких ЭТС (рис. 3) с возможностью за счет внутрисхемного программирования дальнейшего усовершенствования алгоритма измерения электрической энергии без изменения принципиальной схемы.



Рис. 3 – Внешний вид разработанного счётчика энергии (слева) рядом с промышленным образцом

В дальнейшем, разработанный алгоритм измерения вырабатываемой электроэнергии предполагается применить в микроконтроллерах ветряных двигателей и солнечных батарей.

Литература

1. М. Подорожанский. Проверка на дорогах. Первый тест электромобиля!// Авторевю. - 2011. - №19(481). - с.22-28.
2. Е.А.Смотров, Д.В.Вершинин, А.Ю.Сусленко Исследование характеристик лёгкого электротранспортного средства с электроприводом мотор-колесо// Электротехнические и компьютерные системы. - Киев: Техника. - 2011. - №03(79). - с. 119-122.
3. Датчик напряжения LV-25-P. – Режим доступа: [НТТР: //web.tvcom.ru/tvelem](http://web.tvcom.ru/tvelem)
4. Датчики тока HAS 50...600 – S/SP1. – Режим доступа: [НТТР: //web.tvcom.ru/tvelem](http://web.tvcom.ru/tvelem)
5. Изолированные датчики тока и напряжения: Характеристики - Применение - Расчеты. – Режим доступа: [НТТР: //web.tvcom.ru/tvelem/html/introduction.htm](http://web.tvcom.ru/tvelem/html/introduction.htm)
6. Основы метрологии и электрические измерения: Учебник для вузов/ Б.Я. Авдеев, Е.М. Антонюк, Е.М. Душин и др.; Под ред. Е.М. Душина.- 6-е изд., перераб. И доп. - Л.: Энергоатомиздат, 1987. - 480 с.: ил.

В.Ю. Кучерук, д.т.н., проф.; М.О. Бурячок

МЕТОД ТА ЗАСІБ ВИМІРЮВАННЯ РАДІАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ РОТОРА

Ключові слова: ротор, балансування, радіальні коливання, вібрація, амплітуда коливань, оптичний сенсор.

Підприємствами Ізраїлю, США, Німеччини та інших країн випускаються синхронні гістерезисні електричні машини, які мають дисковий та конічний ротор. Вони часто використовуються у текстильній промисловості (веретена, прядильні машини), хімічній промисловості (розпилювачі), медицині (апарати для створення штучної атмосфери соляних печер) західних держав та держав СНД. Сучасна техніка вимагає все більш точного балансування жорстких міжопорних роторів, для тривалої безвідмовної роботи яких важливим є виявлення радіальних коливань.

Ротор – це тіло, що утримується при обертанні своїми несучими поверхнями в опорах. Пряма, що сполучає центри тяжіння контурів поперечних перерізів середин несучих поверхонь, – це вісь ротора. Радіальні коливання – різниця найбільшої і найменшої відстаней від точок реального профілю поверхні обертання до базової осі в перерізі площиною, перпендикулярною базовій осі. Радіальні коливання є результатом сумісного прояву відхилення профілю від круглості перерізу, що розглядається, і відхилення його центру відносно базової осі.

Для виявлення радіальних коливань ротора пропонується застосувати метод та засіб вимірювання з безконтактним оптичним сенсором, який розташовується збоку від вала на невеликій відстані. Даний сенсор складається з джерела світла, конденсорної лінзи, фокусуєчої лінзи та лінійного фотоприймача, що утворюють в комплексі проєкційний первинний вимірювальний перетворювач, за допомогою якого амплітуда радіальних коливань ротора перетворюється в амплітуду змінної складової вихідної напруги лінійного фотоприймача. Принцип дії даного первинного вимірювального перетворювача полягає в наступному. Вихідна напруга лінійного фотоприймача прямо пропорційна площі фоточутливого шару, що освітлюється. Світловий потік від джерела світла проходить через конденсорну лінзу, яка формує рівномірний плоско-паралельний потік. Цей світловий потік спрямований на фокусуєчу лінзу. Між конденсорною лінзою та фокусуєчою лінзою знаходиться об'єкт вимірювання – вал ротора, радіальні коливання якого треба виміряти. При обертанні валу об'єкта вимірювання утворюються радіальні коливання, внаслідок яких відбувається модуляція світлового потоку і відповідно модуляція через фокусуєчу лінзу тіньового зображення об'єкта вимірювання на фоточутливому шарі лінійного фотоприймача. У лінійного фотоприймача вихідна напруга прямо пропорційна площі фоточутливого шару, що освітлюється. Таким чином, виникає функціональна залежність між амплітудою радіальних коливань та вихідною напругою лінійного фотоприймача.

З виходу лінійного фотоприймача електричний сигнал поступає на вхід операційного підсилювача, який масштабує її до рівня, необхідного для роботи аналого-цифрового перетворювача, інтегрованого в мікроконтролер. Мікроконтролер на основі відповідних розрахунків обчислює амплітуду радіальних коливань валу ротора і через відповідний порт передає до засобу відображення інформації.

Знаючи значення вихідної напруги фотодіода, розраховуються амплітуда та частота коливань. Далі виконується аналіз отриманих значень та порівняння з гранично допустимими, у разі потреби виконується балансування ротора. Тобто виконується контроль та налагодження роботи ротора, оскільки велике значення в забезпеченні вібраційної надійності агрегатів має балансування окремих роторів. Перевага даного засобу вимірювання порівняно з пристроями із контактними сенсорами у тому, що оптичний сенсор встановлюється окремо від ротора, що зменшує вплив на нього вібрацій та підвищує точність вимірювання.

Список літературних джерел:

1. Источники и приемники излучения: Учебное пособие для студентов оптических специальностей вузов / Г.Г.Ишанин, Э.Д.Панков, А.Л.Андреев, Г.В.Польщиков.– СПб.: Политехника, 1991. – 240 с.
2. Вибрационная диагностика //Ежеквартальный научно-технический журнал о вибродиагностике и балансировке. – М.: ДИАМЕХ 2000. – 2005. – №2.
3. Способ определения параметров колебаний вращающегося ротора//Патент Російської Федерації № 2180435, МПК G01M1/22, опубліковано 10.03.2002 р.

В.Г. Мельник, к.т.н.; О.В. Сліцький, аспірант

УНІФІКОВАНИЙ БАЗОВИЙ МОДУЛЬ НОВОГО ПОКОЛІННЯ ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ ІМПЕДАНСОМЕТРИЧНИХ КАНАЛІВ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ СИСТЕМ.

Ключові слова: система збору даних, вимірювальний канал, імпеданс, міст змінного струму.

Вимірювання параметрів електричного імпедансу на змінному струмі – ефективний спосіб отримання інформації про електричні та неелектричні фізичні величини, що характеризують стан різних об'єктів і параметри процесів.

За допомогою імпедансометричних каналів можливо реалізувати велику кількість методів вимірювань, що відрізняються типами первинних перетворювачів, способами обробки їх вихідних сигналів та послідовністю виконання вимірювальних операцій, а також алгоритмами обробки даних для отримання кінцевого результату. Таким чином досягається висока чутливість, точність, висока завадо захищеність та інваріантність до впливу неінформативних параметрів.

Реалізація приведених переваг при вирішенні конкретної прикладної задачі потребує участі висококваліфікованих спеціалістів у вказаній області. За таких умов розробку і виробництво вимірювальних систем має сенс розділити на дві складові: розробку базового апаратно-програмного комплексу та апаратних і програмних засобів його адаптації до вирішення конкретних завдань (сенсори, вторинні перетворювачі, програмні блоки обробки і представлення отриманих даних). Створення базового модуля включає розробку і серійне виробництво уніфікованих базових вимірювальних модулів, здатних забезпечити відповідні рівні чутливості, інформаційної продуктивності та селективності по інформативному параметру при вирішенні задачі адаптації системи до конкретного первинного перетворювача чи електричної вимірюваної величини, а також розробку гнучкої програмної системи керування та збору даних, яка має відкритий програмний інтерфейс, що інтегрується з розповсюдженими засобами розробки ПЗ для кінцевого користувача.

На основі таких підходів за останні роки в Інституті електродинаміки НАН України розроблені і виготовлені експериментальні партії гнучких уніфікованих модулів, що дозволили реалізувати, зокрема, імпедансометричні біосенсорні системи кількох типів. Однак на цей час залишається недостатньо відпрацьованою процедура конфігурації структури апаратних засобів вимірювального каналу і системи керування ними при реалізації обраного метода вимірювання, що ускладнює адаптацію базового комплексу до об'єкта вимірювання.

До складу апаратної частини уніфікованого базового модуля входять керовані цифро-аналогові перетворювачі, зразкові міри (ємності, активного опору), що комутуються, цифровий генератор тестового сигналу з керуванням частоти та величини напруги, канал вимірювання нерівноваги з керуванням фази опорної напруги та смуги пропускання. При вирішенні задачі адаптації вимірювального каналу відповідно до вибраних методів вимірювання, програмно конфігуруються зв'язки і стан вузлів базового модуля та перетворювачів, що адаптують його до об'єкту вимірювання. Конфігурація вузлів базового модуля виконується безконтактними комутаторами під управлінням мікроконтролера, що також здійснює обмін даними з програмами верхнього рівня через інтерфейс комунікації з ПК (наразі реалізовано на основі інтерфейсу USB, в подальшому передбачається підтримка RS-485/Ethernet/ZigBee).

Для кінцевого розробника створено dll-бібліотеку, що реалізує можливість виконувати конфігураційні команди, передаючи їх у текстовому вигляді, наприклад, "Mxp.Generator.Frequency:5k", "Mxp.Start", "Mxp.Avg:16S", "Mxp.Generator.FrequencyList...", а також отримувати дані у вигляді цифрових сигналів для подальшої програмної обробки за допомогою власного ПЗ чи математичних пакетів. В подальшому можливі синхронізація базових модулів та створення на їх основі багатоканальних імпедансометричних систем збору та аналізу даних.

У доповіді розглядаються приклади реалізації вказаної структури, можливі області застосування, розроблена архітектура, що дозволяє реалізувати номенклатуру спеціалізованих вторинних перетворювачів до базових засобів. Також розглядається практична реалізація спеціалізованого ПЗ у середовищі Matlab та C#.NET для дослідження характеристик каналу з прямим перетворенням RLC, що має покращені метрологічні характеристики за рахунок підвищеної інформаційної продуктивності.

В.Г.Мельник, к.т.н.; В.Д.Погребняк, аспірант

КОМПЕНСАЦІЙНО-МОСТОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ КОЛА З ПОКРАЩЕНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ДЛЯ ПОРТАТИВНИХ ВИМІРЮВАЧІВ RLC

Ключові слова: вимірювачі RLC, імітанс, міст змінного струму, тангенс фазового кута.

Вимірювачі параметрів комплексних опорів (вимірювачі RLC, вимірювачі імітансу) є однією з важливих складових обладнання для контролю параметрів електро-радіокомпонентів та інших електронних виробів. Вони застосовуються для створення вимірювальних систем з використанням імітансних датчиків, для досліджень в біомедицинських галузях.

Одним з важливих напрямків розвитку таких вимірювальних засобів є підвищення точності та роздільної здатності при будь-якому характері імітансів об'єктів вимірювання у широкому діапазоні їх значень. Через те що високоточні універсальні вимірювачі RLC являють собою досить складні та дорогі прилади, актуальним питанням лишається покращення техніко-економічних характеристик приладів і систем.

Аналіз ринка показує, що перспективними розробками є недорогі портативні прилади з основною похибкою не гірше ніж 0,1%, діапазоном вимірювання від $10^{-3}\Omega$ до $10^9\Omega$ з можливістю визначення обох параметрів комплексного опору та обміну цих даними з комп'ютером, що дасть змогу легко імпортувати характеристики об'єктів у програмне середовище, для подальших досліджень, та керувати процесами вимірювань.

Аналіз принципів побудови такого класу приладів показав, що прості та недорогі рішення, засновані на застосуванні методів амперметра-вольтметра та прямого перетворення параметрів імітансу в активні електричні величини, не забезпечують достатньої точності вимірювання в усьому вказаному діапазоні. З іншої сторони, універсальні прилади на основі мостових методів забезпечують дуже хороші характеристики, але при цьому вони громіздкі, дорогі, та придатні до застосування тільки в лабораторіях, та метрологічних центрах.

Проведені дослідження показали що забезпечення необхідних характеристик вимірювачів можна досягти застосуванням компенсаційно-мостових вимірювальних кіл з каналом подальшої обробки сигналу неврівноваги на основі багаторозрядного АЦП. В такому приладі може застосовуватися комбінований метод вимірювання, який полягає у зрівноваженні моста по одному (що превалює) параметру та визначенні залишкової неврівноваги по обом параметрам шляхом перетворення вихідного сигналу моста.

Для забезпечення необхідних функціональних можливостей приладу при задовільних масо-габаритних та цінових параметрів розроблено універсальне мостове коло на основі операційних підсилювачів та безконтактних інтегральних зразкових мір, яке може застосовуватись разом з універсальним базовим модулем, який створено в Інституті електродинаміки НАН України.

У ході експериментального дослідження перевірялися похибки які вносяться комутуючими пристроями зразкових резисторів та перетворювачем струм-напруга. В результаті виявлено що фазовою похибкою комутатора можна знехтувати в усьому діапазоні вимірюваних значень на частоті 1кГц, квадратурна похибка яку вносить операційний підсилювач (перетворювач струм-напруга) може досягати 0.1% і може бути врахована при обробці даних вимірювань. Результати вимірювання тангенса фазового кута зразкових резисторів разом з комутаторами і окремо наведено в таблиці 1.

R_0, Ω	$\text{tg}\phi$ (в схемі)	$\text{tg}\phi$ (резистора)
100	0,00006	0,00006
1 к	0,00006	0,00005
10 к	0,00003	0,00003
100 к	0,00012	0,00003
1 М	0,002	0,00116

Таблиця 1

В доповіді розглядаються функціональна схема портативного вимірювача RLC та принципова схема багатофункціонального та широкодіапазонного компенсаційно-мостового вимірювального кола.

Т.В.Гнесь, студент

ПРИСТРІЙ ПІДРАХУНКУ ПОРЦІЙ МОЛОКА З ФУНКЦІЄЮ ВИЯВЛЕННЯ ВОДИ В МОЛОЦІ

Ключові слова: лічильник порцій молока, оптичний датчик, світловий потік, лінійний фотоприймач.

Дуже часто на стійлових молокопроводах трапляються випадки, коли дояр за допомогою доїльного апарата всмоктує воду в молокопровід з метою підвищення показників удою, від яких залежить його заробітна плата. Виявити ці випадки візуально дуже складно, тому як відрізнити водно-молочний розчин від чистого молока людське око не може.

В теперішній час на стійловому молокопроводі широке застосування знайшов лічильник для підрахунку порцій молока, що формуються дозатором, принцип дії якого полягає в наступному: порція молока, протікає через трубку, в яку вмонтовано інфрачервоний світлодіод та інфрачервоний фотоприймач. При проходженні молока через трубку, відбувається переривання світлового потоку від джерела світла, в результаті чого, на виході фотоприймача формуються імпульси, які підраховуються лічильним пристроєм, а результати підрахунку виводяться на засіб відображення інформації. Такий лічильник не реагує на незначне розбавлення молока, а при значному вмісті води в молоці, він втрачає свою працездатність [1].

Розроблений пристрій підрахунку порцій молока для стійлового молокопроводу з функцією контролю наявності води в молоці складається з джерела світла, оптичного датчика, до складу якого входить лінійний фотоприймач, компаратора, джерела опорної напруги, мікроконтролера та індикатора. Оптичний датчик розробленого пристрою уявляє собою трубку, в яку вмонтовано інфрачервоний світлодіод, навпроти світлодіоду в трубку монтується інфрачервоний фотодіод, який входить до складу лінійного фотоприймача на основі пари фотодіод - операційний підсилювач. Вихідна напруга такого фотоприймача прямо пропорційна світловому потоку [2].

Принцип дії запропонованого пристрою полягає в наступному: світловий потік від джерела світла проходить крізь циліндричну трубку, по якій протікає молоко і потрапляє на лінійний фотоприймач. Вихідна напруга цього фотоприймача прямо пропорційна світловому потоку, і відповідно є функцією процентного вмісту води в молоці. Ця напруга поступає на один вхід компаратора, а на інший його вхід поступає вихідна напруга джерела опорної напруги, рівень якої відповідає нерозбавленому молоку. Компаратор порівнює ці два сигнали, і якщо вихідна напруга лінійного фотоприймача не перевищує норми, то порція молока зараховується і вихідний сигнал передається на мікроконтролер, котрий під управлінням програми, яка знаходиться в його пам'яті, керує індикатором, який відображає кількість підрахованих порцій молока.

В разі наявності значного вмісту води в молоці, вихідний сигнал лінійного фотоприймача буде більшим, ніж вихідна напруга джерела опорної напруги, яка відповідає нерозбавленому молоку. В цьому випадку відповідний сигнал компаратора поступає на мікроконтролер, який виводить на індикатор інформацію про розбавлення молока [3].

Список літературних джерел

1. Математична модель оптичного датчика наявності води в молоці: Міжнародний науково-технічний журнал «Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології», Вінниця - Кулаков П.І., Гнесь Т. – с. 121 – 126.
2. Аксененко М.Д., Микроэлектронные фотоприемные устройства/ Аксененко М.Д., Бараночников М.Л., Смолин О.В. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 208 с.
2. Оптичний датчик наявності води в молоці: матеріали шостої міжнародної науково-технічної конференції «Фотоніка ОДС– 2012», Вінниця – Гнесь Т. – с.144.

О. М. Возняк, к.т.н.; М. А. Мамчур, студент

АМПЛІТУДНО-ФАЗОВИЙ МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ ОБМОТОК

Ключові слова: параметри обмоток електричних машин, добротність, індуктивність, вимірювання кута фазового зсуву.

Випробування електричних обмоток є складним технологічним процесом, що містить операції контролю різних параметрів виробу. Найбільш суттєвою якістю електричної обмотки є відсутність короткозамкнених витків індуктивності і т.п. В зв'язку з цим виникає задача визначення кількості короткозамкнених витків електричним обмоток в процесі їх виготовлення.

В наш час відомі декілька способів визначення інформативного параметра: за величиною активного опору; за величиною індуктивності й т.п. Але кожен з цих способів має невелику чутливість до кількості короткозамкнених витків, а для його реалізації необхідно значні часові витрати. Оскільки ці способи реалізуються на базі мостових схем, то процес автоматизувати дуже складно.

Всі відомі методи та засоби вимірювання параметрів електричних обмоток можна поділити на дві групи: параметричні та генераторні. До параметричних слід віднести вимірювання опору, діелектричних втрат, ємності, коефіцієнта абсорбції та добротності обмотки, а до генераторних методів – вимірювання перехідних процесів, метод саморозряду, вимірювання поля розсіювання, спектроімпульсний метод, метод акустичної емісії та метод вимірювання часткових розрядів [1].

Як відомо, якість електричної машини в першу чергу визначається якістю за станом ізоляції обмоток. З результатів досліджень відомо, що приблизно 90 % всіх відмов електричних машин обумовлені пробоем міжвиткової ізоляції. Тому підвищення ефективності методів контролю ізоляції електричних обмоток є актуальною і важливою задачею.

Неруйнівний контроль стану ізоляції здійснюють за величиною активного опору ізоляції, ємності, індуктивності, добротності та інших параметрів обмотки. Вищу достовірність під час виявлення короткозамкнених витків в обмотці має добротність, значення якої більш критично до появи короткозамкнених витків [2].

Як відомо, за визначенням добротності є відношенням реактивної потужності W до потужності активних втрат P в системі. Збільшення кількості k короткозамкнених витків приводить до того, що:

$$\frac{dW}{dk} < 0; \frac{dP}{dk} > 0.$$

Перша нерівність виходить з тієї умови, що збільшення кількості короткозамкнених витків призводить до зменшення індуктивності обмотки, а друга – з умови збільшення втрат в системі.

Для вимірювання добротності використовують такі методи: мостовий, відношення напруг, ударного збудження, резонансний та інші. Вони мають різну схемну реалізацію. Однак дані методи вимірювання добротності характеризуються великою кількістю блоків перетворень, невисокими метрологічними характеристиками та складністю реалізації.

Останнім часом на практиці поширені фазовий та амплітудно-фазовий методи вимірювання добротності електричних обмоток. Ці методи прості в реалізації, мають високу точність вимірювання і легко реалізуються в мікропроцесорному варіанті.

Список літературних джерел

1. Гринберг Ю.М. Анализ методов контроля изоляции асинхронных электродвигателей / Ю.М. Гринберг, Г.М. Лебедев, В.С. Волканов // Электротехника. – 1987. - № 6. – С. 64 - 71.
2. Русин Ю.С. Влияние короткозамкнутых витков на параметры индуктивных элементов / Ю.С. Русин, Ю.С. Лобеев // Электромеханика. – 194. - № 4. С. 106-107.

О.О. Дрючин, к.т.н., доцент; В.В. Номировська, студентка; І.Б. Тіщенко, студентка; Д.О. Янковчук, студентка

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ АНАЛІЗАТОРІВ SDH

Ключові слова: Аналізатор, вимірювання, синхронізація, стандарт, інтерфейс, тестування, BER

Мережеві цифрові технології розвивалися паралельно до глобальних і локальних мереж. Технології глобальних мереж були спрямовані на розвиток цифрових телефонних мереж. Технології локальних мереж-навіаки, використовувалися в основному для передачі даних. У зв'язку з розвитком схем мультиплексування виникло три цифрові ієрархії з різними (для різних груп країн) рівнями стандартизованих швидкостей передачі або каналів DS2 або T2/E2, DS3 або T3 / E3 , DS4 або T4/E4. Ці ієрархії названо плезіохронними, тобто майже синхронними цифровими ієрархіями - (PDH, Plesiochronous Digital Hierarchy). Розвиток технологій швидкісних телекомунікацій на основі PDH призвело до появи в свій час двох найбільш значних нових цифрових технологій: синхронної оптичної мережі SONET (BOK), і синхронної цифрової ієрархії SDH (СЦ), іноді розглядаються як єдина технологія SONET/SDH, яка розширила діапазон використовуваних швидкостей передачі до 40 Гбіт / с. Ці технології орієнтуються на використання волоконно-оптичних кабелів (BOK) в якості середовища передачі. Технологія SDH означає стандарт трафіку. Він визначає рівні швидкостей проходження сигналу синхронного транспортного модуля (Synchronous Transport Module ,STM) . Технологія передбачає використання методу тимчасового мультиплексування (TDM) і крос-комутації тайм-слотів. Мережа на базі SDH може слугувати в якості транспортної мережі для більшості існуючих технологій високошвидкісної передачі інформації по оптичних мережах і тому визначення параметрів лінії зв'язку і контроль якості зв'язку в таких мережах є актуальною задачею цифрового зв'язку.

Відносна складність мультиплексування і формування фреймів обумовила той факт, що вимірювання здійснюється на трьох рівнях: фізичному, каналному і мережевому. Норми та параметри помилок встановлюється стандартами і рекомендаціями G.821, G.826, H2100. Якщо вимірювання на фізичному рівні пов'язане безпосередньо з визначенням параметрів послідовностей, то вимірювання на каналному рівні пов'язане з аналізом потоку і формування оцінок якості на основі оцінки первісного параметру показника. В якості такого показника найчастіше виступає BER – відносна оцінка помилкових бітів або кількість помилкових блоків BLER на основі яких формуються такі похідні оцінки як: VAS – час неготовності каналу А, S – час готовності; ES, SES – секунди з помилками; BEr, BBER- фонові похибки з помилками і тому подібне.

При вимірюваннях на мережевому рівні виникає необхідність аналізу заголовків і показників модулів і відповідно виділення їх із потоків виробників, але в більшості випадків вони базуються на визначенні помилок CAR – циклові синхронізації, кількості вирівнювань, кількості помилок на віддаленому кінці. Тільки “зовнішнє” тестування системи SDH дозволяє здійснити контроль важливих параметрів взаємодії мереж.

Існування протягом більш ніж 20 років SDH, призвело до потреби визначення її стандартів і можливість перевірки працездатності та виявлення помилки на різних рівнях ієрархії. На ряду з відомими компаніями Motorola, Alcatel питаннями аналізу мереж займаються такі відносно нові компанії як: JDSU, BERcut, SunSet.

Метою цієї доповіді є: порівняльний аналіз функціональних і експлуатаційних можливостей аналізаторів SDH марок фірм JDSU, BERcut, SunSet.

При порівнянні основна увага надавалась таким показникам і характеристикам. По входу:

1. Діапазон швидкостей передачі,
2. Максимальне значення швидкості, що вимірюється,
3. Кількість потоків, що аналізується одночасно.

По виходу:

1. Можливість роботи в режимі тестування,
2. Мінімальний вплив на замкнену мережу,

3. Можливість визначення вимірюваних параметрів на фізичному рівні.

Основні технічні дані представлених аналізаторів представлено в таблиці 1.

Аналізатор SunSet 10G- це перший портативний аналізатор до 10 Гбіт/с. За допомогою SunSet 10G можна провести виміри показників помилок наскрізного з'єднання, здійснити контроль показників мережі без припинення зв'язку і імітування аномальної ситуації для перевірки поведінки мережі у форс-мажорних обставинах. SunSet 10G підтримує всі інтерфейси і стандарти для SDH, SONET та PDH. Вихідний набір помилок і аварійних сигналів, що дозволяє аналізувати і ігнорувати SunSet 10G класифікується по місцезнаходженню для спрощення виявлення непрацездатного вузла. В SunSet 10G забезпечується можливість підключення як до електричних, так і до оптичних інтерфейсів. Набір вимірів досить широкий: від перевірки рівня потужності оптичного сигналу і частоти до розширених функціональних можливостей, таких як: управління байтами заголовків, контроль руху маркера і тестування APS. Аналізатор SunSet 10G забезпечує можливість тестування байтів заголовків включаючи перевірку на правильність, переключення на резерв, показники і стан мережі. Інформація сортується по секціям і трактам. Можна продивитись байти трас мережі, міток і протестувати канали передачі даних виконавши вимірювання BER у вибраних каналах. Також виконати моніторинг тандемних з'єднань у тому випадку, якщо мережа складається із підмереж декількох операторів, що дає змогу визначення і генерації помилок і аварійних сигналів. За допомогою SunSet 10G користувач може маніпулювати вмістом байтів заголовків і навантажувати мережу таким чином, щоб перевірити її реакцію на визначені умови. Тестування APS – це не що інше, як тестування переключення на резерв. Це дозволяє мережі швидко відреагувати на пошкодження мінімізуючи втрати трафіку. За допомогою SunSet 10G можна оцінити показник цієї функції щоб гарантувати, що механізм резервування мережі працює правильно. SunSet 10G вимірює відлік часу за який проходить автоматичне переключення на резерв. Ще однією можливістю аналізатора SunSet 10G є дистанційне управління, тобто з пристроєм можна працювати дистанційно і отримувати дані через локальну мережу. Діалогове вікно результатів звіту про тестування мережі має зручну та доступну форму. Завдяки можливості збереження і завантаження, результати можна сумісно використовувати в різних пунктах мережі. Всі результати можна зберегти у вигляді текстового файлу з представленням гістограм помилок, даних про APS тестування. Конфігурація прибору виконується натиском однієї клавіші, тобто за декілька секунд пристрій готовий для ідентифікації активного каналу і запуску вимірів.

Таблиця 1 – Основні технічні характеристики аналізаторів

Параметр порівняння	SunSet 10G	BERcut	MSAM JDSU
Можливість тестування без відключення мережі	+	-	+
Тестування APS	+	-	+
Тест різних типів інтерфейсів	-	+	+
Контроль помилок і неполадок в мережі	+	+	+
Керування байтами	+	-	+
Режим синхронізації	+	-	+
Вимірювання показника BER	+	+	+
Автоматичне налаштування	+	+	-
Дистанційне управління	+	-	+
Габарити, довжина/ширина/товщина, мм	285/110/90/	243/213/53	320/350/170
Маса, кг	2,2	1,9	10

На відміну від SunSet 10G, аналізатор MSAM фірми JDSU дозволяє тестувати мережу зі швидкостями до 10 Гбіт/с. Multi-Services Application Module (MSAM) являє собою мультифункціональний блок тестування SDH та мереж 10-Gigabit Ethernet. Аналізатор швидко і успішно перевіряє працездатність системи. Як і в попередньому аналізаторі, помилки і аварійні сигнали виводяться на екран аналізатора у вигляді карти мережі. Проте MSAM тестує лише оптичні інтерфейси. Конструкція модуля дозволяє змінювати кількість входних портів, проте кожен з них буде незалежним, тобто здійснюється 2 незалежних тести в одній і тій самій мережі. В платформі MSAM міститься джерело і вимірювач потужності оптичного сигналу, що дозволяє послати у мережу запит на APS- тестування та управляти байтами заголовків. MSAM містить мікроскоп і аналізатор оптичного спектру, що забезпечує пошук проблем на фізичному рівні, що не представлено в SunSet 10G. Аналізатор містить опції підтримки діагностики даних в транспортних каналах, що дозволяє оцінити рівень бітових помилок (BER), виміряти затримки в каналі. Аналізатором можна керувати дистанційно. Отже, даний аналізатор забезпечує визначення великої кількості параметрів, генерацію і аналізу помилок сигналів попередження, а також аналіз роботи механізму виявлення та виправлення помилок. Ще однією особливістю аналізатора SunSet 10G є паралельні виміри великої кількості параметрів, що зручно представляються у вигляді двох фонограм і однієї гістограми чи однієї хронограми і двох гістограм.

Аналізатор фірми BERcut (розробка та виробництво російських конструкторів) являє собою портативний пристрій для вимірювання традиційних транспортних мереж PDH та SDH, а також послуг передачі трафіка Ethernet по ієрархії SDH. Аналізатор BERcut- SDH підтримує всі сучасні електричні та оптичні інтерфейси різних рівнів ієрархії SDH. На відміну від інших пристроїв аналізатор SDH направлений не лише на задачі контролю мереж доступу, але і на задачі діагностики транспортних мереж. В пристрої присутні функції вимірювання рівнів IP, TCP, UDP. Серед функцій даного пристрою можна виділити такі: контроль параметрів фізичного рівня, контроль помилок і неполадок в транспортній мережі, гістограмний та хронограмний аналіз, тестування та аналіз параметрів систем SDH. Завдяки малим габаритам та простим інтерфейсом, до того ж порівняно низькою вартістю, даний аналізатор знайшов широке застосування в мережах інтернет-провайдерів.

На закінчення хотілося б відзначити наступне: як бачимо універсального аналізатора мережі SDH немає, кожен з представлених аналізаторів дозволяє визначати певні параметри мереж синхронної цифрової ієрархії. Питання створення універсального аналізатора є доречним, оскільки це дозволить односерійно встановлювати параметри мережі не витрачаючи при цьому багато часу на вимірювання кожного показника мережі. Але це в свою чергу призводить до збільшення габаритних розмірів, ускладнення програмного забезпечення та інтерфейсів тестуючого обладнання. Аналізатори SDH, як і сама технологія, перебувають у стані розвитку, багато з них ще допрацьовуються і деталізуються. Тому запропоноване виробниками обладнання може відповідати основним вимогам вже готових стандартів.

Список літературних джерел

1. Бакланов «Технологии измерений первичной сети. Часть 1. Системы E1, PDH,SDH.»;ЭКО ТРЕНДЗ 2000
2. Н.Н.Слепов "Синхронные цифровые сети SDH."; ЭКО-ТРЕНДЗ, 1999
3. Стандарт G.823: The control of jitter and wander within digital networks which are based on the 2048 kbit/s hierarchy
4. Стандарт G.826: End-to-End error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate digital paths and connections
5. Стандарт M 2100: Performance limits for bringing-into-service and maintenance of international multi-operator PDH paths and connections

В. О. Варешко, аспірант

МЕТОД НОНІУСА ДЛЯ ФОРМУВАННЯ ШКАЛИ ДВОХСТУПІНЧАТОГО АЦП

Ключові слова: перетворення, лінійка, ноніус, шкала, АЦП, квантування, вимірювання.

З початком розвитку цифрових технологій з'явилась потреба у перетворенні первозданної інформації в її цифровий аналог. За роки існування аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) з'явилася низка різноманітних пристроїв, що відрізняються за функціональним складом, призначенням, електричними, конструктивними та іншими характеристиками. На даний момент, на жаль, немає єдиного технічного рішення.

Ноніусний метод вперше використовувався для вимірів лінійних геометричних величин. Його суть полягає в порівнянні двох шкал, розміри поділок яких відрізняються на певне, наперед відоме значення [1]. З розвитком технологій ноніусний метод став можливий для застосування в АЦП.

Цей метод використовується для знаходження високоточних значень напруги. Лінійка з одиницею квантування q_1 визначає старший значущий розряд, а лінійка з одиницею квантування q_2 допомагає визначити молодший значущий розряд. Якщо перша шкала буде чотирирозрядною і друга шкала буде чотирирозрядною, то АЦП матиме восьмирозрядну точність. І тут одиниця квантування АЦП буде рівна

$$\Delta q = |q_1 - q_2|. \quad (1)$$

При однаковій опорній напрузі на обох шкалах кількість резисторів для першої лінійки буде n , а для другої – буде $n-1$. Це дасть можливість отримати мінімальну одиницю квантування і $n^2 - n$ поділок шкали. Для прикладу, якщо перша лінійка матиме $2^4 = 16$ резисторів, а друга – матиме $2^4 - 1 = 15$ резисторів, то шкала складатиметься з 240 позначок.

Можливий варіант, коли обидві шкали матимуть по n резисторів, але опорна напруга буде відрізнятися на $\Delta q \cdot n$. В такому випадку з двох чотирирозрядних лінійок шкала АЦП буде мати $2^8 = 256$ поділок при 32 резисторах.

Метод ноніуса ще називають методом одного збігу, оскільки при вимірюванні нульової відмітки мір зсувають на вимірювану величину X , а потім визначають її числове значення за номером найближчої відмітки, що збігається [2, 3]. На рис. 1 зображено приклад вимірювання лінійної величини. В АЦП порівняння відбувається аналогічно.

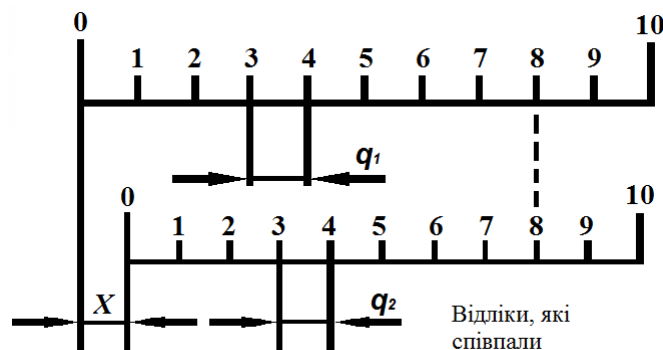


Рис. 1. Метод ноніусу для геометричних величин

Оскільки перша лінійка з одиницею квантування q_1 робить перше грубе наближення, то друга лінійка з одиницею квантування q_2 допомагає знайти більш точне значення. Для цього від вхідної напруги U_{ex} потрібно відняти результат, знятий з першої лінійки, і почергово додавати з додаткової лінійки значення кожної позначки, починаючи з найменшого розряду, до тих пір, поки не повториться двічі старший значущий розряд. Тобто для варіанту, коли дві лінійки мають

однакову кількість резисторів і різні опорні напруги, які знаходяться в певному відношенні, вхідна напруга U_{ex} в заданий момент часу t визначається як:

$$\left\{ U_t = U_1 + \frac{i}{n} \mid U_{1i-1} = U_{1i}, i = \overline{1, n} \right\}, \quad (2)$$

$$U_{1i} = U_{ex} - U_1 + U_{2i}, i = \overline{1, n}, \quad (3)$$

де U_1 – вхідна напруга, визначена першою лінійкою (найбільший значущий розряд), U_{1i} – напруга, визначена на i -му кроці першою лінійкою за допомогою шкали другої лінійки, U_{2i} – напруга другої лінійки, визначена на i -му кроці.

Якщо дві лінійки мають різну кількість резисторів і однакову опорну напругу, то вхідна напруга U_{ex} в заданий момент часу t визначається дещо по-іншому: замість множини напуг (2) знаходиться множина напуг (4) при співвідношенні (3).

$$\left\{ U_t = U_1 + \frac{n-i}{n} \mid U_{1i} = U_{1i-1}, -\frac{2}{n}i = \overline{1, n} \right\}. \quad (4)$$

Це означає, що при пошуку потрібного значення i перед знаходженням найбільшого старшого розряду ($i-1$)-розряд буде на дві одиниці меншим.

Таким чином, ноніусний метод дозволяє збільшити вимірювальну здатність двоступінчатого АЦП з двома наборами по n резисторів в n разів. Це дозволить підвищити точність шкали і зменшити розміри вимірювальних пристроїв.

Список літературних джерел:

1. Богородицкий А. А. Нониусные аналого-цифровые преобразователи / А. А. Богородицкий, А. Г. Рыжевский. – М. : Энергия, 1975. – 120 с.
2. Гуляс О. Й. Вимірювання постійної напруги методом коінциденції // О. Й. Гуляс, О. П. Войтюк, І. В. Троцишин / Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2011. – № 1. – С. 89 – 93.
3. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю: [навчальний посібник] / Є. Т. Володарський, В. В. Кухарчук, В. О. Поджаренко, Г. Б. Сердюк. – Вінниця: ВДТУ, 2001. – 219 с.

W. Waldemar Wójcik, dr of S.C., prof; K. Gromaszek, dr of S.C., A. Kotyra, dr of S.C., prof.

MULTIVARIABLE POWER PLANT CONTROL

Keywords: combustion process, optimal control system, advanced control algorithms.

Development of the smart power engineering networks opens possibilities for innovative management approaches, based on modern diagnosis and control methods. Usually, traditional control systems of power plants are based on a number of regulation loops and feedforward compensators that contribute to maintain the main process variables within reasonable values. With a few modifications these structures can be adopted to the modern, demand-driven energy systems. Introduction of distributed generation and smart-grid systems require plants with enhanced load-following capability. Facing the occurrence of sudden load changes, control system emergency procedures or safety features ought to keep avoiding potentially dangerous behaviour. The dynamic performance can be improved significantly when using multivariable control techniques instead of the classic SISO loops. A multivariable, multiple-input, multiple output (MIMO) control scheme would reduce potentially dangerous events and unnecessary (redundant, tentative) emergency procedures. Both the power reliability and plant efficiency would therefore be increased. Therefore the conventional multi-SISO solutions cannot be completely abandoned because it is well assessed, reliable technology on the one hand, but opens new pole of potential on the other hand [4].

Power engineering background to optimal control

Optimal control is the process of determining control and state trajectories for a dynamic system over a period of time to minimize a performance index, which include a chosen quantity of importance for the control system. Optimal control and its modifications have found applications in many different fields and it is an active research area within control theory. The arrival of digital computer has enabled the application of optimal control theory and methods to many complex problems. The solutions to the most practical optimal problems cannot be found by analytical means. Indirect methods involve iterating on the necessary procedures to seek their satisfaction. This usually involves attempting to solve nonlinear two-point boundary-value problems, through the forward integration of the plant equations and the backward integration of the costate equations.

With direct methods, optimal control problems are discretized and converted into nonlinear programming problems. These methods involve the approximation of the control and states using basis functions, such as splines or Lagrange polynomials. Direct collocation methods involve the discretization of the differential equations using, for example, trapezoidal, Hermite-Simpson [1], or pseudospectral approximations [1, 3]. In this way, the differential equations become a finite set of equality constraints of the nonlinear programming problem. The nonlinear optimization problems that arise from direct collocation methods may be very large, having possibly hundreds to tens of thousands of variables and constraints. However, some complex optimal control problems can be conveniently formulated as having multiple phases. These phases may be both inherent to the problem and also to allow for peculiarities in the solution of the problem such as discontinuities in the control variables. The multiphase optimal control problems arrange additional constraints are added to the problem to define the linkages between interconnected phases [1, 2]. As evidenced [3], intelligent control algorithms, used in the combustion process offer the great potential due to the significant complexity of the physical and chemical phenomena occurring in the considered process.

The authors objective was to develop adaptive process control system of pulverized coal combustion and biomass energy in the boiler using information from both traditional measurements and additional information about the process.

Multivariable optimal control strategies

Multi-SISO control systems based on frequency decoupling have satisfactory performance when load variations are smooth and small. This condition is satisfied in normal operation, where the load demand profile does not change suddenly, and when startup and shutdown are safety-compliant procedures. Plant interactions are no longer compensated by the control system when sudden and significant changes of the power demand are observed. In order to avoid the overshoot of temperatures and pressures, and to improve the load-following characteristics of the control system, various control

strategies were proposed, eg: model-based estimator of the load margin, H_{inf} techniques in coal-fired plant [5], fuzzy logic [6], hybrid supervision systems [7], genetic algorithms [8]. Optimal and robust control techniques (LQG, H_{inf}/μ) have been adopted by [9,10]. These techniques may stand the core of the improved supervisory systems.

The implementation of a MIMO control over an existing multi-SISO control configuration can be carried out by considering dynamic behaviour of an enlarged plant by the new, multivariable system. Such approach unites the plant components and the various feedback loops of the classic regulation system so the controlled variables of the enlarged plant are a subset of the outputs of the power generation unit [4, 11].

Two different possible configurations can be defined, depending on which control variables are chosen. The first possibility is to act on the set-points of the classical control, whereas an alternative is to inject a correction signal, added to the control input variables of the plant [4]. The schemes of the two architectures, named from now on controlled reference value (CRV) and control action correction (CAC), are presented in the figure 1.

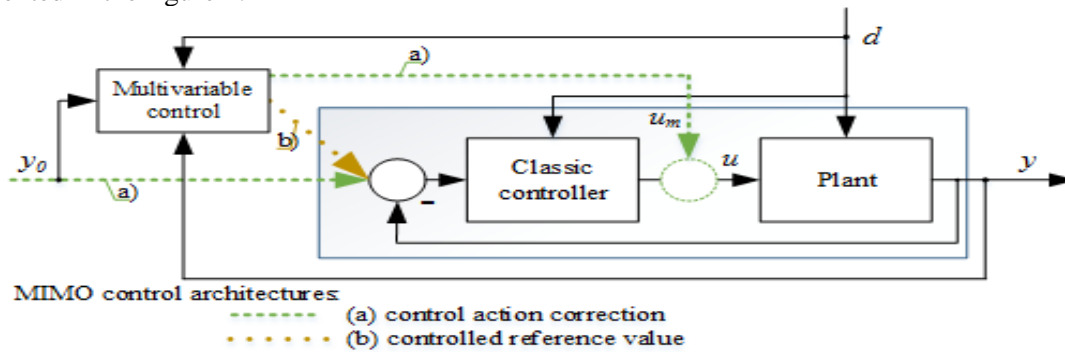


Fig.1. MIMO control architectures: (a) controlled reference value (b) control action correction

In the figure, y is the controlled output vector and y_0 the corresponding reference value. The control variables are denoted as u , while u_m is the control variable of the multivariable controller. CRV approach based on a multivariable state space linear quadratic Gaussian (LQG) predictive controller has been adopted by [12] to optimise the control of a combined cycle turbine power plant, where the non-linear simulation model was used. [13] used such a structure to synthesise a MPC controller for a coal power plant. Structures based on the CAC architecture have also been adopted. [4, 9, 10] have designed a CAC-based multivariable control system for the control of steam pressure and temperature of a 85 MW coal-fired power plant boiler. The results obtained show a significant improvement of the control system performance [4].

Imaging method in the combustion process

Flame is a reflection of the combustion process occurring in chemical reactions and physical processes. Optical diagnostic methods allows for non-invasive way to obtain fast, spatially selective additional information about the ongoing combustion process. It is possible to determine the content of the air-fuel ratio, the quantity of heat release and temperature regarding to the spectrum of flames in the visible emission band. Flame stands the result of dynamic equilibrium between the local flame propagation speed and the speed of the incoming fuel mixture [14]. Changes of the flame front position in space, are seen as the flame shape fluctuations are disruption of this balance results. This allows to assume that the shape of a flame can be an indicator of the combustion process, occurring under certain conditions [15-17].

Conducted, real combustion tests results of coal dust and biomass were used for simulation model elaboration. Therefore, combustion stoichiometric conditions were adjusted during the tests, by the secondary air flow adjustment. This resulted in fuel dust-air mixture changes exit velocity, bringing to the state of the close flame disappearance.

The area of the flame was isolated from the grayscale images, regarding to the amplitude of each pixel. It was assumed arbitrarily that the relevant pixel in the image belongs to the flame, if its amplitude is more or equal to the 64. The flame surface area was considered as the sum of all pixels belonging to the flame area and the length of the designated area contour.

Combustion process optimal controller

The unconstrained case of the MPC, CAC scheme based algorithm was chosen for simulation purposes. The control algorithm is based on a state space model of the enlarged plant with structure:

$$(1) \quad x(k+1) = Ax(k) + B_m u_m(k) + B_w w_m(k) + B_z z(k) \quad \wedge \quad y(k) = Cx(k)$$

where: x – state vector, y – output vector, u_m – input (or control) vector, A – state matrix, B – input matrix, C – output matrix.

The optimal controller represents solution of an optimisation problem with the following cost function minimisation:

$$(2) \quad J = \sum_{i=1}^n [r(k+i) - y'(k+i|k)] \mu_y(k) [r(k+i) - y'(k+i|k)] + \sum_{i=1}^c \Delta u_m(k+i|k) \mu_m(k) \Delta u_m(k+i|k),$$

where: $r(k)$ – reference value, $y'(k+i|k)$ is the predictor based on the observations $y(k)$ and $v(k)$. The cost function is a weighted sum of the error between the reference and predicted value of the output upto n steps (prediction horizon) and the control effort upto c steps ahead (the control horizon), expressed in terms of the control increment Δu_m . The tuning of the controller was elaborated by choosing the prediction horizons n and c and the weights μ_y and μ_u .

The control system was evaluated by simulating a sudden step change of the load request. This test replicates the critical situation that occurs when an unexpected change of power and NO_x radicals takes place (see Fig 2).

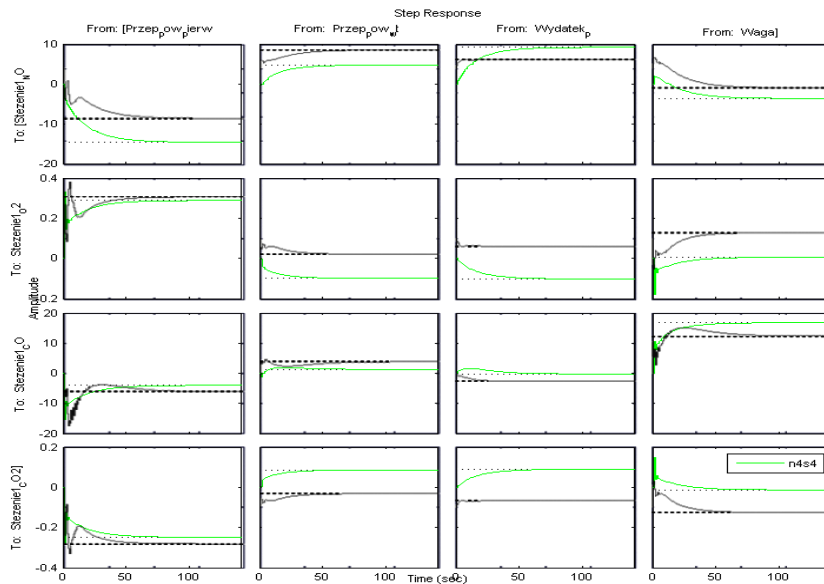


Fig.2. MIMO controller response to sudden change of power load regarding to the relationship between the concentrations of NO_x , CO, flue gas temperature in the combustion chamber

The correction signals introduced by the optimizing algorithm are indeed small. The introduced simulation of the MIMO controller results in better performance. The evaluation of the control signals indicate negligible change in magnitude of input signals.

Conclusions

The application of multivariable optimal control techniques to the fossil fuel power plants has been discussed. Article focused on solution that replace multi-SISO configuration with optimal MIMO approach. Regarding to the conducted simulation test the following results were achieved:

- The increment of the prediction horizon n allows better performance since a greater prediction of the future error is possible.
- While using temperature values, its error weight must be high regarding to the fact the classical temperature regulation is slow and responsible for overall performance.
- The μ value must not be too high to avoid radical penalisation of the control action.
- High control horizon values returns undesired oscillations.

Further works ought to be concentrated on the more precise robustness verification of the proposed controller

References

- [1] Betts J. T., Practical Methods for Optimal Control Using Nonlinear Programming, SIAM, Philadelphia, PA, 2001.
- [2] Elnagar G., Kazemi M. A., Razzaghi M., The pseudospectral Legendre method for discretizing optimal control problems, IEEE Transactions on Automatic Control, 40, (1995), 1793–1796.
- [3] Wilamowski B.M. Irwin J.D., The Industrial Electronics Handbook Control and Mechatronics, CRC Press, (2011).
- [4] Flynn D. (ed.), Thermal Power Plant Simulation and Control, (Poncia G.), Multivariable power plant control, The Institution of Electrical Engineers, (2003), 179-202.
- [5] Zhao H., Li W., Taft C., Bentsman J., Robust controller design for simultaneous control of throttle pressure and megawatt output in a power plant unit, International Journal of Robust and Nonlinear Control, 9, (7), (1999), 425-46.
- [6] Ben Abdennour, A., Lee, K., An autonomous control system for boiler-turbine units, IEEE Transactions on Energy Conversion, 11, (2), (1996), 401-6.
- [7] Garcia, H., Ray, A., Edwards, R., A reconfigurable hybrid system and its application to power-plant control, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 3, (2), (1995) 157-70.
- [8] Dimeo R. M., Lee K. Y., Genetics-based control of a MIMO boiler-turbine plant'. Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control, Karlsruhe, Germany, (1994).
- [9] Hangstrup, M., Strategies for industrial multivariable control with application to power plant control'. PhD thesis, Aalborg University, Department of Control Engineering, 1998
- [10] Mortensen, J., Moelbak T., Andersen P., Pedersen, T., Optimization of boiler control to improve the load-following capability of power-plant units, Control Engineering Practice, 1998, 6, (12), pp. 1 531-40
- [11] Poncia G. and Bittanti S., Multivariable model predictive control of a thermal power plant with built-in classical regulation, International Journal of Control, 2001, 74, (11), pp. 1118-30
- [12] Ordys A. W., Grimble M., A multivariable dynamic performance predictive control with application to power generation plants, Proceedings of the IFAC World Congress, San Francisco, 1996
- [13] Oluwande G., Exploitation of advanced control techniques in power generation, Computing and Control Engineering Journal, 12, (2), 63-7, (2001).
- [14] Wojcik W., Kotyra A., Wykorzystanie obrazu płomienia do oceny stabilności spalania mieszanin pyłu węglowego i biomasy (in Polish). Pomiary Automatyka Kontrola, 3 (2005), 34-36
- [15] Huang Y.P. Yan Y., Transient two-dimensional temperature measurement of open flames by dual spectral image analysis, Transactions of the Institute of Measurement and Control, 22 (2000), n.5, 371-384
- [16] Wójcik W., Kotyra A., Golec T., Gromaszek K., Vision based monitoring of coal flames, Przegląd Elektrotechniczny, 84 (2008), n.3, 241-243
- [17] Wójcik W., Kotyra A., Ławicki T., Zastosowanie obrazowowodu do oceny stabilności pracy palnika (in Polish), Elektronika, 6 (2008), 130-134

С.В. Богомолів, к.т.н., М.В. Богомоліва, к.т.н., Д.В. Озеруга, студент
ВИСОКОЛІНІЙНИЙ ЗОВНІШНІЙ АУДІО ЦАП З USB ІНТЕРФЕЙСОМ

Ключові слова: ЦАП, USB інтерфейс, звукова карта, частота дискретизації.

При переході від стаціонарного комп'ютера до ноутбука, серйозно звужується список звукових інтерфейсів за бюджетну ціну з високоякісними характеристиками. Якщо до стаціонарного комп'ютера можна підключити інтерфейс по PCI, PCIe, USB або FW, то ноутбуки в більшості випадків обмежені тільки USB і рідше FW. Основними варіантами є або зовнішні звукові карти з інтерфейсом USB, або комбінація з USB-SPDIF пристрою і підключеного до нього зовнішнього ЦАП.

Основна різниця між зовнішньою звуковою картою і зовнішнім ЦАП досить проста, зовнішній ЦАП може працювати без підключення до комп'ютера, у той час як звукова карта без комп'ютера працювати не може. Вартість USB-SPDIF коливається від \$100 до \$200, що робить комбінацію на перший погляд досить дорогою. З іншого боку, деякі USB-SPDIF конвертори мають підтримку 192 кГц і ASIO, що може бути корисним.

Здійснено огляд ряду недорогих USB звукових карт і деяких зовнішніх ЦАП. В якості основної характеристики всіх карт і ЦАП відібрано мікросхеми ЦАП, які використовуються для побудови моделей. Зрозуміло, потрібно віддати належне тому, що за якість звучання відповідає не тільки мікросхема ЦАП, але і її реалізація, в яку входить об'язка і схемотехнічні рішення. А це, у свою чергу, дає розгорнуту інформацію про звукові карти і ЦАП та розкриває їх особливості. Є велика кількість звукових карт і ЦАП на українському ринку, а їх вартість починається від \$50 - \$200 і не перевищує \$500 - \$600. Реалії поточного дня такі, що зовнішні рішення дорожчі у рази внутрішніх при використанні аналогічних комплектуючих, при цьому підсумкова якість залишається однаковою.

Тому, для користувачів комп'ютерів, які менш ніж за \$10 побажають отримати звучання, яке забезпечується такими дорогими звуковими картами, як Creative Audigy Platinum і ASUS Supreme FX (їх ціна в діапазоні \$300), або у яких вийшов з ладу інтегрований аудіо інтерфейс, запропоновано побудову зовнішнього USB аудіо ЦАП на чіпі Burr-Brown / Texas Instruments PCM2704.

Заснований на фірмовій архітектурі SpAct™, цей чіп за допомогою вбудованої аналогової петлі ФАПЧ відновлює тактову частоту цифрових аудіоданих з пакетних даних шини USB, пригнічуючи джиттер; він також оснащений S / PDIF кодером і тому може використовуватися як перетворювач USB-S / PDIF.

За даними технічної документації можливо побудувати ЦАП з інтерфейсом USB із такими характеристиками: розрядність 16 біт; частота дискретизації 32 кГц, 44,1 кГц і 48 кГц; динамічний діапазон 100 дБ; відношення сигнал / шум 105 дБ; рівень нелінійних спотворень 0,002 %; цифровий фільтр з 8 -ми кратною передискретизацією.

Характеристики є досить непоганими, а на особливу увагу заслуговує підтримка частоти дискретизації 44,1 кГц, яка є стандартною для більшості аудіо - форматів, в той час як Creative Audigy2 ZS позбавлена можливості працювати на цій частоті. Процесор звукової плати Creative проводить передискретизацію потоків з частотою 44,1 кГц в потік з частотою 48 кГц, причому, не завжди оптимально, що виражається у втраті якості відтворення звуку. Великий плюс PCM2704 полягає в тому, що для відновлення вихідного стану сигналу після цифрової обробки використовується зовнішній фільтр низьких частот - LPF, від якого сильно залежить якість звуку. У більшості бюджетних рішень LPF вбудований, і на виході вже відновлений аудіосигнал, при цьому немає можливості хоч якось вплинути на цей процес.

Список літературних джерел:

1. Технічний опис PCM2704 : STEREO AUDIO DAC WITH USB INTERFACE, SINGLE-ENDED HEADPHONE OUTPUT AND S/PDIF OUTPUT [Електронний ресурс] / Texas Instruments // офіційний сайт. – Режим доступу : <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/pcm2707.pdf>

М.А. Філінюк, д.т.н., проф., О.О. Лазарєв, к.т.н., доц., О.В. Войцеховська, к.т.н.,
Чудак Н.М., О.В. Войцеховська

СМУГОПРОПУСКНИЙ ФІЛЬТР НА L-, C-НЕГАТРОНАХ

Ключові слова: фільтр, негатрон, від'ємна ємність, від'ємна індуктивність, фазові спотворення, узагальнений перетворювач імітансу.

Частотно-вибіркові пристрої застосовуються для вирішення широкого спектру задач. Їх можна зустріти в елементах систем автоматики, таких як частотно-вибіркові комутатори, резонансні ключі, частотні сенсори, генератори, частотні детектори і т.д. Часто параметри пристроїв та систем визначаються параметрами використаних в них фільтрів. Для покращення параметрів фільтрів широке застосування знайшли динамічні R-негатрони на базі узагальнених перетворювачів імітанса [1], які дозволяють створити високодобротні схемотехнічно прості НВЧ-фільтри [2]. Використання L-, C-негатронів дозволяє покращити фазо-частотні характеристики фільтрів. Запропоновано смугопропускний фільтр на L-, C-негатронах, схема якого представлена на рис. 1а.

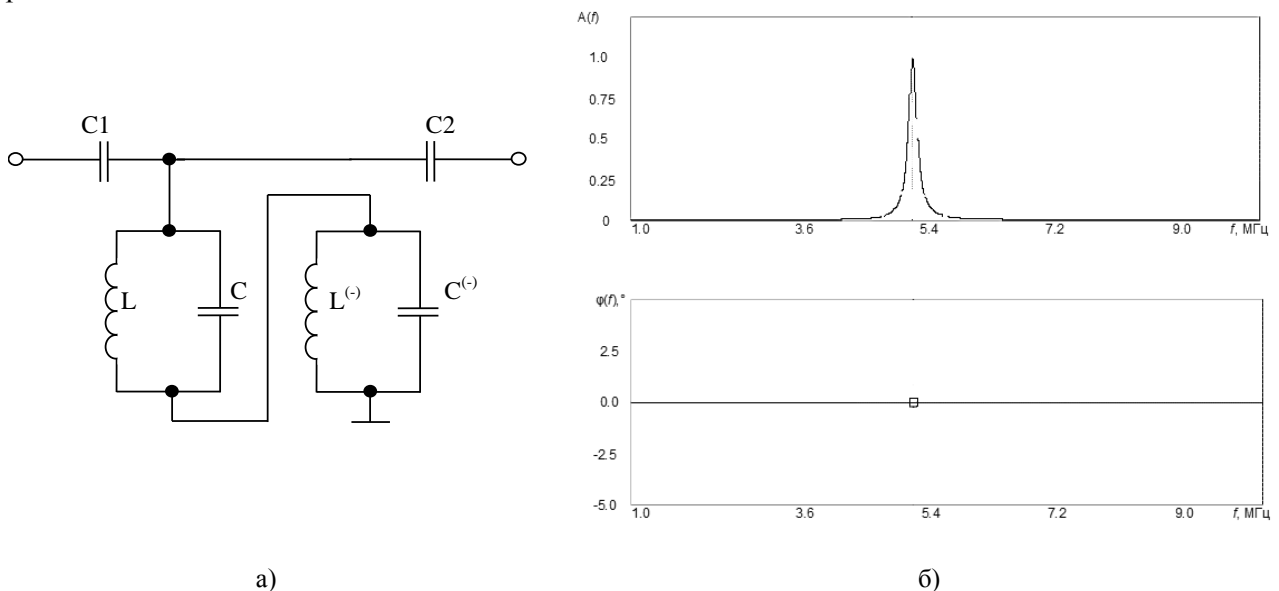


Рисунок 1 - Смугопропускний фільтр на L-, C-негатронах (а) та його амплітудна і фазо-частотна характеристики (б)

Фільтр містить два коливальних контури, які з'єднані між собою послідовно. Перший контур являє собою коливальний LC-контур на додатних елементах L та C, а другий – це коливальний контур з від'ємними ємністю $C^{(-)}$ (C-негатрон) та індуктивністю $L^{(-)}$ (L-негатрон). Як від'ємна ємність та від'ємна індуктивність можуть бути використані схемотехнічні аналоги L-, C-негатронів, реалізовані на узагальнених перетворювачах імітансу на багатоелектродних напівпровідникових структурах.

При такому підключенні коливальних контурів фазові спотворення на бокових частотах в смузі пропускання, які виникають в коливальному LC-контурі на додатних елементах зменшуються за рахунок під'єднання коливального контуру на L-, C-негатронах, оскільки ці контури мають протилежні фазо-частотні характеристики. Фазо-частотна характеристика запропонованого фільтра є лінійною, як видно з рис. 1б. Фазовий зсув майже дорівнює нулю у всьому діапазоні частот.

Отже, цей фільтр дозволяє зменшити спотворення сигналу за рахунок зменшення фазового зсуву в коливальному контурі на бокових частотах смуги пропускання.

Список літературних джерел

1. Філінюк М. А. Основи негатроніки: у 2 т. / Філінюк М. А. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 762 с.
2. Філінюк М. А. Активні УВЧ і НВЧ фільтри: монографія / М. А. Філінюк, Л. Б. Ліщинська. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 396 с. – ISBN 978-966-641-376-8.

А.О. Назаренко м.н.с.

ВИМІРЮВАННЯ ТЕПЛООВОГО ОПОРУ ОГОРОДЖУВАЛЬНИХ КОНСТРУКЦІЙ БУДІВЛІ

Ключові слова: оцінка похибки, тепловий опір огородження, теплоспоживання, контроль.

Вступ

Переважає більшість житлових і адміністративних будівель в Україні опалюються від централізованої системи теплопостачання. Однак, у відповідності з діючими будівельними нормами і правилами, інженерні системи будівель (опалення, вентиляція та гаряче водопостачання) повинні приєднуватися до теплових мереж за допомогою теплових пунктів. Оскільки енергія, яка виробляється на ТЕЦ або в котельнях, має значно більший потенціал, ніж необхідно для опалення житлових приміщень та підігріву води.

У комунальній енергетиці значну економію теплової енергії, а відповідно і паливно-енергетичних ресурсів, забезпечують індивідуальні теплові пункти. Існуючі на сьогодні схеми індивідуальних теплових пунктів [1-8] не дозволяють корегувати параметри теплоносія в тепломережі в залежності від температури зовнішнього повітря, не забезпечують корекцію опалювального графіка залежно від часу доби, дня тижня, не дозволяють здійснювати автономну роботу при різких коливаннях температури і тиску в мережі централізованого теплопостачання та при аварійних ситуаціях.

Використовуючи індивідуальні теплові графіки, можна досягти до 30% економії теплової енергії. У роботах [1-4] досліджені важливі чинники функціонування систем теплопостачання будівель – теплообмін, теплопередача, тепловий стан, гідравлічні характеристики. В роботі [9] був розглянутий індивідуальний тепловий пункт, в алгоритмі керування якого були враховані всі вищезазначені чинники та їхній взаємозв'язок, а також були створені передумови оптимізації роботи системи. Даний тепловий пункт забезпечує контроль і регулювання процесу теплообміну, погодозалежне регулювання температури теплоносія в системах опалювання відповідно до опалювального графіку, корекцію графіку залежно від часу доби, дня тижня та ін. Під час розрахунку потужності теплового пункту, створення його математичної моделі дуже важливе значення має величина теплового опору будівлі. Вона визначається при проектуванні будівлі і вказується в паспорті будівлі. Але з плином часу це значення змінюється, оскільки матеріали будівлі з часом деформуються, втрачають свої теплоізоляційні властивості.

Формулювання мети статті

Метою даної роботи є:

1. Вирішення зворотної задачі, коли за одержаними в експерименті вихідними даними про сумарний тепловий потік, що використовується будівлею, температурам внутрішніх і зовнішніх поверхонь огородження, визначається середньоінтегральний тепловий опір огородження.
2. Порівняння результатів непрямого визначення середньоінтегрального теплового опору конструкції з експериментальними даними, отриманими за допомогою використання вимірювального комп'ютеризованого комплексу «Ресурс-С», для оцінки достовірності результату.

Виклад основного матеріалу

Протягом опалювального сезону 2012/2013р.р. було проведено експериментальні дослідження стенду системи керування теплоспоживання (СКТ). В результаті було отримано масив даних, частина з яких відображена в таблиці 1 для п'яти контрольних точок.

Таблиця 1. Частина результатів експериментального дослідження стенду СКТ

№	1	2	3	4	5
$\Delta T, K$	18,3	17,3	18,7	21,2	24,7
$Q, Вт$	87225	102344	100483,2	105251,5	105600,4

Для вирішення зворотної задачі середньоінтегральний тепловий опір огородження (R) було виражено через відношення добутку загальної площі огородження ($S = 4257m^2$) та різницю

температури всередині та зовні будівлі (ΔT) до сумарного теплового потоку, що використовується будівлею (Q):

$$\bar{R}_{\text{СКТ}} = \frac{\Delta T \cdot S}{Q} \quad (1)$$

Підставивши данні з таблиці 1 в формулу (1), було отримано значення середньоінтегрального теплового опору огороження для п'яти контрольних точок. Дані обчислення наведені в таблиці 2.

Таблиця 2. Значення середньоінтегрального теплового опору огороження, отримані за результатами дослідження стенду СКТ

№	1	2	3	4	4
$\bar{R}_{\text{СКТ}}, \text{K} \cdot \text{m}^2 / \text{Вт}$	0,893	0,7195	0,792	0,857	0,9957

Для того, щоб оцінити достовірність результату, було виконано експериментальне дослідження теплового стану огорожувальної конструкції будівлі, де знаходиться стенд СКТ, з використанням вимірювального комп'ютеризованого комплексу «Ресурс-С» (рис. 1), до складу якого входять перетворювачі теплового потоку (далі - ПТП) та перетворювачі температури (далі - ПТ).

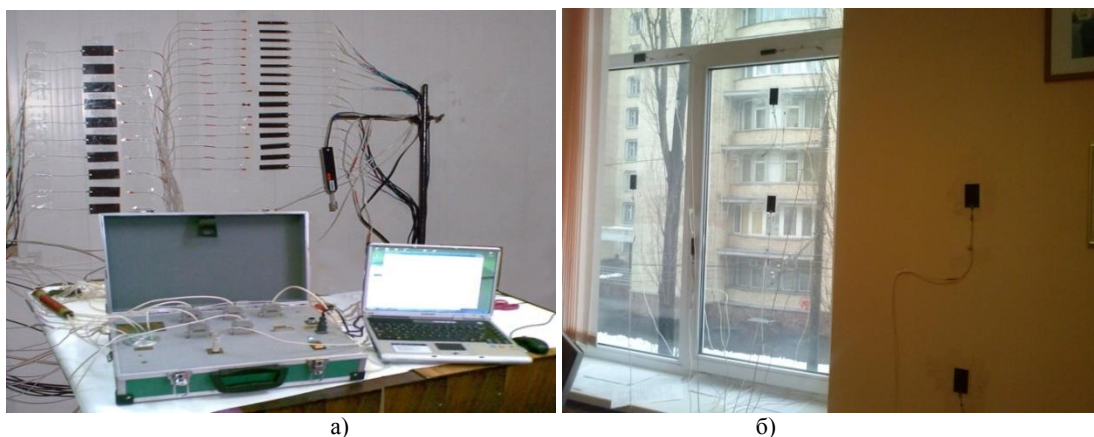


Рис. 1. Вимірювальний комп'ютеризований комплекс «Ресурс-С»: а) загальний вид; б) спосіб установки датчиків

Електронний блок вимірювального комплексу «Ресурс-С» дозволяє послідовно в довільному порядку вимірювати напругу по всіх каналах. Електронний блок має вмонтований блок опорних спаїв термопар, температура якого враховується при обчисленні значень температури, виміряних за допомогою термопар. Блок виконаний у вигляді переносного кейса і має роз'єми для підключення первинних перетворювачів та інтерфейс зв'язку з персональним комп'ютером. При роботі здійснюється вимірювання сигналів за заданою програмою, їх первинна обробка представлена на екрані комп'ютера в числовому вигляді та у вигляді графіків. Одночасно данні зберігаються у файлі, який має формат Microsoft Excel, що дає можливість проводити їх подальшу обробку даним програмним пакетом.

Алгоритм розрахунків

За допомогою вимірювального комплексу «Ресурс-С» вимірюються такі величини:

- температура поверхні огорожувальної конструкції (ОК) з внутрішньої ($T_{\text{ок.в.}}$) і зовнішньої ($T_{\text{ок.з.}}$) сторін;
- температура повітря навколишнього середовища по обидві сторони ОК ($T_{\text{нс.в.}}$ і $T_{\text{нс.з.}}$);
- щільність теплового потоку через ОК (q);

Розрахунок середньоарифметичних значень виміряних величин виконується за формулами (з урахуванням індексів):

$$\bar{T} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \bar{T}_i, \quad (4)$$

$$\bar{q} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N q_i, \quad (5)$$

де T_i та q_i - поточні виміряні значення ; N - кількість вимірювань.

Обробка отриманих при обстеженні експериментальних даних з метою визначення фактичних значень теплового опору ОК (R_{nc}) і опору теплопередачі через ОК (R_{Σ}) виконується за наступним алгоритмом розрахунків:

- Середнє значення різниці температури поверхонь ОК:

$$\Delta \bar{T}_{ок} = \bar{T}_{ок.в.} - \bar{T}_{ок.з.} \quad (6)$$

- Середнє значення різниці температури повітря навколишнього середовища по обидві сторони ОК:

$$\Delta \bar{T}_{nc} = \bar{T}_{nc.в.} - \bar{T}_{nc.з.}; \quad (7)$$

- Середнє значення теплового опору термічно однорідної ділянки ОК:

$$\bar{R}_{nc} = \Delta \bar{T}_{ок} / \bar{q}; \quad (8)$$

- Середнє значення теплового опору теплопередачі через обстежувану ОК:

$$\bar{R}_{\Sigma} = \alpha_b^{-1} + \bar{R}_{nc} + \alpha_n^{-1}, \quad (9)$$

де $\alpha_b = 8 \text{Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К})$ і $\alpha_n = 23 \text{Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К})$ - нормовані значення коефіцієнта теплообміну обох поверхонь ОК з прилеглим навколишнім середовищем згідно з ДБН В.2.6 -31:2006.

В результаті експерименту був отриманий масив експериментальних даних з понад 10 000 значень вимірюваних величин в 5 контрольних точках. Обробивши даний масив за алгоритмом, наведеним вище, отримано данні, наведені в таблицях 3 та 4, де ст. – стіна, с.п. – склопакет, р. – віконна рама.

Таблиця 3. Середньоарифметичні значення експериментальних даних, отриманих в результаті розрахунків за формулами (4), (5).

№	$\bar{q}_{ст.}$, Вт/м ²	$\bar{q}_{с.п.}$, Вт/м ²	\bar{q}_p , Вт/м ²	$\bar{T}_{nc.в.}$, К	$\bar{T}_{nc.з.}$, К	$\bar{T}_{ок.в.ст.}$, К	$\bar{T}_{ок.з.ст.}$, К	$\bar{T}_{ок.в.с.п.}$, К	$\bar{T}_{ок.з.с.п.}$, К	$\bar{T}_{ок.в.р.}$, К	$\bar{T}_{ок.з.р.}$, К
1	14,3	40,25	22,1	16,8	0,7	15,3	2,7	12,85	5,3	14,85	4
2	16,1	38,65	21,15	18,9	1,7	16,1	3,7	13,5	6,3	15,6	4,8
3	14,6	48,75	25,6	18	0,3	16,8	1,9	12,25	3,65	15,3	1,9
4	14,8	42,8	23,55	17,2	-2,2	15,2	0,3	10,7	2,55	13,1	0,85
5	14,6	54,5	29,3	17,7	-5,7	14,6	-2,3	10,1	0,1	13,35	-1,95

Таблиця 4. Середньоарифметичні значення експериментальних даних, отриманих в результаті розрахунків за формулами (8)-(9)

№	$\bar{R}_{nc.ст.}$, К·м ² /Вт	$\bar{R}_{nc.с.п.}$, К·м ² /Вт	$\bar{R}_{nc.p.}$, К·м ² /Вт	$\bar{R}_{ок.пр.вб.}$, К·м ² /Вт	$\bar{R}_{\Sigma ст.}$, К·м ² /Вт	$\bar{R}_{\Sigma с.п.}$, К·м ² /Вт	$\bar{R}_{\Sigma р.}$, К·м ² /Вт	$\square \bar{T}_{nc}$, К	$\square \bar{T}_{ок}$, К
1	0,89	0,185	0,505	0,22	1,05	0,35	0,67	16,1	13,6
2	0,77	0,19	0,515	0,25	0,94	0,355	0,685	17,2	12,4
3	1,02	0,175	0,53	0,24	1,19	0,345	0,7	17,7	14,9
4	1	0,19	0,525	0,23	1,18	0,36	0,695	19,4	14,9
5	1,16	0,18	0,53	0,24	1,32	0,35	0,7	23,4	16,9

Для визначення середньоінтегрального теплового опору огороження використовується формула (10). Данні обчислення відображені в таблиці 5.

$$\bar{R}_p = (S_{ст.} \cdot \bar{R}_{\Sigma ст.} + S_{с.п.} \cdot \bar{R}_{\Sigma с.п.} + S_p \cdot \bar{R}_{\Sigma р.}) / F, \quad (10)$$

де $S_{ст} = 3436 \text{ м}^2$ - загальна площа цегляного огороження, $S_{с.п} = 615 \text{ м}^2$ - загальна площа склопакетного огороження, $S_p = 206 \text{ м}^2$ - загальна площа огороження віконної рами.

Таблиця 5. Значення середньоінтегрального теплового опору огороження, отримані за допомогою вимірювального комп'ютеризованого комплексу «Ресурс-С»

№	1	2	3	4	5
$\bar{R}_p, \text{ К}\cdot\text{м}^2/\text{Вт}$	0,93	0,843	1,044	1,038	1,15

Порівнявши експериментальні дані з «Ресурс-С» (табл. 5) з експериментальними даними отриманими на стенді СКТ (табл. 2), була визначена похибка в 18 % (рис. 2). Приймаючи до уваги, що похибка вимірювального комплексу Ресурс-С складає 4% і те, що вимірювання відбувалось локально, можемо зробити висновок, що результати експериментальних даних лежать в межах допустимої похибки для об'єктів теплової енергетики.

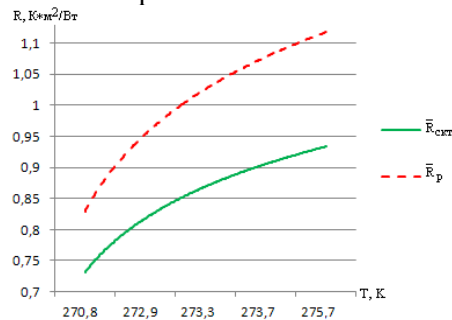


Рис. 2. Залежність середньоінтегрального теплового опору огороження від температури зовнішнього повітря

Висновки:

1. Вперше була вирішена зворотна задача визначення середньоінтегрального теплового опору огороження.
2. Було здійснено експериментальне дослідження теплового стану огорожувальної конструкції будівлі з використанням вимірювального комп'ютеризованого комплексу «Ресурс-С», що дало змогу оцінити достовірність результатів визначення середньоінтегрального теплового опору огороження.
3. Визначення реальних значень теплового опору підтвердило адекватність вибраної математичної моделі СКТ, розглянутої в [9].
- 4.

Література

1. Соколов Е.Я. Теплофикация и тепловые сети: Учебник для вузов. – М.: Изд-во МЭИ, 2001. – 472 с.
2. Гершкович В.Ф. Энергосбережение в зданиях. – К.: Киев ЗНИИЭП, 2004. – 24 с.
3. Пырков В.В. Современные тепловые пункты. Автоматика и регулирование. – К.: ЦДП «Такі справи», 2007. – 252 с.
4. Чистович С.А., Аверьянов В.К., Темпель Ю.Я. Автоматизированные системы теплоснабжения и отопления. – Л.: Стройиздат, 1987. – 184 с.
5. Лисенко О.М. Оцінка окремих режимів експлуатації індивідуального теплового пункту// Промышленная техника. – 2012. – т.24, №7. – с. 95-99.
6. Brumbaugh J.E. HVAC Fundamentals. – E.: Wiley Publishing, 2004. – vol.1.
7. Allard F., Seppänen O. European actions to improve energy efficiency of buildings// Rehva Journal. – 2008. – vol. 45. no. 1. – pp. 10-20.
8. Torkar J., Goricane D., Krope J. Economical heat production and distribution// Proceedings of the 3rd IASME/WSEAS Int. Conference on Heat Transfer, Thermal Engineering and Environment – 2005. – pp. 18-23.
9. Бабак В.П., Білека Б.Д., Назаренко А.О. Автоматизований пункт керування теплоспоживанням // Промышленная техника. – 2013. – т.35, №1. – с. 57-64.

І. П. Шкляр, студент

ЗАСІБ ВИМІРЮВАННЯ КІЛЬКОСТІ ПОРЦІЙ МОЛОКА, ЩО ФОРМУЮТЬСЯ ДОЗАТОРОМ, ДЛЯ СТІЙЛОВОГО МОЛОКОПРОВОДУ

Ключові слова: агропромислове виробництво, засіб вимірювання, стійловий молокопровід, доїльний апарат, процес доїння.

В поєднанні з усіма галузями розвивається й агропромислове виробництво. Однією з галузей агропромислового виробництва є виробництво і переробка молока.

На даний момент в молочній галузі не вирішеними лишаються такі питання: підтримка галузі з боку держави; якість молока і продуктів його переробки; формування закупівельної ціни молока; модернізація виробництва і підвищення кваліфікації робітників підприємств.

Світовий ринок молоковиробної техніки має у своєму розпорядженні велике розмаїття високотехнічних доїльних машин (апаратів), що максимально відповідають фізіологічним механізмам молокоутворення і молоковіддачі тварин та дають змогу раціонально організувати процес доїння корів, але вимагають значних матеріальних затрат, яких більшість підприємств не може собі дозволити. Тому доцільно створити вітчизняний пристрій, який би автоматизував процес доїння, але мав би набагато меншу ціну.

Розроблений засіб вимірювання призначений для отримання та збереження інформації про кількість молока, надоєного одним дояром на доїльних установках зі збиранням молока за допомогою дозатора.

Прилад складається з датчика порцій молока та показуючого приладу, які з'єднані між собою за допомогою екранованого дроту. Конструкція датчика така, що порція молока від дозатора проходить через його оптичний канал і перериває потік інфрачервоного світла, яке при відсутності молока опромінює фотоприймач. Показуючий прилад аналізує стан фотоприймача, і при наявності порції молока додає до показань індикатора одиницю. Таким чином відбувається підсумовування порцій молока від дозатора за час доїння. Мікроконтролер під керуванням програми, що знаходиться в його постійному запам'ятовуючому пристрої керує індикатором, на який виводиться інформація про кількість порцій молока, зібраних дозатором. Блок живлення формує напругу живлення для мікроконтролера та світлодіодного індикатора. Напруга живлення надходить на вхід інтегрального стабілізатора напруги через діодний міст, що дозволяє подавати напругу будь-якої полярності. На промислових об'єктах можливі різкі перепади напруги, що може призвести до виходу з ладу пристроїв та установок, тому блок живлення реалізований таким чином, щоб забезпечити номінальну напругу живлення приладу при зміні вхідної напруги в межах від 160 до 250 В, що забезпечить нормальне функціонування пристрою в даних умовах. Детектор зниження напруги живлення аналізує наявність вхідної напруги живлення і при її зниженні нижче критичного рівня, формує сигнал мікроконтролеру, за яким відбувається термінове збереження даних і перезапуск мікроконтролера. Схема скидання призначена для здійснення обнулення показань лічильника, перед початком кожного наступного доїння. Випромінювач призначений для формування потоку інфрачервоного випромінювання у каналі молокопроводу. Фотоприймач використовується для прийняття інфрачервоного випромінювання у каналі молокопроводу та для реєстрації переривання потоку інфрачервоного випромінювання при проходженні через датчик, вмонтований в канал молокопроводу, порції молока. Візуалізація показань лічильника здійснюється за допомогою схеми динамічної індикації. Мікроконтролер відповідає за керування вузлами структурної схеми, проведення математичних обчислень та збереження даних.

Даний засіб вимірювання може вирішити поставлені проблеми, його розробка є доцільною та ефективною.

Список літературних джерел

1. Савран В.П. Автоматическое управление доением коров // Зоотехния. – 1991. – 203 с.
2. Кирсанов В., Максудов А. Устройство для индивидуального учета молока на доильных установках // Молочное и мясное скотоводство. – 1999. – 133 с.

О.Ф. Бладика, студент

МІКРОПРОЦЕСОРНИЙ рН-МЕТР

Ключові слова: мікропроцесорний рН-метр, потенціометричний принцип, електроди порівняння.

Для розвитку та удосконалення засобів вимірювальної техніки використовують інформаційно вимірювальні системи. На сьогодні, доцільно створити мікропроцесорний рН-метр з радіоканалом, який можна буде використовувати на всіх установках водоочищення та водо підготовки, а також на підприємствах хімічної промисловості, передбачивши в його конструкції наявність формувача сигналу керування з допомогою ПЕОМ, зовнішніми силовими елементами і можливості візуального контролю за роботою приладу [1].

Мікропроцесорний рН-метр - призначений для вимірювання, збереження, та корегування рівня лужності середовища. В даному приладі використовуються потенціометричний принцип вимірювання реакції середовища, тобто вимірюють електрорушійну силу, створювану електрохімічної частиною рН метра [2].

Прилад складається з рН електрода та електрода порівняння, для температурної корекції показів та для зменшення похибки вимірювання використовується термоперетворювач котрий занурюється в досліджуване середовище разом з рН електродами, сигнал в вигляді ЕРС поступає на вхід інструментального підсилювача, таке рішення пояснюється тим що рН електроди мають дуже великий опір, через використання тонкої скляної мембрани виготовленої із спеціальних іон селективних видів скла, опір такої електродної пари може складати сотні мегаом в деяких датчиків навіть до гігаом. Тому в вхідній частині необхідно використовувати спеціалізовані підсилювачі із дуже великим вхідним опором. Сигнал з підсилювача подається на вхід вбудованого в мікроконтролер АЦП, а після чого виміряна величина обробляється процесором мікроконтролера та заноситься до комірки пам'яті. На наступному етапі відбувається вимірювання температури, напруга на виході термоперетворювача перетворюється в цифровий код з допомогою АЦП мікроконтролера, після введення необхідних поправок інформація в цифровому коді поступає на прийомо-передавач де окрім цифрового коду виміряного значення може передаватись також в цифровому вигляді інформація що до температури досліджуваного середовища та необробленого цифрового коду значення ЕРС що надійшло з рН електродів. Оскільки канали використовують батарейне живлення виникає необхідність контролю рівня заряду акумулятора та передачі інформації про його стан на базовий блок, для своєчасної зарядки або заміни. З допомогою прийомо-передавача виміряна інформація в вигляді цифрового коду подається на мікроконтролер де відбувається її верифікація, з допомогою клавіатури ми можемо обирати потрібний нам первинний перетворювач, а також програмувати нові давачі для використання сумісно з даною системою. На рідкокристалічному дисплеї відображається інформація що до рівня сигналу певного первинного перетворювача та значення виміряної величини та індивідуального коду його з якого була прийнята інформація. Блок вводу виводу використовується для підключення зовнішніх пристроїв сумісно з якими може працювати даний пристрій, використання гальванічної розв'язки дозволяє нам керувати пристроями які живляться від іншого джерела ніж сам прилад, зменшуючи вплив наводки котра виникає на шині живлення двох окремих приладів [3].

Список літературних джерел

1. Методи та засоби вимірювань неелектричних величин/ Е.С.Поліщук: Навчальний посібник, – К.: Львівська політехніка, 2000. – 168-172 с.
2. Шульц М.М. Скляний електрод: Теорія і використання // Соросівський Освітній Журнал. 1998. № 1. С. 33–39.
3. Фоменко С.В., Шальнов А.В. Дослідження мікроелектродних первинних перетворювачів концентрації іонів водню. МІФІ. М., 1986.

В.О Задубний, студент

МІКРОПРОЦЕСОРНИЙ ПРИЛАД УПРАВЛІННЯ МАНІПУЛЯТОРОМ МДФ І ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМ ПУЛЬСАТОРОМ

Ключові слова: модернізація виробництва, доїльний апарат, автоматизована система, підвищення продуктивності.

В поєднанні з усіма галузями розвивається й агропромислове виробництво. Однією з галузей агропромислового виробництва є виробництво і переробка молока. За останні роки світовий ринок молока і молочної продукції є відносно стабільним і відбувається невеликий зріст виробництва молока при зменшенні поголів'я корів.

На сьогоднішній день одним з недоліків технології доїння є конструктивна недосконалість застосовуваної доїльної техніки, позбавленої будь-яких елементів автоматизації управління процесом одержання молока.

Створення сучасної контрольно-вимірювальної апаратури для реєстрації надою стало специфічно складним технічним завданням. Для підвищення якості, продуктивності та інших показників молочної продукції потрібне принципово нове сучасне і якісне обладнання.

Тому доцільною є розробка приладу, який був би реалізований на основі мікропроцесорної техніки. Розроблений засіб буде оснований на більш сучасній мікропроцесорній техніці, призначений для автоматичного доїння та додоювання корів, зняття та відведення від вимені доїльних стаканів, вимірювання удою від корови при кожному доїнні. Цей пристрій виконує основні необхідні функції, потрібні для автоматизації процесу доїння. Його використання сприяє підвищенню продуктивності праці дояра та зниження захворюваності корів, що спричинене перетримуванням доїльних стаканів на вимені та впливом нерегульованим вакуумом.

Принцип дії мікропроцесорного приладу полягає в наступному: схема живлення формує напругу живлення для мікроконтролера, світлодіодного індикатора, а також для транзисторних ключів. Номінальна напруга живлення надходить на вхід інтегрального стабілізатора напруги через діодний міст, що дозволяє подавати напругу будь-якої полярності. Мікроконтролер під керуванням програми, що знаходиться в його постійному запам'ятовуючому пристрою, керує індикатором, на який виводиться інформація про кількість удою молока однієї корови (у кг), з дискретністю 0,1 кг та тривалість або інтенсивність доїння. Мікроконтролер також підраховує кількість імпульсів, що надходять від ковшового датчика, визначає стан геркона в початковий момент часу, вимірює часові інтервали між імпульсами герконового датчика, здійснює передачу даних через оптично розв'язану лінію зв'язку, пропускаючи ці дані через драйвер лінії зв'язку. Також мікроконтролер керує транзисторними ключами, що у свою чергу здійснюють керування електроклапанами, формує сигнали управління електромагнітним пульсатором та обчислює поточний час доїння. Світлодіодний індикатор, який керується мікроконтролером, реалізований на світлодіодних індикаторах і служить для висвічування інформації про кількість удою молока та про тривалість доїння. Драйвер лінії зв'язку здійснює передачу даних, які надходять мікроконтролера, безпосередньо в оптично розв'язану лінію зв'язку. Транзисторні ключі, які знаходяться в схемі і керуються мікроконтролером, здійснюють керування пульсатором і електроклапанами "Масаж" і "Зняття". За керування пульсатором відповідають ключі ТК1 і ТК2, а електроклапанами - відповідно ТК3 і ТК4. Електроклапани приєднуються за допомогою трьох дротів. Через один із дротів на електроклапани подається напруга живлення, а через два інших – напруга управління. Лінія зв'язку в даній схемі є оптично розв'язаною, що необхідно для підвищення її завадостійкості.

Даний засіб вимірювання може вирішити поставлені проблеми, його розробка є доцільною та ефективною.

Список літературних джерел

1. М.А. Мазуха. Молочная промышленность. №6, 2002. – с. 7, 8.
2. Манипуляторы для доения МД-Ф1-02. Паспорт. – ГСКБ по комплексу машин для ферм крупного рогатого скота, 1990. – 32 с

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЦВЕТОВЫХ И СТРУКТУРНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВОЛОКНА С ПОМОЩЬЮ СКАНИРУЮЩИХ СИСТЕМ

Ключевые слова: определение цвета волокна, определение длины волокна, сканер

Вопрос оценки качества в разных отраслях промышленности уже много лет обсуждается научными работниками и практиками. Научно-технический прогресс с одной стороны позволяет использовать новые передовые методы анализа, а с другой требует максимального ускорения этого анализа. Времена лабораторных испытаний уходят в прошлое. В настоящий момент актуальны методы, которые позволяют анализировать качество продукции в потоке, прямо на производстве. Самыми перспективными является, как ни странно, органолептические и группа бесконтактных методов, которые включают фотометрические, кондуктометрические и т.д. Органолептический метод имеет и недостатки (субъективность, низкая точность) и очевидные преимущества (скорость, простота), поэтому в некоторых отраслях он будет применяться еще долго.

Но будущее безусловно за бесконтактными методами, которые позволяют не просто повысить точность и скорость определения, но и применить их в автоматизированных системах производства.

На кафедре товароведения, стандартизации и сертификации ХНТУ разработаны теоретические основы применения таких методов и систем для определения качества лубоволокнистого сырья. Разработаны и проходят апробацию экспериментальные компьютеризованные системы, которые позволяют с высокой точностью определить цвет и структурные характеристики сырья. В качестве сенсоров используются фотометрические системы и планшетные сканеры, первичные данные из которых обрабатываются на ЭВМ. Скорость определения достаточно высока и при использовании современных многоядерных процессоров составляет десятые доли секунды. Цвет и структурные параметры сырья (длина, количество, растянутость) достаточно важные характеристики, но их значимость в существующих стандартах была занижена именно вследствие малой точности определения. Базовые подходы к оценке качества в этих стандартах были разработаны еще в 70х гг. XX ст. и нуждаются в пересмотре.

Например, цвет, согласно действующих стандартов определяют органолептически, путем сравнения с эталонами. Недостаток этого метода заключается в природе человеческого зрения. Для среднестатистического человека, который имеет нормальное цветовое зрение, зеленый будет восприниматься ярче синего. В то же время, хотя чистый синий цвет воспринимается как очень неяркий, в смеси с зеленым или красным воспринимаемая яркость значительно повышается.

Разработанный инструментальный метод позволяет устранить недостатки визуального метода определения цвета и включает сканирование образца, превращение информации о цвете из системы RGB в систему XYZ, а затем в систему Lab, сравнение с ранее введенными данными эталонов и получения исходной информации в виде группы цвета. Цветовые системы XYZ и Lab уже давно введены в международные стандарты определения цвета. Осталось лишь переделать отечественные стандарты на сырье, используя разработанный метод и международный опыт.

Структурно схема определения представлена на рис.1.



Рис. 1. Структурная схема определения группы цвета волокна

Нужно отметить, что хотя цветной охват сканера значительно меньше цветового охвата человеческого глаза, возможностей сканера вполне достаточно для определения цвета, потому что

не существует в природе волокна ярко-синего или красного цвета. Поэтому автоматизированные методы определения цвета это будущее качественного анализа.

Также достаточно перспективным методом определения качественных показателей является разработанная система автоматического распознавания и определения длины и количества волокон, основанная на алгоритме Розенфельда. Обычно определение геометрических параметров волокон проводится вручную и может длиться от нескольких дней до нескольких недель. Использование компьютеризованных методов анализа позволяет значительно сократить длительность испытаний и упростить их.

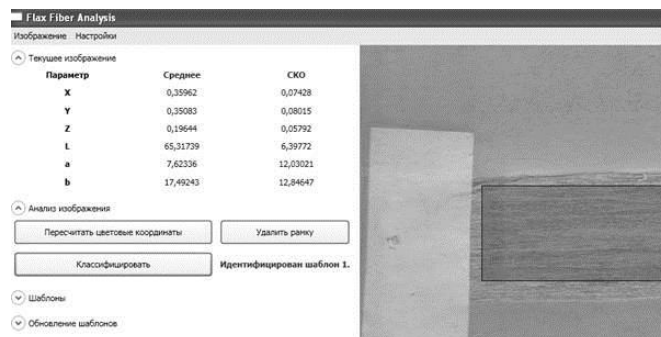


Рис.2. Интерфейс пользователя программы из определения группы цвета льняных волокон

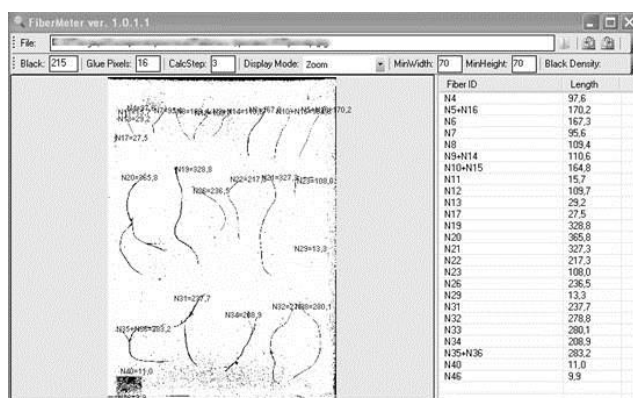


Рис.3. Интерфейс пользователя программы из определения геометрических параметров волокон.

Кстати данный программный комплекс может быть использован для анализа длины и количества любых объектов. Такие новые компьютеризованные методы определения качественных показателей позволяют по новому подойти к созданию стандартов.

Направления использования лубоволокнистого сырья уже вышло за рамки текстильной промышленности и включают автомобильную, судостроительную, целлюлозно-бумажную и другие. С использованием натуральных волокон производят композиты, они являются источником целлюлозы, а отходы производства в прессуемом виде могут использоваться в качестве топлива. Очевидно, что если качество это совокупность свойств способных удовлетворить определенные потребности в определенной отрасли, то не могут устаревшие стандарты обеспечить соответствующий уровень качества. Разработка таких новых стандартов должно базироваться на современных технологиях.

Список литературы

1. Калінський Є.О. Удосконалення інструментального методу визначення кольору лляного волокна. Тезиси Матеріали міжнародної науково-практичної конференції (Херсон, 25-27 вересня 2012 г.) С.66-67.
2. Пат. UA 65431 U МПК G01N 33/36 (2006.01) Спосіб оцінки якості лляного волокна / Калінський Є.О., Грабовський А.Ю.; заявник і патентовласник Херсонський національний технічний університет. – u201104843; заявл. 19.02.2011; опубл. 12.12.2011, Бюл. №23.

С.М. Глоба, к.т.н., доц.; Ю.В. Хомяк, к.т.н.

ВИХРОСТРУМОВИЙ КОНТРОЛЬ ГЛИБОКИХ ПОВЕРХНЕВИХ ДЕФЕКТІВ

Ключові слова: дефектоскопія, вихрострумний контроль, якість, глибина дефекту, об'єкт контролю, металовиріб, вихрострумний перетворювач.

Наявність поверхневих дефектів є важливим показником, який впливає на якість металургійної продукції. Особливо небезпечними є тріщини, що унеможливають подальші операції виробництва або експлуатації металовиробів. Для контролю такого роду дефектів використовують різні методи, серед яких можна виділити вихрострумний. Але цей та інші методи ефективні для визначення наявності дефектів на гладких поверхнях, а за наявності шорсткості виникають похибки контролю. Зазвичай на практиці мають справу з останнім випадком. Також важливим параметром контролю є глибина поверхневої тріщини, що визначає можливість ремонту металовиробів і збереження матеріальних ресурсів. Таким чином, постає проблема удосконалення вихрострумного методу, зважаючи на його переваги між іншими [1, 2].

Першочергово виникає питання про можливість найбільш ефективного застосування вихрострумного методу з урахуванням властивостей конкретних об'єктів контролю. Для цього треба вирішити науково-технічні задачі різної спрямованості. Одним з напрямків можна зазначити поліпшення характеристик вихрострумних перетворювачів, бо саме вони несуть первинну інформацію про стан об'єкту. Це можливо при детальному розгляді фізичних аспектів збудження вихрових струмів і прийому створеного ними магнітного поля.

Розглянемо дефект як об'єкт, який накладає граничні умови суцільності матеріалу металевого зразка. Ці умови є такими, що однозначно впливають на розповсюдження щільності вихрових струмів у електропровідному об'ємі. Виділимо складову індукованого струму, щільність якої найбільш чутлива до глибини дефекту. Такою складовою є струми, що обтікають поверхню дефекту об'єкту контролю (ОК) по глибині (див. рис. 1). Реєструючи магнітне поле саме зазначеної складової можна оцінювати глибину поверхневої тріщини.

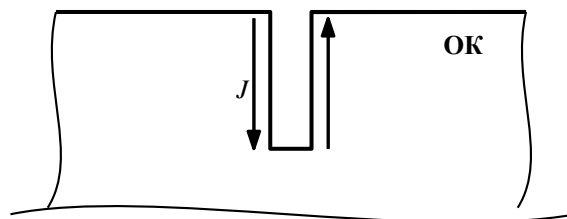


Рис. 1 Струм, що обтікає поверхню дефекту ОК

Цей принцип оцінки глибини дефектів реалізовано в дефектоскопі [3, 4]. Розроблено та виготовлено контрольний зразок із сталі (Ст3) з моделями дефектів у вигляді тріщин розкриттям 0,35 мм глибинами 2, 4, 6, 8, 10, 12, 15 і 20 мм для настройки та перевірки вихрострумного дефектоскопа. Дослідження показали, що похибка оцінки глибини дефектів при налаштуванні на заданий нормативно-технічною документацією дефект не перевищує 3%-9,2% залежно від глибини моделі дефекту.

Список літературних джерел:

1. Неразрушающий контроль: Справочник: В 8 т. / Под общ. ред. В.В. Клюева. Т. 2: В 2 кн. Кн 2: Ю.К. Федосенко, В.Г. Герасимов, А.Д. Покровский, Ю.Я. Останин Вихретоковый контроль. – 2-е изд., испр. – М.: Машиностроение, 2006. – 688 с. 2. Nondestructive Testing Handbook, Third Edition: Volume 5, Electromagnetic Testing / Satish S Udpa (technical editor), Patrick O'Moore (editor). – ASNT, 2004. – 536 p.p. 3. Хомяк Ю.В. Вихретоковый контроль поверхности металлоизделий с оценкой глубины дефектов / Ю.В. Хомяк, Н.М. Овчаренко, Е.Б. Марюха // Збірник тез доповідей 3-ої науково-практичної конференції «Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання», 29-30 листопада, 2011р., м. Івано-Франківськ. ФЕ і ІВТ, ІФНТУНГ. – 2011. – с.162 – 164. 4. Сучков Г.М. Повышение возможностей вихретокового контроля поверхности непрерывно литых слябов из ферромагнитных сталей / Г.М. Сучков, Ю.В. Хомяк. // Дефектоскопия. – 2013. – №1. – с.78-83.

О.М.Возняк, к.т.н., доцент; Тихонов В. К. доцент; Є.А.Марчук, студент

МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ ШОРСТКОСТІ

Ключові слова: шорсткість, методи вимірювання шорсткості, профілометр, профілограф, параметр шорсткості R_a , межа вимірювання .

Підвищення якості продукції, що випускається вимагає вирішення численних проблем в самих різних областях. Технологічні проблеми відносяться до ряду найважливіших , бо їх успішне вирішення визначає, в кінцевому підсумку, експлуатаційні показники навіть чудово спроектованих виробів. Однією з таких проблем є оцінка впливу шорсткості , хвилястості і відхилень від форми поверхонь деталей на їх функціональні властивості.

Нормування й кількісна оцінка шорсткості поверхонь згідно ГОСТ 2789 – 79 позначається слідуючими параметрами: середнє квадратичне відхилення профілю – середнє квадратичне абсолютних відхилень профілю в межах базової довжини R_a ; висота нерівностей по десяти точкам - це сума середніх арифметичних абсолютних відхилень точок п'яти найбільших максимумів і п'яти найбільших мінімумів, які знаходяться в межах базової довжини R_z ; найбільша висота нерівностей профілю R_{max} це відстань між лінією відступів та лінією западен профілю на базовій довжині.

Шорсткість (мікрогеометрія) поверхні є однією з найважливіших характеристик матеріалів і впливає на зносостійкість, контактну шорсткість, корозійну стійкість та інші функціональні характеристики поверхні . Реальні поверхні, отримані обробкою на металорізальних верстатах (результат вібрації при обробці) або іншим шляхом, зображені рядом виступів і западин різної висоти й форми й порівняно малих розмірів за висотою і шагом. Ці виступи й западини утворюють нерівності поверхні (мікронерівності). Під шорсткістю поверхні розуміється сукупність мікронерівностей з відносно малими шагами. Шорсткість поверхні оцінюється по нерівностях профілю, отриманого шляхом перетину поверхні площиною і розглядають у межах обмеженої ділянки, довжина якого називається базовою довжиною. Любий різальний інструмент - різець, фреза, абразивне коло або абразивна паста - залишає на обробленій поверхні мікроскопічні нерівності - шорсткості. Незважаючи на них, здавалося б, малу величину, вони дуже впливають на експлуатаційні якості машин. По висоті шорсткості судять про чистоту поверхні: чим вона менше, тим поверхня більш чиста. Шорсткості, що залишилися після обробки, заважають щільному зіткненню деталей у з'єднанні. Зіткнення відбувається по вершинах виступів, і дивлячись по тому, як багато точок дотику мають деталі, можна судити про величину так названої контактної поверхні, що завжди менше номінальної. Навіть після тонкого шліфування вона в два-три рази менше номінальної, а при звичайній чистовій обробці різцем дійсна площа торкання складає менш 20 % номінальної. Від величини шорсткості залежить знос деталей машин, витрата енергії на подолання сил тертя (до 25 % у токарному верстаті), міцність посадок з натягом, опір корозії і навіть міцність деталей. При запресовуванні шорсткості на поверхнях, що з'єднуються, мнучи, зменшують величину натягу, що приводить до зниження міцності з'єднань з натягом. Деталі, оброблені різцем, під дією змінних навантажень руйнуються в два рази швидше, ніж поліровані. При визначенні необхідної чистоти обробки необхідно враховувати призначення і умови роботи машини в цілому, навантаження, що діють на кожну деталь машини, необхідну посадку, точність обробки . Задача призначення необхідної чистоти поверхні покладена на конструктора. Зменшення шорсткості поверхні поліпшує антикорозійну стійкість, особливо важливо, якщо не можуть бути використані захисні покриття.

Контроль шорсткості поверхонь здійснюється трьома наступними основними методами: 1) Метод порівняння вимірювальної поверхні з поверхнею зразків. При вимірюванні деталі зрівнюють шорсткості поверхні зразка, виготовленого з того самого матеріалу, що й деталей, з тим самим видом механічної обробки й параметрів R_a , який відповідає вказаному в кресленні на деталь. 2) Метод вимірювання шорсткості поверхні мікроскопом. Наприклад мікроскоп МИС -11 служить для вимірювання параметрів шорсткості R_z в межах 1,6... 160мкм та S . Межі вимірювання визначаються вибором відповідних об'єктивів в залежності від шорсткості контролюємої поверхні. 3) Механічний контактний метод передбачає вимірювання параметрів шорсткості за допомогою

щупових приладів (профілометри і профілографи). Числові значення параметрів шорсткості визначаються або безпосередньо за шкалою приладу (профілометри), або за збільшеними зображень профілю або записаної профілограми розрізу. При контактних методах вимірювання шорсткості поверхні за контрольованою поверхні переміщається алмазна або сталева голка (з радіусом заокруглення $1 \div 12$ мкм). При цьому вона здійснює мікропереміщення за напрямом своєї осі, відповідні зміни профілю поверхневих нерівностей. Ці мікропереміщення посилюються і реєструються відліковими пристроями. Профілографи дозволяють автоматично отримати збільшену запис мікропрофілю поверхні у вигляді профілограми.

Найбільш інформативним стандартним параметром, що дозволяє найбільш повно оцінити мікрогеометрію поверхонь, є відносна опорна довжина профілю t_p , але для цього її потрібно задавати на декількох рівнях. Автоматизоване визначення цього параметра забезпечує профілограф - профілометр М- 201, який в даний час найчастіше використовуються технологічними лабораторіями . Прилад має мале вимірювальне зусилля (не більше 1 мН при градієнті зусилля до 5 мкН/мкм), завдяки чому можна вимірювати параметри шорсткості деталей з покриттями без їх пошкодження, деталей з кольорових металів , пластмас та інших неметалевих матеріалів. Прилад оцінює параметр шорсткості R_a в межах від 0,04 до 8 мкм на базових довжинах від 0,08 до 2,5 мм і записує профіль з висотою нерівностей від 0,05 до 20 мкм на прямолінійних трасах поверхонь (площин, що утворюють циліндрів , конусів і т.п.). Похибка показань приладу не перевищує $\pm 10\%$, а похибка запису - $\pm 4 \%$. Він дозволяє провести запис профілю плоскою і циліндричною поверхонь уздовж твірної на довжині до 40 мм; в отворах діаметром 8 ... 20 мм - на глибині до 10 мм, а в отворах діаметром 20 ... 45 мм - до 100 мм. Прилад забезпечується пристосуванням для запису хвилястості поверхні. За профілографами , записуваним на електротермічної папері шириною 80 мм, можна визначити всі нормовані ГОСТ 2789-73 параметри шорсткості поверхні зазначених поверхонь. Принцип дії індуктивного перетворювача розглянемо на прикладі профілографа - профілометра моделі 201. Електрична частина приладу включає датчик, електронний блок з показуючий приладом і записуючим приладом. Магнітна система датчика складається з подвійного Ш – подібного сердечника з двома котушками. Котушка датчика і дві половини первинної обмотки диференціального вхідного трансформатора утворюють балансний міст, живлення якого здійснюється від генератора звукової частоти. При переміщенні датчика відносно дослідженої поверхні алмазна голка, ошупуючи нерівності поверхні, здійснює коливання, приводячи в коливальний рух якор. Коливання якоря змінює повітряні зазори між якорем і сердечником, що визиває зміну напруги на виході диференційного трансформатора. Отриманні коливання напруги підсилюються електронним блоком, на виході якого під'єднуються показуючий і записуючий прилади.

В роботі здійснено аналіз контролю шорсткості поверхонь основними методами. Наведено принцип роботи високочутливого приладу М-201 для визначення шорсткості поверхні з високою точністю.

Список літературних джерел

1. Анурьев В.И. Справочник конструктора машиностроителя: В 3 т. – М. : Машиностроение, 2000.
2. Крилова Г.Д. Основы стандартизации, сертификации, метрологии.- М.: Юрайт, 2003.
3. Лифиц И.М. Основы стандартизации, сертификации, метрологии. - М.: Юрайт, 2004.
4. Мягков В.Д. Допуски и посадки: Справочник. – М.: Машиностроение, 1983.
5. Сергеев А.Г., Крохин В.В. Метрология. – М.: Логос, 2001.
6. Тартаковский Д.Ф., Ястребов А.С. Метрология, стандартизация и технические средства измерений. – М.: Высш.шк., 2002.

**В.Г. Петрук, д.т.н., проф.; І.В. Васильківський, к.т.н.; С.М. Кватернюк, к.т.н.;
С.В. Міськів**

ЕКОЛОГІЧНИЙ КОНТРОЛЬ АЕРОЗОЛЬНОГО ВИКИДУ ХАЕС

Ключові слова: аерозоль, радіонукліди, концентрація забруднюючих речовин.

Атомна енергетика є одним із пріоритетних шляхів отримання електроенергії. Водночас, як і будь – яке виробництво, експлуатація атомної електростанції включає і утворення радіоактивних відходів. У процесі експлуатації АЕС і зокрема ХАЕС неминуче утворення газоподібних, твердих і рідких продуктів, що містять у своєму складі радіоактивні елементи [1].

Джерелами радіоактивності в першому контурі енергоблоку є:

- продукти розпаду ядерного палива;
- продукти корозії конструкційних матеріалів;
- продукти активації.

У нормальних умовах експлуатації реакторної установки будь-який вихід елементів з під оболонки твелів або часткове руйнування цієї оболонки призводить до потрапляння деякої кількості продуктів поділу в теплоносій першого контуру.

Тритій, який знаходиться в теплоносії першого контуру, є особливо важливим компонентом цих продуктів активації. Вихід тритію з води першого контуру можливий при:

- організованих протіканнях;
- зливах води першого контуру в баки зливу води першого контуру.

Тритій ^3H – радіоактивний ізотоп водню з періодом напіврозпаду 12,34 року. У реакторах АЕС з ВВЕР тритій утворюється:

- безпосередньо при поділі ядер палива як продукт потрійного поділу;
- в результаті взаємодії нейтронів з ядрами дейтерію;
- в результаті різних реакцій швидких нейтронів з конструкційними матеріалами активної зони реактора;
- в результаті активації борної кислоти в теплоносії першого контуру.

Розчинені продукти ділення і активації виводяться з теплоносія за рахунок процесів іонного обміну, в результаті яких утворюються забруднені іонообмінні смоли установок спецводоочистки (СВО). В результаті періодичної заміни цих смол утворюються як рідкі, так і тверді радіоактивні відходи.

Процес поводження з радіоактивними середовищами на установках СВО, розташованих у спецкорпусі, призводить до утворення радіоактивних відходів (РАВ) всіх трьох форм.

Допустимі протікання в парогенераторі теплоносія першого контуру в другий контур ведуть до утворення радіоактивно забруднених вод цього контуру. Газу, які накопичуються в першому контурі під час експлуатації, виводяться з нього. Це призводить до утворення потоку газоподібних викидів. Такі викиди зазвичай включають в себе тритієву водяну пару, благородні газу, аерозолі та інші газоподібні частинки.

Під час щорічної зупинки реактора проводиться скидання тиску із систем охолодження, кришка реактора знімається і частина паливних збірок виймається і переміщається в басейн витримки для зберігання. Крім виїмки відпрацьованого палива, процедури перевантаження палива можуть привести до підвищення виходу рідких радіоактивних відходів (РРВ) і викидів в атмосферу з басейну витримки, шахти ревізії апарату і шахти ревізії блоку захисних труб.

Основними джерелами радіоактивних аерозольних викидів є:

- вентруби реакторного відділення та спецкорпусу, з висотою викиду 100 м;
- ежектор турбоагрегату.

Аерозолі містять довгоживучі нукліди (ДЖН) з $T_{1/2}$ більше 3 годин і короткоживучі нукліди (КЖН) з $T_{1/2}$ менше 3 годин. Період напіврозпаду визначає час, а разом з ним і дозу можливого впливу на органи людини. Надходження радіоактивних речовини, що відносяться до аерозолів, відбувається з водою, повітрям і продуктами харчування.

Дані про величину і нуклідний склад викидів ежекторами конденсатора турбіни одного енергоблоку, а також сумарний викид ежекторами турбоагрегатів ХАЕС наведені в таблиці 1. Передбачений термін експлуатації енергоблоків складає 45 років.

Завислі аерозольні речовини, присутні в повітрі, обумовлені також перенесенням пилу і сажі. Їх кількість в атмосферному повітрі залежить від характеру підстилаючої поверхні і від вітрового переносу. Максимальна кількість зважених речовин в повітрі в зоні АЕС спостерігалось в районі ОВК і тепличного господарства (1,66 - 3,7 мг/м³), в районі м. Нетішин 3,4 - 7,7 мг/м³ і в районі с. Комарівка – 1,65 мг/м³. В таблиці 2 представлені результати спостережень, виконані ХАЕС в 2009 р.

Таблиця 1 – Середньорічний викид радіонуклідів з вентиляційних труб ХАЕС

Ізотоп	Період напіврозпаду	Викид одного блоку, Кі/добу	Сумарний викид ХАЕС, Кі/добу	Ізотоп	Період напіврозпаду	Викид одного блоку, Кі/добу	Сумарний викид ХАЕС, Кі/добу
Тритій	12,33 років	8,07E-02	3,22E-01	Цирконій-95	64,02 доби	1,19E-07	4,76E-07
Вуглець-14	5730 років	2,79E-08	1,12E-07	Ніобій-95м	3,61 доби	2,01 E-11	8,04E-11
Азот-16	7,13 с	5,34E-01	2,14E+00	Молібден-99	66,02 год	1,47E-10	5,88E-10
Азот-17	4,17 с	7,43E-05	2,98E-04	Ніобій-101	7,1 с	7,61E-09	3,04E-08
Натрій-24	14,97 год	8,33E-08	3,34E-07	Технецій-101	14,2 хв	2,46E-07	9,84E-07
Аргон-41	1,82 год	2,62E-01	1,05E+00	Рутеній-103	39,25 діб	5,13E-10	2,06E-09
Калій-42	12,36 год	2,51E-06	1,00E-05	Родій-103м	56,114 хв	4,68E-08	1,87E-07
Хром-51	27,7 діб	1,68E-08	6,72E-08	Сурьма-129	4,4 год	3,13E-09	1,25E-08
Марганець-	312,2 діб	4,15E-10	1,66E-09	Телур-129 м	33,6 доби	3,88E-11	1,55E-10
Залізо-55	2,68 р	5,86E-10	2,34E-09	Олово-130	3,7 хв	2,36E-08	9,44E-08
Кобальт-60	5,27 год	1,17E-09	4,68E-09	Йод-131	8,01 діб	4,77E-05	1,91E-04
Селен-83	22,4 хв	6,88E-09	2,76E-08	Ксенон-131 м	11,97 діб	2,07E+00	8,28E+00
Бром-83	2,39 год	8,34E-07	3,34E-06	Цезій-137	30,20 р	6,85E-07	2,74E-06
Криптон-83 м	1,83 год	6,67E-01	2,66E+00	Барій-137 м	2,552 хв	2,56E-06	1,02E-05
Рубідій-88	17,8 хв	1,99E-02	7,96E-02	Лантан-141	3,92 ч	5,37E-08	2,14E-07
Стронцій-89	50,62 діб	9,22E-09	3,68E-08	Церій-143	33,0 год	5,88E-09	2,36E-08
Ітрій-90	64,26 год	1,03E-11	4,12E-11	Празодим-144м	7,2 хв	4,04E-12	1,62E-11

Таблиця 2 – Середньомісячні значення приземних концентрацій забруднюючих речовин в атмосферному повітрі за даними спостережень Хмельницької АЕС

Місяць	Промплощадка ХАЕС				м. Нетішин			
	район ОВК		район теплиць		район спорткомплексу		район млина	
	Оксид сірки, мг/м ³	Оксид азоту, мг/м ³	Оксид сірки, мг/м ³	Оксид азоту, мг/м ³	Оксид сірки, мг/м ³	Оксид азоту, мг/м ³	Оксид сірки, мг/м ³	Оксид азоту, мг/м ³
Середнє за 2010 рік	< 0,01	< 0,02	< 0,01	< 0,02	< 0,01	< 0,02	< 0,01	< 0,02

Джерелами хімічних (нерадіоактивних) викидів в атмосферу є об'єкти і споруди на промисловому майданчику ХАЕС, в яких технологічні процеси супроводжуються виділенням шкідливих газоподібних речовин.

В даний час хімічні викиди в атмосферу на 85 – 90 % складаються з викидів пуско-резервної котельні. Викиди з інших виробничих установок відносно невеликі зважаючи на малу потужності джерел та наявності пристроїв для очищення викидів. Шкідливими складовими хімічних викидів в атмосферу із джерел ХАЕС є: діоксид сірки (сірчистий ангідрид); окис вуглецю; двоокис азоту; аміак; бензол; ксилол; толуол; фенол; марганець та його сполуки; фтористий водень; сажа; залізо та його сполуки; сірководень; хлор; хром та його сполуки; пари сірчаної кислоти.

За результатами проведених досліджень вміст міді, цинку, кадмію в ґрунтах, території, що прилягає до АЕС, перебуває на фоновому рівні. Можливо незначне додаткове забруднення

свинцем ґрунту сільгоспугідь, розташованих поблизу автодоріг, що не призведе до перевищення ГДК забруднюючих речовин у сільгосппродукції.

Деградаційні процеси ґрунтів, пов'язані з будівництвом ВП ХАЕС, поширені лише в зоні проммайданчика. Наявність їх у зоні спостереження (ЗС) практично не пов'язане з роботою станції.

У цілому, аналіз фізико-хімічних властивостей ґрунтів регіону показав що, незважаючи на значну строкатість ґрунтового покриву, більшість ґрунтів мають значну буферну стійкість до техногенних навантажень.

Забруднення повітряного басейну в межах СЗЗ і ЗС АЕС викидами шкідливих речовин із джерел АЕС характеризується валовими викидами в річному і секундному розрізі і приземної концентрацією цих викидів в атмосферному повітрі.

Розрахунки приземних концентрацій шкідливих речовин виконувалися на підставі даних в яких були наведені значення секундних викидів з усіх джерел ХАЕС, обсяги і температури витрат газових мас, що викидаються, висот і діаметрів вентиляційних труб, координат джерел викидів.

Результати розрахунків приземних концентрацій шкідливих речовин представлені в таблиці 3.

Таблиця 3 – Результати розрахунків приземних концентрацій шкідливих речовин на межі СЗЗ

Назва шкідливої речовини	ГДК _{пр} , мг/м ³	Розрахункове значення ГДК _{пр} , мг/м ³ (на межі СЗЗ)	Абсолютне знач. концентрації мг/м ³ (на межі СЗЗ)
сірчистий ангідрид	0,5	0,22	0,110
оксид вуглецю	5	0,03	0,150
діоксид азоту	0,2	0,21	0,018
сажа	0,15	0,015	0,002
пил неорганічний	0,3	0,05	0,015
пил деревний	0,1	< 0,01	< 0,001
пил абразивно-металевий	0,4	< 0,01	< 0,004
толуол	0,6	< 0,05	< 0,030
бутилацетат	0,1	0,05	0,005
сольвент нафта	0,2	0,05	0,010

Для захисту атмосферного повітря від шкідливого впливу викидів ХАЕС ведеться облік метеорологічних і аерологічних характеристик стану атмосфери, що здійснюють безпосередній вплив на розсіювання радіонуклідів і, насамперед, тих з них, які погіршують інтенсивність природного механізму самоочищення атмосфери й сприяють нагромадженню домішок у повітряному середовищі. До них відносяться:

- напрямок і швидкість вітру;
- температурна стратифікація атмосфери;
- режим хмар, опадів, туманів, імовірність виникнення стихійних метеорологічних явищ.

Режим вітру й температурна стратифікація атмосфери є головними факторами поширення домішок. Від цих факторів залежить стійкість атмосфери, режим турбулентної дифузії у вертикальному й горизонтальному напрямках. Формування факелів викидів від будь-якого джерела, у тому числі й від АЕС, залежить як від стійкості атмосфери, так і від висоти джерела.

При функціонуванні високих холодних джерел, якими є вентиляційні труби нормально експлуатованої Хмельницької АЕС, найбільші приземні концентрації формуються:

- нестійкою стратифікацією;
- інверсійним ходом температури повітря з висотою, при потужних приземних і піднятих інверсіях.

Аналіз аерологічного режиму досліджуваної території проводився за матеріалами висотного радіозондування атмосфери по найближчій до Хмельницької АЕС аерологічній станції Шепетівка.

Література

1. Інформаційний бюлетень “Хмельницька АЕС – розвиток заради майбутнього” до проведення громадських слухань щодо добудови Хмельницької АЕС шляхом спорудження енергоблоків №3 та №4.

ЛІДАРНИЙ КОНТРОЛЬ АЕРОЗОЛЬНОГО ЗАБРУДНЕННЯ АТМОСФЕРИ

Ключові слова: промислові аерозолі, атмосферне повітря, пневмоконіоз.

В Україні головним забруднювачем атмосфери є промисловий пил, що спричиняє небезпеку для здоров'я людини. Процеси і джерела аерозольного забруднення приземної атмосфери численні і різноманітні. Тверді компоненти аерозолів техногенного походження – це продукти діяльності теплових електростанцій, збагачувальних фабрик, металургійних, магнезитових, цементних, сажових заводів. Промислові відвали також є постійним джерелом аерозольного забруднення. Вони відрізняються великою різноманітністю хімічного складу.

Час «життя» газів і аерозолів в атмосфері коливається у дуже широкому діапазоні (від 1-5 хвилин до декількох місяців) і залежить, в основному, від їх хімічної стійкості, розміру частинок (для аерозолів) і присутності реакційно здатних компонентів (озон, пероксид водню та ін.).

Типові приклади елементного складу, визначеного методом лазерної мас-спектрометрії, для найбільш розповсюджених елементів індустріального пилу наведено на рис. 1. Пил кожного типу виробництва відображає склад продукту, який випускається. Частинки, що містять залізо, істотно переважають у доменному пилі. Вміст алюмінію і фтору великий у зразках С і D (пил виробництва алюмінію), а вміст натрію і кальцію – в зразках Е і F (пил хімічного виробництва) відповідно. Всі ці компоненти входять до складу оксидів і, як правило, містять кремній, що вказує на наявність «кварцової компоненти» у складі аерозольних часток [1].

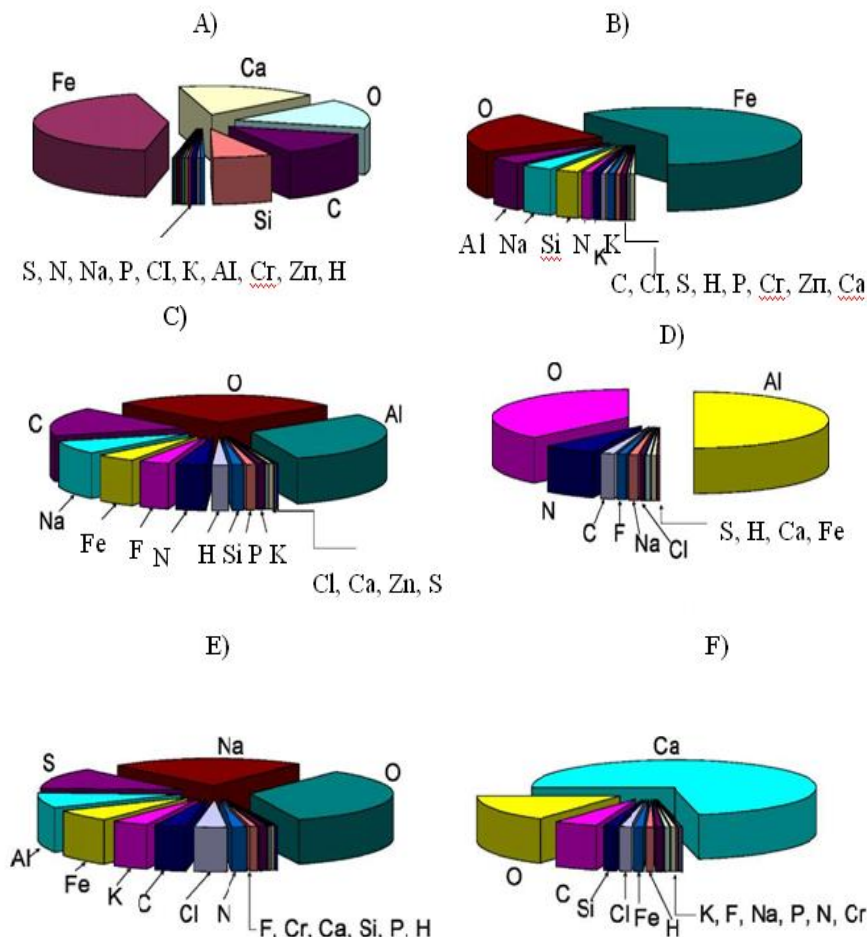


Рисунок 1 – Елементний склад зразків індустріального пилу, що надходить з викидами промислових підприємств України, вагові %: А, В – доменний пил; С, D – пил алюмінієвого виробництва; Е – виробництво вапна; F – виробництво цементу.

Забруднення атмосферного повітря шкідливо впливає на всі сторони суспільного життя. Створюється загроза для здоров'я і життя людей, що може стати причиною підвищеної

захворюваності, передчасного старіння, виникнення важких віддалених наслідків та можливих незворотних змін у майбутніх покоління. Розрізняють пасивні та активні аерозолі в залежності від їх дії на організм людини. Пасивні аерозолі акумулюються на стінках органів дихання і можуть викликати ряд захворювань при певних концентраціях. Активні аерозолі залучаються до процесу кровообігу і є більш небезпечними для людського організму, тому що можуть викликати різноманітні захворювання, потрапляючи в клітини організму людини.

Група легеневих захворювань, що характеризується розвитком фіброзного процесу викликається тривалим вдиханням виробничого пилу і зустрічається у робітників гірничорудної, вугільної, машинобудівної, хімічної і деяких інших галузей промисловості, а також у населення, яке проживає в мегаполісах і великих містах, промислових центрах, які мають розвинену транспортну інфраструктуру, теплоенергетичні об'єкти, теплоелектроцентралі, котельні та інші енергетичні установки, які працюють на вугіллі, мазуті, дизельному паливі, природному газі та бензині.

Досліджуючи структуру захворюваності населення України, звертає на себе увагу те, що найбільш поширеним захворюванням є захворювання органів дихання (хронічний бронхіт, професійний бронхіт, бронхіальна астма, пневмоконіоз, алергічний риніт та ін.) на котрі хворіють близько 11 млн. українців (рисунок 2).

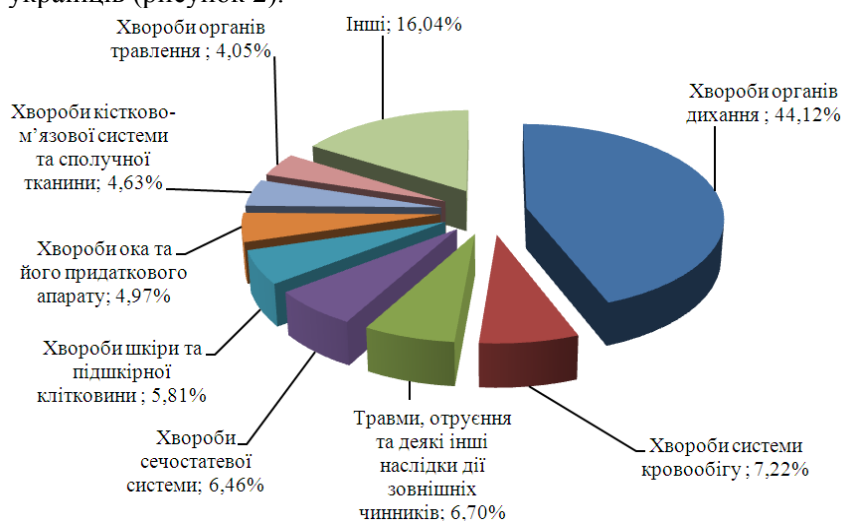


Рисунок 2 – Структура первинної захворюваності населення України у 2012 році (%)

В залежності від складу пилу який вдихається розрізняють кілька видів пневмоконіозу:

- силікоз, викликаний вдиханням пилу, що містить велику кількість вільного двоокису кремнію;
- силікатози (від пилу силікатів, тобто речовин, що містять двоокис кремнію, пов'язану з іншими елементами, наприклад алюмінієм, магнієм);
- азбестоз – від азбестового пилу;
- талькоз – від талькового пилу;
- антракоз – від кам'яно-вугільного пилу;
- сідероз (від грец. sideros – залізо) – від пилу заліза;
- сілікоантракоз – від змішаного пилу двоокису кремнію і кам'яного вугілля.

Крім того, наслідком тривалої дії аерозолів на організм людини є: різні види інтоксикацій організму, алергічні захворювання, хронічний бронхіт, новоутворення у легенях та інших органах.

Основними оптичними характеристиками аерозолі є: показник послаблення ε , показник розсіяння σ , показник поглинання k та індикатриса розсіяння $\chi(\gamma)$. Для лазерного зондування дуже важливою характеристикою є також лідарне відношення $b_{\Lambda} = \chi_{\pi} \cdot \Lambda / 4\pi$ (де Λ - вірогідність виживання фотона, χ_{π} – значення $\chi(\gamma)$ для кута 180°) і показник розсіяння у зворотному напрямі $\sigma_{\pi} = \sigma \chi_{\pi} / 4\pi = b_{\Lambda} \varepsilon$. Для визначення оптичних характеристик полідисперсного аерозолі замінимо сукупність аерозольних часток сукупністю однорідних сферичних частинок з однаковими

хімічними властивостями, розподіл яких за розмірами описується функцією $f(a)$, а концентрація дорівнює $N_a, \text{ м}^{-3}$. В цьому випадку показники $\varepsilon, \sigma, k, \text{ м}^{-1}$, можна записати у вигляді:

$$\varepsilon = N_a \int_0^{\infty} (\pi a^2) Q_\varepsilon f(a) da; \quad \sigma = N_a \int_0^{\infty} (\pi a^2) Q_\sigma f(a) da; \quad k = N_a \int_0^{\infty} (\pi a^2) Q_k f(a) da,$$

де $Q_\varepsilon, Q_\sigma, Q_k$ - показники ефективності послаблення, розсіяння і поглинання окремої частинки. Функція $f(a)$ характеризує густину вірогідності виявлення частинки розміром між a і $a + da$ в одиниці об'єму.

Аналіз структури атмосферного аерозолю, який включає складові промислового аерозолю можна проводити на основі спектральних оптичних характеристик. При вимірюванні вертикальних профілів показників зворотного розсіювання $\beta_a(h, \lambda)$ на двох довжинах хвиль можна визначати: профілі об'ємної концентрації C_v , середнього перерізу C_s , середнього об'ємно-поверхневого радіуса r_{32} . На рис. 3 представлені усереднені дані по багатьом реалізаціям, шляхом проведення лідарного зондування на $\lambda = 1,06$ і $0,53$ мкм [2].

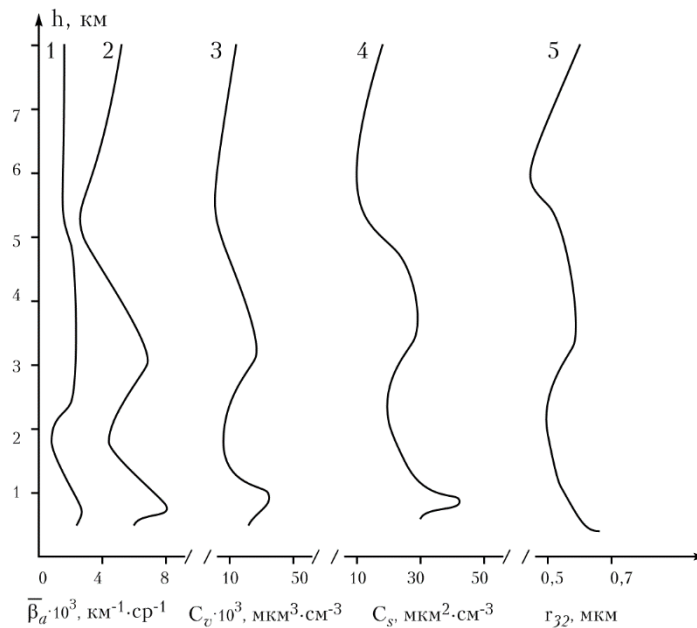


Рис. 3. Профілі оптичних і мікрофізичних параметрів аерозолю:

1 – $\lambda = 1.06$ мкм; 2 – $\lambda = 0.532$ мкм; 3 – C_v 4 – C_s ; 5 – r_{32}

Широкий діапазон зміни технічних параметрів лідарних систем дозволяє вирішувати такі завдання: контроль параметрів атмосфери поблизу локальних джерел забруднення (промислових об'єктів) на рівні ГДК і нижче; контроль якості повітря в масштабах міста, району, регіональний і глобальний моніторинг атмосфери; дослідження оптичних характеристик атмосфери, що визначають радіаційний режим і клімат Землі; контроль концентрації, середнього розміру, форми, полідисперсності частинок аерозолю, показника заломлення (a в ряді випадків і хімічного складу); вимірювання напрямку, величини і швидкості вітру, густини повітря, тиску, профілю температури, вологості на різних ділянках атмосферного простору.

Література

1. Діденко П.І. Елементний склад твердих промислових аерозолів// Збірник наукових праць ІГНС НАН та МНС України, Серія "Геохімія та екологія". – Київ. – 2001. – Вип.3/4. – 314 с.
2. Лідарний екологічний моніторинг атмосфери / А.П.Іванов, А.П.Чайковський, В.Г.Петрук, [та ін.]. // Збірник наукових статей "II-го Всеукраїнського з'їзду екологів з міжнародною участю". – Вінниця, 2009. – С.275–280.

Л.М.Заміховський, д.т.н., проф.; Н.І. Іванюк, аспірант

МЕТОД КОНТРОЛЮ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ ЛОПАТЕВОГО АПАРАТУ ГАЗОПЕРЕКАЧУВАЛЬНИХ АГРЕГАТІВ

Ключові слова: лопатевий апарат, газоперекачувальний агрегат, метод контролю, моделювання, програмне забезпечення

Сьогодні загальна потужність компресорних станцій, які є основою газотранспортної системи України, складає 5492 МВт. Основними агрегатами компресорних станцій від яких залежить надійність і ефективність процесу транспортування газу є газоперекачувальні агрегати (ГПА) надійність і ефективність роботи яких, в свою чергу, визначається технічним станом їх лопатевого апарату. У зв'язку з цим актуальною є задача розробки методів і технічних засобів діагностування технічного стану лопатевого апарату ГПА в процесі експлуатації.

Контроль технічного стану лопатей лопатевого апарату ГПА – компресорів низького і високого тисків, турбін високого і низького тисків (ТВТ, ТНТ), нагнітачів (Н) здійснюється, як правило, при зупинці ГПА та демонтажі лопатевого апарату шляхом прямих вимірювань або з використанням методів візуального-оптичного контролю, магнітопорошкової діагностики та кольорової дефектоскопії на основі чого приймається рішення стосовно ремонту лопатей шляхом відновлення їх геометричних розмірів або проведення заміни лопатей [1]. Серед методів, які використовуються для діагностування технічного стану лопатевого апарату ГПА в процесі експлуатації, широко використовуються методи віброакустичної діагностики [2].

Виникнення і розвиток значної частини дефектів лопатевого апарату, детальний аналіз причин виникнення яких розглянуто в [3], викликає, як правило, зміну його вібраційного стану, який розвивається на протязі тривалого часу. Для повного розуміння процесів, що проходять в ТВТ, ТНТ і Н, які відносяться до складних механізмів, вимагається знання як параметрів вібрації, так і режимних та теплотехнічних параметрів. Глибина аналізу при діагностуванні, в значній мірі, залежить також від часового періоду, на базі якого виконується діагностування, що вимагає тривалого накопичення і зберігання отриманої при діагностуванні інформації. Вказане призводить до того, що використання методів віброакустичної діагностики є недостатніми для забезпечення надійності лопатевого апарату ГПА. В [4] відмічено, що сьогодні практично не використовуються методи прямого аеродинамічного розрахунку профілів крила стосовно лопатей ГПА, хоча вони дозволяють не тільки розрахувати компоненти швидкості, але і всі існуючі аеродинамічні характеристики профілів лопатей і запропоновано математичні моделі процесу деформування та обтікання лопатей ГПА.

В роботі запропоновано новий підхід до контролю технічного стану лопатевого апарату ГПА в процесі експлуатації, який полягає в тому, що використовуючи розроблені в [1,4] математичні моделі процесу деформування і обтікання лопатей ГПА та розрахункові формули для оцінки аеродинамічних характеристик лопатей, площі перерізу деформованих лопатей та їх моменти інерції, можна проводити відтворення геометричних параметрів лопатей з використанням інтерполяційних поліномів Ерміта, рівнянь еліпса та досліджувати їх вплив на параметри коливних процесів лопатевого апарату в рамках різних моделей процесів коливаний, для яких відомими є точні розв'язки відповідних рівнянь. Наводиться методика визначення геометричних розмірів лопаті і її початкового технічного стану.

Таким чином, можна промоделювати різноманітні можливі варіанти зміни технічного стану лопатей (величини зношення лопатей, їх кількості, деформації і ін.), дослідити їх вплив на параметри коливних процесів лопатевого апарату та скласти словник (базу) діагностичних ознак їх стану.

Далі, проводиться реєстрація характеристик коливних процесів, генеруємих лопатевим апаратом, за допомогою встановлених, у вибраних найбільш віброактивних місцях, на корпусі контролюємого ГПА акселерометрів, і здійснюється їх порівняння з базою діагностичних ознак. При співпадінні отриманих результатів з базовими, які відповідають визначеному технічному стану лопатевого апарату ГПА, який відрізняється від нормованого наприклад, «задовільний» чи «вимагає прийняття заходів», видається сигнал оператору ГПА, який приймає відповідні заходи.

Розглядаються приклади реалізації запропонованого оперативного методу контролю технічного стану лопатевого апарату ГПА, для якого було спеціально створено програмний продукт, в якому реалізовано три вікна.

Перше (головне) відображає всі характеристики та технічні показники першої лопаті. Структуру головного вікна програми складають сім блоків. Основними з яких є перший блок (форма), в яку заносять параметри, значення яких відповідають розмірам реального профілю: активну довжину лопаті (0.1 – 0.7); густину матеріалу, з якого зроблена лопатка; коефіцієнт опору коливання; модуль нормальної пружності; коливання лопатки (є можливість вибрати лопатку з рухомою вершиною, обпертою та жорстко затисненою); ввід параметрів лопаті; ввід кута атаки, при чому є можливість вводу як у градусах, так і в радіанах. Друге вікно – аналогічне першому, тільки у нього рекомендовано вводити значення параметрів тієї ж лопаті, що в першому вікні, але вже після зміни її технічного стану (зношення), для того, щоб була можливість використати третє вікно, яке представляє порівняльну характеристику двох лопатей - до і після визначеного періоду напруження ГПА (рис.1).

Наводяться тестові розрахунки, які засвідчують можливість вивчення всіх вказаних процесів коливань та аналізу впливу зміни геометрії профілю на характер коливальних процесів.



Рисунок 1 – Третє вікно програми

Список літературних джерел:

1. Заміховський Л. Контроль аеродинамічних характеристик елементів лопатевого апарату газоперекачувального агрегату з урахуванням зміни їх конфігурації. / Леонід Заміховський, Наталія Іванюк // Гірничі, будівельні, дорожні та меліоративні машини. – Київ, 2012. - №80.- с. 92-97.
2. Васильев Ю.Н. Вибрационный контроль технического состояния газотурбинных и газоперекачивающих агрегатов. / Васильев Ю.Н., Бесклетный М.Е., Игуменцов Е.А., Хризстен В.Е. М.: Недра. 1987. - 197 с.
3. Заміховський Л. М. Причини і фактори, що обумовлюють виникнення дефектів і відмов лопатевого апарату газоперекачувальних агрегатів./ Л.М.Заміховський, Н.І. Іванюк //Наукові вісті Галицької академії. -2012. - №1(20). С.57-63.
4. Іванюк Н. Аналітичні дослідження впливу зміни геометрії лопатей газоперекачувального агрегату на параметри їх коливань та аеродинамічні властивості. / Наталія Іванюк// Методи та прилади контролю. - 2012.- № 1(28). – с.154-161.

С. М. Захарченко, к.т.н., доцент; А. В. Росошук, аспірантка; Є. І. Зеленська, студентка

МЕТОД ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЮ ВІДХИЛЕНЬ ВАГ РОЗРЯДІВ АЦП ПОСЛІДОВНОГО НАБЛИЖЕННЯ

Аналого-цифровий перетворювач, зони «використаних» та «невикористаних» комбінацій, похибка лінійності, відхилення ваг розрядів АЦП

Однією з основних причин погіршення точності АЦП є відхилення ваг розрядів внаслідок змінення температури, старіння тощо. Зміни ваг розрядів призводять до появи похибки лінійності, масштабу і нуля. Більшість методів коригування згаданих похибок передбачає використання додаткового обладнання та додаткових витрат часу на здійснення цієї процедури. Так для коригування похибок масштабу система повинна містити джерело еталонної напруги або струму. Водночас у більшості застосувань, наприклад, для систем цифрового оброблення аналогових сигналів достатньо забезпечити коригування тільки похибок лінійності.

Використання вагової надлишковості та процедури самокалібрування дозволяє створювати високоточні багаторозрядні АЦП, побудовані на неточних елементах.

Принцип функціонування АЦП послідовного наближення передбачає послідовне визначення розрядів вихідного коду, починаючи з найстаршого, таким чином при застосуванні ВН у вихідному коді будуть відсутні певні комбінації, в подальшому будемо називати їх «невикористаними», а всі інші – «використаними».

Комбінація буде «невикористаною» за умови, що існує «використана» комбінація вихідного коду з більшим порядковим номером та меншим значенням аналогового сигналу:

$$A(K_g^l) \leq A(K_n^k), \quad (1)$$

де $A(K_n^k)$ та $A(K_g^l)$ значення вхідного аналогового сигналу, що відповідає невикористаній кодовій комбінації з номером k та використаній кодовій комбінації з номером l відповідно, причому $l > k$.

«Невикористані» комбінації утворюють групи, які називають зонами «невикористаних» комбінацій. Центральна зона називається зоною (n-1)-го рівня. Зона (n-2)-го рівня складається з двох підзон, розташованих симетрично відносно зони (n-1)-го рівня і т.д. Кожна зона містить одну або більше послідовних кодових комбінацій, причому номер найбільшої з них (верхній кордон) є фіксованим і не залежить від системи числення.

За відсутності відхилень ваг розрядів перелік «невикористаних» комбінацій є чітко визначеним. Поява відхилень ваг розрядів призводить до змінення переліку «невикористаних» комбінацій.

Метод оперативного контролю лінійності АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю передбачає аналіз змін в зонах «невикористаних» комбінацій в процесі основного перетворення, що свідчить про появу відхилень в окремих розрядах перетворювача. Обов'язковою умовою контролю відхилень k-го розряду є наявність зони k-го рівня, наприклад для (n-1)-го розряду – (n-1)-ї зони і т.д.

Запропонований метод дає змогу не тільки зафіксувати спотворення характеристики перетворення, а і в окремих випадках оцінити значення відхилень ваг розрядів, що призвели до нього. Причому похибка оцінки в більшості випадків не перебільшує одиниці молодшого розряду.

Список літературних джерел

1. Азаров О.Д. Методи побудови АЦП порозрядного наближення, що самокалібруються / О.Д. Азаров, О.В. Кадук // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – ВНТУ: Вінниця, 2008. – №1. – С. 56 – 66.
2. Росошук А.В. Метод визначення основи системи числення надлишкового АЦП за аналізом кодувальної характеристики / С.М. Захарченко, О.В. Бойко, А.В. Росошук // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: «Інформатика, кібернетика та обчислювальна техніка». Збірник наукових праць. – ДНТУ: Донецьк, 2012. – № 15. – С. 35-39.
3. С.М. Захарченко, М.Г. Захарченко, О.В. Бойко Метод калібрування циклічних АЦП із ваговою надлишковістю. Вісник ВПІ.–2011.– №4 – 143 –149 с.

М.В. Євтухівський, магістрант

РОЗРОБКА МІКРОПРОЦЕСОРНОГО ЗАСОБУ ДЛЯ ДІАГНОСТУВАННЯ ПРИБОРОМ РЕГУЛЮВАННЯ ПІД НАВАНТАЖЕННЯМ СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА ЗА ЧАСОВИМИ ПАРАМЕТРАМИ

Ключові слова: діагностування, пристрій регулювання під навантаженням, якість електропостачання, регулювання напруги, контролер.

Високовольтні силові трансформатори є найбільш важливими і дорогими елементами енергетичних мереж. Більшість з них протягом багатьох років працюють при різних кліматичних умовах і піддаються різним впливам електромагнітної та механічної природи. Світовий досвід показує, що економічний збиток від випадкової аварії потужного силового трансформатора, пов'язаний тільки з зупинкою промислових підприємств через відсутність напруги живлення, обчислюється мільйонами доларів, не кажучи вже про досить великі витрати, необхідні для відновлення працездатності силового трансформатора [1–3].

Актуальність питання визначення стану трансформаторного обладнання зростає з кожним днем та безпосередньо залежить від динаміки зносу устаткування, що знаходиться в експлуатації. На сьогоднішній день більшість працюючого обладнання відслужило свій експлуатаційний термін і потребує заміни. Однак така заміна не завжди можлива через відсутність матеріального забезпечення. Правильна оцінка можливості подальшої експлуатації обладнання на підставі проведеної діагностики дозволяє уникнути невиправданих фінансових витрат, а також втрат, пов'язаних з аварійним відключенням електропостачання.

До основними елементів силових трансформаторів відносяться обмотки і пристрої регулювання під навантаженням (РПН), які призначені для перемикання відпайок з метою зменшення перепадів напруги у споживачів електроенергії.

В цілому пристрій РПН є досить складним комутаційним апаратом, який має багато контактів різного призначення, від технічного стану яких залежить надійність роботи всього трансформатора. Наслідки виходу з ладу перемикаючого пристрою важкі, так як аварія означає, по суті, аварію трансформатора.

Тому оцінка стану цього елемента є задачею актуальною.

Слід зазначити, що при застосуванні сучасної елементної бази вартість розробки і собівартість мікропроцесорного пристрою значно нижчі, ніж однакового за функціями аналогового, але ефективність системи значно вища [4]. Тому необхідним є застосування сучасної мікропроцесорної техніки в задачах контролю та діагностики енергетичних систем.

Для того, щоб визначити чи коректно працює пристрій регулювання під навантаженням силового трансформатора необхідним є визначення неодночасності перемикання відпайок фаз пристроєм РПН. Перемикання фаз пристрою РПН можна вважати одночасними у випадку якщо виконуються умови

$$\begin{cases} t_{AB} = t_A - t_B \leq t_{don}; \\ t_{BC} = t_B - t_C \leq t_{don}; \\ t_{CA} = t_C - t_A \leq t_{don}, \end{cases} \quad (1)$$

де t_{don} – допустимий час неодночасності пофазного перемикання пристрою РПН силового трансформатора;

t_A, t_B, t_C – час перемикання фази А, В та С відповідно;

t_{AB}, t_{BC}, t_{CA} – час перемикання між фазами А і В, В і С та С і А відповідно.

Враховуючи те, що час перемикання пристрою РПН може мати різні значення, тому необхідним є контроль швидкості перемикання, що забезпечується наступною умовою

$$t^n \leq t_{РПН} \leq t^s, \quad (2)$$

де t^n, t^s – нижня та верхня межа часу перемикання пристрою РПН відповідно;

$t_{РПН}$ – час перемикання пристрою РПН.

Дефекти, що виникають в трансформаторі, поділяються на три основні види: дефекти, які розвиваються миттєво, дефекти, які розвиваються швидко, які розвиваються повільно [5]. Дефекти,

пов'язані зі зношенням контактів РПН відносяться до третього виду, які виявляються засобами періодичного діагностичного контролю. Головною особливістю режиму роботи пристрою РПН є велика кількість перемикачів, через що якість контактів з часом зменшується, а отже і збільшується загальний час перемикачів. Тому необхідним є контроль залишкового ресурсу даного пристрою

$$\begin{cases} t_{РПН} \leq t_{дон1}; \\ t_{РПН} \leq t_{дон2}; \\ t_{РПН} \leq t_{дон3}; \\ t_{дон1} \leq t_{дон2} \leq t_{дон3}. \end{cases}$$

Тому в основу створення засобу для контролю роботи пристрою РПН силового трансформатора поставлено задачу визначення неодноразовності перемикачів відпайок фаз пристроєм РПН силового трансформатора під час завершення його перемикачів та часу його перемикачів, що дозволяє визначити роботоздатність пристрою РПН.

Технічно реалізована схема підключення засобу до зовнішніх пристроїв має вигляд, що показаний на рис. 1. Для вирішення поставлених задач контролер повинен мати 4 дискретні входи, 4 аналогові входи та 12 дискретних виходів. Промисловий контролер LOGO! 12/24RC разом з блоком розширення LOGO! DM16 фірми Siemens повністю відповідають поставленим вимогам [6].

Слід зазначити, що при необхідності розширити функціональні можливості пристрою діагностування, забезпечити більш високу швидкодію, а також збільшити роздільну здатність, то для реалізації аналогічного пристрою діагностування можна скористатися більш потужними програмованими логічними контролерами фірми Siemens серії S7-200 або S7-300 [7].

В схемі на рис. 1: 1 – контролер LOGO! 12/24RC; 2 – блок розширення LOGO! DM16; 3 – датчики струму та початку руху приводу РПН; 4 – контактори в схемах управління та контролю пристрою РПН.

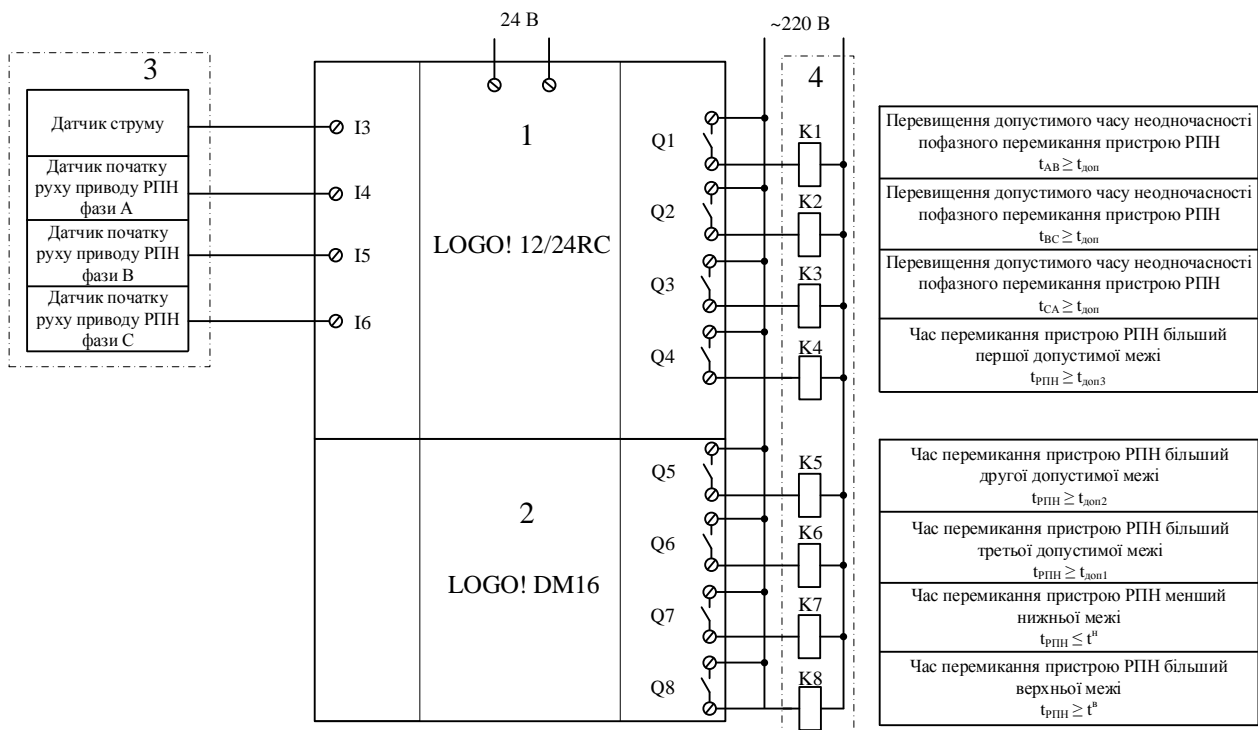


Рис. 1. Схема підключення мікропроцесорного засобу для діагностування пристрою РПН

Для функціонування контролера в якості регулятора напруги пристрою діагностування розроблено програму за допомогою мови діаграм функціональних блоків FBD. Лістинг програми контролера представлено на рис. 2.

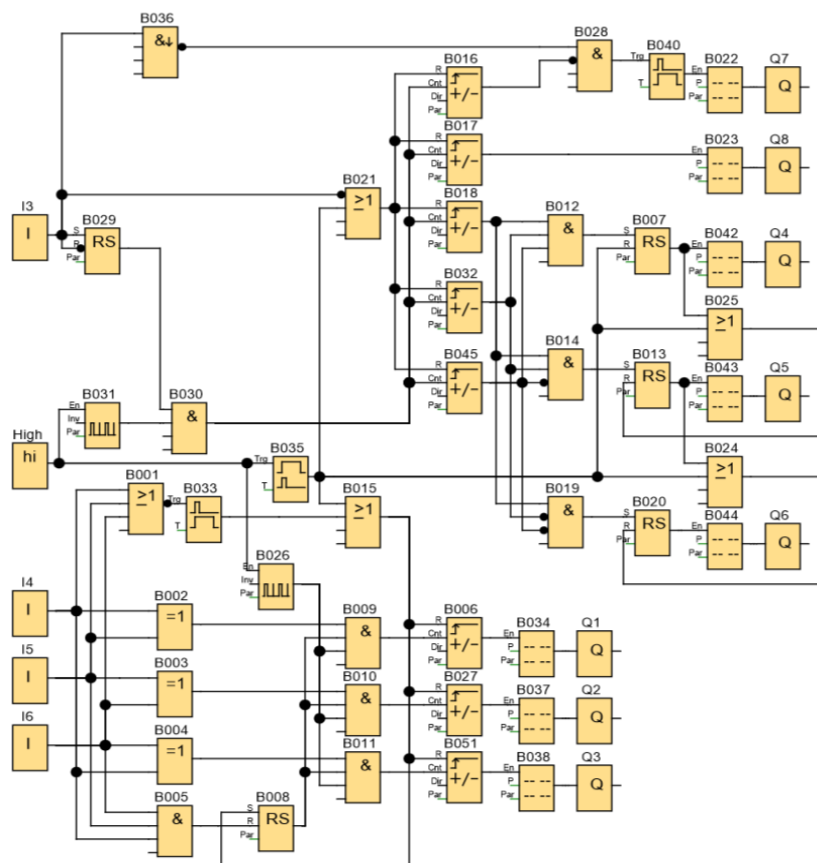


Рис. 2. Програма (FBD) мікропроцесорного засобу для діагностування пристрою РПН на базі контролера LOGO! 12/24RC

Висновки. Для оцінки технічного стану пристрою регулювання під навантаженням силового трансформатора розроблено засіб для контролю роботи пристрою регулювання під навантаженням силового трансформатора на базі контролера LOGO! 12/24RC, який враховує:

- неодночасність перемикання відпайок фаз пристроєм РПН силового трансформатора;
- час перемикання пристрою РПН.

Це дозволяє зробити висновок про роботоздатність пристрою РПН.

Список літературних джерел

1. Алексеев, Б.А. Контроль состояния (диагностика) крупных силовых трансформаторов / Б. А. Алексеев М.: М.: НЦ ЭНАС, 2002. – 169 с.
2. Myers, C. Transformers Condition Monitoring by Oil Analysis, Large or Small Contentment or Catastrophe / C. Myers // Proc. IEE/IMEChE International Conference on Power Station Maintenance-Profitability through Reliability. –1998. –P. 53-58.
3. Belanger, M. Transformer diagnosis: Part 1. A statistical justification for preventative maintenance / M. Belanger // Electricity today. 1999. – No. 6. – P. 15-17.
4. Теџец Zlatka. Some Issues of Microprocessor-based Power System Stabilizer Implementation / Z. Теџец, V. Ћесић, I. Petrović; KONČAR Electrical Engineering Institute, Zagreb, Croatia // 15th Mediterranean Conference on Control & Automation. – Athens, Greece : July 27–29; 2007. – T11-004. – [Електронний ресурс]. – Режим доступу до каталогу: <http://med.ee.nd.edu/MED15-2007/papers/T11-004-371.pdf>.
5. Ли́ла В. Б., Костюков А. В. Экспертная система диагностики силовых трансформаторов [Електронний ресурс]. – Режим доступу до каталогу: http://ivdon-ror.headmade.locum.ru/uploads/article/pdf/IVD_24_lila_kostukov.pdf_1504.pdf
6. Логический модуль с дисплеем Siemens LOGO! 12/24RC. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://www.promspecrele.ru/documents/12_24rc.html
7. Программируемые контроллеры SIMATIC S7. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://adventa.su/simantic_catalog

А.А. Михаль, к.т.н.; М.П. Рубанчук, инж.; И.Н. Гребеньков, аспирант
ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКОГО
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ БИОСЕНСОРА ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОДНОГО
ИМПЕДАНСА

Ключевые слова: кондуктометрический преобразователь, импеданс, активное сопротивление, электрическая емкость

Интерес к биосенсорам в настоящее время чрезвычайно высок. Некоторые из них вышли на уровень бытового применения, как, например, глюкометры для контроля концентрации глюкозы в крови. В настоящее время проводятся обширные исследования в различных областях, например: в медицине для экспресс-анализа мочевины в крови; в фармакологии и пищевой промышленности для контроля качества продукции; в экологии для контроля концентрации тяжелых металлов в промышленных и сточных водах. В общем ряду биосенсоров кондуктометрические биосенсоры (КБС) – это наиболее динамично развивающееся направление. КБС обладают высокой избирательностью, малым объемом пробы, широким спектром исследуемых веществ, простотой использования. Метод измерения состоит в погружении КБС в буферный раствор, в который добавляется раствор вещества, концентрацию которого необходимо определить. Внешний вид КБС приведен на рис. 1.

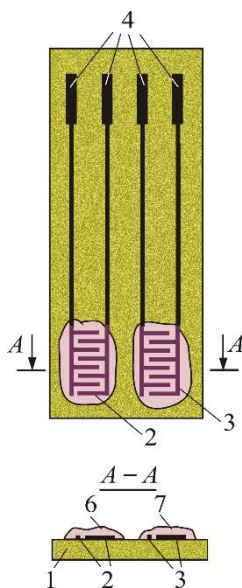


Рис.1

Конструктивно КБС представляет собой подложку 1 из изолятора, два идентичных по геометрии двухэлектродных кондуктометрических преобразователя 2 и 3 и ламели 4 для подключения к измерительному прибору. Как правило, кондуктометрические преобразователи представляют собой тонкопленочную гребенчатую структуру, планарно-расположенную на изолирующей подложке. Поверх электродной системы наносят две мембраны 6 и 7. Материал одной из мембран (это может быть фермент) обладает селективными свойствами, обусловленной химической реакцией с исследуемым веществом. В результате реакции увеличивается концентрация ионов и, следовательно, изменяется электролитическая проводимость σ и сопротивление соответствующего кондуктометрического преобразователя.

Для исключения явления гидролиза и других мало контролируемых электрохимических реакций, измерение сопротивления КБС необходимо осуществлять на переменном токе. Необходимо отметить, что КБС является крайне неудобным объектом измерения по нескольким причинам.

1. Сопротивление КБС является векторной величиной, тангенс фазового угла которой не рабочей частоте близок к единице.
2. Полезный сигнал составляет несколько процентов от активной составляющей импеданса селективного датчика.
3. Составляющие импеданса нестабильны в процессе измерения из-за крутой температурной зависимости сопротивления, не идентичности мембран и наличия электродных процессов на межфазной границе металл/раствор.

Импеданс обоих преобразователей КБС как двухполюсного объекта измерения представляется двухэлементной емкостной последовательной схемой замещения. Из экспериментов известно, что параметры этой схемы замещения являются функциями частоты.

Экспериментальные исследования эквивалентного активного сопротивления R_S и эквивалентной электрической емкости C_S для различных типов кондуктометрических преобразователей с разным типом электродной решетки ($a \times c$, где a – ширина электрода, c – ширина зазора между электродами) и разным металлом электродов представлены на рис. 2, а, б.

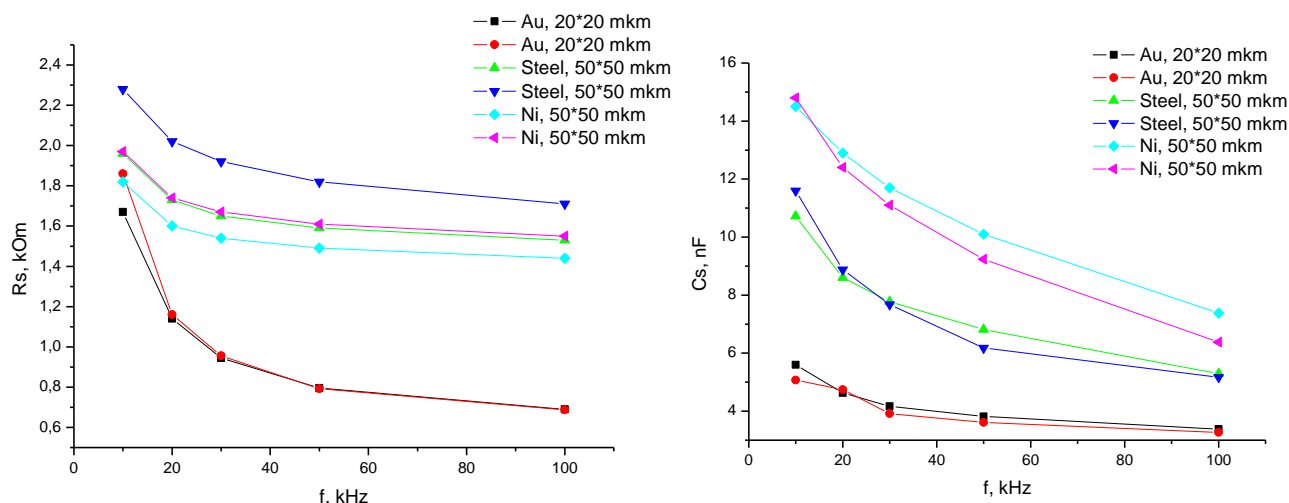


Рис. 2, а, б

Следовательно, электрическая модель датчика должна быть более сложной, чем схема, в соответствии с которой представляются результаты измерения R_S и C_S .

В электрохимии известны различные эквивалентные схемы замещения исследуемого объекта в зависимости от учета тех или иных физических и химических явлений. Одной из возможных схем замещения кондуктометрического преобразователя биосенсора может быть схема, представленная на рис. 3.

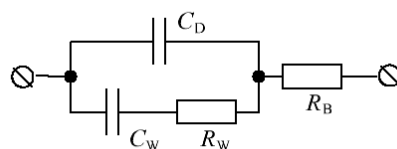


Рис. 3 Схема замещения кондуктометрического преобразователя биосенсора

Согласно рис. 3, импеданс кондуктометрического преобразователя Z_C будет определяться следующим выражением

$$Z_C = Z_E + R_B = (C_D \parallel Z_W) + R_B, \quad (1)$$

где Z_E – приэлектродный импеданс, R_B – объемное сопротивление, C_D – емкость двойного электрического слоя, Z_W – импеданс Варбурга, $Z_W = \frac{W}{\sqrt{\omega}}(1-j)$, j – мнимая единица, W – постоянная Варбурга, зависящая от концентрации частиц и коэффициента диффузии, ω – частота. После несложных преобразований получим следующие теоретические выражения для составляющих результата измерения:

$$R_{theor} = \frac{W\sqrt{\omega}}{(W\omega C_D + \sqrt{\omega})^2 + \omega^2 C_D^2 W^2} + R_B, \quad (2)$$

$$C_{theor} = \frac{(W\omega C_D + \sqrt{\omega})^2 + \omega^2 C_D^2 W^2}{2W^2 \omega^2 C_D + W\omega\sqrt{\omega}}. \quad (3)$$

С другой стороны, графики на рис. 2, а можно аппроксимировать, например степенной функцией

$$\begin{aligned} & \blacksquare - \text{Au, } 20 \times 20 \text{ mkm, } y = 53080x^{-0,384} \\ & \bullet - \text{Au, } 20 \times 20 \text{ mkm, } y = 86700x^{-0,429} \\ & \blacktriangle - \text{Steel, } 50 \times 50 \text{ mkm, } y = 4998,3x^{-0,105} \\ & \blacktriangledown - \text{Steel, } 50 \times 50 \text{ mkm, } y = 6942,4x^{-0,123} \\ & \blacklozenge - \text{Ni, } 50 \times 50 \text{ mkm, } y = 4337,1x^{-0,098} \\ & \blacktriangleleft - \text{Ni, } 50 \times 50 \text{ mkm, } y = 4846,1x^{-0,101} \end{aligned} \quad (4)$$

Для нахождения расчетного значения W решим совместно уравнения (2) и (4) для каждого кондуктометрического преобразователя. При этом примем для простоты расчетов $C_D = \min f(C_S(\omega))$, $R_B = \min f(R_S(\omega))$ для соответствующего кондуктометрического преобразователя. Подставив найденные значения C_D и W в выражение (2), можно построить теоретические значения частотной зависимости сопротивления R_{theor} и сравнить их с экспериментальными данными на рис. 2, а. Нагляднее всего это сравнение можно провести при помощи относительной погрешности:

$$\delta = (R_S - R_{theor})/R_S.$$

Результаты этих вычислений для преобразователей с одинаковой геометрией приведены на рис. 4.

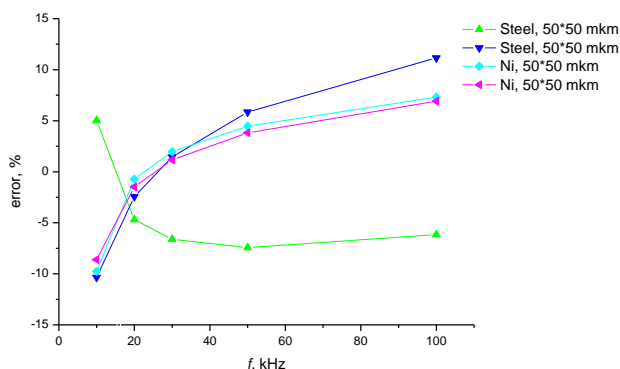


Рис. 4

Заключение

Представленная в докладе электрическая модель кондуктометрического преобразователя биосенсора дает возможность интерпретировать частотные зависимости составляющих импеданса в рабочем диапазоне частот 10-100 кГц с удовлетворительной погрешностью ($\pm 10\%$). Что вполне достаточно для дальнейших исследований. Например, наряду с возможностью рассчитывать константу преобразователя и вычислять сопротивление объемного импеданса это позволяет проводить сравнительный анализ при выборе наилучшего частотного диапазона, оптимальной геометрии электродной системы, типа металла электродов.

Рубанчук М.П., инж.

ИМПЕДАНСОМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ БИОСЕНСОРНЫХ СИСТЕМ

Ключевые слова: измерительный преобразователь, термопреобразователь сопротивления, кондуктометрический преобразователь, импеданс, активное сопротивление, электрическая емкость, калориметрическая измерительная ячейка, константа кондуктометрического преобразователя, мостовая измерительная цепь

Одним из новейших и перспективных направлений развития измерительной техники является создание биосенсорных систем, на основе интеграции биохимических и физических измерительных преобразователей. Существует большое разнообразие физических преобразователей, которые могут использоваться в биосенсорах. Возможности применения тех или иных физических преобразователей в биосенсорных устройствах обусловлены их точностью, чувствительностью и селективностью по отношению к неинформативным воздействиям, простотой использования, возможностью реализации эффективных методов измерений, при количественном анализе разных веществ [1].

Среди них, особый интерес представляют биосенсоры, в которых параметры измеряемого физического эффекта могут быть преобразованы в параметры электрического импеданса. В общем виде (рис. 1), система для регистрации параметров биохимических процессов состоит из биохимического преобразователя, который преобразует некий параметр A в физический эффект (ФЭ). Физический преобразователь преобразует этот физический эффект в электрическую величину (ЭВ), которая с помощью вторичного измерительного преобразователя изменяется в удобную для обработки форму активной электрической величины (АЭВ).

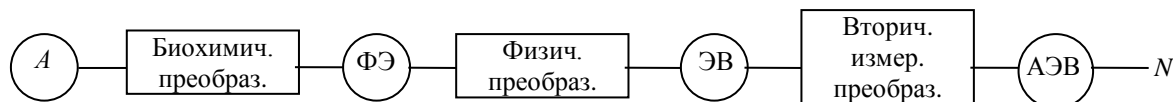


Рис. 1 Система для регистрации параметров биохимических процессов

Способ применения любого типа физического преобразователя зависит от того, какие свойства биохимического преобразователя используются при влиянии на него анализируемых веществ (аналитов) [2]. Для измерения количества тепла, которое выделилось в ходе физического, химического или биологического процесса, могут быть использованы термоизмерительные устройства на основе термопреобразователей сопротивления. Для определения уровня светового излучения (флуоресценции и люминесценции) можно использовать различные оптоэлектронные устройства, в частности фоторезисторы. Для определения наличия некоторых веществ в воде или воздухе могут использоваться емкостные датчики с абсорбирующей мембраной в роли диэлектрика. Для осуществления непрерывного химико-аналитического контроля производства, для определения концентрации разных растворов применяют электрохимические методы анализа. Среди методов измерения, что базируются на данных принципах, большой интерес представляют термометрические и кондуктометрические.

Основными проблемами при создании термобиосенсорных систем является неоднородность теплового поля в конструкции измерительной ячейки, его нестабильность во времени и недостаточная чувствительность измерительного канала. При использовании кондуктометрических преобразователей недостаточно изученными являются зависимости параметров их схем замещения от конструкции и используемых материалов, а также от состава аналита и параметров измерительных сигналов. Поскольку схема замещения такого кондуктометрического преобразователя является достаточно сложной, то возникает серьезная проблема влияния ее неинформативных параметров на функцию преобразования измерительного канала. В докладе рассматриваются пути решения этих проблем и приводятся результаты практических разработок, выполненных в рамках комплексных программ НАН Украины по развитию сенсорных технологий.

В разработанной термобиосенсорной системе (рис. 2) первым физическим преобразователем является компактная калориметрическая измерительная ячейка, действие которой основано на регистрации теплового потока из биохимического реактора через дифференциальный термодатчик на основе термопреобразователей сопротивления. Ячейка помещена в многоступенчатый пассивный термостат. Чувствительные элементы термодатчика включены в мостовую измерительную цепь переменного тока МИЦ, которая при отсутствии реакции сбалансирована. МИЦ питается генератором тестового сигнала ГТС, а ее выходной сигнал выпрямляется синхронным детектором СД, преобразуется в цифровой код в АЦП и с помощью микроконтроллера МПК передается в персональный компьютер ПК. При реакции аналита с биоселективным элементом, возникающий неравновесный тепловой поток из реактора почти полностью проходит через датчик на корпус термостата, изменяя градиент температуры между чувствительными элементами датчика, что приводит к разбалансу МИЦ. Такой метод измерения обеспечивает максимальное использование энергии реакции для получения информативного сигнала и минимальное влияние на этот сигнал неоднородностей теплового поля в ячейке [3, 4].

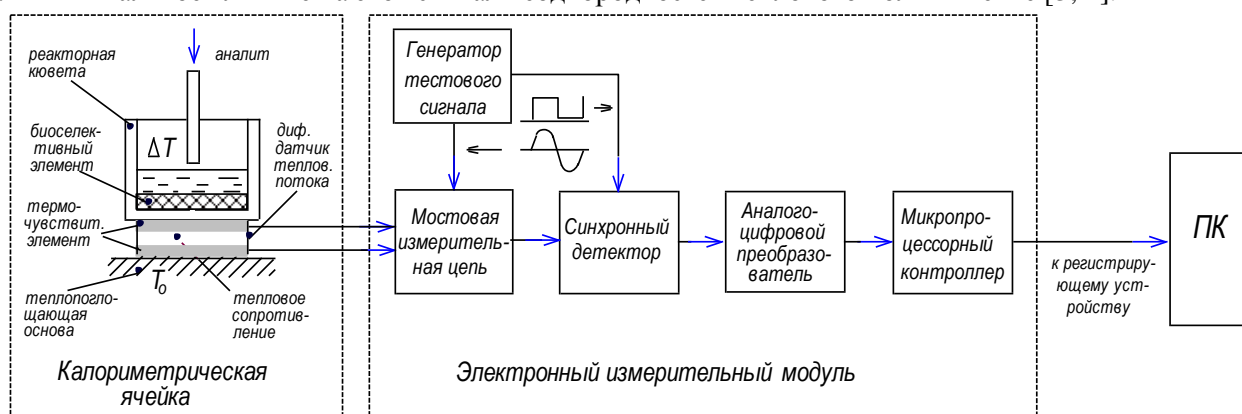


Рис. 2 Разработанная термобиосенсорная система

В докладе излагаются результаты теоретической и экспериментальной оценки влияния саморазогрева чувствительных элементов на метрологические характеристики высокочувствительной мостовой термоизмерительной системы [5]. Рассмотрены функции преобразования измерительного канала и мостовые измерительные цепи, обеспечивающие минимизацию влияния паразитных параметров соединительных кабелей и электромагнитных связей с внутренними и внешними источниками помех.

В кондуктометрических биосенсорных системах для измерения локальных изменений проводимости применяют дифференциальные датчики, представляющие собой спаренные планарные двухэлектродные преобразователи, в виде встречноштыревой гребенки, создаваемой на керамической или стеклянной подложке, включенные в мостовую измерительную цепь. Для получения электродной системы используются микроэлектронные технологии и такие материалы как платина, золото, алюминий, никель, медь, титан, хром, серебро. На этой основе созданы миниатюрные, высокочувствительные, селективные и в то же время недорогие биосенсоры. Они позволяют использовать малые объемы проб, наносить тонкие слои исследуемых веществ и селективных мембран непосредственно на поверхность электродов. Физико-химические процессы, протекающие при измерении электропроводности раствора с использованием кондуктометрических гребенчатых преобразователей, можно смоделировать с помощью эквивалентных схем замещения. Одной из возможных схем замещения кондуктометрического преобразователя может быть схема, представленная на рис. 3. Однако на практике измерения производятся по эквивалентным двухэлементным схемам замещения. В данном случае оптимальной является последовательная RC цепь. Информативным параметром биосенсорного преобразователя является изменение ΔG_p проводимости раствора (на схеме обозначено сопротивлением R_p). При использовании известных ранее способов определения ΔG_p , неинформативные параметры полной схемы замещения существенно влияют на чувствительность мостовой цепи по этому информативному параметру. В докладе рассматриваются способы повышения и стабилизации чувствительности измерительных каналов, в частности способ, основанный на компенсации падения напряжения на емкости кондуктометрического преобразователя путем поворота фазы напряжения его питания, а также применяемые для этого

уравновешиваемые мостовые схемы. Приводятся результаты метрологических исследований разработанных приборов.

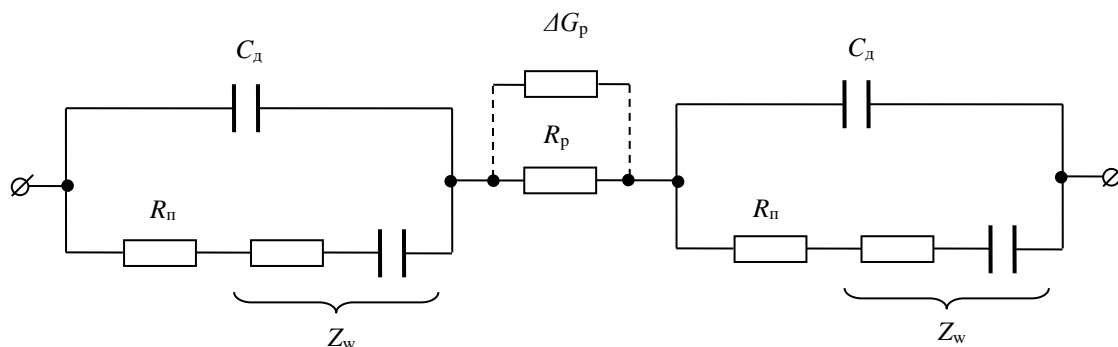


Рис. 3 Схема замещения кондуктометрического преобразователя

Топология кондуктометрического преобразователя и материалы для его изготовления в значительной мере определяются с учетом характеристик биохимического трансдьюссера (мембраны) и условий использования биосенсора. Поэтому, в работе представлены разработанные методы расчетов постоянной преобразования кондуктометрического преобразователя при заданной геометрии электродов. Была предложена 3-х элементная модель и разработанная методика расчета константы кондуктометрического преобразователя $K_{кд}$ [6]. Для повышения точности расчетов была предложена 5-ти компонентная модель и разработанная методика расчета константы преобразователя по этой модели [7]:

$$A = \frac{G_\lambda + G_\eta + G_\xi}{\gamma}, \quad K_{кд} = \frac{1}{A}, \quad A = \frac{G_\xi + G_\eta + G_\lambda + G_\mu + G_\phi}{\gamma}.$$

В докладе приведены результаты экспериментальных исследований электрических характеристик кондуктометрических преобразователей при разных размерах и материалах электродной решетки, которые потенциально удовлетворяют требованиям, необходимые для реализации биосенсоров, определены информативные и неинформативные параметры эквивалентных схем замещения и оптимальные диапазоны рабочих частот. Была оценена погрешность расчета константы преобразования, связанная с наличием неинформативных параметров схемы замещения реальных преобразователей.

Список литературных источников:

1. Биосенсоры: основы и приложения: Пер. с англ. / Под ред. Э. Тернера, И. Карубе, Дж. Уилсона. – М.: Мир, 1992. – 613 с.
2. Плэмбек Дж. Электрохимические методы анализа. Основы теории и применения / Дж. Плэмбек. - М. : Мир, 1985. – 504 с.
3. Стародуб Н. Ф. Биохимическая информационная система на термобиосенсорах / Н. Ф. Стародуб, В. Г. Мельник, А. Д. Василенко [та ін.] // Электроника и связь. - 2003. - № 20. – С. 132-135.
4. Василенко О. Д. Біосенсорні комплекси на основі імпедансометричних інформаційно-вимірювальних систем / О. Д. Василенко, М. П. Медведенко, В. Г. Мельник [та ін.] // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України: Збірник наукових праць. – К. : ІЕД НАНУ, 2010. – Вип. 26. – С. 46–54.
5. Медведенко М. П. Исследование саморазогрева термометров сопротивления в высокочувствительных термоизмерительных системах / М. П. Медведенко, В. Г. Мельник // Технічна електродинаміка. – 2006. - № 3. – С. 66–73.
6. Левицкий А. С. Расчет коэффициента преобразования планарной системы электродов с гребенчатой геометрией / А. С. Левицкий, М. П. Медведенко, А. А. Михаль // Технічна електродинаміка. – 2006. – №5. – С. 9–16.
7. Михаль А. А. Расчет коэффициента преобразования кондуктометрического датчика биосенсора / А. А. Михаль, М. П. Рубанчук // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2007. – №5. – С. 35–39.

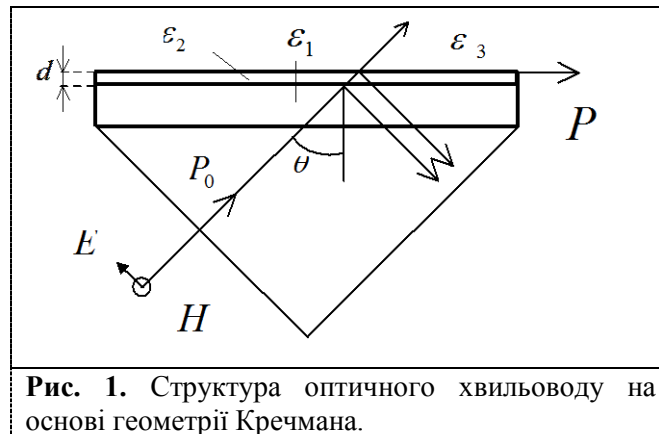
С.М.Довгалець, к.т.н., доцент
ОПТИЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ТОНКИХ ПЛІВОК ТА ЇХ ВИКОРИСТАННЯ В
ПЕРВИННИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ

Ключові слова: оптичний хвильовод, діелектрична плівка, поверхневий плазмонний ефект, рефрактометричні вимірювання.

Оптичні властивості структур, що складаються з діелектричного слою, який нанесено на діелектричну поверхню, почали досліджувати ще в 70-х роках минулого сторіччя. В [1] було запропоновано хвильовод з нанесеною на його бокову поверхню діелектричну плівку, що має більший показник заломлення. Змінення показника заломлення плівки дозволила контролювати розподіл оптичного поля в хвильоводі та параметри розповсюдження хвильових мод. Використання подібних структур дозволило збільшити ефективність електрооптичних модуляторів [2] та стабільність напівпровідникових лазерів [3]. В [4] було запропоновано використання подібних структур для рефрактометричних вимірювань.

Пізніше аналогічні структури, але з металевими плівками знайшли широке біомедичне застосування. При падінні оптичної хвилі на металеву поверхню (зазвичай золоту або срібну) під певним кутом виникає поверхневий плазмонний резонанс (ППР). При цьому при певних товщинах плівки інтенсивність відбиття значно зменшується. Цей метод знайшов широке використання для вимірювання в реальному часі кінетики взаємодії лігандів рецепторів і моніторингу сполук свинцю у фармацевтичній промисловості, для вимірювання гібридизації ДНК, фермент-субстратної взаємодії, в визначенні характеристик поліклональних антитіл, досліджень конформації білка, тощо. Звичайний ППР застосовується в спеціалізованих біодатчиках.

Структура оптичного хвильовода наведено на рис. 1. Плівка товщиною d діелектричною сталою ϵ_2 нанесено на підкладку з діелектричною сталою ϵ_1 . Хвильовод оточено середовищем з діелектричною сталою ϵ_3 . Усі діелектричні сталі є комплексними $\epsilon_i = \epsilon_i^{Re} + \epsilon_i^{Im}$. Оптичне випромінювання під кутом θ вводиться в хвильовод через призму, яку виготовлено з того ж матеріалу, що і підкладку.



Коефіцієнт відбиття від структури R для p -поляризації

$$R = \left| \frac{(r_{12} + r_{23} \exp(2i\beta))}{1 + r_{12}r_{23} \exp(2i\beta)} \right|^2 \quad (1)$$

де

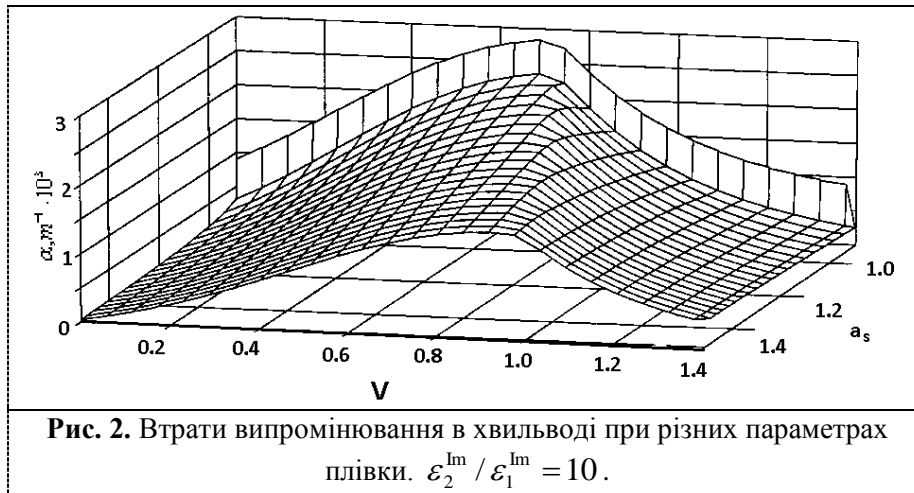
$$r_{ij} = \frac{\sqrt{\epsilon_i - \epsilon_1 \sin^2(\theta)} / \epsilon_i - \sqrt{\epsilon_j - \epsilon_1 \sin^2(\theta)} / \epsilon_j}{\sqrt{\epsilon_i - \epsilon_1 \sin^2(\theta)} / \epsilon_i + \sqrt{\epsilon_j - \epsilon_1 \sin^2(\theta)} / \epsilon_j},$$

При збудженні моди плівки її стала розповсюдження $\beta = \beta^{\text{Re}} + i\alpha$ складається з сталої екстинкції α , яка описує втрати енергії, та дійсної частини β^{Re} , яка описує зміну фази моди. Потужність випромінювання на вихідному торці хвильоводу $P = P_0 \exp(-2\alpha L)$, де L - його довжина, та P_0 - потужність світла, що вводиться.

В випадку діелектричної плівки хвильовод описується нормованою частотою $V^2 = d^2(p+q)$ та коефіцієнтом асиметрії $a_s^2 = \frac{q+r}{p+q}$. Стала розповсюдження β для ТМ-мод є розв'язком хвильового рівняння [5]

$$\tan(2dq) = \frac{q\varepsilon_1(\varepsilon_3 p + \varepsilon_2 r)}{\varepsilon_2 \varepsilon_3 q^2 - \varepsilon_1^2 p r}, \quad (2)$$

де $r^2 = \beta^2 - k_0^2 \varepsilon_3$; $q^2 = k_0^2 \varepsilon_1 - \beta^2$; $p^2 = \beta^2 - k_0^2 \varepsilon_2$; $k_0 = 2\frac{\pi}{\lambda}$ - хвильове число в вакуумі та λ - довжина хвилі. Вважаємо $\varepsilon_2^{\text{Re}} > \varepsilon_1^{\text{Re}}, \varepsilon_3^{\text{Re}}$ для забезпечення хвильового режиму плівки.



Залежність коефіцієнта екстинкції від параметрів плівки показано на рис. 2. Вплив нормованої частоти V на пропускання світла хвильоводом має нелінійний характер. Найбільше значення параметр α приймає при

$$\tan V = \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} a_s$$

для р-поляризації, що відповідає ТМ-модам плівки. Видно, що хвильоводний режим плівки порушується при $a_s < 0.84$.

В випадку металевої плівки діелектричні стали повинні забезпечувати умови $\varepsilon_2^{\text{Re}} < \varepsilon_1^{\text{Re}}, \varepsilon_3^{\text{Re}}$ та $\varepsilon_2^{\text{Im}} > \varepsilon_1^{\text{Im}}, \varepsilon_3^{\text{Im}}$. В цьому випадку стала розповсюдження визначається як

$$\beta = k_0 d \sqrt{\varepsilon_2 - \varepsilon_1 \sin^2 \theta} \quad (3)$$

На рис. 3 наведено характеристики відбиття світла золотої плівки для різних її товщин та кутів падіння в видимому та ближньому інфрачервоному діапазонах довжин хвиль. Найменше відбиття відповідає збудженню поверхневого плазмону в плівці згідно дисперсійного відношення

$$\beta = k_0 \sqrt{\frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}}$$

Нелінійна залежність взаємодії світла з плівкою дає можливим проектування датчиків, де вимірюване середовище розміщене на зовнішній стороні плівки. Як діелектрична пластина так і оптичне волокно можуть бути використано в якості підкладки цей структури. Рис. 4 демонструє

базові конфігурації цієї структури для датчиків. Зразок поміщають на поверхню півки. Процес збудження поверхневої плазмонної хвилі у всіх оптичних чутливих структурах є аналогічним схемі порушеного повного внутрішнього вибиття Кречманна. Світлова хвиля локалізується хвилеводом і частиною власного поля проникає через шар металу. Якщо поверхнева плазмонна хвиля та мода хвилеводу синхронні - світлова хвиля збуджує поверхневу хвилю на зовнішньому краю півки. Використання оптичних хвилеводів у вимірювальних пристроях забезпечує численні привабливі функції, такі як простий спосіб управління оптичним променем в сенсорній системі, незначні розмір та витрати енергії, тощо.

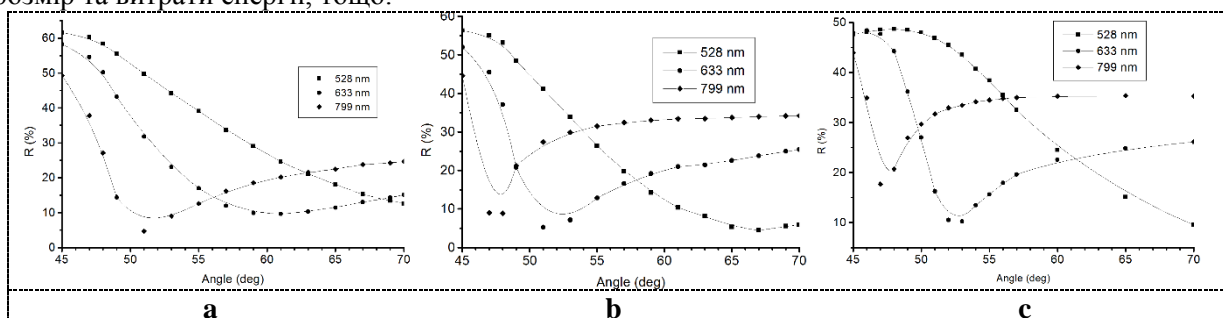


Рис. 3. Залежність коефіцієнту відбиття від кута падіння θ для різних довжин хвиль. Товщина золотої півки: 15nm(a), 20nm(b), 30nm(c).

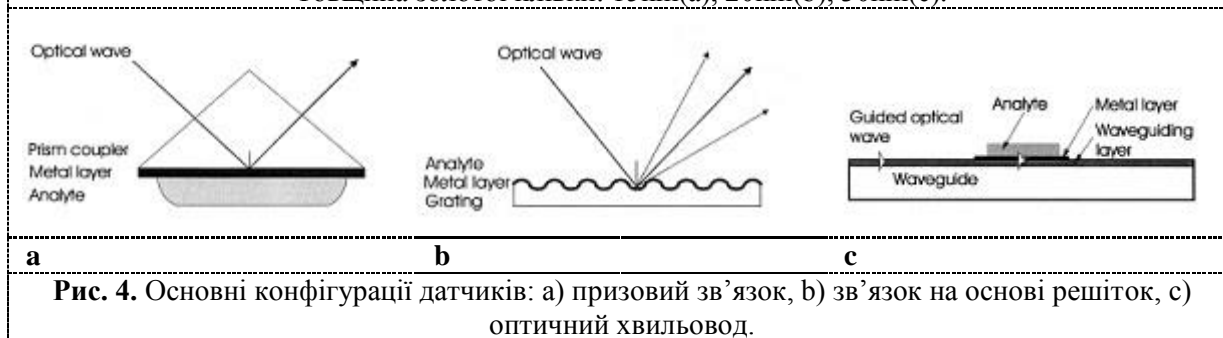


Рис. 4. Основні конфігурації датчиків: а) призовий зв'язок, б) зв'язок на основі решіток, в) оптичний хвилевод.

Список літературних джерел:

1. Uchida N. Optical waveguide loaded with high refractive-index strip film// Applied Optics, Vol. 15, Issue 1, pp. 179-182 (1976)
2. Uchida N., Mikami O., Uehara Sh., Noda J. Optical field distribution in a waveguide loaded with high refractive-index film; modulation efficiency improvement in a planar-type modulator// Applied Optics, Vol. 15, Issue 2, pp. 455-458 (1976).
3. Tsang W T, Logan R A, Ilegems M High power Fundamental-Transverse-Mode Strip Buried Heterostructure Lasers with Linear Light-Current Characteristics// Appl. Phys. Lett. 32, 311-313 (1978).
4. Babchenko A., Bodenheimer J., Nitzan M Optical sensor based on coated light guides// Opt. Eng. 34 (12), 3587-3592 (1995).
5. Adams M J *An Introduction to Optical Waveguides* (John Wiley and Sons Inc) 1981.
6. Dovgalets S.M., Vasyra, A.S., Skaldutsky V.V. Refractometric sensing based on controlling attenuation in optical waveguides// Proc. SPIE Vol. 4425, p. 485-489 (2001).

В.Ю. Кучерук, д.т.н., професор, І.В. Коломійчук, аспірант
ФОТОЕЛЕКТРИЧНИЙ ДАТЧИК КУТА ПОВОРОТУ

Ключові слова: датчик, кут повороту, динамічні властивості, напрямок обертання, математична модель.

Промислова електроніка використовується у різноманітних галузях народного господарства, науки й техніки. Поруч із тенденцією автоматизації технологічних наукових і виробничих процесів з урахуванням обчислювальної техніки, сучасна промислова електроніка стала найбільш поширеною.

Основною задачею є отримання вимірювальної інформації параметрів процесів.

Датчики кута повороту є одним з основних функціональних елементів сучасних автоматизованих систем контролю різноманітними об'єктами.

Датчика кута повороту з низькочастотним вихідним сигналом має вал, на який насаджено модулятор, за яким знаходиться діафрагма. За діафрагмою знаходяться два фотоприймача на основі пари фотодіод-операційний підсилювач. Діафрагма має прорізи. Їх форма обмежена концентричними колами радіусами R_1 (більший радіус) та R_2 , центр яких співпадає з центром модулятора, та променями, які починаються в центрі модулятора, кут між якими дорівнює β . Модулятор має дві прорізи. Перша прорізь має таку ж форму і розташована на такій же відстані від центру модулятора, як і прорізь діафрагми. Форма другої прорізи обмежена кривими $\rho_1(\varphi)$ та $\rho_2(\varphi)$, які описуються рівняннями:

$$\rho_1 = R_0, \quad (1)$$

$$\rho_2(\varphi) = \sqrt{R_0^2 + a\varphi}. \quad (2)$$

Площа отвору, який утворюється при обертанні модулятора перекриттям прорізів та діафрагми та модулятора, через який світло попадає на фоточутливий шар фотодіоду фотоприймача, в залежності від кута повороту φ :

$$S_2(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{2} \int_{\varphi}^{\varphi+\beta} (\rho_2^2(\varphi) - R_0^2) d\varphi, & \varphi \in [0, 2\pi - \beta) \\ \frac{1}{2} \int_{\varphi}^{2\pi} (\rho_2^2(\varphi) - R_0^2) d\varphi + \frac{1}{2} \int_0^{\varphi - (2\pi - \beta)} (\rho_2^2(\varphi) - R_0^2) d\varphi, & \varphi \in [2\pi - \beta, 2\pi) \end{cases} = \begin{cases} a\frac{\beta}{2}\varphi + a\frac{\beta^2}{4}, & \varphi \in [0, 2\pi - \beta) \\ -\frac{a(2\pi - \beta)}{2}\varphi + \frac{a(2\pi - \beta)^2}{4} + a\pi^2, & \varphi \in [2\pi - \beta, 2\pi) \end{cases} \quad (3)$$

Площа отвору, через який світло попадає на фоточутливий шар фотодіоду, є лінійною функцією кута повороту модулятора відносно діафрагми. Підставивши (3) у вираз для вихідної напруги фотоприймача в залежності від площі фоточутливого шару фотодіоду, що освітлюється

$$U_{\Phi} = IS_{10}R_{33}S/r^2. \quad (4)$$

отримуємо вираз, який зв'язує вихідну напругу фотоприймача з кутом повороту φ .

$$U_2 = \begin{cases} S_{10}R_{33} \frac{I}{r^2} a \frac{\beta}{2} \varphi + S_{10}R_{33} \frac{I}{r^2} a \frac{\beta^2}{4}, & \varphi \in [0, 2\pi - \beta) \\ -S_{10}R_{33} \frac{I}{r^2} \frac{a(2\pi - \beta)}{2} \varphi + S_{10}R_{33} \frac{I}{r^2} \frac{a(2\pi - \beta)^2}{4} + S_{10}R_{33} \frac{I}{r^2} a\pi^2, & \varphi \in [2\pi - \beta, 2\pi) \end{cases}$$

Датчик дозволяє визначити початкове кутове положення валу об'єкту досліджень. Він призначений для високоточних динамічних вимірювань та контролю.

В.П. Куценко, к.т.н., с.н.с., докторант; О.П. Яненко, д.т.н., проф.

ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ АЛГОРИТМУ ПЕРЕТВОРЕННЯ НИЗЬКОІНТЕНСИВНИХ ШУМОВИХ СИГНАЛІВ З ПЕРІОДИЧНИМ ПОРІВНЯННЯМ В КАНАЛІ ПРОМІЖНОЇ ЧАСТОТИ РАДІОМЕТРИЧНОГО ПРИБОРУ КОНТРОЛЮ

Ключові слова: радіометрія, перетворення, контроль, похибка, моделювання, періодичне порівняння, низькоінтенсивні шумові сигнали, проміжна частота, мікрохвилі.

Радіометричні методи мають великі перспективи для неруйнівного контролю матеріалів та готових виробів промислового виробництва [1]. Однак для розробки цих складних високочутливих приладів контролю необхідно проведення математичного моделювання процесів перетворення низькоінтенсивних ($10^{-12} - 10^{-15}$ Вт) шумових НВЧ-сигналів [2,3], що несуть інформацію про властивості матеріалів виробу.

Важливим при радіометричних перетвореннях і вимірюваннях низькоінтенсивних сигналів є проведення аналізу впливу шумів окремих НВЧ-кіл (антени, подвійного хвилевідного трійника (ПХТ), гетеродина, тощо) на загальну похибку результатів контролю. Такий аналіз можна провести із застосуванням моделювання, наприклад, вказаним в [4,5] чином, що забезпечить можливість врахування цього впливу та відкриє шлях покращення основних параметрів радіометричних приладів контролю (РПК).

Задачею даного теоретичного дослідження є проведення математичного та комп'ютерного моделювання виникнення похибок перетворення низькоінтенсивних шумових сигналів при їх періодичному порівнянні в каналі проміжної частоти РПК з можливістю подальшого підвищення їх чутливості і, відповідно, достовірності контролю.

На рис.1 представлена структурна схема модуляційного радіометра з перетворенням вхідного сигналу [1], яку можна використати в якості базової для побудови РПК.

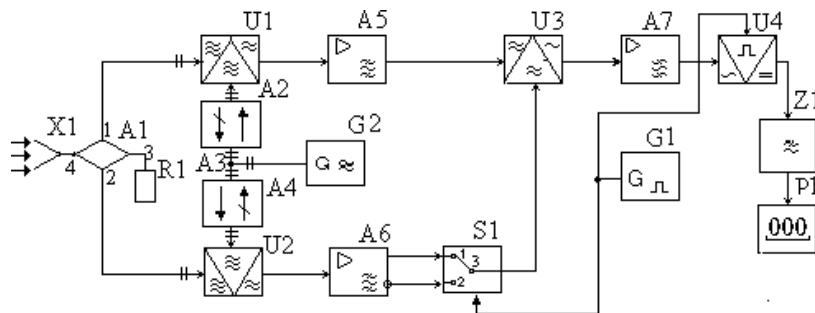


Рис. 1. Структурна схема супергетеродинного кореляційного радіометра

Позначення на рис.1: X1 – приймальна антена, A1 – ПХТ; R1 – еквівалент антени; U1, U2 – змішувачі; A2, A4 – феритові вентиля; A3 – бінарний дільник; G1 – генератор модуляційної частоти; G2 – гетеродин; A5 і A6 – вибіркові підсилювачі проміжної частоти (ППЧ); S1- комутаційно-модуляційний перетворювач (КМП); U3 – балансний змішувач; A7 – вибіркового підсилювач низької частоти (ПНЧ); U4 – синхронний детектор (СД), Z1 – фільтр нижніх частот (ФНЧ), P1- індикатор.

Для оцінки похибок перетворення сигналів при неруйнівному мікрохвильовому контролі виробів необхідно провести дослідження РПК і проаналізувати основні співвідношення, які виникають у його структурній схемі (рис. 1), при подачі на його приймальну антену X1 шумового сигналу виду

$$u_{X1}(t) = U_{X1}(t) \sin[\omega_{X1}t + \varphi_{X1}(t)]. \quad (1)$$

Провівши перетворення й спрощення (1) з урахуванням виключення складових отриманого сигналу, які затримуються селективним фільтром підсилювача A7, що налаштований на частоту комутації Ω , перемноження сигналу на опорну напругу на виході СД U4, виділення постійної складової сигналу ФНЧ Z1 і гармонійні складові, сформовані з напруги сигналу і частотних складових шуму, що пройшли на СД отримуємо:

$$u_{z1}(t) = K_{\Sigma} \frac{8U_{G1}U_{G2}^2}{\pi^2} [\bar{U}_{X1}^2 S_{41}S_{42} + \bar{U}_{Aw}^2 S_{41}S_{42} - \bar{U}_{Rw}^2 S_{31}S_{32} + \bar{U}_{w2}^2 S_{21} + \bar{U}_{w1}^2 S_{12}] + \Delta \bar{u}_{w4}^2 \sum_{i=1}^m (\Omega \pm \Omega_i), \quad (2)$$

де \bar{U}_{Aw}^2 – дисперсія власних шумів антени; \bar{U}_{w1}^2 і \bar{U}_{w2}^2 – дисперсії власних шумів вхідних елементів разом з шумами вибіркового ППЧ А5 і А6, що приведені до входів радіоканалів 1 і 2, \bar{U}_{Rw}^2 – дисперсія власних шумів еквівалента антени; K_{Σ} – сумарний коефіцієнт перетворення радіометричних каналів з урахуванням коефіцієнтів передачі каскадів та крутизни перетворення змішувачів.

Як слідує з (2), для зниження флуктуаційного порогу чутливості РПК і підвищення достовірності радіометричного контролю властивостей матеріалів і виробів на їх основі необхідно забезпечувати рівність власних шумів антени X1 й її еквівалента R1 та комплексних елементів зв'язку матриці розсіювання ПХТ А1 $S_{31}, S_{32}, S_{41}, S_{42}$, що дозволить отримати співвідношення $\bar{U}_{Aw}^2 S_{41}S_{42} - \bar{U}_{Rw}^2 S_{31}S_{32} = 0$, а також мінімальні значення комплексних елементів зв'язку матриці розсіювання між плечима 1 і 2 ПХТ (S_{21}, S_{12}), при яких можна вважати, що $\bar{U}_{w2}^2 S_{21} + \bar{U}_{w1}^2 S_{12} = 0$.

Відповідно до проведеного математичного моделювання процесів перетворення слабких сигналів в РПК і аналізом впливу параметрів НВЧ-схеми на значення вихідного сигналу ПХТ, а також проведеним розрахункам та оптимізації параметрів КМП за допомогою програми Mathcad 15 і метода Крамера (таблиця 1), здійснено розрахунки похибок виміру низькоінтенсивних шумових сигналів, внесених високочастотним трактом приладу контролю при відхиленні його параметрів від оптимальних у межах $\pm 10\%$.

Результати розрахунків оптимальних параметрів НВЧ-вузла РПК представлено в таблиці 1.

Таблиця 1

Φ_{12}	S_{12}	S_{13}	Φ_{13}	S_{14}	Φ_{14}	S_{23}	Φ_{23}	Φ_{24}	S_{24}	Φ_{34}
0,166	0,07	0,704	0,176	0,704	0,173	0,704	0,342	0,34	0,704	0,25
S_{34}	Γ_A	Φ_A	Γ_1	Φ_1	Γ_R	Φ_R	Γ_2	Φ_2	λ	
0,07	0,307	0,248	0,222	0,296	0,1	0,25	0,227	0,182	2,166	

де $S_{12}, \Phi_{12}, S_{13}, \Phi_{13}, S_{14}, \Phi_{14}, S_{23}, \Phi_{23}, S_{24}, \Phi_{24}, S_{34}, \Phi_{34}$ – модулі і фази елементів зв'язку матриці розсіювання ПХТ; $\Gamma_A, \Phi_A, \Gamma_1, \Phi_1, \Gamma_2, \Phi_2, \Gamma_R, \Phi_R$ – відповідно модулі і фази коефіцієнтів відбиття від антени, змішувачів U1 і U2 і еквівалентного навантаження; λ – довжина хвилі вихідного сигналу.

При комп'ютерному моделюванні досліджувався вплив відхилення шумових сигналів і модулів елементів зв'язку матриці розсіювання ПХТ від нормованих значень.

За допомогою програми Mathcad 15 були розраховані відносні похибки перетворення вимірюваних сигналів при періодичному порівнянні низькоінтенсивних шумових сигналів в НВЧ-колах РПК ΔU_{z1} , розподіл відносних значень яких зображений на рис. 2.

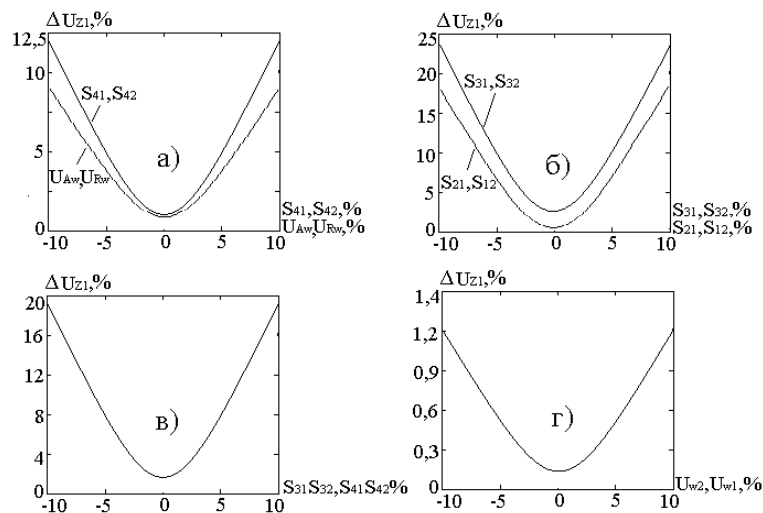


Рис. 2. Графіки відносних похибок перетворення низькоінтенсивних шумових сигналів з періодичним порівнянням в каналі проміжної частоти РПК

Результати розрахунків показують, що найбільші похибки РПК при перетворенні низькоінтенсивних шумових сигналів з періодичним порівнянням в каналі проміжної частоти РПК виникають при неідентичності модулів елементів зв'язку матриці розсіювання ПХТ S_{31} і S_{32} , S_{21} і S_{12} (рис. 2б), S_{31} S_{32} і S_{41} S_{42} (рис. 2в). Відхилення даних параметрів від оптимальних значень у межах $\pm 10\%$ приводить до відносної похибки РПК на краях діапазону до 24,4%.

Відхилення дисперсій власних шумів антени і її еквівалента в межах $\pm 10\%$ приводять до похибки РПК від 0,5 до 8,6% (рис. 2а). Найменший вплив на достовірність контролю проявляється при незбалансованості шумів вибіркового ППЧ А5 і А6 (рис. 2г), що приведені до 1 і 2 НВЧ-входів РПК. При їхньому відхиленні від оптимальних на 10% відносна похибка РПК досягає 6,08%.

Висновки

1. Проведено математичне й комп'ютерне моделювання та дослідження похибок періодичного перетворення низькоінтенсивних шумових сигналів в каналі проміжної частоти РПК, що дає можливість оцінити вклад різних дестабілізуючих факторів НВЧ-кіл в похибку контролю.

2. Встановлено, що найбільші похибки радіометричного контролю при перетворенні низькоінтенсивних шумових сигналів з періодичним порівнянням в каналі проміжної частоти РПК виникають при неідентичності модулів елементів зв'язку матриці розсіювання ПХТ S_{31} і S_{32} , S_{21} і S_{12} , S_{31} S_{32} і S_{41} S_{42} , відхилення параметрів яких від оптимальних значень у межах $\pm 10\%$ приводить до відносної похибки РПК на краях діапазону до 24,4%.

3. Результати дослідження і запропонована методика можуть бути використані для проектування високочутливої радіометричної апаратури неруйнівного контролю.

Література

1. Куценко В.П. Радіометричний НВЧ-контроль властивостей матеріалів / [Куценко В.П., Скрипник Ю.О., Трегубов М.Ф., Шевченко К.Л., Яненко О.П.]. – Донецьк : ППШ «Наука і освіта», 2012. – 348 с.

2. Куценко В.П. Періодичне порівняння сигналів в НВЧ-радіометрії / [Куценко В.П.]. – Донецьк : ППШ «Наука і освіта», 2012. – 300 с.

3. Куценко В.П. Теоретичне дослідження вимірювання низькоінтенсивних шумових сигналів з періодичним порівнянням у радіометричному каналі проміжної частоти / В.П. Куценко // Штучний інтелект. – 2011. – Вип. 4. – С. 187–192.

4. Куценко В.П. Аналіз підходів до розрахунків вхідних елементів НЗВЧ-радіометрів, як основних джерел похибок вимірювання низькоінтенсивних сигналів / В.П. Куценко // Наукові праці Донецького національного технічного університету. – 2012. – Вип. 22 (200). – С.175–179. – (Серія „Обчислювальна техніка та автоматизація”).

5. Куценко В.П. Математическая модель двойного волноводного тройника в условиях низкоинтенсивных сигналов / В.П. Куценко // Штучний інтелект. – 2010. – Вип. 3. – С. 590–598.

О. М. Безвесільна, д.т.н, проф.; А. Г. Ткачук, аспірант

АВІАЦІЙНИЙ ГРАВИМЕТР ІЗ НИЗЬКОЧАСТОТНИМ ВИХІДНИМ СИГНАЛОМ

Ключові слова: прискорення сили тяжіння, гравіметр, авіаційна гравіметрична система, п'єзоэффект, частота власних коливань

Вивчення гравітаційного поля Землі – цікава та швидко розвиваюча область геодезії, геофізики та геодинаміки. Успіхи теоретичних розділів геодезії та геофізики, удосконалення методів вивчення гравітаційного поля Землі та обробка вимірювань, нові види гравіметричної апаратури призвели до різкого підвищення точності гравіметричних даних та значно розширили області практичного застосування гравіметрії. На сьогоднішній день інформація про гравітаційне поле Землі необхідна в авіаційній і космічній техніці (корекція систем інерціальної навігації ракет, літаків, орбіт космічних літальних апаратів), для дослідження геодинамічних явищ, для реалізації цілей інженерної геології, археології, прогнозу землетрусів і т.д.

Гравіметричні вимірювання проводили на нерухомій основі, на підводному човні, на надводному судні і на літальному апараті (ЛА). Наземні вимірювання забезпечують найбільш високу точність (0.01 мГал). Однак, важкодоступні райони полюсів, екватора, океанів для таких вимірювань недоступні. Морські вимірювання мають точність меншу, ніж наземні вимірювання (0.1 - 0.5 мГал). Однак, морські вимірювання неможливі у гірських районах і у віддалених районах океанів. Вимірювання на ЛА дозволяють здійснювати вимірювання прискорення сили тяжіння у важкодоступних районах земної кулі, зі швидкістю значно більшою, ніж наземні. Тому проведення високоточних авіаційних вимірювань є актуальним [1].

Для цих цілей використовують авіаційні гравіметричні системи (АГС), чутливим елементом яких є гравіметр [1-2].

Відомі та найбільш застосовні на сьогоднішній день наступні гравіметри: “ТИ 1/1”, “Чекан-АМ”, “Гравитон-М”, “LaCoste & Romberg (L-R-S)”, “ГРИН-2000”. Реально досяжна точність перерахованих авіаційних гравіметрів складає (3.0 - 10.0) мГал [1-2]. Сьогодні така точність є недостатньою. Також ці гравіметри вимірюють разом із прискоренням сили тяжіння вертикальне прискорення \ddot{h} . Вимірювання \ddot{h} є складною науково-технічною проблемою і вимагає застосування додаткових фільтрів.

Тому розроблено новий авіаційний гравіметр із низькочастотним вихідним сигналом для підвищення точності вимірювання гравітаційних аномалій шляхом усунення похибки вимірювання вертикального прискорення [3].

На рис. 1 зображена конструкція авіаційного гравіметра із низькочастотним вихідним сигналом. Чутливий елемент (ЧЕ) гравіметра складається із п'єзоелектричного елемента 1, що працює на основі деформації стиснення-розтягування, із ізоляторів 2 на торцях та інерційної маси 3. З метою підвищення надійності та міцності конструкції, ЧЕ пружно піджятий до основи гвинтом 6. Гравіметр за допомогою кабелю 7 з'єднаний із операційним підсилювачем.

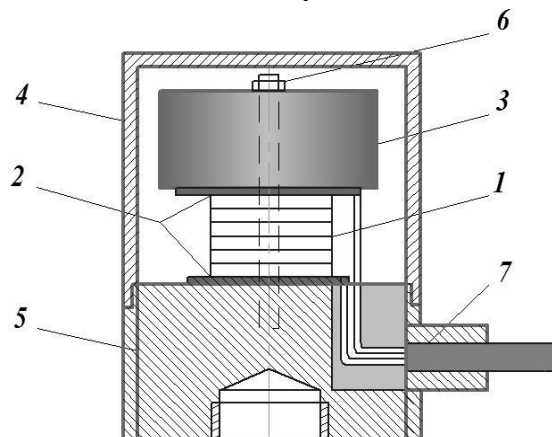


Рис. 1. Конструкція авіаційного гравіметра із низькочастотним вихідним сигналом: 1 – п'єзоелемент; 2 – ізолятори; 3 – інерційна маса (ІМ); 4 – кришка, 5 – основа; 6 – гвинт; 7 – кабель

Принцип дії гравіметра оснований на фізичному явищі прямого п'єзоєфекту.

Розглянемо коливальну систему гравіметра, яку можна представити у вигляді принципової динамічної схеми на рис. 2. Дана схема включає у себе наступні елементи: ІМ m , елемент жорсткості k і демпфуючий елемент n . У якості демпфуючого елемента виступає повітря, яке створює опір руху ІМ. Елемент жорсткості характеризується пружними властивостями п'єзоелемента.

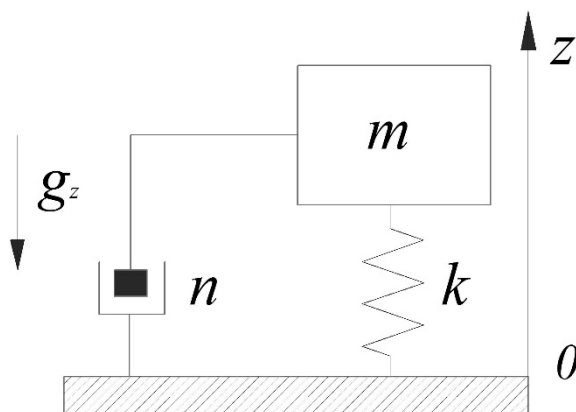


Рис. 2. Коливальна система авіаційного гравіметра із низькочастотним вихідним сигналом

У відповідності до рис. 4, рівняння руху ПГ буде мати вигляд:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + n \frac{dx}{dt} + kx = -mg_z, \quad (1)$$

де x – зміщення ІМ гравіметра по вимірювальній осі Oz відносно нульового положення; g_z – прискорення сили тяжіння; $G = -mg_z$ – сила, яка діє на ІМ згідно із 2-м законом Ньютона; $F_{np} = kx$ – сила пружності п'єзоелемента; $F_{\omega} = n \frac{dx}{dt}$ – сила опору руху ІМ.

Результати вимірювань прискорення сили тяжіння, отримані за допомогою існуючих авіаційних гравіметрів, як було зазначено раніше, містять великі похибки вимірювань, які викликані, перш за все, тим, що гравіметр вимірює проекцію сукупності сигналів на вісь чутливості: корисного сигналу прискорення сили тяжіння (переважна частота 0.00175 рад/с) та сигналу перешкоди, що визначається, здебільшого, вертикальним прискоренням (переважна частота 0.269 рад/с). На сьогоднішній день найпоширенішим методом компенсації цих похибок є застосування процедури фільтрації вихідного сигналу гравіметра за допомогою фільтра низьких частот [4]. Однак, даний метод не є оптимальним, оскільки фільтр має нестабільні характеристики у несприятливих умовах, якими, зазвичай, характеризується гравіметричне вимірювання на рухомій основі. Ці умови впливають на електричні компоненти фільтра низьких частот, що призводить до зміни його частоти зрізу. У результаті, фільтр починає пропускати завади на вихід гравіметра (при збільшенні частоти зрізу) або не пропускати частину корисного сигналу взагалі (при зменшенні частоти зрізу).

У запропонованому авіаційному гравіметрі із низькочастотним вихідним сигналом за рахунок вибору геометричних параметрів і матеріалу п'єзоелемента можна регулювати його частоту власних коливань ω_0 [5]:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{s_n E_n}{h_n m}}, \quad (2)$$

де m – вага ІМ; s_n , E_n та h_n – площа, модуль пружності матеріалу та висота п'єзоелемента відповідно.

Підбором конструктивних параметрів ЧЕ (s_n , h_n , m) можна встановити власну частоту гравіметра 0.1 рад/с і уникнути необхідності використовувати фільтр низьких частот.

Саме за допомогою низькочастотної фільтрації з частотою зрізу 0.1 рад/с, можна відокремлювати сигнал прискорення сили тяжіння від вертикального прискорення із похибкою,

меншою ніж 1 мГл. При цьому у вихідному сигналі гравіметра також усуваються інші компоненти збурень, переважна частота яких більша за 0.1 рад/с. До таких збурень належать поступальні віброприскорення та кутові віброприскорення.

Список літературних джерел

1. Безвесільна О. М. Вимірювання прискорень [Текст] / О. М. Безвесільна – К. : Либідь, 2001.– 261с.
2. Bezvesilnaya E. N. Gravimeter of aviation gravimetric system [Текст] / E.N. Bezvesilnaya, A. G. Tkachuk, K. S. Kozko // The advanced science journal. – 2013. – №8. – Р. 41–46.
3. П'єзогравіметр: Патент України на винахід 99084, МПК G 01 V 7/00 / О.М. Безвесільна, Ю.О. Подчашинський, А.Г. Ткачук – № а201113894; Заявл. 25.11.2011; Опубл. – 10.07.2012. – Бюл. № 13.
4. Способ фильтрации гравиметрической измерительной информации об аномалии ускорение силы тяжести: Патент Украины на изобретение 89816, МПК G 01 V 7/00 / Е.Н. Безвесильная, Ю.А. Подчашинський – № а200710806; заявл. 10.04.2009; Опубл. – 10.03.2010. – Бюл. № 5.
5. Янчич В.В. Пьезоэлектрические датчики вибрационного и ударного ускорения: Учеб. Пособие [Текст] / В.В. Янчич. – Ростов-на-Дону, 2008.– 77с.

ОПТИЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ РІВНЯ РІДИНИ

Ключові слова: перетворювач, рівень рідини, функція перетворення

Вимірювання рівня рідини є актуальним питанням контролю стану середовища. Вибір приладу вимірювання рівня рідини залежить перш за все від її властивостей, умов зберігання та параметрів навколишнього середовища [1]. На сьогодні розроблені різні схеми для виявлення рівня рідини. Сенсори неоптичного типу, такі як традиційні монтажні системи, також широко використовуються, але вони відносно дорогі, зазвичай складні в зборці і мають інші недоліки. Оптичні сенсори мають переваги перед неоптичними. Так, оптичні сенсори не вимагають електричного контакту з досліджуваною рідиною. Таким чином, оптичні сенсори можуть бути виготовлені з відносно простою конструкцією [2]. У системах вимірювання рівня рідини високої точності можна досягнути, використовуючи оптичні сенсори на основі транзисторних структур з від'ємним опором з вихідним частотним сигналом [3].

Вимірювання рівня рідини на основі оптичного сенсора базується на розповсюдженні світла через оптичний хвилевід та на різниці коефіцієнтів заломлення світла у рідині та повітрі. На рис. 1, б подано схему мікроелектронного оптичного перетворювача з частотним виходом, в якому чутливим елементом є фотодіод.

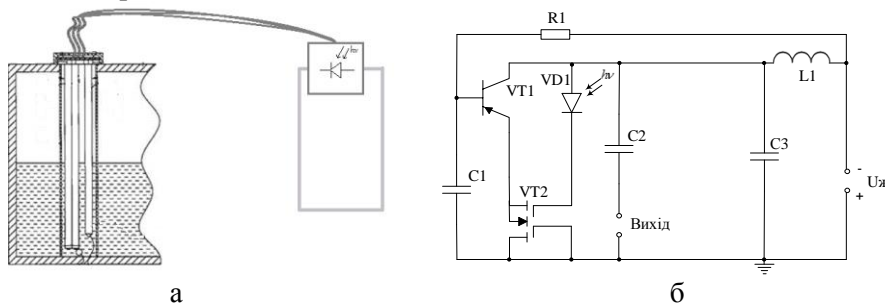
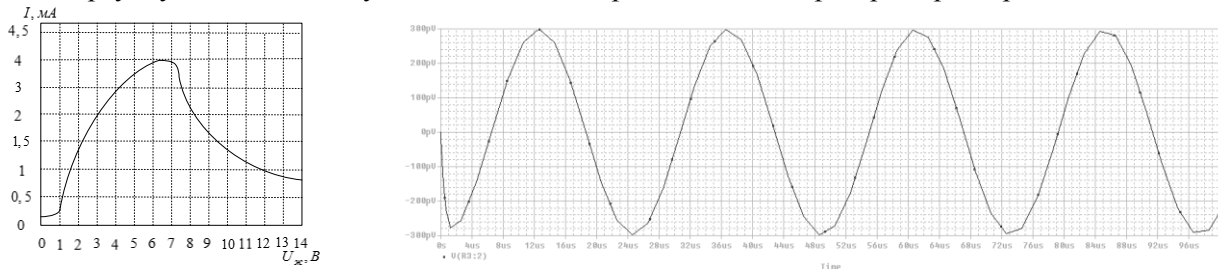


Рис. 1 Вимірювання рівня рідини в резервуарі за допомогою чутливого елемента фотодіода – а; схема оптичного сенсора з частотним виходом з фотодіодом – б

Однією з основних характеристик оптичного перетворювача є його вольт-амперна характеристика (рис. 2, а). Адже на цій характеристиці вибирається робоча точка генератора, а це в свою чергу обумовлює самозбудження і стійкість роботи автогенератора перетворювача.



Результати моделювання схеми в пакеті програм Orcad 9.0 також показані на рис. 2, б. Вихідний сигнал має вигляд синусоїди, яка коливається у межах 290-300 пВ по напрузі, це пояснюється зміною частоти у коливальному контурі.

Список літературних джерел

1. Хансуваров К. И. Техника измерения давления, расхода, количества и уровня жидкости, газа и пара: учебное пособие для техникумов / К. И. Хансуваров, В. Г. Цейтлин – М.: Издательство стандартов, 1990. – 287 с.
2. Патент США № 7161165B2, МПК5 G01F 23/292. Optical transducer for continuously determining liquid level/ Alvin R. Wirthlin. – № 10/886174; Заявл. 07.07.2004; Опубл. 09.01.2007.
3. Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. / О. В. Осадчук – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2000. – 302 с.

СЕКЦІЯ 3 (SECTION 3)
Метрологічне забезпечення засобів вимірювань, контролю та
діагностики
(Metrological support of measurement, control and diagnostics)

О. М. Васілевський, к.т.н., доцент

КОРЕГУВАННЯ ІНСТРУМЕНТАЛЬНИХ СКЛАДОВИХ ПОХИБОК ЗАСОБУ ВИМІРЮВАННЯ МОМЕНТУ ІНЕРЦІЇ РОТОРНИХ СИСТЕМ

Ключові слова: адитивна похибка, мультиплікативна похибка, засіб вимірювання моменту інерції, роторні системи, корегування похибок, момент інерції, статична характеристика, зменшення похибки, метрологічне забезпечення.

Відомо, що до інструментальної похибки відносяться адитивна і мультиплікативна складові похибки засобу вимірювання, які можна отримати шляхом розкладання рівняння перетворення в ряд Тейлора. При цьому, на основі отриманих з ряду Тейлора метрологічних моделей адитивної і мультиплікативної похибок можна побудувати і дослідити характеристики їх зміни як при номінальних значеннях впливних величин, так і при відхиленні впливних величин від номінальних значень.

Метрологічні моделі адитивної $\Delta N_{\text{амк}}$ і мультиплікативної $\Delta N_{\text{мк}}$ похибок засобу вимірювання моменту інерції J роторних систем описуються виразами:

$$\Delta N_{\text{амк}} = \frac{2J}{M_k P T_0} \Delta M_k - \frac{J}{M_k^2 P T_0} \Delta M_k^2; \quad (1)$$

$$\Delta N_{\text{мк}} = \frac{2J}{M_k P T_0} \Delta M_k, \quad (2)$$

де M_k - обертальний момент роторної системи, що описується формулою Клосса [1]; P - коефіцієнт заспокоєння; ΔM_k - величина відхилення обертального моменту M_k від номінального значення; $T_0 = 1/f_0$ - період зразкових імпульсів, якими заповнюється проміжок часу вимірювання моменту інерції J після завершення перехідного процесу (при знеструмленні роторної системи і зміні обертального моменту від значення M_k до нуля).

Характеристики зміни адитивної та мультиплікативної складових інструментальної похибки ЗВ моменту інерції роторних систем (РС) при максимальному відхиленні від номінального значення впливної величини M_k , що описуються виразами (1) і (2), відповідно, представлені на рис. 1 а, б.

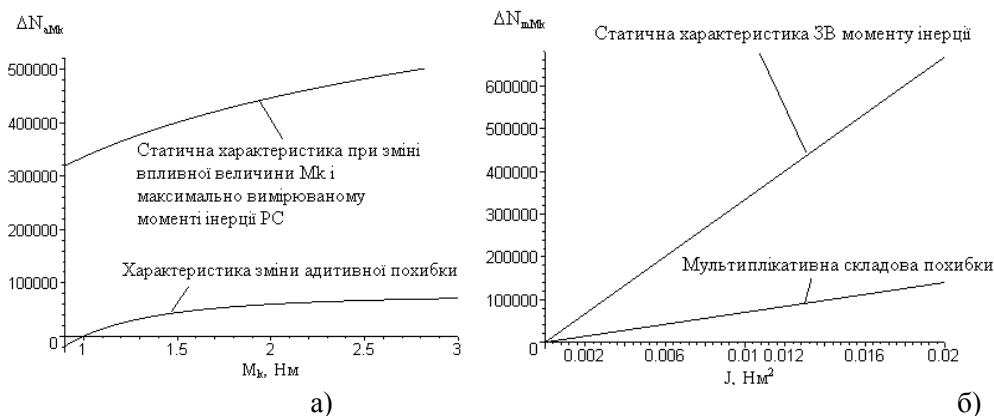


Рис. 1. Характеристики зміни адитивної а) та мультиплікативної б) складових похибок при максимальному відхиленні ΔM_k впливної величини M_k від номінального значення

З рис. 1 а видно, що адитивна складова похибки засобу вимірювання (ЗВ) моменту інерції не перевищує 80000 імпульсів при мінімально вимірюваному значенні обертального моменту (його нижній межі вимірювання), а мультиплікативна складова похибки (рис. 1 б) - не перевищує 100000 імпульсів при максимальному відхиленні впливної величини від номінального значення на верхній межі вимірювання моменту інерції.

Для корегування адитивної та мультиплікативної складових похибки ЗВ моменту інерції РС пропонується подавати на вхід використовуваного ЗВ спеціальні тестові сигнали (адитивні, мультиплікативні чи змішані), які підсумовуються із вхідним інформаційним сигналом J . За

значеннями вихідних сигналів N_0, N_1, N_2 , що вимірюються ЗВ стає можливим визначення оцінок дійсних значень вхідного сигналу \bar{J} за формулами [1]:

$$\bar{J} = E\Theta; E = \frac{\Delta N_{J20}}{\Delta N_{J10}}; \Delta N_{J10} = N_{J1} - N_{J0}; \Delta N_{J20} = N_{J2} - N_{J0}, \quad (3)$$

де Θ – значення тестового сигналу; E – модель оператора корегування; $\Delta N_{10}, \Delta N_{20}$ – різниці між значеннями вихідних сигналів ЗВ з накладеним тестовим сигналом на вхідний сигнал N_{J1}, N_{J2} та без накладеного тестового сигналу при нормованих (номінальних) значеннях впливних величин N_{J0} .

Оператор корегування E дозволяє визначити значення оцінки вхідного сигналу \bar{J} через значення тестового сигналу Θ . Визначення різниць ΔN_{J10} та ΔN_{J20} дозволяє виключити адитивну складову похибки, а відносна модель оператора E дозволяє виконати корегування мультиплікативної складової похибки ЗВ.

Для ЗВ моменту інерції РС з нелінійною функцією перетворення справедлива така модель:

$$\bar{J} = EJ_m, \quad (4)$$

де J_m – значення міри вхідного сигналу (тестовий сигнал).

Використовуючи модель ідеального ЗВ та значення міри вхідного сигналу J_m можна здійснювати корегування похибки вимірювання вихідного сигналу N_J , шляхом введення поправки, якщо корегується сумарна систематична похибка без її поділу на адитивну і мультиплікативну складові.

Для корегування як адитивної, так і мультиплікативної складових інструментальних похибок ЗВ необхідно виконувати надлишкові (додаткові) вимірювання з використанням значення міри вхідного сигналу. При цьому результат вимірювання з використанням значення тестового сигналу (значення міри) та без нього, в загальному вигляді можна записати системою двох рівнянь:

$$\begin{cases} N_{J1} = N_J + \Delta N_{aMk} + N_J \Delta N_{mMk}; \\ N_{J2} = N_{Jm} + \Delta N_{aMk} + N_{Jm} \Delta N_{mMk2}, \end{cases} \quad (5)$$

де N_J – математична модель рівняння перетворення ЗВ моменту інерції, що характеризує зв'язок між вхідною та вихідною величиною ЗВ; N_{Jm} – математична модель рівняння перетворення, що характеризує функціональний зв'язок між вхідним тестовим сигналом (мірою вхідного сигналу) та отриманим при цьому вихідним сигналом; ΔN_{mMk2} – мультиплікативна складова похибки ЗВ, що виникає при подачі на вхід ЗВ моменту інерції тестового сигналу (зразкового сигналу).

Для корегування адитивної і мультиплікативної складових похибок ЗВ необхідно виконати надлишкові вимірювання моменту інерції. При цьому спочатку в якості ідеального (пронормованого) першого результату вимірювання N_{J1} приймаємо теоретичне рівняння перетворення ЗВ моменту інерції з номінальними значення впливних величин і припускаємо, що цей результат вимірювання N_{J1} містить лише адитивну складову похибки, яка описується виразом (1). Потім проводимо вимірювання моменту інерції із додатково доданим до ротора електромотора відомим (зразковим) значення міри. Припускаємо, що другий результат N_{J2} вимірювання моменту інерції, отриманий в результаті експерименту, із зразковим значенням міри моменту інерції J_m також містить лише адитивну складову похибки. Далі виконуємо третє експериментальне вимірювання моменту інерції N_{J3} без зразкового значення міри, що містить як адитивну, так і мультиплікативну складові похибки ЗВ, що описуються виразами (1) і (2), відповідно. І потім виконуємо четверте експериментальне вимірювання моменту інерції N_{J4} з додатковим значенням міри (з тестовим вимірюваним сигналом), що також містить і адитивну, і мультиплікативну складові похибок.

Результати надлишкових вимірювань запишемо у вигляді системи рівнянь:

$$\begin{cases} N_{J1} = N_J + \Delta N_{aMk}; \\ N_{J2} = N_{Jm} + \Delta N_{aMk}; \\ N_{J3} = N_J + \Delta N_{aMk} + N_J \Delta N_{mMk}; \\ N_{J4} = N_{Jm} + \Delta N_{aMk} + N_{Jm} \Delta N_{mMk2} = N_{Jm} (1 + \Delta N_{mMk2}) + \Delta N_{aMk}. \end{cases} \quad (6)$$

Наступник кроком в корекції інструментальних складових похибок ЗВ є знаходження різниць між отриманими в результаті експериментів значеннями моментів інерції (N_{J2} , N_{J3} , N_{J4}) та теоретичним (ідеалізованим) результатом вимірювання моменту інерції N_{J1} з номінальними значеннями впливних величин. При цьому під час знаходження першої пари результатів вимірювань (при відсутності мультиплікативної складової похибки) значення впливної величини прийемо рівним $\Delta M_{k1} = 0$, при третьому вимірюванні, значення впливної величини ΔM_k прийемо рівним $\Delta M_{k2} = \Delta M_k$, і при четвертому вимірюванні, значення впливної величини ΔM_k прийемо рівним в три рази більшим за номінальне відхилення, тобто $\Delta M_{k3} = 3\Delta M_k$. В результаті знаходження різниць система рівнянь (6) набуде вигляду:

$$\begin{cases} \Delta N_{J21} = N_{J2} - N_{J1} = N_{Jm} - N_J, & \Delta M_{k1} = 0; \\ N_{J31} = N_{J3} - N_{J1} = N_J \Delta M_{mMk}, & \Delta M_{k2} = \Delta M_k; \\ N_{J41} = N_{J4} - N_{J1} = N_{Jm} - N_J + N_{Jm} \Delta N_{mMk2}, & \Delta M_{k3} = 3\Delta M_k. \end{cases} \quad (7)$$

Як видно із системи рівнянь (7), в результаті проведення надлишкових вимірювань у вищезазначений спосіб, з результатів вимірювань вилучається адитивна складова інструментальної похибки ЗВ, що представлена на рис 1 а.

Для корегування мультиплікативної складової похибки ЗВ з системи рівнянь (7) виведемо корегувальний коефіцієнт η_M , який запишемо у вигляді

$$\eta_M = \frac{2\Delta N_{31}}{\Delta N_{21} + \Delta N_{41}}. \quad (8)$$

Корегувальний коефіцієнт (8) характеризує перерахунок значення міри J_m в значення оцінки вхідного сигналу \bar{J} : $\eta_M = \bar{J}/J_m$. Ефективність корегувального коефіцієнта буде вищою при більшому значенні міри моменту інерції за оцінюваний (вимірюваний) момент інерції.

Помноживши мультиплікативну складову похибки, що описується рівнянням (2) на корегувальний коефіцієнт (8), отримаємо результат вимірювання із зменшеною мультиплікативною похибкою. Характеристика зміни відкорегованої мультиплікативної складової похибки ЗВ за допомогою рівнянь (7) та (8) зображена на рис. 2.

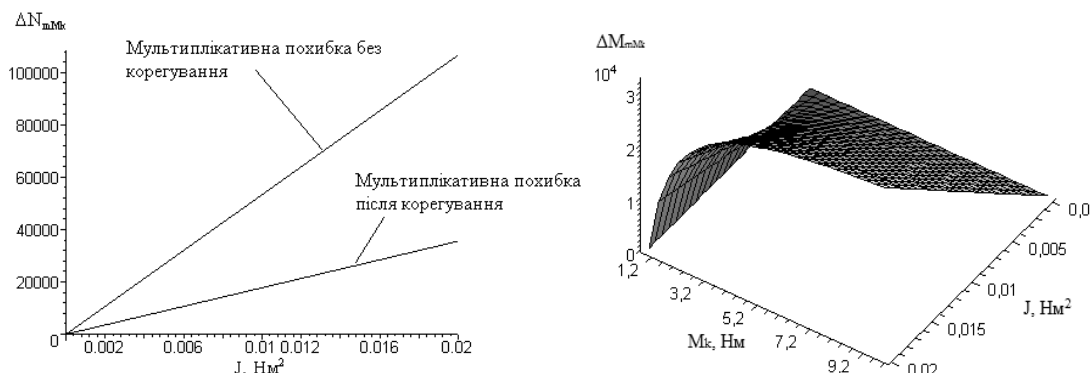


Рис. 2. Зміна невідкорегованої та відкорегованої мультиплікативної похибки ЗВ

Перехід до вимірювання відношень різниць надлишкових вимірювань дозволяє ефективно корегувати мультиплікативну складову похибки ЗВ.

З рис. 2 видно, що мультиплікативна похибка зменшилась від $10 \cdot 10^4$ імпульсів до $3 \cdot 10^4$ імпульсів. Порівнюючи з верхню межею вимірювання ЗВ моменту інерції, що відповідає $80 \cdot 10^4$ імпульсам, зведену мультиплікативну похибку ЗВ зменшено більше ніж в 3 рази з 12,5 % до 3,75 %.

Список літературних джерел

1. Васілевський О. М. Методологія зменшення інструментальних складових похибок засобів вимірювань обертальних параметрів роторних систем / О. М. Васілевський // Вісник інженерної академії України. – Київ. – 2013. – № 1. – С. 220 – 224.

Н.В. Глухова, к.т.н., доцент

ТАРИРОВКА ДАТЧИКА ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Датчик перемещений, система позиционирования, тарировка, система сбора данных.

Система позиционирования каретки предназначена для подачи деталей в специальную камеру, снабженную вытяжной вентиляцией, с последующей покраской. Схема установки показана на рис. 1.

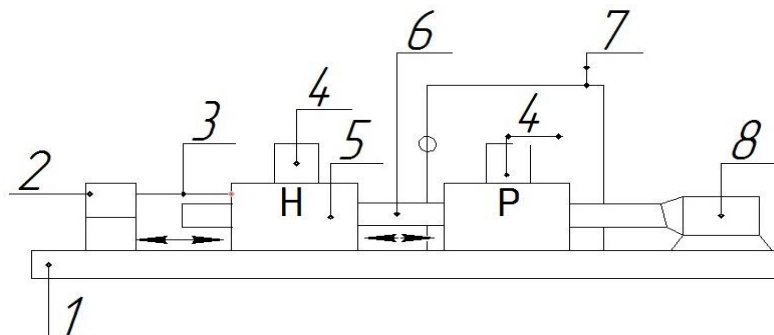


Рис. 1. Схема установки для покраски

(1 - направляющая станина; 2 - датчик линейных перемещений; 3 - подвижный тросик датчика; 4 - обрабатываемая деталь; 5 - каретка; 6 - ходовой винт; 7 - камера покраски; 8 - электродвигатель)

Деталь крепится на каретку и подаётся на покраску в камеру. Каретка имеет два положения:

- начальное (Н), в котором на ней крепиться деталь.
- рабочее (Р), при котором производится покраска.

Перемещение каретки производится по направляющей станине с помощью механической передачи типа ходовой винт и реверсируемого электродвигателя.

Полный ход каретки составляет 100 (50...80, 90) мм. Точность позиционирования каретки в обоих положениях должна быть не менее ± 3 мм. Кроме этого, подсистема должна обеспечивать выдачу сигналов "стоп", "вперёд" и "назад" для управления приводным электродвигателем.

Для реализации системы позиционирования использовано следующее оборудование:

- 1) модуль ввода/вывода аналоговых и дискретных сигналов m-DAQ.
- 2) датчик перемещений типа "WS10SG-125-R1K-L10-SB0-D8" фирмы "ASM" (Германия).
- 3) блок питания датчика перемещений.

Основным этапом синтеза системы позиционирования является проверка характеристик датчика WS10 на соответствие требованию по точности позиционирования каретки. Проверка выполнена с помощью специального приспособления, позволяющего вручную задавать величину выхода тросика с точностью $\pm 0,1$ мм в диапазоне 0-125 (80,90) мм. При этом фиксируются пары значений: выход тросика и выходное напряжение датчика.

Результаты измерений выходного напряжения поступают в ПК посредством подключения системы сбора данных m-DAQ [1]. Микросистема сбора данных m-DAQ с интерфейсом USB 1.1 содержит 8-канальный АЦП (однопроводное включение), 10 бит, 100 кГц; 2 канала ЦАП (ШИМ), 8 бит; и универсальные каналы дискретного В/В (ТТЛ), индивидуально конфигурируемые на ввод или вывод. Один из каналов дискретного В/В может использоваться как вход счетчика, а другой как вход внешнего запуска АЦП или синхронизации. На контактах внешнего разъема присутствуют также напряжения питания +5 В и ± 15 В. Для автоматизации вычислений при тарировке датчика использовалось прикладное программное обеспечение, разработанное в среде графического программирования LabView.

На рис. 2 показаны лицевая панель и блок-диаграмма виртуального прибора для считывания и записи в файл значений выходного напряжения U_i , поступающего от датчика перемещений через микросистему сбора данных в ПК. На вход «Частота дискретизации» необходимо подать значение соответствующей частоты, по умолчанию оно равно 100000 Гц. Диапазон значений для входа «Номер канала» - 0..7, значение по умолчанию - 0. На вход «Размер массива» необходимо подать значение соответствующей величины (кратное 64, по умолчанию - 32768). Выходы «Массив кодов» и «Массив напряжений» (В) содержат полученные данные.

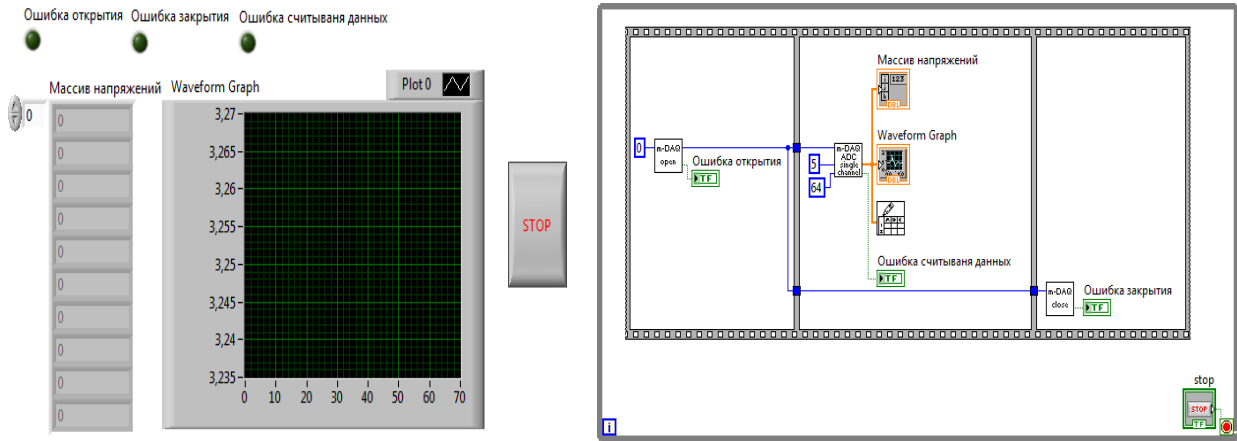


Рис. 2. Лицевая панель и блок-диаграмма виртуального прибора для записи в файл значений выходных напряжений датчика перемещений

Записанные в файл результаты экспериментального исследования характеристик датчика перемещений используются для построения тарифовочной таблицы и выполнения линейной аппроксимации данных. Лицевая панель и блок-диаграмма виртуального прибора для тарифовки датчика с выполнением линейной аппроксимации представлены на рис. 3.

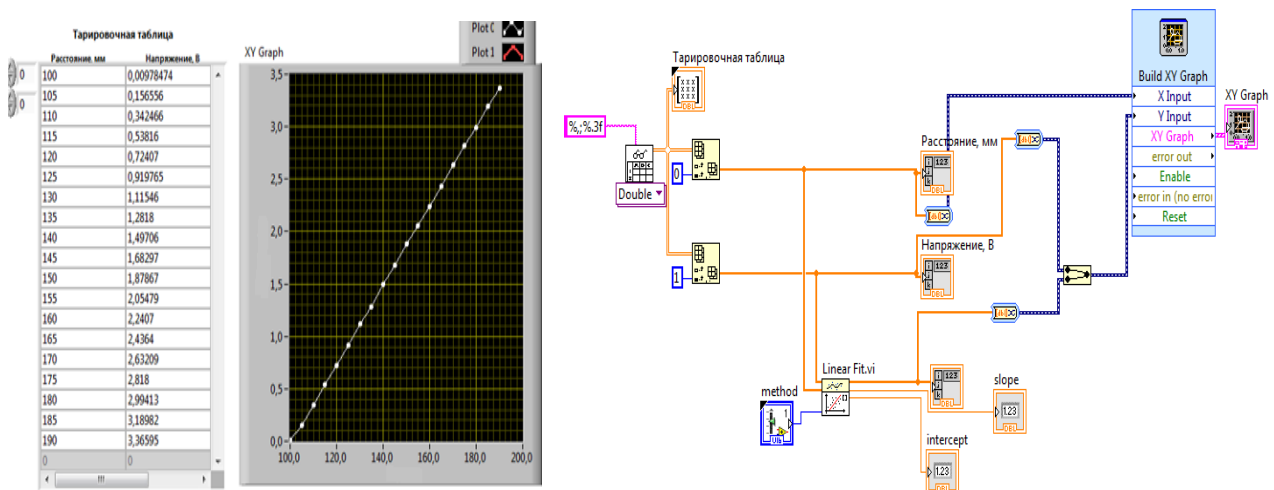


Рис. 3. Лицевая панель и блок-диаграмма виртуального лабораторного стенда для тарифовки датчика перемещений

Предложенное аппаратное и программное обеспечение для выполнения тарифовки датчика перемещений обеспечивает высокую точность определения метрологических характеристик датчика перемещений, сокращение времени на выполнение расчетных процедур за счет автоматизации вычислений. Кроме того, благодаря применению виртуального инструмента для построения линейной аппроксимации данных появляется возможность отследить проявление нелинейностей в функции преобразования датчика.

Список литературы

1. Глухова Н.В. Дослідження динамічних властивостей вимірювальних перетворювачів з використанням мікросистеми збору даних m-DAQ/OEM // Науковий вісник Національного гірничого університету. - 2012. - № 1. - С. 121-126.

О.В. Вовна, к.т.н., доц.; І.С. Лактіонов, аспірант

РОЗРОБКА ВИМОГ ДО ЗАСОБУ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ ВОЛОГОСТІ ҐРУНТУ

Ключові слова: контроль, чутливість, похибка, вологість, температура, вимірювач, опір.

Постановка задачі дослідження. З метою розробки агротехнічних прийомів по догляду за рослинами, а також раціональних режимів зрошення, необхідно знати ряд параметрів ґрунту, на якому вони зростають. Так як від цього, безпосередньо, залежить екологічна та економічна ситуація України. Одним з таких параметрів є вологість ґрунту. Існуючі методи визначення вологості ґрунту поділяються на: прямі та непрямі. Найбільшого поширення набули вимірювачі вологості ґрунту, які базуються на кондуктометричному методі аналізу. Даний факт обумовлено масо-габаритними показниками вимірювальної апаратури та простотою методик вимірювання. Отже, виникає задача розробки вимог до засобу вимірювального контролю вологості ґрунту з урахуванням дестабілізуючих факторів, що дозволить спроектувати макетний зразок вимірювача.

Рішення поставленої задачі. Вологість ґрунту може бути визначена кондуктометричним методом, шляхом вимірювання питомого електричного опору (ПЕО) ґрунту за допомогою чотириелектродної установки, еквівалентну електричну схему, якої представлено на рис. 1.

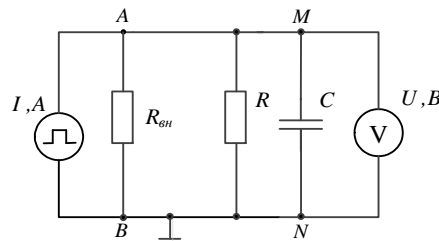


Рис. 1 – Еквівалентна електрична схема чотириелектродної установки вимірювання ПЕО ґрунту

На підставі схеми заміщення, яку представлено на рис. 1, напруга між вимірювальними електродами (М та N) визначається за формулою:

$$U = I \cdot Z_{\Sigma} = \frac{I}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_c^2} + \frac{1}{R_{вн}}}}, \quad (1)$$

де U – напруга між електродами М та N, [В]; I – струм між електродами А та В, [А]; R – активна складова повного опору ґрунту, [Ом]; X_c – ємнісна складова повного опору ґрунту, [Ом]; $R_{вн}$ – внутрішній опір джерела струму, [Ом].

Допустимий частотний діапазон живильного струму, а також ступінь дестабілізуючого впливу провідності йонів рідкої фази ґрунту можуть бути оцінені на підставі розрахунку параметру X_c . Дана фізико-хімічна величина відповідає за провідність ґрунтових пор, які заповнені або повітрям, або розчином електроліту (ґрунтовий розчин) [1, 2]. Узагальнену структуру процесу визначення ємнісної складової повного ПЕО ґрунту представлено на рис. 2.

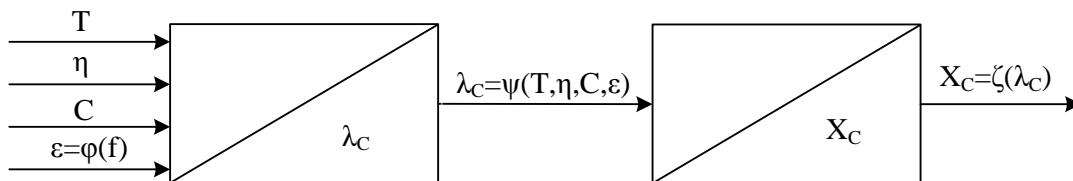


Рис. 2 – Узагальнена структура процесу визначення ємнісної складової повного ПЕО ґрунту

На рис. 2 введено наступні позначення: T – температура ґрунту, [К]; η – динамічна в’язкість розчинника, в даному випадку в якості розчинника виступає вода, [Па·с]; C – концентрація електроліту (рідка фаза ґрунту), [моль/л]; $\varepsilon=\varphi(f)$ – відносна діелектрична проникність розчинника, як функція частоти струму; λ_c – молярна електрична провідність, [См·м²/моль]; X_c – питома електрична провідність, [Ом·м].

З аналізу схеми, представленої на рис. 2 видно, що від частоти залежить тільки величина діелектричної проникності, від якої в свою чергу залежить величина ємнісної складової повного ПЕО ґрунту. Залежність діелектричної проникності ґрунтового розчину від частоти струму може бути встановлена за допомогою формули Дебая [3]:

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau}, \quad (2)$$

де ε_∞ – діелектрична проникність води при максимально високій частоті зовнішнього електричного поля, рівна від 4 до 5; ε_0 – типове значення діелектричної проникності води, рівне 81; j – уявна одиниця; ω – циклічна частота зовнішнього електричного поля [рад/с]; τ – характерний час релаксації молекули води, що дорівнює від 10⁻¹² до 10⁻¹³[с] [3].

Аналіз формули (2) показав, що амплітуда комплексної діелектричної проникності ґрунтового розчину в діапазоні від 10 до 10¹¹ Гц не залежить від частоти струму та дорівнює своєму типовому значенню 81.

Вплив температури та вологості ґрунту на його ПЕО визначається за формулою [4]:

$$\rho = e^{a+bt} \cdot W^c, \quad (3)$$

де ρ – ПЕО ґрунту, [Ом·м]; t – температура ґрунту, [°С]; W – відносна вологість ґрунту, [%]; $a=10,9$, $b=-0,03$ та $c=-1,3$ – постійні, що характеризують тип ґрунту (чисельні дані наведено для чорнозему).

З іншого боку, на підставі формули (1) опір ґрунту можна розрахувати за наступною формулою [1]:

$$\rho = \frac{K \cdot U \cdot X_c'}{\sqrt{(I \cdot X_c')^2 - (K \cdot U)^2}}, \quad (4)$$

де K – коефіцієнт установки, який визначається на підставі геометричних параметрів вимірювальної установки; X_c' – ємнісна складова повного ПЕО ґрунту, яку визначено з урахуванням дестабілізуючого впливу рН та пористості ґрунту.

Попередні дослідження дозволили встановити залежність ємнісної складової повного ПЕО від рН [2] та пористості ґрунту [4] в температурному діапазоні від 5 до 55 °С. Чисельне значення ємнісної складової повного ПЕО коливається в діапазоні від 0 до 21 Ом·м, максимальне значення 21 Ом·м спостерігається при рН=6.

На підставі формул (3) та (4) було отримано характеристику перетворення засобу вимірювального контролю вологості ґрунту при різних амплітудах струму живлення, в температурному діапазоні від 5 до 55 °С та рН=6, яку представлено на рис. 4.

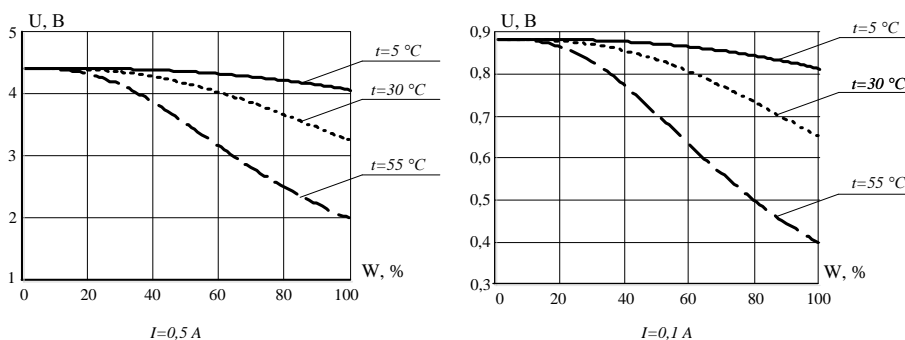


Рис. 4 – Характеристика перетворення засобу вимірювального контролю вологості ґрунту

Аналіз залежностей, які представлені на рис. 4, дозволив визначити діапазон напруги, що детектується між прийомними електродами, а також дозволив визначити чутливість функції напруги до зміни інформативного параметра вологості. Вихідна напруга вимірювача лежить в діапазоні від 882 до 652 мВ (при $t=30\text{ }^{\circ}\text{C}$ та $I=0,1\text{ A}$) та від 4,412 до 3,239 В (при $t=30\text{ }^{\circ}\text{C}$ та $I=0,5\text{ A}$). Середнє значення чутливості функції вихідної напруги до зміни вологості ґрунту в діапазоні від 0 до 100 % дорівнює 2,3 мВ/% (при $t=30\text{ }^{\circ}\text{C}$ та $I=0,1\text{ A}$) та 11,7 мВ/% (при $t=30\text{ }^{\circ}\text{C}$ та $I=0,5\text{ A}$). Даний факт свідчить про необхідність проведення вимірювань на струмі з більшою амплітудою. Також аналіз характеристики перетворення засобу вимірювального контролю вологості ґрунту показав, що в діапазоні 0 до 20 % функція вихідної напруги практично не чутлива до зміни параметра вологості, що свідчить про необхідність розробки методів та засобів підвищення чутливості вимірювача.

Прирівнявши праві частини рівнянь (3) та (4), а також після виконання математичних перетворень було отримано формулу для розрахунку вологості ґрунту:

$$W = \sqrt[3]{\frac{K \cdot U \cdot X_c'}{e^{a+b \cdot t} \cdot \sqrt{(I \cdot X_c')^2 - (K \cdot U)^2}}}, \quad (5)$$

На підставі формули (5), а також за умов, що виміряні значення дестабілізуючих параметрів дорівнюють: $I=0,5 \pm 0,001\text{ (A)}$; $t=30 \pm 1\text{ (}^{\circ}\text{C)}$; $K=2,38 \pm 0,04$ та $pH=6 \pm 0,05$, було отримано графік залежності абсолютної похибки визначення вологості ґрунту, який представлено на рис. 5.

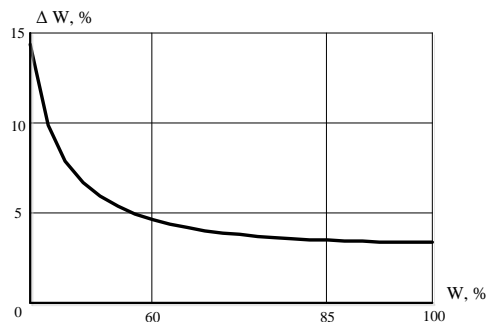


Рис. 5 – Абсолютна похибка визначення вологості ґрунту

Аналіз залежності, представленої на рис. 5 підтверджує той факт, що в діапазоні вологості від 0 до 20 % необхідно підвищувати чутливість функції вихідної напруги до інформативного параметру вологості ґрунту. У діапазоні вологості від 20 до 100 % похибка визначення вологості ґрунту не перевищує похибку вагового (градуювального) методу 7 % [5].

На підставі проведених досліджень було розроблено функціональну схему засобу вимірювального контролю вологості ґрунту, яку представлено на рис. 6.

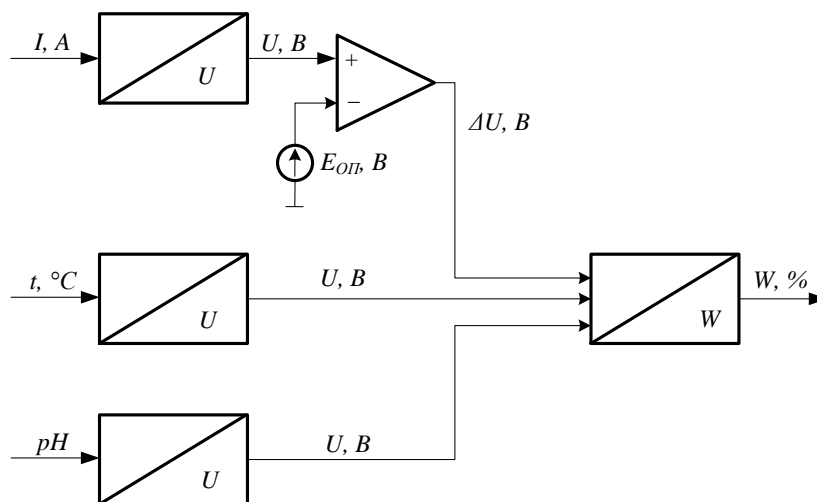


Рис. 6 – Функціональна схема засобу вимірювального контролю вологості ґрунту

Принцип дії розробленого вимірювача базується на вимірюванні ПЕО ґрунту кондуктометричним методом з урахуванням дестабілізуючого впливу температури та рН. Вихідна напруга вимірювача ПЕО ґрунту подається на диференційний підсилювач з метою підвищення чутливості вимірювача. Після аналого-цифрового перетворення вихідної напруги вимірювача виконується її перерахунок в еквівалентне значення вологості.

Висновки

1. Методами математичного моделювання проведено дослідження засобу вимірювального контролю вологості ґрунту, в результаті чого було поставлено вимоги до даного вимірювача: $I=0,5\pm 0,001$ А; $t=30\pm 1$ °С; $K=2,38\pm 0,04$ та $pH=6\pm 0,05$. Було визначено чутливість вимірювача, яка дорівнює 11,7 мВ/% та діапазон зміни абсолютної похибки – від 3 до 14 %.

2. Обґрунтовано необхідність врахування впливу дестабілізуючих факторів, а також шляхи їх компенсації, внаслідок чого було запропоновано функціональну схему засобу вимірювального контролю, що дозволить розробити макетний зразок вимірювача та проводити експериментальні дослідження в польових умовах.

Список літературних джерел

1. *Вовна А.В.* Математическая модель компьютеризированной системы измерительного контроля влажности почвы/ А.В. Вовна, И.С. Лактионов// Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: «Обчислювальна техніка та автоматизація». – Донецьк, 2013. – Випуск 2 (25). – с. 197 – 206.

2. *Краснов К.С.* Физическая химия. В 2 кн. Кн. 2. Электрохимия. Химическая кинетика и катализ: Учеб. для вузов/ К.С. Краснов, Н.К. Воробьев, И.Н. Горднев и др. – М. Высшая школа, 2001. – 319 с.

3. Физические свойства воды [электронный ресурс]: – Электронные данные. – Режим доступа: <http://all-about-water.ru/inductive-capacity.php>. – Дата доступа: май 2013. – Загл. с экрана.

4. *Нерпин С.В.* Физика почв/ С.В. Нерпин, А.Ф. Чудновский. – М.:Наука, 1967. – 584 с.

5. *ГОСТ 28268-89.* Межгосударственный стандарт. Почвы. Методы определения влажности, максимальной гигроскопической влажности и влажности устойчивого завядания растений. – М.: Стандартинформ, 2006. – 8 с.

КОНТРОЛЬ КІЛЬКІСНОГО ВМІСТУ КОМПОНЕНТІВ СКРАПЛЕНОГО НАФТОВОГО ГАЗУ

Ключові слова: пропан, бутан, густина, скраплений нафтовий газ, кількісний вміст компонентів, молярна маса, показник заломлення.

На сьогодні знаходять широке використання скраплені нафтові гази як паливо в двигунах автомобільного транспорту, так і установках муніципальних, промислових і сільськогосподарських об'єктів [1]. Скраплений нафтовий газ – це суміш пропану (C_3H_8), бутану (C_4H_{10}) і вуглеводних домішок – метил, етилен, пропілен, бутилен, амілен, гексилен, гептилен [2]. Їх вплив протягом довготривалого періоду на технологічне обладнання погіршує його роботу та може призвести до виходу з ладу. Це пов'язано з їх поганою розчинністю (етилен, пропілен, бутилен) та активним окисненням (амілен, гексилен, гептилен) [3].

Тому, постійний вимірювальний контроль кількісних складових скрапленого нафтового газу є надзвичайно важливим актуальним завданням, оскільки необхідно знати не тільки суміш пропан-бутану, але й наявність вуглеводних домішок.

Основними недоліками сучасних методів і сенсорів контролю скрапленого нафтового газу є складність технічного рішення процесу вимірювання та низька точність, що пов'язана з контролем співвідношення лише суміші пропан-бутан, тоді як наявність домішок не враховується.

В роботі запропоновано метод визначення кількісного вмісту компонентів суміші скрапленого нафтового газу при використанні різних температурних режимів. При цьому густину скрапленого газу при відповідних температурних режимах можна описати системою рівнянь

$$\begin{cases} k_1\rho_1 + k_2\rho_2 + k_3\rho_3 = \rho \\ k_1\rho'_1 + k_2\rho'_2 + k_3\rho'_3 = \rho' \\ k_1\rho''_1 + k_2\rho''_2 + k_3\rho''_3 = \rho'' \end{cases}$$

де k_1, k_2, k_3 – кількісний вміст пропану, бутану та вуглеводних домішок, відповідно; $\rho_1, \rho'_1, \rho''_1$ – густини пропану при температурах T_1, T_2, T_3 , відповідно; $\rho_2, \rho'_2, \rho''_2$ – густини бутану при температурах T_1, T_2, T_3 , відповідно; $\rho_3, \rho'_3, \rho''_3$ – густини вуглеводних домішок при температурах T_1, T_2, T_3 , відповідно; ρ, ρ', ρ'' – густини скрапленого нафтового газу при температурах T_1, T_2, T_3 відповідно.

Рішення системи рівнянь дає змогу визначити кількісний вміст пропану, бутану та вуглеводних домішок k_1, k_2, k_3 , відповідно

$$\begin{cases} k_1 = \frac{(\rho''_3\rho' - \rho'_3\rho'')(\rho'_3\rho_2 - \rho_3\rho'_2) - (\rho'_3\rho - \rho_3\rho')(\rho''_3\rho'_2 - \rho'_3\rho''_2)}{(\rho''_3\rho'_1 - \rho'_3\rho''_1)(\rho'_3\rho_2 - \rho_3\rho'_2) - (\rho'_3\rho_1 - \rho_3\rho'_1)(\rho''_3\rho'_2 - \rho'_3\rho''_2)} \\ k_2 = \frac{\rho'_3\rho - \rho_3\rho'}{\rho'_3\rho_2 - \rho_3\rho'_2} - k_1 \frac{\rho'_3\rho_1 - \rho_3\rho'_1}{\rho'_3\rho_2 - \rho_3\rho'_2} \\ k_3 = 1 - k_1 - k_2 \end{cases}$$

Оскільки густина описується як $\rho_0 = \frac{PM}{0.153RT}$, молярна маса – $M = \frac{9.591}{1.4752 - n} - 9.5$, а

тиск – $P = \frac{8P_0RT - \frac{27}{8} \frac{RT^2}{P_0V} + \frac{27}{64} \frac{R^2T^3}{P_0V^2}}{8P_0V - RT}$, то густини скрапленого нафтового газу при температурах

T_1, T_2, T_3 , відповідно, можна описати як

$$\rho = \frac{P_1}{0.153RT_1} \left(\frac{9.591}{1.4752 - n_1} - 9.5 \right), \quad \rho' = \frac{P_2}{0.153RT_2} \left(\frac{9.591}{1.4752 - n_2} - 9.5 \right),$$

$$\rho'' = \frac{P_3}{0.153RT_3} \left(\frac{9.591}{1.4752 - n_3} - 9.5 \right),$$

де P_1, P_2, P_3 – абсолютні критичні тиски скрапленого нафтового газу при температурах T_1, T_2, T_3 , відповідно, n_1, n_2, n_3 – показники заломлення скрапленого газу при температурах T_1, T_2, T_3 , відповідно.

Густини пропану при температурах T_1, T_2, T_3 , відповідно, можна описати як

$$\rho_1 = \frac{1}{0.153} \frac{8P_{01} - \frac{27 T_1}{8 V} + \frac{27 RT_1^2}{64 P_{01}V^2}}{8P_{01}V - RT_1} M_1, \quad \rho'_1 = \frac{1}{0.153} \frac{8P_{01} - \frac{27 T_2}{8 V} + \frac{27 RT_2^2}{64 P_{01}V^2}}{8P_{01}V - RT_2} M_1,$$

$$\rho''_1 = \frac{1}{0.153} \frac{8P_{01} - \frac{27 T_3}{8 V} + \frac{27 RT_3^2}{64 P_{01}V^2}}{8P_{01}V - RT_3} M_1,$$

де M_1 – молекулярна маса пропану, P_{01} – критичний тиск пропану.

Густини бутану при температурах T_1, T_2, T_3 , відповідно, можна описати як

$$\rho_2 = \frac{1}{0.153} \frac{8P_{02} - \frac{27 T_1}{8 V} + \frac{27 RT_1^2}{64 P_{02}V^2}}{8P_{02}V - RT_1} M_2, \quad \rho'_2 = \frac{1}{0.153} \frac{8P_{02} - \frac{27 T_2}{8 V} + \frac{27 RT_2^2}{64 P_{02}V^2}}{8P_{02}V - RT_2} M_2,$$

$$\rho''_2 = \frac{1}{0.153} \frac{8P_{02} - \frac{27 T_3}{8 V} + \frac{27 RT_3^2}{64 P_{02}V^2}}{8P_{02}V - RT_3} M_2,$$

де M_2 – молекулярна маса бутану, P_{02} – критичний тиск бутану.

Густини вуглеводневих домішок при температурах T_1, T_2, T_3 , відповідно, можна описати як

$$\rho_3 = \frac{1}{0.153} \frac{8P_{03} - \frac{27 T_1}{8 V} + \frac{27 RT_1^2}{64 P_{03}V^2}}{8P_{03}V - RT_1} M_3, \quad \rho'_3 = \frac{1}{0.153} \frac{8P_{03} - \frac{27 T_2}{8 V} + \frac{27 RT_2^2}{64 P_{03}V^2}}{8P_{03}V - RT_2} M_3,$$

$$\rho''_3 = \frac{1}{0.153} \frac{8P_{03} - \frac{27 T_3}{8 V} + \frac{27 RT_3^2}{64 P_{03}V^2}}{8P_{03}V - RT_3} M_3,$$

де M_3 – молекулярна маса вуглеводневих домішок, P_{03} – критичний тиск вуглеводневих домішок.

Таким чином, встановлено, що запропонований підхід дозволяє підвищити загальну точність визначення кількісного вмісту компонентів скрапленого нафтового газу завдяки врахуванню не тільки кількісного складу пропану й бутану, але й вуглеводневих домішок.

Список літературних джерел:

1. Рачевский Б.С. Сжиженные углеводородные газы / Б.С. Рачевский. – М.: Нефть и газ, 2009. – 640с.
2. Газы углеводородные сжиженные, поставляемые на экспорт. Технические условия : ГОСТ 21443-75 – [Чинний від 2004 – 02 – 01]. – М: Миннефтехимпром СССР, 2010. – 13 с.
3. Деркач Ф. А. Хімія / Ф. А. Деркач. – Л.: Вид.-во Львівського ун-ту, 1968. – 311 с.

Заблоцький В.Ю., к.т.н., доцент

МЕТРОЛОГІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ НАЛАГОДЖЕННЯ БАГАТОШПИНДЕЛЬНИХ ТОКАРНИХ АВТОМАТІВ В УМОВАХ БАГАТОНОМЕНКЛАТУРНОГО ВИРОБНИЦТВА

Підшипник, кільце, налагодження, верстат, квалітет, мікрокатор, різець, державка, багатонаменклатурне виробництво.

Існуюча технологія налагодження верстатів для оброблення робочих поверхонь кілець підшипників в умовах багатонаменклатурного виробництва є не достатньо ефективною. Основним недоліком даної технології є те, що в ній не розглянуто особливостей часто переналагоджуваного багатонаменклатурного дрібносерійного виробництва, яке існує на підприємствах підшипникової промисловості. Згідно використовуваної технології виготовлення кілець підшипників токарні операції виконуються на багатошпиндельних токарних автоматах (БТА) та напівавтоматах. Таким чином, постає проблема метрологічного забезпечення переналагодження верстатів для обробки деталей різного розміру.

Особливістю налагодження БТА в умовах гнучких виробничих систем (ГВС) є можливість інструментального налагодження поза верстатом, яке дозволяє зменшити затрати часу на налагодження, а також уникнути появи випадкових похибок обробки, викликаних налагодженням.

В умовах дрібносерійного багатонаменклатурного виробництва значні затрати часу пов'язані з допоміжними операціями технологічного процесу (переналагодження).

Для оптимізації технологічного часу в процесі багатоінструментальної токарної обробки застосування знаходять інструменти з механічним кріпленням пластин твердого сплаву, аналоги яких використовуються під час одноінструментальної токарної обробки. Такий інструмент володіє цілими рядом переваг порівняно з напайним.

Проведені дослідження показали, що для багатьох переходів та операцій оброблення деталей на БТА можуть успішно застосовуватися різці з механічним кріпленням пластин твердого сплаву, в тому числі і для оброблення робочих поверхонь кілець підшипників.

Для розроблення конструкцій різців використовують принцип згідно якого інструмент повинен мати взаємозамінні елементи і налагоджуватись на певний розмір поза верстатом, оскільки мова йде про часто переналагоджувальне багатонаменклатурне виробництво, при якому з'являється необхідність за короткі проміжки часу змінювати інструментальні налагодження в залежності від типорозміру виготовлюваних кілець підшипників.

Особливістю даної технології є те, що попереднє налагодження різця на необхідний розмір виконується безпосередньо на верстаті за допомогою регульовальних гвинтів різця, супорта або державки. Перший налагоджений на верстаті різець є еталонним для налагодження положення мікрокатора на індикаторній стійці з врахуванням розміру підставки.

Налагодження взаємозамінних інструментів забезпечує точність розмірів оброблюваних деталей до 7-9 квалітетів точності із значним скороченням часу налагодження. Якщо налагодження за пробними проходами продовжується 5-6 хвилин на кожен різець, то в налагодженні поза верстатом з використанням спроектованих державок 1-1,5 хв. Для взаємозамінного налагодження різців, що встановлюються в швидкозмінних державках, заміна інструменту триває 10-15 секунд. У взаємозамінному налагодженні інструмент використовують зазвичай до повного його зношування на робочій поверхні, що дозволяє збільшити кількість можливих переточувань, скоротити їх працездатність та виключити можливість появи браку.

Список літературних джерел

1. Марчук В.І. Формування багатоінструментальних налагоджень в автоматизованій системі технологічної підготовки токарних автоматів / Марчук В.І., Смалюк А.Л., Бокій О.О. // *Mechanics'98*. – Rzeszow university of technology, Vol. 2, Poland, 1998. – С. 111- 114.

2. Марчук В.І., Заблоцький В.Ю. Технологічні особливості побудови та функціонування адаптивних модульних систем механічної обробки / Марчук В.І., Заблоцький В.Ю. // *Наукові нотатки: міжвузівський збірник (за напрямком "Інженерна механіка")* - Луцьк: Луцький державний технічний університет, - 2000. Вип.8. – С. 167-170.

С.П.Кононов, к.т.н., доцент; Ю.А.Максимчук, студент

КОМПЕНСАЦІЯ ПОХИБКИ ФОРМУВАННЯ ЧАСТОТНИХ МІТОК У СВПІ-ГЕНЕРАТОРАХ ІВС

Ключові слова: свіп-генератор, ІВС, панорамне вимірювання, частотна характеристика, динамічна похибка, частотна мітка, період.

Запропонований метод формування частотних міток свіп-генератором інформаційної вимірювальної системи (ІВС) дозволяє суттєво зменшити динамічну похибку розташування міток на екрані панорамного вимірювального приладу.

Під час панорамного вимірювання частотних характеристик електронних кіл важливим є правильний вибір параметрів свіп-генератора ІВС [1]. Через зростання швидкості зміни частоти свіп-генератора частотні мітки формуються із динамічними похибками [2]. Дана проблема вирішується заміною пилоподібної (рис.1, а) зміни частоти свіп-генератора на трикутну (рис 1.б).

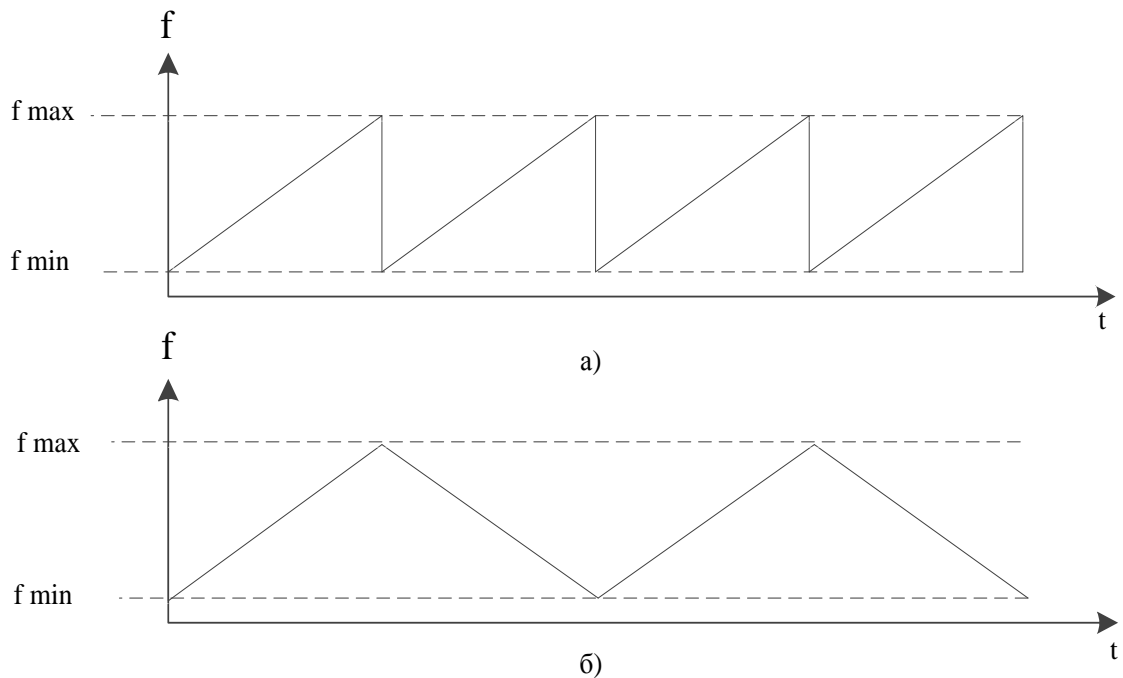


Рис. 1 – Зміна частоти свіп-генератора

Для визначення положення у часі t_M основної частотної мітки M (рис.2.), потрібно сформулювати по дві додаткових мітки на кожному із напівперіодів. На півперіоді, де частота зростає, мітки M'_1, M'_2 формуються симетрично за частотою до частотної мітки M , а на півперіоді, де частота свіп-генератора спадає, третя та четверта додаткові мітки M'_3, M'_4 , формуються на тих самих частотах, що і мітки M'_1, M'_2 . Створені додаткові мітки $M'_1 - M'_4$ мають динамічну похибку Δt . Кожній додатковій мітці відповідає мітка із її правильним положенням, тобто без динамічної похибки – це мітки: $M_1 - M_4$ (рис.2).

Точне в часі розташування частотної мітки M знаходиться за нижче наведеною формулою:

$$t_M = \frac{t_1 + t_2}{2}. \quad (1)$$

При цьому час появи мітки M_1 розраховується згідно виразу:

$$t_1 = \frac{(t_1' - \Delta t) + (T - (t_4' - \Delta t))}{2}, \quad (2)$$

де T – період зміни частоти свіп-генератора. Аналогічно, правильне положення мітки M_2 :

$$t_2 = \frac{(t_2' - \Delta t) + (T - (t_3' - \Delta t))}{2}. \quad (3)$$

Спростивши (2) і (3) отримаємо, що динамічна похибка Δt компенсується:

$$t_1 = \frac{t_1' - t_4' + T}{2}; \quad (4)$$

$$t_2 = \frac{t_2' - t_3' + T}{2}. \quad (5)$$

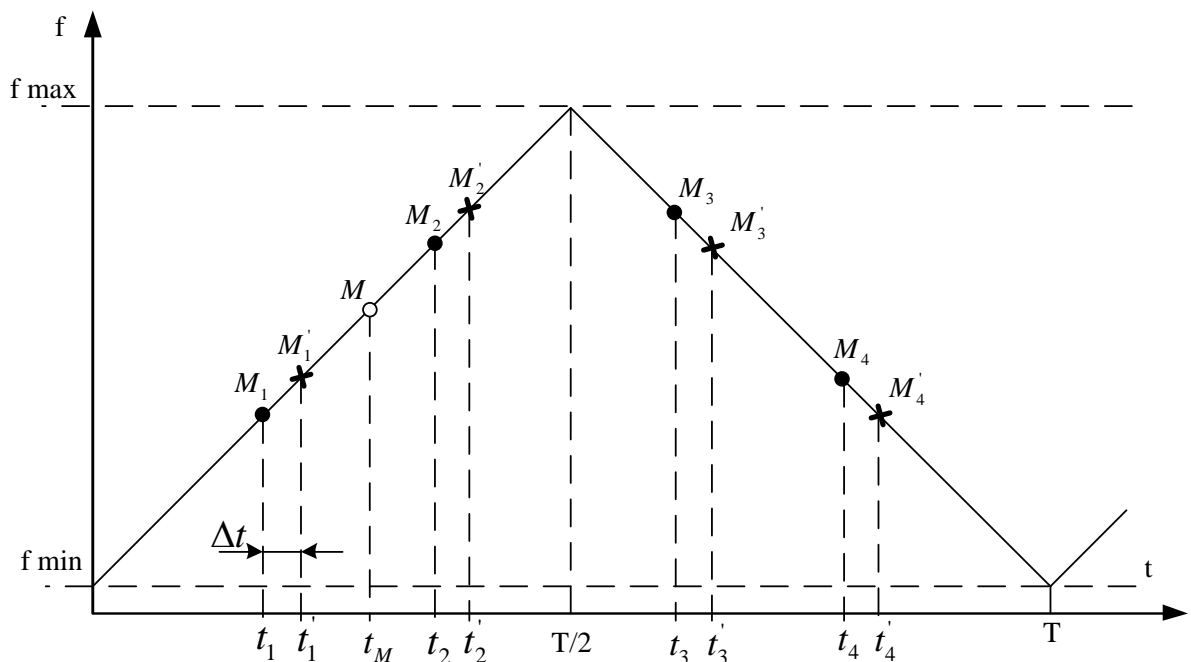


Рис.2 – Формування основної та допоміжної частотних міток

Згідно виразу (1) знаходимо точне положення в часі основної мітки M :

$$t_M = \frac{t_1' - t_4' + t_2' - t_3' + 2T}{4}. \quad (6)$$

Застосування розглянутого способу компенсації похибки формування частотних міток у свіп-генераторах підвищує точність отриманих результатів у ІВС.

Списки літературних джерел

1. Винокуров В.И. Электрорадио измирения: Учебное пособие для вузов, – М.: Высшая школа, 1986. – 346 с.
2. Харкевич А.А. Спектры и анализ: Учеб. пособие для вузов. – М.: Государственное издательство физико-метематической литературы, 1962. – 236 с.: ил.

И.В. Онищенко, А.В. Слицкий, аспирант

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ С МНОГОРАЗЯДНЫМИ ИНТЕГРИРУЮЩИМИ АЦП

Ключевые слова: измерительный канал, АЦП двойного интегрирования, мост переменного тока.

В высокочувствительных измерительных системах, где используются импедансные сенсоры, информативное изменение выходного параметра первичного преобразователя может составлять от единиц ppm до нескольких процентов его номинального значения. В таких системах применяют измерительные каналы на основе мостовых измерительных цепей переменного тока, включающих указанные сенсоры, которые уравнивают при нулевом значении измеряемого параметра. Информативным сигналом при этом является выходной сигнал моста. Для его высокодискретного измерения целесообразно применять многоразрядные интегрирующие АЦП с изменяемой постоянной интегрирования (multi-slope integration), в частности 18-разрядные MAX-132.

Однако данному типу АЦП присуща специфическая дифференциальная нелинейность преобразования, связанная с функциональной неустойчивостью согласования результатов преобразования старших и младших разрядов полученного цифрового кода [1]. Она проявляется в виде зон повышенных вариаций результатов измерения, распределенных равномерно на узких участках шкалы АЦП с периодичностью 64 единицы младшего разряда. Из-за этого точность приборов с таким АЦП оказывается в несколько раз ниже потенциально возможной. В [1] описан способ повышения линейности характеристики преобразования путем усреднения данных, полученных при многоступенчатой модуляции измерительного сигнала. Его недостатком является существенное снижение быстродействия приборов. Устранение данного недостатка возможно двумя предлагаемыми методами.

При первом из них в мостовую измерительную цепь вводится дополнительный ЦАП, управляемый контроллером прибора, который может смещать выходной сигнал моста. В процессе измерений с помощью указанного ЦАП производится сканирование некоторого участка характеристики преобразования АЦП, находятся зоны повышенной дисперсии, а затем, этим же ЦАП, рабочая точка устанавливается и удерживается в промежутках между такими зонами. Соответствующему такому смещению код дополнительного ЦАП учитывается при обработке результатов измерений. По полученным экспериментальным данным приведенная погрешность от нелинейности характеристики преобразования в таком канале может быть на уровне 0,001%.

Другой метод заключается в использовании 3х интегрирующих АЦП указанного выше типа, выполняющих поочередное интегрирование сигнала при суммарной длительности интегрирования 10мс и периодичности измерения 10мс, с усреднением 2х смежных результатов измерения каждого АЦП. Таким методом, кроме улучшения линейности, можно повысить помехоустойчивость канала при его высоком быстродействии и получить поток данных со скоростью 50 отсчетов/сек при подавлении сетевой помехи с частотой 50 Гц и всех её гармоник.

Литература:

[1] Мельник В.Г., Семенычева Л.Н. Повышение точности узкодиапазонных импедансометрических каналов прямого преобразования. Технічна електродинаміка, №3, 2011р., с.73 – 80.

Д.А. Чупис, аспирант; Д.Н. Кузнецов канд. техн. наук, доц.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЭРОДИНАМИЧЕСКОГО СТЕНДА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРИТЕЛЕЙ СКОРОСТИ И ТЕМПЕРАТУРЫ ГАЗОВЫХ ПОТОКОВ

Ключевые слова: динамические характеристики, аэродинамический стенд, стратификация, тестовые воздействия, исследование потока, измерительный преобразователь, постоянная времени.

Актуальность. В настоящее время измерительные преобразователи температуры, скорости и расхода газовых потоков нашли широкое применение на производстве в автоматизированных системах управления различными технологическими процессами. Автоматические методы управления, использующие современные принципы регулирования, основаны на достоверном знании статических и динамических характеристик (ДХ) элементов системы [1], [2]. ДХ играют решающую роль в обеспечении оптимальных законов регулирования и заданного запаса устойчивости системы в целом.

Несмотря на широкую востребованность, в большинстве метрологических центров, у производителей средств измерений (СИ) и других заинтересованных организаций отсутствуют технические средства для динамической градуировки и контроля ДХ средств измерений. Существующие способы оценки ДХ измерительных преобразователей температуры и скорости газовых потоков, основанные на косвенном методе определения реакции на стандартные электрические тестовые воздействия, во многих случаях дают неудовлетворительные результаты, отличающиеся от результатов измерений, полученных в реальных условиях эксплуатации датчиков.

Таким образом, проблема определения ДХ измерительных преобразователей температуры и скорости газовых потоков в условиях, максимально приближенных к реальным условиям эксплуатации, является весьма актуальной.

Для решения этой задачи на кафедре электронной техники Донецкого национального технического университета совместно с СКТБ «Турбулентность» Донецкого национального университета начаты работы по созданию комплекса технических средств, позволяющих экспериментально определять ДХ датчиков температуры и скорости газовых потоков и оценивать влияние на ДХ условий проведения измерений (температуры и скорости), конструктивных особенностей и материалов исследуемых преобразователей.

Целью работы является разработка и исследование аэродинамического стенда для определения ДХ измерительных преобразователей скорости и температуры газовых потоков, широко используемых в системах автоматического управления различными технологическими процессами и экологического мониторинга.

Стенд предназначен для имитации стандартных тестовых воздействий в условиях, приближенных к реальным условиям эксплуатации датчиков. Стенд представляет собой аналог аэродинамической трубы разомкнутого типа для создания стратифицированного двухслойного потока воздуха с заданными параметрами скорости и температуры, изменяющимися по закону дельта функции и функции Хевисайда (ступенчатое воздействие). В рабочей части стенда формируется поток с прямоугольным профилем скорости, малыми пульсациями скорости и минимальным размером переходной зоны между стратами. При проведении исследований датчик переносят из одной страты в другую за время на порядок меньшее, предполагаемой постоянной времени.

Конструкция стенда представлена на рис. 1. Установка работает следующим образом: поток воздуха с заданными параметрами скорости создается вентиляторами, нагревается до заданной температуры нагревателями 2 (при создании температурной стратификации); представляющими собой решетку из цилиндрических галогенных ламп общей мощностью 600 Вт. Колена 3 осуществляют переход с круглого сечения канала диаметром 125 мм на прямоугольное сечение с поперечными размерами 55 мм на 110 мм. Прямые участки канала 4 поперечными размерами 55 мм на 110 мм и длиной 1 м служат для установления режима потока. Хонейкомб 5 разбивает крупные вихри на более мелкие и уменьшает величину масштаба и степени турбулентности потока. Хонейкомб представляет собой набор тонкостенных трубок (ячеек) диаметром 5 мм,

длиной 50 мм (соотношение диаметра и длины 1:10) [3]. Наличие стенок ячеек затрудняет поперечное движение, а, следовательно, выравнивает поток, делает его более однородным и уменьшает турбулентность потока; детурбулизирующие сетки 6 так же предназначены для выравнивания потока. Важным элементом конструкции стенда является плоский конфузор 7, представляющий собой сужающее сопло, устанавливаемое перед рабочей частью для создания более однородного поля скоростей и давлений, а также увеличения скорости потока.

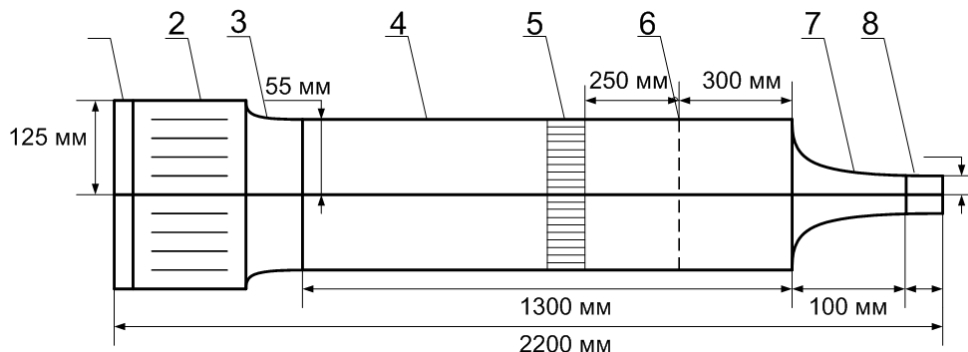


Рисунок 1 – Конструкция стенда: 1- вентилятор; 2- нагреватель; 3- колено; 4- прямой участок канала; 5- хонейкомб; 6- детурбулизирующие сетки; 7- конфузор 8- прямая надставка

При проектировании стенда нами проведен расчет кривой обвода конфузора с использованием кривой Витошинского для случая плоского конфузора согласно [3]:

$$y = \frac{y_2}{1 + \left(\frac{y_2 - y_1}{y_1} \right) \frac{z}{l}},$$

где y – текущая высота конфузора на расстоянии z от начала координат; y_1 и y_2 – высота выходного и входного сечений; l – длина конфузора; $y_2 = y$ при $z = 0$; $y_1 = y$ при $z = l$.

Коэффициент поджатия выбран равным 5. Длина конфузора 100 мм. Уменьшение длины ухудшает поле скоростей и увеличивает градиент давлений в рабочей части. На выходе конфузора предусмотрена небольшая прямолинейная надставка длиной 20 мм для стабилизации потока. Толщина стенки, разделяющей два симметричных канала конфузора равна 0,2 мм для обеспечения минимального переходного слоя между двумя потоками.

Для исследования тонкой структуры потока стенда разработан и изготовлен термоанемометр постоянной температуры с нагретой нитью [4], являющийся одним из немногих приборов, удовлетворяющим требованиям, предъявляемым к средствам измерения характеристик турбулентных течений. Чувствительный элемент датчика изготовлен из вольфрамовой проволоки диаметром 8 мкм и длиной 5 мм, практически не вносит возмущений в поток, имеет хорошую пространственную разрешающую способность и малую инерционность при измерении пульсаций (постоянная времени менее 0,01 с).

Результаты исследования структуры изотермического потока воздуха стенда при помощи термоанемометра представлены на рисунках 2, 3. Как видно из рисунка 2, при коротком прямом участке канала поток не успевает сформироваться. Увеличение длины прямого участка положительно сказывается на качестве потока. Установка конфузора позволяет получить на выходе качественный, почти прямоугольный профиль скорости (рис. 3 а). Детурбулизирующая сетка дополнительно спрямляет поток (рис. 3 б). В то же время, установка хонейкомба не оказала значительного влияния на качество потока, поэтому он был исключен из конструкции стенда.

Измерения на срезе конфузора проведены с шагом 0,1 мм. Обработка результатов измерений проводилась с учетом требований ГОСТ 8.207, ДСТУ ГОСТ ИСО 5725.

По результатам проведенных исследований получены следующие характеристики потока в рабочей области на выходе конфузора стенда:

- диапазон скоростей в рабочей части стенда от 0,5 м/с до 10 м/с;
- диапазон температур: от 20 °С до 80 °С;
- размер ядра потока с неравномерностью поля скорости не более 0,1 % – 7 мм;
- переходная зона между двумя потоками – не более 2 мм.

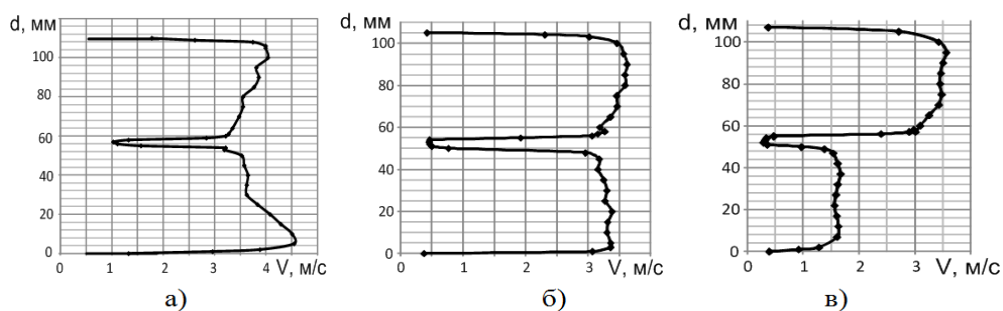


Рисунок 2 – Профили скорости на срезе прямого участка плоского канала

- а) при равных расходах и установленном прямолинейном участке длиной 5 гидродинамических диаметров;
 б) при равных расходах и установленном прямолинейном участке длиной 10 гидродинамических диаметров;
 в) при соотношении расходов 1:2 и установленном прямолинейном участке длиной 10 гидродинамических диаметров

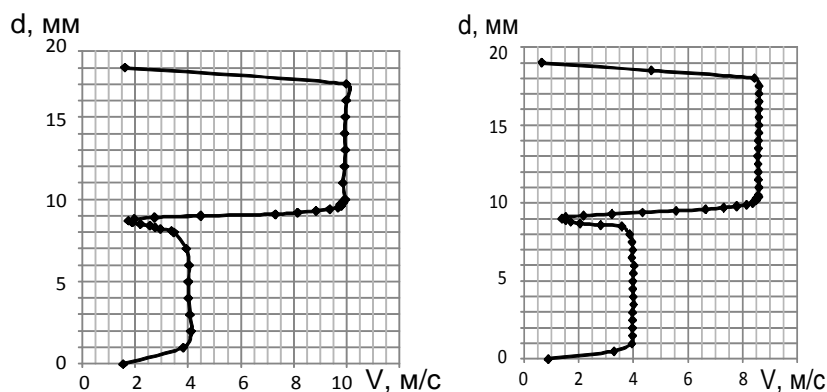


Рисунок 3 – Профили скорости на срезе конфузора

- а) без установки сетки; б) с сеткой установленной перед конфузоров

При переносе датчика из одной страты в другую со скоростью 1 м/с, время нахождения в переходной зоне равно 2 мс. Таким образом, стенд позволяет определять динамические характеристики измерителей скорости и температуры, имеющие на порядок большую постоянную времени $\tau = 20$ мс и более.

Выводы. 1. Установлены экспериментальным путем конструктивные параметры стенда (длина прямого участка канала, кривая обвода конфузора, наличие сетки и хонейкомба), обеспечивающие близкий к прямоугольному профиль скорости потока с неравномерностью не хуже 0,1 % и переходной зоной между стратами 2 мм.

2. Стенд обеспечивает двухслойную стратификацию потока по скорости в диапазоне 0,5...10 м/с и температуре в диапазоне 20...80 °С, что позволяет формировать тестовое воздействие в виде функции Хевисайда для динамической градуировки датчиков в условиях, моделирующих реальные физические процессы эксплуатации датчиков. Стенд применим для определения ДХ термисторных, пленочных и некоторых проволочных датчиков температуры и скорости.

Список литературных источников:

- 1 ДСТУ ГОСТ 8.009 :2008 ГСИ. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений; введ. 2008-10-01.– М.: Издательство стандартов, 1985. – 38с.
- 2 ДСТУ ГОСТ 8.256:2008 ГСИ. Нормирование и определение динамических характеристик аналоговых средств измерений. Основные положения; введ. 2008-10-01.– М.: Издательство стандартов, 1985. – 9с.
- 3 Повх И. Л. Аэродинамический эксперимент в машиностроении–Л. :Машиностроение, 1974.– 479с.
- 4 Кузнецов Д.Н. Исследование ниточного термоанемометра постоянной температуры при различных перегревах нити / Д.Н. Кузнецов, Д.А. Чупис, А.С Руденко // Зб.наук.пр. ДонНТУ. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. – 2013. –Вип. 2 (25). – с.225-231.
- 5 В.С. Khoo Fundamental Fluid Dynamics Research / В.С. Khoo, F. Durst// Dantec Dynamics.– № СТА7.– (www.dantecdynamics.com)

Мельник Т.М., студент

МЕТРОЛОГІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ КУТОВИХ ШВИДКОСТЕЙ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИХ ЕЛЕКТРОМОТОРІВ

Ключові слова: кутова швидкість, електромотор, частота обертання.

Процес синхронізації кутових швидкостей кількох силових електромоторів (ЕМ) пов'язаний з підвищеними вимогами до точності виготовлення виробів та їх якості, в результаті чого виникає проблема побудови системи вимірювального контролю кутових швидкостей ЕМ, їх синхронізації та розробки метрологічного забезпечення за для досягнення необхідної єдності вимірювань.

Розроблена схема високоточної синхронізації кутових швидкостей роторів ЕМ запускається за командою задавача кутової швидкості через перетворювач напруги в частоту U/f , МК, ЦАП, підсилювачів та ЧР. Далі за допомогою ТП, вимірюються кутові швидкості роторів кожного із ЕМ, які потім перетворюються у сигнали напруги, підсилюються та подаються на АЦП, що перетворює інформативний сигнал у цифровий код. Цей код обробляється у мікроконтролері, який обчислює частоти обертання роторів кожного із ЕМ та порівнює їх між собою. Якщо несинхронність обертання ЕМ перевищує задану межу, то на виході МК формується цифровий код для збільшення (чи зменшення) частоти обертання допоміжного ЕМ2, на ту величину, на яку він відхиляється від частоти обертання головного ЕМ1. Сформований бінарний код перетворюється в аналогову величину за допомогою ЦАП, підсилюється і подається на керуючі входи частотного регулятора. Відразу ж після появи такого сигналу ЧР2 автоматично за розробленим адаптивним алгоритмом підстроюється під частоту обертання головного ЕМ1, і таким чином автоматично контролює несинхронність обертання роторів силових ЕМ. Цей цикл повторюється завжди при включеній системі.

Рівняння вимірювання кутових швидкостей роторів декількох електромоторів (ЕМ) на заданих частотах має вигляд $\Delta N_o = N_{o1} - N_{o2} = \frac{60f_{оп}}{A_1 z_M} - \frac{60f_{оп}}{A_2 z_M}$, де $\Delta N_{o,1}$ – несинхронність

обертання роторів ЕМ (до 5000 об/хв); N_{o2} – частота обертання ротора допоміжного ЕМ (до 5000 об/хв); $f_{оп}$ – опорне значення частоти квантування (16 МГц); A_1, A_2 – кількість імпульсів, z_M – кількість прорізів у модуляторі ($z_M=30$). Відносна похибка квантування ΔN_o при вимірюванні частот

обертання розраховується за формулою $\delta N_o = \frac{N_o z_M}{60f_{оп}}$.

Відносна похибка опорної частоти внутрішнього генератора дорівнює $\pm 2,5 \cdot 10^{-7}$. Температурний коефіцієнт частоти опорного генератора не більше $\pm 1 \cdot 10^{-9}$ на 1°C .

Сумарна стандартна невизначеність синхронізації кутових швидкостей роторів ЕМ виражену в об/хв розраховуємо за формулою $u_c = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2} = 4,38 \text{ об/хв}$.

Таким чином, результат вимірювального контролю кутових швидкостей роторів ЕМ запишемо у вигляді $0,73 \leq \Delta N_o \leq 17,89 \text{ об/хв}$, при $p=0,95$ або $\Delta N_o = \overline{\Delta N_o} \pm U_{0,95} = 9,31 \pm 8,58 \text{ об/хв}$, при $p = 0,95$.

Список літературних джерел

1. Васілевський О. М. Основи теорії невизначеності вимірювань : [навчальний посібник] / О. М. Васілевський, В. Ю. Кучерук. – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 172 с. - ISBN 978-966-641-454-3.
2. Васілевський О. М. Елементи теорії підвищення точності вимірювання та синхронізації кутових швидкостей роторів взаємозв'язаних електромоторів: [монографія] / О. М. Васілевський, П. І. Кулаков. – Вінниця: ВНТУ, 2011. – 176 с. - ISBN 978-966-641-420-8.

Орехова Ю.В., студент

МЕТРОЛОГІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЗАСОБУ ВИМІРЮВАННЯ рН

Ключові слова: рівень рН, кислотність, концентрація іонів, потенціометричний метод.

Для безлічі хімічних і біохімічних процесів важливим є контроль такого параметру, як водневий показник або рН. Цей показник є величиною, що відображає активність іонів водню, тобто ступінь кислотності (або лужності) вимірюваного розчину. Кислотність середовища має важливе значення для хімічних і біологічних процесів, оскільки можливість перебігу або ж напрям тієї чи іншої реакції часто залежить від рН середовища. Також водневий показник рН широко використовується для характеристики кислотно-основних властивостей різних біологічних середовищ.

В практиці аналізу розчинів значне місце займають потенціометричні методи вибіркового вимірювання активної концентрації певних іонів. Потенціометричний метод базується на використанні закону Нернста, що встановлює залежність електродного потенціалу від активної концентрації відповідних йонів у розчині.

При дослідженні ґрунту рН є однією з найбільш важливих характеристик. Різні ґрунти можуть мати рН від 4,5 до 10. За значенням рН, зокрема, можна судити про вміст у ґрунті поживних речовин, а також про те, які рослини можуть успішно рости на даному ґрунті.

Велике значення мають вимірювання рН дощової води, яка може виявитися досить кислою через присутність в ній сірчаної та азотної кислот. Ці кислоти утворюються в атмосфері з оксидів азоту та сірки (IV), які викидаються з відходами численних виробництв, транспорту, котельень та ТЕЦ. Відомо, що кислотні дощі з низьким значенням рН (менше 5,6) гублять рослинність, живий світ водою. Тому постійно ведеться контроль рН дощової води [1].

Прилад для вимірювання рН складається з перетворювача П-210, до якого приєднується імітатор електродної системи. Імітатор електродної системи складається з імітатора вихідної напруги електрода, де формується постійна напруга електродної системи в діапазоні ± 1800 мВ, та датчика температури для вимірювання опору термометра опору. Перетворювач промисловий П-210 призначений для перетворення е. р. с. чутливих елементів первинних перетворювачів, що застосовуються для потенціометричних вимірювань, в електричний безперервний вихідний сигнал постійного струму і напруги. Перетворювачі з чутливими елементами первинних перетворювачів використовуються для безперервних потенціометричних вимірювань в системах безперервного контролю та автоматичного регулювання технологічних процесів різних галузей народного господарства. Візуальний відлік вимірюваної величини виробляється в цифровій формі в одиницях рХ (рН), мВ (Еh). При випуску з виробництва перетворювачі налаштовують для роботи на діапазоні від 6 до 8,5 рН (нормуюче значення 2,5 рН при вимірюванні одновалентних катіонів) з координатами ізопотенціальної точки: $rH_i = 7$ і $E_i = -50$ мВ. Перетворювач П-210 має виходи по напрузі і струму для підключення самописних потенціометрів з межами вимірювань 50; 100 мВ, а також вторинних записуючих і регулюючих струмових приладів. Перетворювач складається з блоку перетворення і вхідного підсилювача. На лицьовій панелі розташовані цифрове табло блоку індикації та органи управління перетворювачем. Встановивши на імітаторі електродної системи значення е.р.с. та температуру розчину, вимірюють значення рН, знявши покази на цифровому табло приладу П-210. Значення е. р. с. електродної системи отримують шляхом розрахунку за формулою $E_i = -50 - (54,196 + 0,1984 t_p) * (pH - 7)$ при різних значеннях рН та температури. Діапазон вимірювання рН : 0 – 14; температури: 0 - 100°C [4].

Отже, створений лабораторний стенд для вимірювання рН та відповідне методичне забезпечення дають змогу студентам ознайомитися з вимірюванням рН, необхідними приладами для проведення цього вимірювання та здійснювати вимірювання кислотності середовища.

Список літератури:

1. Поліщук Є.С., Дорожовець М.М., Стадник Б.І., Івахів О. В., Бойко Т. Г. та ін.: Засоби та методи вимірювань неелектричних величин. – Львів: Видавництво «Бескид Біт», 2008. – 618 с.
2. Поліщук Є.С., Дорожовець М.М., Яцук В.О. та ін. Метрологія та вимірювальна техніка. – Львів: Видавництво «Бескид Біт», 2003. – 544 с.

П.І. Кулаков, к.т.н., доцент

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ЗАГАЛЬНОГО УДОЮ СТІЙЛОВОЇ ДОЇЛЬНОЇ УСТАНОВКИ

Ключові слова: стійловий молокопровід, дозатор молока, лічильник молока, похибка вимірювання сумарного удою.

Стійлові доїльні установки мають найбільше розповсюдження на території України (наприклад, УДМ-200 "Брацлавчанка"). На них доїння відбувається шляхом послідовного підключення двох або трьох доїльних апаратів до вакуумпровода та тварин, які вишикувані в лінію. В кожній лінії знаходиться 20-25 тварин. У корівнику знаходиться від чотирьох до восьми ліній. Молоко від кожної тварини потрапляє в молокопровід, після чого стікає в дозатор, який знаходиться в кінці кожної лінії. Після того, як в дозаторі накопичується порція молока визначеного об'єму, спрацьовує зливний клапан і порція зливається в автоматичну мішалку або холодильну установку. Загальний удій на всіх лініях вимірюється приладом ЦНС.

При використанні стійлової доїльної установки для підрахунку порцій молока в кожній лінії використовується блок управління дозатором молока типу БУДМ або лічильник порцій молока типу СПМ. Для визначення сумарного удою використовується прилад ЦНС, що підключається до лінії передачі інформації паралельно до всіх приладів, встановлених на доїльній установці. Принцип визначення сумарного удою на стійловій доїльній установці за допомогою вищевказаних приладів полягає в наступному: при формуванні дозатором на стійловому молокопроводі порції молока в 1 кг, відбувається інкрементація показань відповідного приладу (СПМ або БУДМ), після чого прилад формує імпульс тривалістю 1 мс, котрий через оптично - ізольовану лінію передачі даних надходить на прилад ЦНС. Останній підраховує імпульси від усіх паралельно з'єднаних приладів й інкрементує показання за надходженням кожного імпульсу. Відповідно дискретність показань ЦНС складає 1 кг [1-3].

Може статися випадок, коли на прилад ЦНС одночасно надходять імпульси від декількох приладів. В такому разі відбувається їхнє накладання, що приводить до втрати вимірювальної інформації. Для зменшення впливу цього явища на результат визначення загального удою, лічильник ЦНС зараховує два імпульси, якщо тривалість імпульсу, що надійшов на його вхід, перевищує 1.3 мс. Зменшити складову похибки вимірювання сумарного удою, зумовлену накладанням вихідних імпульсів приладів БУДМ або СПМ, можливо шляхом використання спеціалізованих інтерфейсів обміну даними (наприклад CAN або RS485), що викликає підвищення вартості як окремого приладу, так і системи в цілому.

Після дослідження факторів, що впливають на результат вимірювання сумарного удою, виділено наступні складові похибки: складова, зумовлена похибкою тарування дозатора; складова похибки, зумовлена накладанням імпульсів від різних приладів; суб'єктивна складова похибки визначення удою; складова похибки визначення удою, зумовлена накопиченням молочного каменю на стінках дозатора та у зливному клапані; складова похибки визначення удою, зумовлена перешкодами в лінії передачі даних.

Таким чином, виділено п'ять основних складових похибки вимірювання сумарного удою при використанні приладів БУДМ, СПМ та ЦНС. Як було встановлено в результаті експериментальних досліджень, чотири з них малі, в порівнянні з домінуючою складовою, яка зумовлена таруванням дозатора, тому їхнім внеском у результуючу похибку можна знехтувати.

Список літературних джерел

1. Лічильник порцій молока СПМ-02. Паспорт, технічний опис і інструкція з експлуатації. – Брацлав, 2007. – 16 с.
2. Блок управління дозатором молока БУДМ-01. Паспорт, технічний опис і інструкція з експлуатації. – Брацлав, 2012. – 16 с.
3. Лічильник загального удою ЦНС-02. Паспорт, технічний опис і інструкція з експлуатації. – Брацлав, 2006. – 16 с.

УСТРАНЕНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ АЦП

Для измерительных систем, где информативное изменение выходного параметра первичного преобразователя составляет единицы ppm от его номинального значения, целесообразно использовать мостовые измерительные цепи переменного тока для достижения высокой разрешающей способности и снижения влияния шумов.

Для измерения выходного сигнала моста целесообразно применять АЦП с двойным интегрированием, которые имеют высокую чувствительность, например многоуровневый АЦП с изменяемой постоянной интегрирования (multi-slope integration) 18-разрядный MAX-132.

Однако данному типу АЦП присуща специфическая нелинейность преобразования, связанная с функциональной неустойчивостью согласования результатов преобразования 12-ти старших и 6-ти младших разрядов полученного цифрового кода. Она проявляется в виде зон повышенных вариаций результатов измерения, распределенных равномерно по шкале АЦП с периодичностью 64 единицы младшего разряда. Вероятной причиной таких вариаций является воздействие внутренних помех на компаратор АЦП. Из-за этого разрешающая способность приборов с таким АЦП оказывается в несколько раз ниже потенциально возможной.

Устранение данного недостатка возможно двумя предложенными методами: 1) путем смещения положения рабочей точки на шкале АЦП, 2) использованием одновременно 3х интегрирующих АЦП.

Для первого метода в мостовую измерительную цепь вводится дополнительный ЦАП, управляемый контроллером прибора, который может модулировать выходной сигнал моста. Контроллер анализирует дисперсию выходных кодов АЦП перед обработкой. В процессе измерений с помощью указанного ЦАП производится сканирование некоторого участка характеристики преобразования АЦП, находятся зоны повышенной дисперсии, а затем рабочая точка устанавливается между такими зонами. Соответствующему такому смещению код дополнительного ЦАП учитывается при обработке результатов измерений. По полученным экспериментальным данным отношение разрешающей способности к полному диапазону измерения в таком канале может быть на уровне 0,001%.

При использовании 3х интегрирующих АЦП, выполняющих поочередное интегрирование сигнала при суммарной длительности интегрирования 10мс и периодичности измерения 10мс, с усреднением 2х смежных результатов измерения каждого АЦП, а затем усреднения полученных таким образом данных по всем трем АЦП можно получить поток данных со скоростью 50 отсчетов/сек с подавлением сетевой помехи с частотой 50 Гц и всех её гармоник. Если использовать один АЦП с периодом измерения 10мс подавляются только 1,3, 5... гармоники. Четные гармоники не подавляются. Если увеличить частоту (период 5мс) будет подавляться также 2я, но 4,6,... не будут подавляться. Можно аналитически определить какие гармоники сети подавляются при 2, 3, 4, 5... за 1/2 периода сети (10мс). Лучшее подавление гармоник сети при аналоговом интегрировании объясняется тем, что оно эквивалентно цифровому интегрированию с очень большим числом выборок.

А.М. Попенака, М.О. Петрище, С.Л. Крутов

ОБЛАДНАННЯ ДЛЯ МЕТРОЛОГІЧНОЇ ПЕРЕВІРКИ АНАЛІЗАТОРІВ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Ключові слова: цифровий вимірювальний перетворювач, якість електричної енергії, засіб вимірювальної техніки, базовий блок, вимірювання, метрологічне забезпечення

Чинним в Україні стандартом ГОСТ 13109, яким встановлюються вимоги до якості електричної енергії, визначаються також вимоги до обладнання, яким контролюються її параметри. На сьогоднішній день на ринку засобів вимірювальної техніки (ЗВТ) достатньо широко представлені аналізатори якості електричної енергії, які призначено як для постійного моніторингу якості електричної енергії в комплектних розподільчих устаткуваннях (наприклад Diris A40, виробництва Socomes), так і для періодичного контролю (наприклад, Fluke 434 та Elspec G4400, відповідних виробників).

Враховуючи постійне зростання кількості таких ЗВТ в експлуатації актуальним питанням є їх метрологічне забезпечення.

При розробці робочих еталонів, які відтворюють та/або вимірюють певні параметри якості електричної енергії, в першу чергу необхідно вирішити завдання комплексної перевірки метрологічних характеристик згаданих аналізаторів.

Для вирішення такого завдання запропоновано вимірювально-обчислювальний комплекс модульного складу (рис.1).

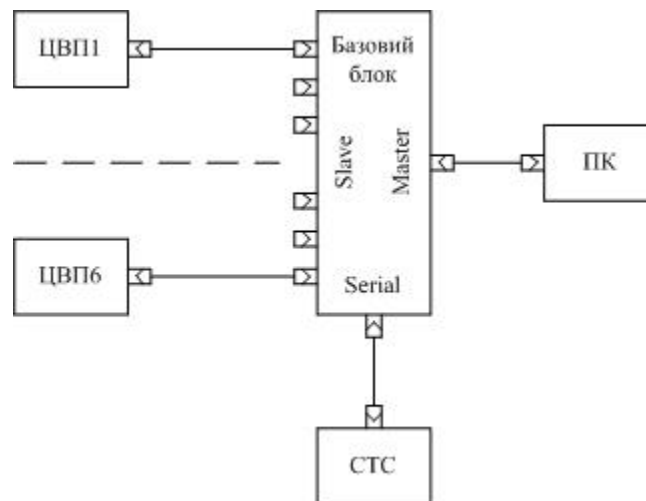


Рис. 1. Узагальнена структурна схема вимірювально-обчислювального комплексу

До складу вимірювально-обчислювального комплексу входять три цифрові вимірювальні перетворювачі струму, три цифрові вимірювальні перетворювачі напруги, базовий блок, синтезатор тестових сигналів та персональний комп'ютер.

Цифрові вимірювальні перетворювачі (ЦВП) призначені для вимірювання миттєвих значень відповідних величин. До складу кожного ЦВП входять масштабний перетворювач, прецизійний аналого-цифровий перетворювач (ПАЦП), швидкодіючий аналого-цифровий перетворювач (ШАЦП), блок гальванічного розділення кіл та інтерфейс USB. Масштабний перетворювач має 4 діапазони перетворення. Робочий діапазон обирається засобами програмного забезпечення у відповідності до амплітудного значення вимірювальної величини, при цьому забезпечена можливість попереднього вибору діапазону вимірювання та його фіксації на весь час вимірювання. ПАЦП є основним елементом ЦВП та забезпечує метрологічні характеристики ЦВП при вимірюванні напруги або сили постійного (в режимі роботи з частотою дискретизації 1,4 кГц) та змінного (в режимі роботи з частотою дискретизації 13 кГц) струму. ШАЦП призначений для вимірювання сигналів з високим коефіцієнтом нелінійних спотворень (частота дискретизації

77 кГц). Блок гальванічного розділення кіл та інтерфейс USB забезпечують безпечне підключення ЦВП до базового блоку. Вихідними сигналами ЦВП є потоки миттєвих значень вхідних сигналів у вигляді цифрового коду. Ці сигнали характеризуються похибкою перетворення та похибкою синхронізації в часі з іншими компонентами комплексу.

Базовий блок призначений для вимірювання часових інтервалів та частоти, підключення та живлення ЦВП, а також для керування синтезатором тестових сигналів (СТС). Для вимірювання часових інтервалів та частот в базому блоці встановлено джерело опорної частоти, при цьому існує можливість використання будь-якого зовнішнього джерела каліброваної частоти. В разі відсутності опорної частоти використовується системна частота ПК, в цьому разі результати вимірювання частот та інтервалів часу є інформативними (похибка вимірювання не нормується). Базовий блок містить пристрій для генерації сигналу прямокутної форми з заданою користувачем частотою. Вихідна частота може бути встановлена як постійна, так і змінна у відповідності до вимірюваних комплексом параметрів (наприклад, частота пропорційна вимірюваній потужності, аналогічно до еталонних лічильників електричної енергії).

СТС призначений для відтворення випробувальних режимів із заданими параметрами (амплітудні та діючі значення напруги та сили струму, кути зсуву фаз, амплітудні та фазові спектри сигналів тощо) при дослідженні метрологічних характеристик аналізаторів якості електричної енергії та інших електровимірювальних приладів (амперметрів, вольтметрів, ватметрів, фазометрів, синхроскопів, лічильників електричної енергії тощо). В разі підключення виходу СТС до входу ЦВП комплекс може функціонувати в режимі калібратора: обрані параметри випробувальних режимів автоматично регулюватимуться у відповідності із заданими значеннями.

Персональний комп'ютер (ПК) використовується для керування всіма компонентами комплексу, обчислення похідних величин, протоколювання та наочного відображення результатів вимірювання.

Робота комплексу базується на синхронному вимірюванні первинних величин, що характеризують вимірювані сигнали: миттєвих значень напруги, сили струму та часових інтервалів. Отримані первинні дані є базовими для обчислення наступних похідних величин: діючих значень напруги та сили струму, активної, реактивної, повної потужності та енергії, частоти напруги та сили змінного струму, амплітудні та фазові характеристики гармонійного складу напруги та струму, провали напруги та тимчасові перенапруження, коливання напруги та інші параметри якості електричної енергії. Програмне забезпечення дозволяє доповнювати перелік та правила обчислення похідних величин. Зміна правил обчислення в першу чергу актуальна при вимірюванні реактивної енергії, оскільки на сьогоднішній день не існує згоди щодо її обчислення.

Для обробки результатів вимірювання потоки даних поділяються на періоди. Початок та кінець періода визначаються сигналом синхронізації, в якості якого може бути обраний будь-який із вхідних сигналів напруги, сили струму та частоти. При роботі з СТС сигналом синхронізації є сигнал прямокутної форми, що подається на відповідний вхід базового блоку. При роботі без СТС (наприклад, при використанні комплексу з іншими джерелами випробувальних сигналів або при проведенні вимірювань) сигналом синхронізації є сигнал з найбільшою амплітудою.

Комплекс дозволяє візуалізувати результати вимірювань та обчислень. Існує можливість побудови векторних діаграм, графіків форм кривих напруги, сили струму, потужності, їх спектри, графіки зміни параметрів електричних сигналів у часі, графік розподілу результатів вимірювання, графіки залежності одних результатів спостережень від інших (наприклад, графік залежності похибки вольтметра від напруги).

Програмне забезпечення дозволяє математичну обробку та документування результатів вимірювання, зокрема є можливість розрахувати середньоквадратичне відхилення результату вимірювання та апроксимувати залежність одних результатів від інших ступеневим поліномом.

Завдання метрологічного забезпечення самого комплексу відносно легко вирішується, оскільки для підтвердження метрологічних характеристик достатньо визначити метрологічні характеристики комплексу при вимірюванні напруги та сили постійного та змінного струму та час розсинхронізації між елементами комплексу.

Розробка такого комплексу дозволяє вирішити питання автоматизації при визначенні метрологічних характеристик під час проведення перевірки або державної метрологічної атестації багатьох типів електровимірювальних приладів.

Впровадження розробленого комплексу в роботу метрологічних центрів сприятиме зменшенню часових витрат та підвищенню ефективності цілого ряду метрологічних робіт.

В.Б.Большаков, д.т.н., с.н.с.; Н.І.Косач, д.т.н., с.н.с.

ОСОБЛИВОСТІ КАЛІБРУВАННЯ ЗВТ ВИТРАТИ

Ключові слова: витратомір, витратомірна установка, еталон, калібрування, методика калібрування, невизначеність.

В останній час все більш увагу приділяють процесу калібрування засобів вимірювальної техніки (ЗВТ). Це пов'язано з впровадженням в Україні ДСТУ ISO/IEC 17025:2006 «Загальні вимоги до компетентності випробувальних та калібрувальних лабораторій», який призваний сприяти визнанню результатів калібрування різними країнами, якщо їх лабораторії дотримуються вимог цього стандарту і якщо вони отримують акредитацію від органів, що уклали угоди про взаємне визнання з подібними органами інших країн, які використовують цей стандарт. Тобто використання цього стандарту полегшує співпрацю між лабораторіями та іншими органами, сприяє обміну інформацією, досвідом, а також гармонізації стандартів і процедур.

Згідно з цим стандартом калібрування ЗВТ, зокрема й ЗВТ витрати, може здійснюватися як застандартизованими методами, незастандартизованими методами, так і методами, розробленими калібрувальною лабораторією.

На відміну від повірки, за результатами якої встановлюється придатність чи непридатність ЗВТ до застосування, тобто його відповідність приписаним метрологічним характеристикам, калібрування призначено саме визначати метрологічні характеристики ЗВТ, зокрема їх похибку, яка може не відповідати приписаній, а придатність же ЗВТ до застосування визначає безпосередньо сам власник. Таким чином, за результатами калібрування можуть бути встановлені метрологічні характеристики ЗВТ, які будуть відрізнятися від приписаних, але які ніяким чином не будуть свідчити про непридатність ЗВТ до застосування, якщо вони будуть відповідати тому процесу вимірювань, у якому буде застосовуватися цей ЗВТ.

Але, щоб з достатньою ймовірністю можна було би довіряти результатам калібрування, в калібрувальних лабораторіях повинна бути забезпечена простежуваність проведених лабораторією калібрування до Міжнародної системи одиниць (SI). Для цього калібрувальна лабораторія встановлює простежуваність вимірювання своїх власних еталонів та вимірювальних інструментів із системою SI за допомогою нерозривного ланцюга калібрування або зіставлень, що зв'язують їх із відповідними первинними еталонами одиниць системи SI. Зокрема, зв'язок з одиницями системи SI можна досягти посиленням на національні еталони. Також калібрування ЗВТ повинно здійснюватися за відповідними методиками, які, в свою чергу, повинні пройти процедуру верифікації та узгодження.

Як правило, калібрування ЗВТ витрати здійснюють на робочих еталонах – проливних установках різного принципу дії і типу [1]. Згідно з ДСТУ 4403:2005 «Метрологія. Державна повірочна схема для засобів вимірювання об'ємної та масової витрати рідини й об'єму та маси рідини, що протікає по трубопроводу» всі ці установки можуть бути атестовані (повірені) за допомогою робочих еталонів, запозичених з інших повірочних схем, як-то мірників, гир, термометрів, мір часу та частоти тощо. Це пов'язано з тим, що витратоміри установки, які є робочими еталонами, у більшості не є пересувними і не можуть брати одиницю безпосередньо від державного еталона. Але, для отримання легітимних результатів, необхідно, щоб всі робочі еталони, які запозичені з інших повірочних схем для калібрування витратомірних установок, а також все устаткування, використовуване для проведення калібрування, зокрема устаткування для допоміжних вимірювань (наприклад, умов довкілля), що має істотний вплив на точність та вірогідність результатів калібрування, повинні бути відкалібровані на відповідних еталонах з установленою простежуваністю.

До відома, згідно з ДСТУ ISO/IEC 17025:2006 простежуваність результатів метрологічних робіт, що виконує лабораторія, до національних еталонів не обов'язково потребує використання послуг національного метрологічного інституту країни, у якій вона розташована. Простежуваність буде легітимною, як що вона буде мати місце до міжнародних еталонів або національних еталонів інших країн, які мають відповідні СМС (calibration and measurement capabilities) на відповідному сайті JCRB (Об'єднаного комітету регіональних метрологічних організацій та ВІРМ). Тобто, якщо калібрувальна лабораторія бажає мати простежуваність вимірювання до національного

метрологічного інституту іншої країни, ця лабораторія повинна вибрати національний метрологічний інститут, що активно бере участь у діяльності BIPM (Міжнародне бюро мір та ваг), безпосередньо або за посередництвом регіональних метрологічних органів (РМО), таких як COOMET, EURAMET, SIM, AFRIMET тощо.

Безпосередню ж передачу розміру одиниць витрати від первинного еталона витратомірним проливним установкам може бути здійснено тільки за допомогою еталонів передавання, в якості яких застосовується набір еталонних витратомірів, які калібруються на первинному еталоні.

Як відомо, для отримання репрезентативних результатів калібрування робочих еталонів необхідно провести понад 10 вимірювань в одній точці діапазону за однакових умов. От тут і кроються деякі особливості калібрування витратомірів. Зупинимося на основних, які можуть суттєвим чином впливати на результати калібрування.

По-перше, ці особливості стосуються того, що всі робочі еталони витрати рідини, зокрема первинний еталон, являють собою проливні установки – складні гідродинамічні устаткування із системами автоматичного регулювання витрати, які повинні відтворювати і підтримувати задані значення витрат у вимірювальних ділянках еталонних установок. Із-за особливості і складності гідродинамічних процесів в проточних трактах установок, такі системи не можуть повторювати та підтримувати задані значення витрати у одній точці діапазону протягом всього часу калібрування. Тобто, еталонні установки не можуть відтворити одне і теж значення витрати.

По-друге, під час проведення калібрування неможливо підтримувати однакову температуру вимірювальної рідини протягом всього терміну калібрування витратоміра. Це пов'язано з тим, що під час роботи насосні агрегати нагріваються і тим самим нагрівають вимірювальну рідину, яку перекачують, і її температура змінюється.

Таким чином, основними факторами, які впливають на результати калібрування витратомірів і які необхідно безпосередньо враховувати при вимірюваннях і обробці їх результатів це – неможливість створення і підтримання 10 однакових витрат і температури вимірювальної рідини при здійсненні вимірювань в «одній точці».

Поряд з переліченими факторами на результати калібрування витратомірів можуть впливати ще багато факторів, перелік яких залежить як від типу витратомірів, так і від типу витратомірної установки, тобто її принципу дії і складу. Тому для здійснення калібрування витратомірів різних типів на різних витратомірних установках повинні бути розроблені відповідні методики калібрування з урахуванням всіх впливових факторів.

Одною з вимог ДСТУ ISO/IEC 17025:2006 є те, що при калібруванні необхідно мати та застосовувати процедуру оцінювання невизначеності вимірювання. У деяких випадках метод калібрування витратомірів може перешкоджати ретельному, обґрунтованому з погляду метрології та статистики розрахунку невизначеності вимірювання. У таких випадках необхідно, принаймні, спробувати ідентифікувати всі складові частини невизначеності та провести репрезентативне обґрунтування оцінювання, яке повинно спиратися на доскональне знання методу відтворення одиниці витрати та враховувати наявний досвід і дані попередніх оцінювань на придатність.

Під час оцінювання невизначеності вимірювання всі складові невизначеності, що є істотними для методу, що застосовується, повинні бути прийняті до уваги за допомогою відповідних способів аналізування. Треба враховувати те, що одними з джерел невизначеності є (але не обмежуються) використовувані еталонні витратомірні установки, використовувані методи та устаткування, довкілля, властивості та стан витратоміра, що підлягає калібруванню, а також оператор. Додаткову інформацію з оцінки невизначеності можна отримати з ISO 5725 [2] та Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement.

За результатами калібрування витратомірів видається Свідоцтво про калібрування, яке повинно містити результати вимірювань, зокрема, їх невизначеність.

Список літературних джерел

1. Косач Н.І. Сучасна витратомірна установка для метрологічного забезпечення вимірювань витрати рідини // УМЖ. - № 4. - 1999. С. 52-55.
2. ДСТУ ГОСТ ИСО 5725-(1...6):2005 Точність (правильність і прецизійність) методів вимірювання.

О.Ф. Єнікєєв, к.т.н., доцент; Л.М. Щербак, д.т.н., професор

ВИМІРЮВАЛЬНА ІНФОРМАЦІЯ ТЕХНОЛОГІЇ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ АЛМАЗНОГО ШЛІФУВАННЯ

Ключові слова: вимірювальна інформація, технологія алмазного шліфування, апаратно-програмні засоби, миттєва швидкість обертання шліфувального круга, еталонні рівні девіації.

Вступ. Впровадження сучасних інформаційних та енергозберігаючих технологій у машинобудуванні, включає процеси алмазного шліфування деталей твердих сплавів, базується на розробці нових методів та апаратно-програмних засобів вимірювань. Традиційну технологію процесом алмазного шліфування орієнтовано на підтримку заданих режимів роботи механізмів шліфувального верстату. До них входять двигуни постійного або змінного струму, шліфувальний круг з алмазним інструментом, механізми поперечної та повздовжньої подачі шліфувального круга. Режими роботи шліфувального верстату встановлює оператор з урахуванням технологічних можливостей верстату, геометричних розмірів заготовки деталей для обробки, виду матеріалу, типу алмазного інструменту, а також прийнятого «квалітету» чистоти та заносить до бази даних системи програмного управління роботою шліфувального верстату. Після проведення процесу шліфування оператор виконує контроль якості поверхні деталі, що оброблена верстатом, шляхом вимірювань її мікронерівностей. Перевищення амплітуди мікронерівностей деякого допуску, величина якого у вигляді нормативу встановлюється заданим «квалітетом» чистоти, призводить до відбракування деталі. Організація періодичного контролю поточної якості в традиційній технології орієнтована на припинення технологічного циклу обробки деталі для виконання відповідних вимірювань. Такі зупини збільшують час обробки деталі та знижують продуктивність шліфувального верстату. Побудова систем зі зворотнім зв'язком по стану мікронерівностей деталей викликає технічні складності, які обумовлено відсутністю відповідних первинних перетворювачів і на сьогодні в практиці алмазного шліфування не реалізовано.

Виконуючі механізми шліфувальних верстатів (двигуни постійного або змінного струму) є досить енергоємними. Тому розробка інформаційної технології неперервного режиму процесу алмазного шліфування є складною науково-технічною проблемою, яка при своїй реалізації суттєво скорочує тривалість технологічного циклу обробки деталей з заданими мікронерівностями, знижує відсоток браку, дає підприємству економію електричної енергії.

У даній доповіді в основному розглянуті питання формування вимірювальної інформації для подальшої розробки інформаційної технології процесу неперервного алмазного шліфування.

Постановка завдання. Доповідь присвячена, в основному, розробці методу та апаратно-програмних засобів вимірювань для забезпечення неперервного процесу алмазного шліфування деталей. Також коротко розглянуті питання подальшого використання вимірювальної інформації при розробці апаратно-програмної реалізації інформаційної технології процесу неперервного алмазного шліфування деталей твердих сплавів.

Основні результати. Запропонований метод використання зміни частоти (девіації) швидкості обертання шліфувального круга в якості інформаційного частотно-модульованого сигналу про стан мікронерівностей. Апаратно-програмні засоби системи вимірюють миттєву швидкість обертання шліфувального круга та формують інформаційний частотно-модульований сигнал - сигнал девіацій. Еталонні рівні значень сигналу девіацій визначені на основі можливих «квалітетів» чистоти поверхні деталі, яку оброблено, та внесено до бази даних процесу алмазного шліфування у вигляді нормативів. У цьому випадку сигнал девіації є джерелом непрямої інформації про фактичні мікронерівності та сигналом зворотного зв'язку, який містить в собі інформацію про відхилення прогнозованого «квалітету» чистоти від встановленого програмою обробки партії деталей. Реалізація цієї ідеї дозволила побудувати замкнену автоматизовану систему для отримання прогнозованої якості поверхні деталі без посередніх вимірювань її мікронерівностей.

На основі інформаційного забезпечення процесу алмазного шліфування з використанням методу управління зі зворотнім зв'язком, а також методів безпосереднього цифрового та покоординатного управління авторами розроблено нову структурну схему побудови автоматизованої системи, яка буде описана далі.

Розглянуто питання розробки методів підвищення метрологічних характеристик вимірювальних перетворювачів сигналу девіацій швидкості обертання шліфувального круга. Встановлено, що визначальною складовою похибки вимірювань девіацій є кінематична похибка виготовлення первинного перетворювача. Процес прецизійних вимірювань сигналу девіацій полягає в розробці апаратних засобів для зменшення похибок вимірювань. Один з можливих шляхів розв'язування цієї задачі є виконання метрологічних випробувань. У результаті отримуємо поправки, які вносяться до банку даних автоматизованої системи та враховуються її апаратно-програмними засобами при визначенні сигналу девіацій. До їх складу також входить первинний перетворювач, який формує сигнал для синхронізації, та відповідний перетворювальний пристрій.

Для компенсації кінематичної похибки пропонується метод багатоканальних вимірювань інтервалів часу, які формуються однією рисою первинного перетворювача та відповідають повному оберту валу шліфувального верстату. При таких вимірюваннях сигналу миттєвої швидкості обертання шліфувального круга ця складова не впливає на тривалість сформованих інтервалів часу. Зсув за часом дискретних відліків часової реалізації сигналу девіацій, які виникають як наслідок кінематичної похибки виготовлення первинного перетворювача, являють собою динамічну похибку. Проведено оцінювання динамічної похибки зсувів за часом дискретних відліків сигналу девіацій. Абсолютне значення цієї похибки по результатам вимірювань визначено таким чином

$$\Delta_{\text{дин}} = \frac{1}{z} \sum_{i=0}^{z-1} [\Delta\omega(i\Delta t + \sigma_{\text{с.м.}}) - \Delta\omega(i\Delta t)], \quad (1)$$

де z – кількість рисок первинного перетворювача, $\sigma_{\text{с.м.}}$ – допуск на виготовлення зубчастого колеса заданого класу точності, $\Delta\omega$ – девіації швидкості обертання.

З точністю до величин другого порядку меншості відносно динамічної похибки первинного перетворювача вираз (1) можна представити у виді

$$\Delta_{\text{дин}} = \frac{1}{T} \int_0^T [\Delta\omega(\Omega t + \Omega\sigma_{\text{с.м.}}) - \Delta\omega(\Omega t)] dt, \quad (2)$$

Для гармонійного сигналу вираз (2) після математичних перетворень набуває наступного вигляду

$$\Delta_{\text{дин},i} = \frac{2A_i}{\pi} \sin(\varphi_i - 0.5i\Omega\sigma_{\text{с.м.}}) \sin(i\Omega\sigma_{\text{с.м.}}). \quad (3)$$

Відносно похибку гармонійного сигналу отримано у такому вигляді

$$\delta_i = \frac{2}{\pi} \sin(\varphi_i - 0.5i\Omega\sigma_{\text{с.м.}}) \sin(i\Omega\sigma_{\text{с.м.}}). \quad (4)$$

Динамічну похибку первинного перетворювача авторами визначено з урахуванням внесків гармонійних складових до сигналу девіацій

$$\delta_{\text{дин}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{10} (A_i \delta_i)^2}{\sum_{i=1}^{10} A_i^2}}. \quad (5)$$

Результати розрахунків динамічної похибки первинного перетворювача довели ефективність запропонованого методу апаратної компенсації кінематичної похибки первинного перетворювача. Розроблено оригінальний пристрій для вимірювань девіацій [1]. Апаратні засоби пристрою реалізують таку інформаційну технологію обробки сигналу миттєвої швидкості обертання. Вихідний сигнал первинного перетворювача за допомогою лічильника та дешифратора перетворюється у декілька імпульсних послідовностей, які відповідають моментам проходження біля чутливого елемента датчика однієї риски та подаються на вхід відповідного каналу для вимірювань інтервалів часу. Кількість цих каналів у складі пристрою визначається кількістю рисок первинного перетворювача. Апаратну реалізацію каналів для вимірювань проведено на основі методу дискретизації за часом. Усунення взаємних зв'язків вихідних сигналів каналів при їхньому поєднанні у сигнал вимірювальної інформації для пристрою цифрової обробки сигналу миттєвої швидкості обертання шліфувального круга виконується за допомогою лічильників. Об'єм останніх та частота генератора синхронізації обираються таким чином, щоб переповнення лічильника виконувалося за час трохи менший ніж середній період вхідної імпульсної послідовності. Як наслідок цього з вимірювальної інформації кожного каналу вилучається проміжок часу, який має

задану тривалість. За допомогою логічної схеми АБО виконується поєднання вихідних сигналів каналів в сигнал вимірювальної інформації. Кількість імпульсів цього сигналу за допомогою лічильника перетворюється у двійковий код, який накопичується у оперативній пам'яті мікроконтролеру. Інформаційна технологія обробки сигналу миттєвої швидкості цим блоком складається з таких обчислювальних процедур: виділення сигналу девіацій та його подання у вигляді обмеженого ряду Фур'є.

Запропоновано інформаційну технологію для підвищення ефективності процесу алмазного шліфування в умовах неповної інформації на основі його бази даних та інформаційного забезпечення. Нова концепція побудови автоматизованої системи реалізує комбінований принцип управління процесом алмазного шліфування з використанням непрямих вимірювань мікронерівностей та покоординатних впливів на верстат. У доповіді відмічається, що проблема прецизійних вимірів миттєвої швидкості обертання шліфувального круга полягає у наявності кінематичної похибки виготовлення первинних перетворювачів. Уперше запропоновано метод, який апаратно компенсує вказану похибку, та на його основі розроблено інформаційно-вимірювальний пристрій. Розроблено інформаційну технологію та програмне забезпечення для апаратних засобів виділення сигналу девіацій із сигналу миттєвої швидкості обертання шліфувального круга.

Пристрій, який запропоновано авторами, знайшов застосування при вимірюваннях девіацій обертання колінчастого валу дизеля 10Д100 [2] та шліфувального круга [3, 4], при обробці верстатом поверхонь деталей з твердих сплавів. На основі статистичної обробки дослідних даних з використанням інформаційного підходу визначено його метрологічні характеристики та встановлено ефективність.

Далі коротко зупинимось на другій частині доповіді, в якій будуть розглянуті питання подальшого використання вимірювальної інформації, яка була розглянута вище. Розглядається питання реалізації такої технології шляхом запропонованої складної комп'ютеризованої системи, архітектура якої має три рівні функціонування.

Апаратно-програмні засоби комп'ютеризованої системи першого рівня реалізують задачі традиційної технології програмного управління процесом алмазного шліфування.

Апаратно-програмні засоби комп'ютеризованої системи другого рівня використовують девіації швидкості обертання шліфувального круга в якості вхідного сигналу для оцінювання мікронерівностей поверхні деталі, що оброблюється верстатом.

Апаратно-програмні засоби комп'ютеризованої системи третього рівня реалізують нову технологію процесу алмазного шліфування, яка передбачає періодичну правку алмазного інструменту для відновлення його ріжучої спроможності. Запропоновано процес алмазно-іскрового шліфування у якості методу автоматичної правки шліфувального круга на металевому зв'язуванні. Технічна реалізація апаратних засобів будується на пошуці непрямих методів для вірогідного оцінювання ріжучої спроможності шліфувального круга та побудові нового технологічного циклу обробки деталі.

Висновки. Таким чином, інформаційну технологію, яку запропоновано для підвищення ефективності процесу алмазного шліфування в умовах неповної інформації реалізовано тривірневою комп'ютеризованою системою.

Список літературних джерел:

1. А.с. № 1538679 (СССР). Устройство для контроля неравномерности вращения вала двигателя внутреннего сгорания / Марченко Б.Г., Борисенко А.Н., Еникеев А.Ф.

2. Аналіз динамічних характеристик перетворювача миттєвої швидкості обертання вала дизеля 10Д100 / Єнікеев О.Ф. // Збірник наукових праць Української державної академії залізничного транспорту. – Харків: Випуск 132, 2012. – С. 120 – 128.

3. Реалізація непрямих вимірювань мікронерівностей деталей для підвищення ефективності алмазного шліфування / Єнікеев О.Ф., Соколовська Г.В., Щербак Т.Л. // Збірник наукових праць ПІМЕ НАН України. Випуск 62. – К.: 2012. – С. 41 – 48.

4. Аналіз динаміки дворівневої системи підвищення ефективності алмазного шліфування / Борисенко А.М., Єнікеев О.Ф., Зиков І.С. // Вісник Національного технічного університету «ХПІ» «Математичне моделювання в техніці та технологіях». – Харків: № 2, 2012. – С. 34 – 43.

А.О. Семенов, к.т.н., доц., Шутило М.А., інж., Луцький Є.Ф., студ., Зубарев О.В., студ.
ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ПОВЕРХНІ ЗЕМЛІ НА СПРЯМОВАНІ ВЛАСТИВОСТІ
ПАСИВНИХ ЛОГОПЕРІОДИЧНИХ АНТЕН ЦИФРОВОГО ТЕЛЕБАЧЕННЯ
СТАНДАРТІВ DVB-T І DVB-T2

Ключові слова: антена, коефіцієнт спрямованої дії, діаграма спрямованості, коефіцієнт підсилення.

На сьогоднішній день впровадження цифрового ефірного телебачення потребує змін апаратури антенно-фідерної техніки телевізійних приймачів пересічних громадян. Широкого поширення отримали сучасні кімнатні активні антени для цифрового телебачення стандартів DVB-T та DVB-T2 типу Margon 2.0, Funke Margon, Margon-Home, Triax-Ufo, Sencor SDA-300, Квант-Ефир та ін. Основним недоліком таких активних антен є їхня висока вартість. Разом із ними широку популярність мають пасивні широкосмугові частотнезалежні антени, які відносяться до класу логоперіодичних антен. Серед широкого загалу телевізійної антенної техніки слід виокремити об'ємні пасивні логоперіодичні вібраторні антени UHF-262, Romsat-UHF, Sencor SDA-640 та DAT 75 Televes 1097, а також плоскі пасивні логоперіодичні вібраторні антени Funke ABM 4551, Romsat AV, Romsat UHF, Sencor SDA-610 [1].

Актуальність представлених у доповіді досліджень полягає в тому, що в діапазоні дециметрових довжин хвиль земна поверхня здійснює істотний вплив на спрямовані властивості багатовібраторних антен, а тому цей вплив потрібно дослідити для ефективного застосування пасивних логоперіодичних антен у техніці цифрового телебачення [2, 3].

У роботі було досліджено пасивну плоску логоперіодичну вібраторну антену для приймання телевізійних сигналів аналогового мовлення дециметрового діапазону та сигналів цифрового телебачення стандартів DVB-T і DVB-T2. Розташування вібраторів такої антени подана на рис. 1 [1].

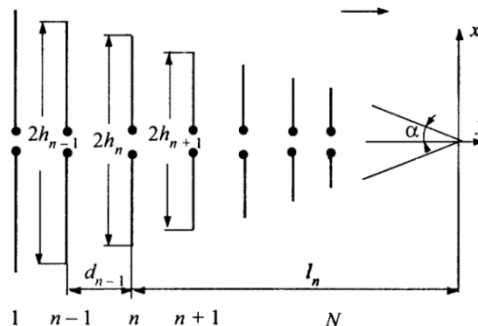


Рисунок 1 – Схема розташування вібраторів пасивної плоскої логоперіодичної антени [1]

Поверхня землі в дециметровому діапазоні здійснює екрануючу функцію при поширенні земних радіохвиль [2]. Класично в теорії антен вплив Землі враховують шляхом дослідження інтерференційної картини прямої та відбитої радіохвилі у точці спостереження далекої зони випромінювання. Теоретично дослідити вплив землі на спрямовані властивості багатовібраторних антен складно, внаслідок громіздкості розрахункових формул, які зачасту мають рекурентний характер. Більш зручніше це зробити за допомогою програми MMANA-GAL v.1.2.0.20.

Для теоретичних і експериментальних досліджень у 2010 році студенткою Стівчатою Т.В. у ході дипломного проектування було розроблено експериментальний макет плоскої логоперіодичної антени із такими параметрами: 1) робочий діапазон частот 300 МГц .. 3 ГГц (довжини хвиль 10 см .. 1 м); 2) коефіцієнт перекриття по частоті 10; 3) ширина смуги робочих частот 2700 МГц; 4) кількість пасивних вібраторів 10 [4]. Як видно з рис. 1,а і рис. 1,б-е вплив поверхні Землі зумовлює зміни форми нормованої просторової діаграми спрямованості залежно від висоти підйому антени.

Експериментально визначено, що оптимальна висота підйому антени становить 15 м. Тому у роботі було проведено дослідження впливу частоти сигналу робочого діапазону на спрямовані властивості антени при такій висоті підйому антени. Результати досліджень подано на рис. 3,а-з.

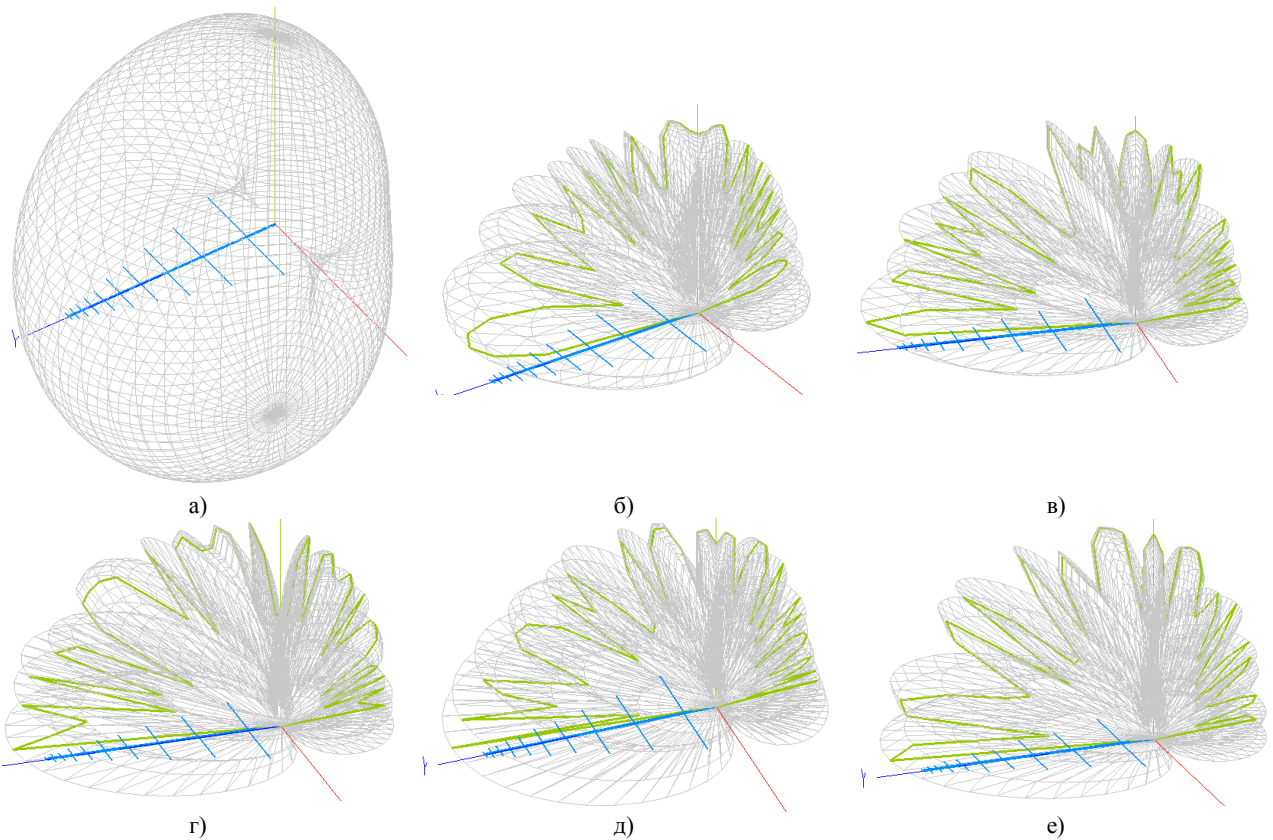


Рисунок 2 – Нормовані просторові діаграми спрямованості пасивної плоскої логперіодичної антени на частоті 500 МГц: а) у вільному просторі; при висоті підйому антени б) 5 м, в) 10 м, г) 15 м, д) 20 м і е) 25 м

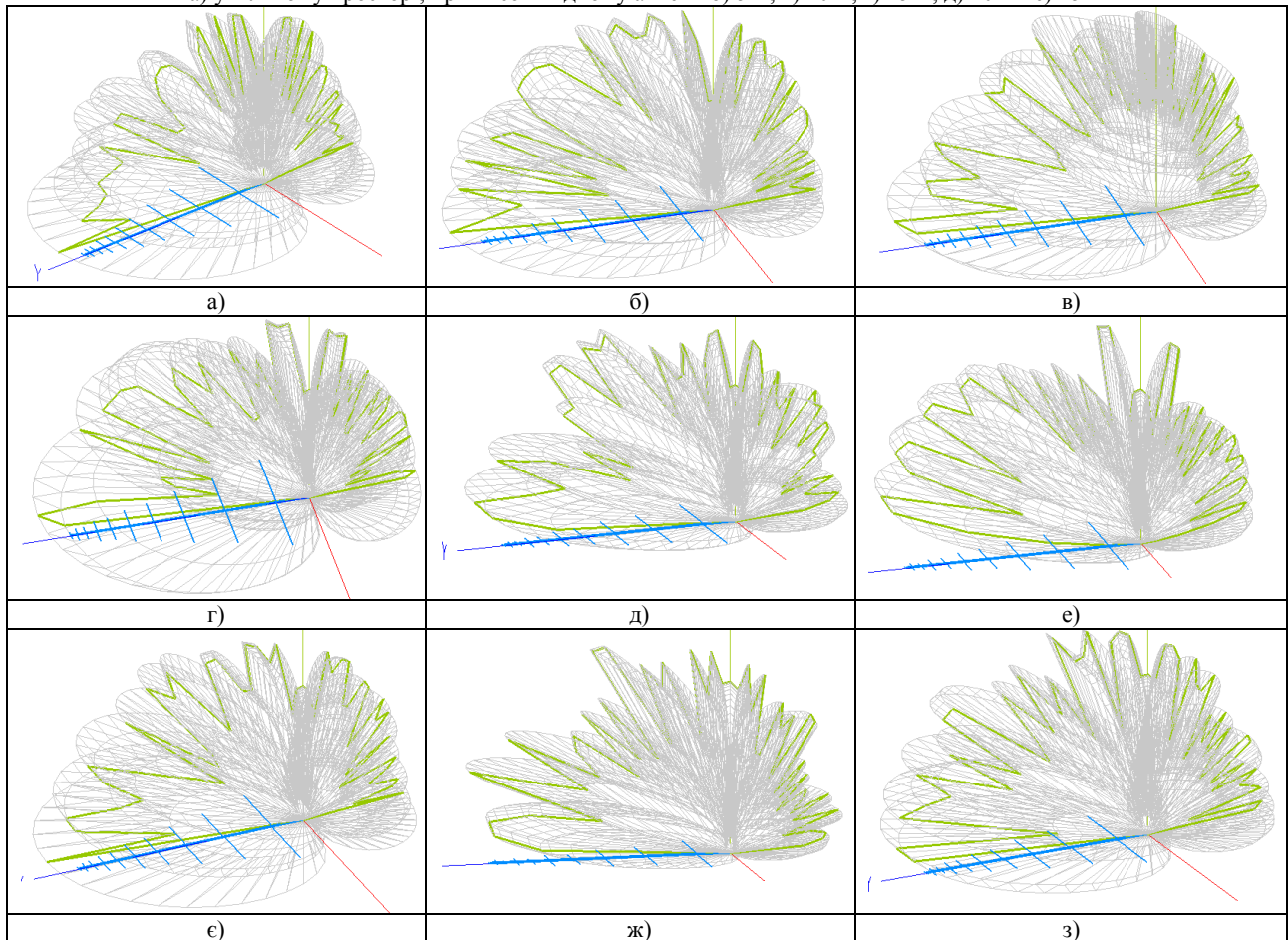


Рисунок 3 – Об'ємні нормовані діаграми спрямованості плоскої пасивної логперіодичної антени при її піднятті на висоту 15 м на частотах сигналу в МГц: а) 300, б) 500, в) 900, г) 1200, д) 1500, е) 2100, ж) 2500, з) 2700 і з) 3000

Також у роботі було отримано графік залежності коефіцієнта підсилення (рис. 4) розробленої антени залежно від частоти робочого діапазону з урахуванням впливу Землі. Чисельно коефіцієнт підсилення антени в напрямку основного випромінювання визначається добутком коефіцієнта спрямованої дії на коефіцієнт корисної дії антени, а тому також характеризує спрямовані властивості антени в цілому. Як видно з рис. 4, величина коефіцієнта підсилення антени незначно змінюється в усьому діапазоні робочих частот у межах від 25,2 до 26,7 разів.

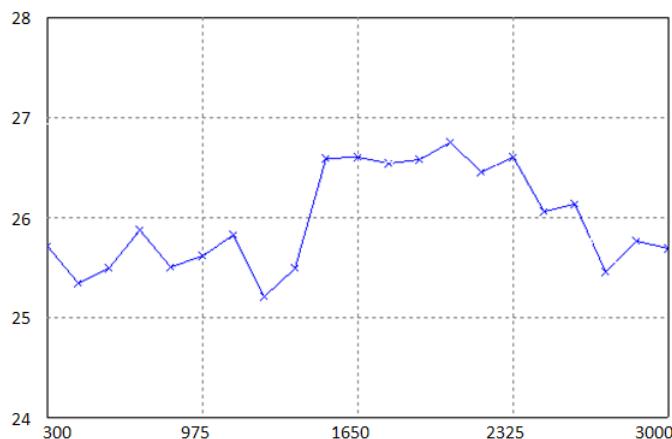


Рисунок 4 – Графік залежності коефіцієнта підсилення розробленої антени у робочому діапазоні частот

Висновки

1. Розроблено конструкцію плоскої логоперіодичної багатовібраторної антени дециметрового діапазону та досліджено її спрямовані властивості з урахуванням впливу Землі.

2. Досліджено вплив Землі на спрямовані властивості плоскої логоперіодичної багатовібраторної антени, який полягає у зміні діаграми спрямованості в площині Е від однопелюсткової до багатопелюсткової, кількість і просторова орієнтація пелюстків якої в напрямку випромінювання (приходу) радіохвиль залежить як від висоти підйому антени, так і від частоти цих радіохвиль.

3. Плоска логоперіодична багатовібраторна антена має малий розкид коефіцієнта підсилення в широкому діапазоні частот, що зумовлює її гарні широкодіапазонні властивості, корисні для приймання цифрових сигналів ефірного цифрового телебачення або радіоінформаційних систем стандартів WiFi та Bluetooth.

Список літературних джерел

1. Логоперіодические вибраторные антенны. Учебное пособие для вузов [Петров Б.М. и др.]. – М: Горячая линия – телеком, 2005. – 239 с.

2. Айзенберг Г.З. Коротковолновые антенны / Г.З. Айзенберг, С.П. Белоусов, Э.М. Журбенко. – М: Радио и связь, 1985. – 328 с.

3. Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн / Б.М. Петров. – М: Радио и связь, 2000. – 559 с.

4. Патент РФ 2048696 по классу H01Q11/10. Логоперіодическая вибраторная антенна / Колобов В.А.; Левитан Б.А.; Полухин Г.А.; Ремизов Б.А.; Рувинский В.И.; Шишлов А.В.; Шубов А.Г. Дата подачи заявки 22.01.1992, Дата публикации 20.11.1995.

А.А. Бажан, аспірант НАУ

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОХИБКИ ПОЗИЦІЮВАННЯ ПРОМИСЛОВОГО РОБОТА

Ключові слова: промисловий робот, позиціонування.

Вступ. Підвищення вимог до точності виготовленої продукції змушує шукати нові методи підвищення точності позиціонування захватів промислових роботів (ПР), зменшення лінійних, кутових похибок при встановленні об'єктів маніпулювання у затискні пристрої пристосовань технологічного обладнання, наприклад, у патрони металорізальних верстатів, що впливає на остаточну ціну кінцевої продукції. Необхідність підвищення точності позиціонування захватів ПР змушує розробників та експлуатаційників вдаватись до певних конструктивних доопрацювань ланок та захватів ПР, що в свою чергу, впливає на цінові показники вартості ПР.

З ростом попиту зростають вимоги споживачів до якості ПР щодо їх найбільш точних, швидкісних та інших характеристик. У той же час з підвищенням точності зростає вартість ПР, а відтак зростає і вартість роботизованих технологічних структур у цілому та продукції, що випускається на них, що в сучасних умовах кризової ринкової економіки є небажаним.

Як показує аналіз вартісних показників ПР та їх співвідношення з показниками точності, для ПР 10–15 кг при збільшенні точності позиціонування захватів ПР у 5 разів (з $\pm 0,15$ до $\pm 0,03$ мм) вартість ПР збільшується в 1,6 раз.

Виклад основного матеріалу. Точність позиціонування ПР – одна з найважливіших його характеристик, яка в значній ступені визначає можливість його використання для автоматизації конкретного виробничого процесу і область використання.

Кількісним показником, який визначає точність позиціонування ПР, являється помилка (погрішність) позиціонування, під якою будемо розуміти різницю між фактичним положенням умовної точки робочого органу і точкою, заданою програмою.

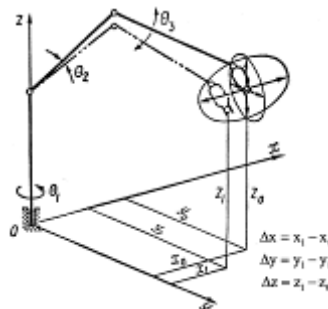


Рис.1. Точність позиціонування маніпулятора

Помилки позиціонування маніпулятора будь-якого компонування можуть виражатися лінійними величинами Δx , Δy і Δz (рис.1). Беззаперечно, що для циліндричної компоновки маніпулятора помилки позиціонування можна представити як кутові ($\Delta\theta$) в тому випадку, якщо рука робота повертається на певний кут.

Крім помилок позиціонування можуть виникати помилки орієнтування робочого органу у просторі.

Розглянемо основні причини помилок позиціонування робочого органу ПР.

1. Помилки за рахунок приладів керування

Рух робочого органу ПР в загальному випадку визначається роботою приладів керування, відповідно, помилки керування однозначно призведуть до помилок положення робочого органу в просторі. Існуючі стандарти містять недостатню кількість інформації про очікувані первинні неточності, через які виникають помилки керування. Ця задача вимагає серйозного вивчення і узагальнення.

В літературі висловлюються пропозиції, що ці помилки дуже малі і ними можна знехтувати. Цього не слід робити, так як надійність роботи електронних схемна сьогодні ще недостатньо велика. Можливо розділити помилки приладів керування і помилки механічної системи і рахувати їх окремо, але виключати перші не варто.

2. Помилки за рахунок приводів

Джерелом помилок позиціонування промислового робота може виступати привод. Це положення дійсне в тому випадку, якщо прилад керування працює ідеально, без помилок. Помилки приводу виникають в результаті, неточної зупинки частини яка рухається (наприклад, поршня пневматичного або гідравлічного циліндра), неточності роботи електромеханічних кінцевих вимикачів, дискретності покровових механізмів, і на кінець, неточності зупинки в заданому положенні якоря електродвигуна. Помилки такого типу легше можуть бути виміряні, опрацьовані методами математичної статистики і узагальнені. В загальному випадку методика вимірювання помилок приводу заключається в наступному: на вхід приводу подається строго стабілізований сигнал, а на вихідному елементі вимірюються помилка.

3. Помилки виготовленні елементів і вузлів маніпулятора

Залежать від технології виготовлення механічних частин маніпулятора і устаткування. В результаті різного роду неточностей фактичні розміри ланок, які визначають положення робочого органу в просторі, будуть різнитися від ідеальних (розрахункових). Реальні розміри можуть бути визначені шляхом виміру виготовленої конструкції і враховані в розрахунках. Однак цей шлях доцільний лише в рідких випадках, коли мова йде про унікальні, високоточні роботи. Найчастіше ж визначення очікуваної точності розробленої конструкції проводиться, опираючись на ту ж інформацію, котра міститься в робочих кресленнях.

Як відомо технологічні погрішності нормуються спеціальними стандартами, які обмежують їх максимальне значення.

Висновок. Помилки позиціонування, викликані помилками роботи пристроїв керування, приводів, технологічними погрішностями і пружними властивостями кінематичних ланок, будемо рахувати незалежними випадковими величинами з відомим законом розподілу.

В науці, техніці і масовому виробництві виробів часто доводиться зустрічатися з дослідами, операціями чи явищами, багатократно повторюваних за незмінних умов. При цьому не дивлячись на постійність основних умов, які ретельно зберігаються в кожному досліді, їхні результати завжди в ті чи іншій мірі різняться, тобто вони відчувають випадкове розсіяння і підпорядковуються йому.

Класичним прикладом може бути відхилення розмірів валів або отворів деталей, виготовлених машинобудуванням. Ці деталі, які випускаються мільйонами примірників, ніколи не можуть бути зроблені абсолютно однаковими. Крім того, виміри одного й того ж об'єкта, виконані з допомогою одного й того ж вимірювального інструмента з однаковою ретельністю не дають однакових результатів. Хоча результат кожного окремого виміру або фактичний розмір деталі, отриманий в процесі обробки, неможливо передбачити завчасно, це ще не означає, що повторні виміри не визначають ніякої закономірності. Ця закономірність добре вивчена і описується кривою, яка називається нормальна крива розподілу.

Особливе місце займають помилки, які виникають в результаті люфтів і зазорів. В першому наближенні їх можна віднести до детермінованих, відомим помилкам, які піддаються прогнозуванню і розрахунку.

Нормальному закону розподілу випадкових величин буде, як правило, відповідати будь-яка випадково змінна величина, яка представляє суму великого числа незалежних випадкових величин. Це положення визначається і підтверджується центральною крайовою теоремою.

На практиці досить часто зустрічаються випадкові процеси, які протікають у вірогідному відношенні однорідно при зміні якого-небудь параметра, наприклад часу. Такі випадкові процеси називають стаціонарними.

Список літературних джерел

1. Кирилович В.А. Формування функціональних моделей схватів промислових роботів /В.А. Кирилович, П.П. Мельничук, Р.С. Моргунов // Міжнародний збірник наукових праць "Прогресивні технології і системи машинобудування". – Донецьк, 2012. – Вип. №1,2(44). – С.110–115.

2. Корендясев А.И. Теоретические основы робототехники: В 2-х кн. / под ред. С.М. Каплунова. – М.: Наука, 2006.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ КООРДИНАТНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МАШИНЫ

Ключевые слова: координатно-измерительная машина, датчик, индуктивный преобразователь, перемещение объекта, линейно-угловые измерения

Точность измерений геометрических параметров деталей с помощью датчиков индуктивным преобразователем определяет степень эффективности управления, контроля и испытания объектов.

Тенденция повышения точности измерений в машиностроении, авиационной отрасли требует разработки новых средств линейно-угловых измерений [1, 2]. В связи с этим возникает необходимость в разработке новых методов проектирования прецизионных координатно-измерительных машин (КИМ), с датчиком в котором есть индуктивный преобразователь [3, 4]. Анализ последних публикаций показывает, что необходимо разработать помехоустойчивые датчики и на базе их прецизионные приборы для линейно-угловых измерений.

Новые возможности для современного производства создают широкоуниверсальные, автоматические, достаточно гибкие средства контроля – координатные измерительные машины. С их применением повышается точность и достоверность результатов измерения. Использование принципов оперативного и диалогового программирования дало возможность применения КИМ как универсального средства контроля в единичном и мелкосерийном производствах.

Работа КИМ основана на координатных измерениях, т. е. на поочередном измерении координат определенного числа точек поверхности детали и последующем расчете отклонений линейных и угловых размеров, погрешностей формы и расположения в соответствующих системах координат.

СКО обеспечивает единство координатных данных при измерении несколькими чувствительными элементами КИМ, взаимодействующими с измеряемой поверхностью, в случае изменения их параметров или положения в СКМ. Результаты измерения представляются в СКД, которая формируется путем измерения положения в СКМ выбранных базовых поверхностей детали. СКД может изменяться в процессе измерения. Все операции по расчету систем координат и трансформации значений координатных данных выполняются по программе автоматически, на основе данных измерений, вводимых в системы координат машины.

Координатные измерения реализуются комплексом аппаратных и программных средств. КИМ условно можно разделить на базовую часть, содержащую узлы координатных перемещений, измерительные преобразователи (ИП), измерительную головку (ИГ) и управляющий вычислительный комплекс (УВК) на основе ЭВМ, предназначенный для управления процессом измерения, обработки и представления данных измерения.

Габариты, конструкция, точность базовой части в основном определяются параметрами измеряемых деталей и условиями эксплуатации. Для определения структуры УВК решающими являются тип ИП и ИГ базовой части КИМ, требуемая степень автоматизации измерения, показатели программно-математического обеспечения и требования к форме представления результатов измерения. Состав и показатели программно-математического обеспечения зависят от спектра метрологических задач и степени автоматизации КИМ.

Одним из основных элементов КИМ является измерительная головка, т.к. её погрешность непосредственно входит в результат измерения. Функциональные возможности измерительной головки во многом определяют функциональные возможности КИМ, классы контролируемых поверхностей и объем параметров изделий, доступные для контроля. В КИМ используются различные типы измерительных головок в зависимости от встречающихся на практике метрологических задач. В любом случае измерительная головка дает первичную измерительную информацию, на основе которой определяются размеры детали.

Непосредственный сбор измерительной информации осуществляется при помощи датчиков, установленных в измерительной головке. Координатно-измерительные машины оснащаются различными типами датчиков, выбор которых зависит главным образом от рассматриваемой измерительной задачи. В большинстве случаев используются тактильные датчики, работающие по принципу механического контакта с поверхностью. Полученные с

помощью такого контакта сигналы передаются для дальнейшей обработки в УВК. Результат измерения с помощью тактильного датчика включает геометрические данные (как правило, форму и размер) измерительного элемента, а также пространственное положение и геометрическую форму поверхности измеряемого объекта.

Эта информация может быть получена, как в виде фактических координат точек проверяемой поверхности, так в виде отклонений этих координат от номинальных значений. При этом данные о номинальных размерах и форме измеряемого изделия вводятся в метрологическое программное обеспечение КИМ в форме доступной для восприятия компьютером, т.е. в виде электронной САД-модели, предварительно разработанной в какой-либо системе автоматизированного проектирования.

При классических подходах, до компьютерно-автоматизированной передачи данных, в качестве исходных данных использовался чертеж контролируемой детали, который служил основой для программирования измерений. Само программирование выполнялось непосредственно на измерительной машине с применением модели или образца детали, изготовленных по данному чертежу. В настоящее время, наличие САД-модели (электронного эталона) позволяет полностью составлять программу измерения вне измерительной машины. Тем самым достигается экономия машинного времени, так как можно использовать машину для контроля других деталей по уже созданным программам измерений.

Таким образом, использование КИМ позволяет оперативно измерять геометрические параметры простых и сложных прецизионных деталей, включая корпусные, измерение которых традиционными способами требует дорогостоящей специальной оснастки или измерение которых невозможно вообще; сокращать время на наладку обрабатывающих станков, центров и модулей за счет быстрого и достоверного контроля первых обработанных деталей из последующей партии; исключать брак, используя постоянный контроль точности процесса обработки деталей, и своевременно корректировать его.

Но в тоже время для успешной работы на КИМ требуются высококвалифицированные специалисты, обладающие широким спектром знаний, чтобы получать надежные результаты. Инженеру, выполняющему координатные измерения необходимо знать основы машиностроительного производства и метрологии, уметь работать с персональным компьютером и системами автоматизированного проектирования, знать координатно-измерительную технику, основы статистики и аналитической геометрии. Учитывая существующие программы вузов для подготовки инженеров можно констатировать, что ни одна из них не обеспечивает полный объем вышеперечисленных знаний.

Выводы

Проведен анализ методов проектирования датчиков с индуктивным преобразователем, который используется для линейно-угловых измерений в прецизионных головках на координатно-измерительных машинах. Предложен метод проектирования новых датчиков с индуктивным преобразователем.

Литература

1. Дж. Фрайден Современные датчики. Справочник. М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
2. Электрические измерения электрических и неэлектрических величин/ под ред. Е.О. Полищука. – Киев; Высшая школа, 1984. С. 284-288.
3. Савостьянов В.П., Филатова Г.А., Филатов В.В. Расчет и конструирование деталей аппаратуры САУ. –М.: Машиностроение, 1982. - С.207-219.
4. Аш Ж., Датчики измерительных систем: В 2-х книгах. Кн.1. Пер. с франц. – М.: Мир, 1992. – 480 с.
5. Кончаловский В.Ю., Купершмидт Я.А., Сыропятова Р.Я, Харченко Р.Р. Электрические измерительные преобразователи / Под ред. Р.Р. Харченко. – М.-Л.: Энергия, 1968. – 408 с.
6. Туричин А. М. Электрические измерения неэлектрических величин: учеб. пособие / А. М. Туричин; общ. ред. П. В. Новицкого. - 4-е изд., перераб. - М. ; Л. : Энергия, 1966. – 690 с.

V.Y. Kucheruk, Dr.Tech.Sci., Prof.; K.V. Ovchynnykov, assistant; M. D. Molchaniuk, student

THE USAGE OF THE LINEAR INTERPOLATING FILTER FOR AN ACCURATE FLUCTUATION FADING TIME MEASURING ACTIVATED IN LC-CIRCUIT

Keywords: LC-circuit, linear interpolation filter, time measurement.

On the modern stage of measuring technique development, receipt of measuring information is necessarily accompanied by an analog-to-digital conversion. Despite that not only a voltage can be an analog value, today an analog-to-digital conversion is being understood exactly as a conversion of voltage into a digital code. The accuracy of conversion depends on the resolution of the analog-to-digital converter that is why the basic method of rise the accuracy of conversion is the increase of number of bits.

As an alternative of voltage conversion into a digital code there are the high-precision analog-to-digital converters built on the principle of converting into the code of time intervals duration [1]. Such converters provide the measuring of time intervals with the accuracy of order of 22 - 250 ps, that is equivalent to voltage conversion in a digital code with a number of bits of 30, and the increase of resolution in such converter is limited only by the measuring time.

It is suggested to apply such analog-to-digital converter at measuring of dielectric coverings thickness of metallic surfaces for determination of transient process duration activated in the oscillatory circuit of primary measuring converter [2].

Duration of transient process (fading time of the excited vibrations t_f) in an oscillatory circuit is determined as a time for which amplitude of free vibrations will diminish in times. So for determination of transient process duration it is necessary to assign envelope curve of a signal and compare the amplitude value of envelope curve with exemplary voltage U_0/e , where U_0 is maximal voltage in a circuit (fig. 1). The selection of envelope curve of such signal is not a trivial task because the application of the known methods does not provide the necessary accuracy of recreation, and a measuring error grows accordingly.

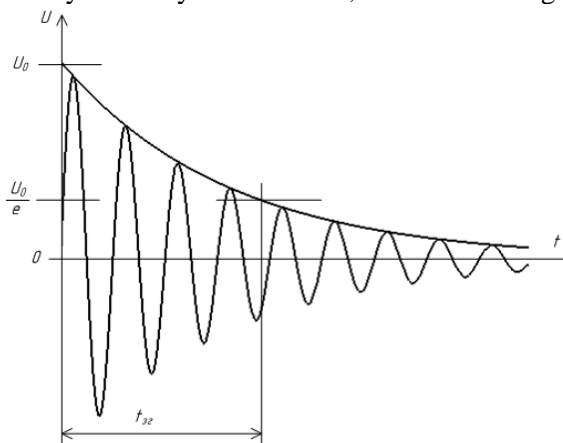


Fig.1. The determination of transient process duration

And as a change of transient process duration is substantially larger than the period of vibrations, and accordingly larger than the area of "ideal" recreation of AB (fig. 2), so such approach does not allow to provide the minimum error of recreation on all range of measuring [3].

For expansion of the "ideal" recreation area it is suggested to use the detector with the linear interpolating filter described in [4]. The basic idea of precise recreation of the envelope curve is the application of the linear interpolation on the local maximums of harmonious signal. The functional circuit which explains the work of the detector with the linear-interpolating filter is given on fig. 3.

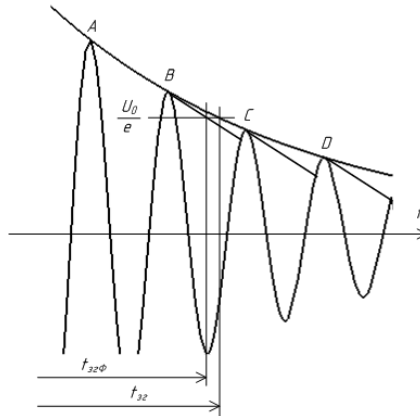


Fig.3. The functional circuit of the detector with the linear interpolation filter

Applications of the simplest low pass filters circuits do not give satisfactory results as the envelope curve has a complicated form which is far from harmonious one with a wide spectrum which does not allow to reproduce a modulating signal by the simplest methods [5].

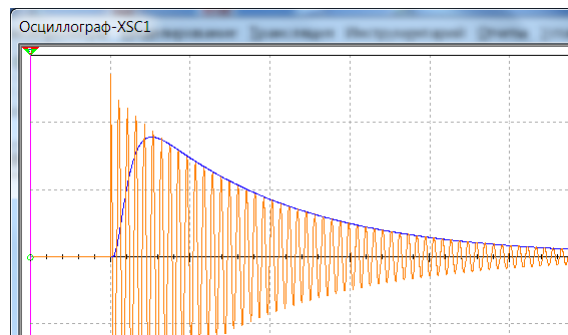


Fig.5. The result of linear interpolation filter work

Application of more difficult schemes, for example a peak detector provides a signal recreation close to the ideal only in the certain area of AB (fig. 2), as far as nominal values of circuit driving elements remain permanent.

The results of the circuit work are given on fig. 5. On the oscilloscope screen the signals from an oscillatory LCcircuit output, and from the linear interpolating filter output and control circuit output are represented.

REFERENCES

1. <http://www.acam.de/products/time-to-digital-converters/tdc-gp1>
2. Shabatura U.V. Research of measuring converters of metallic surfaces dielectric coverings thickness with time presentation of information. The National University Bulletin "Lvivska Politekhnik": Automation, measuring and management. - №551. - L.2006. - p.63-69
3. Kartsev E., Chulkov E. Stereodecoder with a Quartz Resonator. Radio. 1986, №2, p.38-42
4. Pat.2365910 Russian Federation, MPK G01N27/90. The Vortexcurrent Control Method and Device for its Realization/ Kibrik G.E., Naldaev N.D.; a declarant and a patent holder. Limited Liability Company. Scientific and Production Enterprise "TIK" (LLC SPE "TIK"). - 2007103265/28; declared 26.01.2007; published 27.08.2009. - 3 p.: illustr.
5. Semiconductor circuit technology: Reference Guide. Transl. from German. - M.: Mir, 1982. - 512 p. with illustr.
6. PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, R. 89 NR 8/2013. - p.68-70.

І.С. Петришин, д.т.н, проф., Я.В. Безгачнюк, Н.І. Петришин, к.т.н., О.А. Бас, аспірант

ТЕСТУВАННЯ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕТАЛОННИХ УСТАНОВОК ВИМІРЮВАННЯ ВИТРАТИ ТА КІЛЬКОСТІ ГАЗУ

Ключові слова: програмне забезпечення, тестування, еталонні установки.

По своїй суті еталонні засоби вимірювання та відтворення одиниць об'єму та об'ємної витрати газу є вимірювальними системами, модель яких наведено на рис. 1.

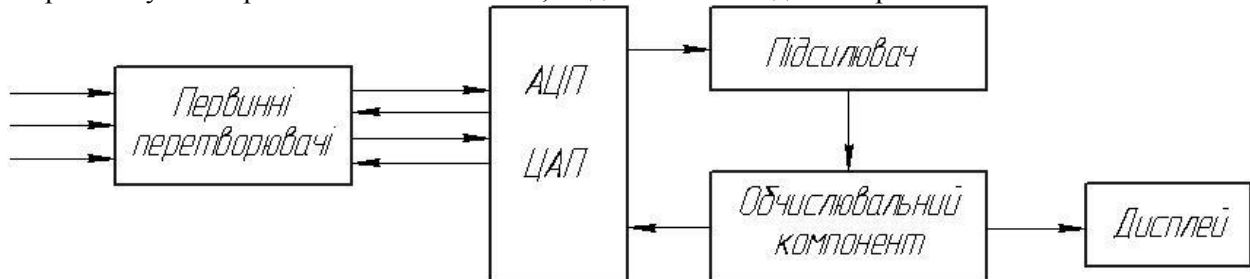


Рис. 1 – Модель вимірювальної системи з обчислювальним компонентом

Згідно нормативного документу [1] важливу роль в керуванні ризиками отримання невірогідних результатів вимірювальних систем відіграє система керування вимірюваннями (СКВ), метою якої є забезпечення придатності вимірювального обладнання до використання за призначенням. До вимірювального обладнання поряд з вимірювальними приладами відносяться і програмні засоби в т.ч. і програмне забезпечення.

Програмне забезпечення відноситься до інформаційних ресурсів СКВ і згідно [1] для забезпечення вірогідності результатів його потрібно тестувати та підтверджувати до початку використання. Тестування (або випробування) може охоплювати перевіряння на наявність вірусів, перевіряння алгоритмів, розроблених користувачем, або, за потреби їх комбінацію для отримання необхідного результату вимірювання [2].

Як правило, методи тестування програмного забезпечення здійснюються наступними способами, а саме:

при можливості задання так званих еталонних даних:

- використання при тестуванні еталонного програмного забезпечення (рис. 2.а);
- генерування еталонних даних (рис. 2.б);

у разі відсутності можливості задання еталонних даних:

- використання моделі вхідних даних (рис. 3.а);
- одночасне порівняння декількох варіантів програмного забезпечення із заданням моделі вхідних даних (рис. 3.б).

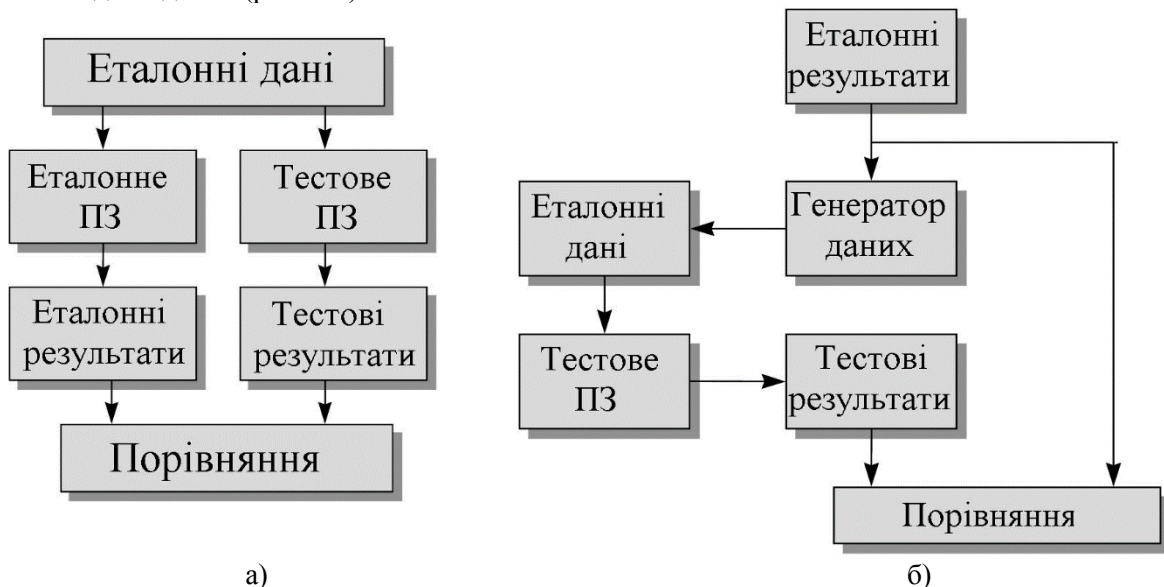


Рис. 2 – Методи тестування програмного забезпечення (ПЗ) з використанням еталонних даних

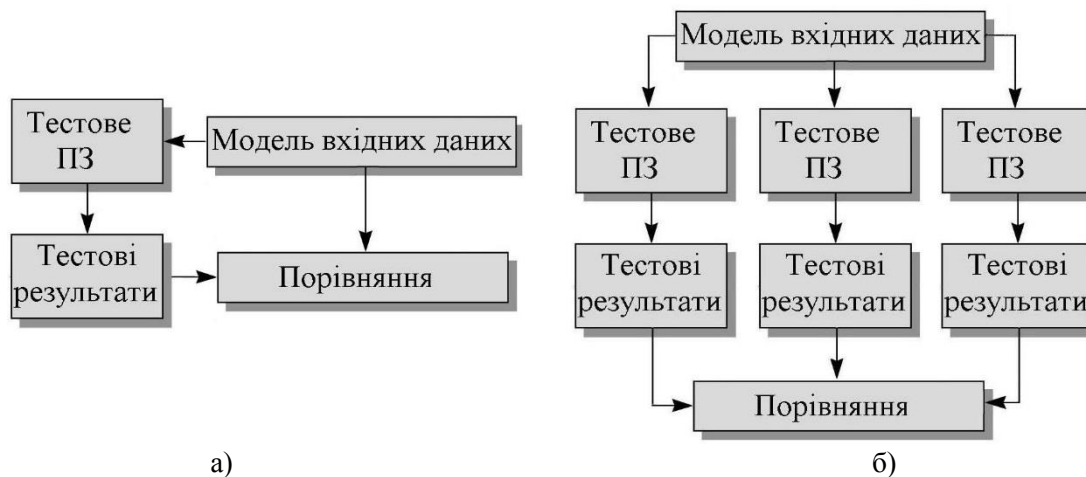


Рис. 3 – Методи тестування програмного забезпечення (ПЗ) з використанням моделі вхідних даних

При тестуванні програмного забезпечення використовуються еталонні вхідні і вихідні дані, визначені завчасно, або для отримання еталонних вихідних даних використовується еталонне програмне забезпечення. Як правило, вхідні еталонні дані формуються таким чином, щоб еталонні вихідні дані залишались незмінними – так званий метод «нуль–середовища» [3]. Цей метод може бути використаний для вирішення широкого кола задач оптимізації вимірювань у витратометрії. Метод «нуль–середовища» дозволяє розглянути середовище наборів еталонних даних, які відносяться до вибраного рішення вимірюваної задачі, що апіорі вважається відомим. Із цього середовища може вибиратись послідовність даних з такими властивостями, які можуть мати особливу цінність при тестуванні конкретного програмного забезпечення. При такому підході різним наборам (векторам) вхідних еталонних даних відповідає єдиний вихідний набір (вектор) еталонних даних.

При державній метрологічній атестації еталонних установок для лічильників газу одним із пунктів програми атестації є перевірка програмного забезпечення. Перевірка програмного забезпечення полягає у перевірці алгоритму функціонування та алгоритму обчислень, а також визначення можливих похибок, зумовлених дискретністю та округленням вхідних вимірюваних даних.

Перевірка здійснюється способом використання еталонного програмного забезпечення (рис. 2.а), а саме шляхом імітації вхідних вимірюваних величин, таких як тиск, температура вимірюваного середовища та кількість імпульсів з досліджуваного лічильника, що відповідає вимірюваному об'єму газу. В якості джерела опорного значення кількості імпульсів використовується еталон передавання, що монтується в дослідній секції повірочної установки.

Температура вимірюваного середовища моделюється за допомогою термостата, в який занурюються первинні вимірювальні перетворювачі, що вимірюють температуру на еталонному лічильнику та на дослідній ділянці. Калібратором тиску задаються відповідні значення тисків на еталонній та на дослідній секціях.

Далі проводять вимірювання з використанням програмного забезпечення повірочної установки і паралельно проводять розрахунки за відповідним рівнянням вимірювання з використанням спеціально розробленого еталонного програмного забезпечення. За отриманими результатами оцінюють відхилення результатів розрахунків.

Якщо отримані відхилення для різних значень вхідних параметрів не перевищують 0,01 %, то програмне забезпечення вважається таким, що пройшло перевірку, в іншому випадку розробник повинен здійснити перевірку реалізованого в програмному забезпеченні алгоритму розрахунків.

Список літературних джерел

1. ДСТУ ISO 10012:2005 Системи керування вимірюванням. Вимоги до процесів вимірювання та вимірювального обладнання (ISO 10012:2003, IDT). – Київ, Держспоживстандарт. – Київ, 2005 – 26с.
2. OIML D 31 Edition 2008 (E) General requirements for software controlled measuring instruments.
3. H.R. Cook, M.G. Cox, M.P. Dainton, P.M. Harris. Testing Spreadsheets and Other Packages Used in Metrology. A Case Study. Report to National Measurements System Policy Unit. September 1999.

Б.І.Стадник, д.т.н., професор, В.П.Мотало, к.т.н., доцент
АНАЛІЗ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗКУ МЕТРОЛОГІЇ, КВАЛІМЕТРІЇ ТА
КВАЛІМЕТРИЧНИХ ВИМІРЮВАНЬ

Ключові слова: метрологія, кваліметрія, кваліметричні вимірювання, рівень якості продукції, віртуальна міра якості продукції, профіль якості продукції, багатовимірне шкалювання

В сучасних умовах насиченість ринків різноманітними видами продукції і послуг надає споживачам можливість вибору, що призвело до підвищення вимог до якості продукції. Відповідно зросли вимоги до методів та методик оцінювання якості продукції. Це призвело до виникнення на початку 70-х років минулого століття нової наукової дисципліни – *кваліметрії*, предметом вивчення якої є кількісне оцінювання якості продукції.

З самого початку розвитку кваліметрії серед спеціалістів виникли два різних погляди на співвідношення між поняттями “*кваліметрія*” та “*метрологія*”, які виражаються двома цілком протилежними трактуваннями суті кваліметрії:

- кваліметрія є цілком самостійною наукою, яка практично не має нічого спільного з метрологією [1];

- кваліметрія є частиною загальної метрології, предметом вивчення якої є кількісне оцінювання якості продукції, і нічим не протирічить суті метрології [2].

Таке протиріччя, яке в певній мірі існує і сьогодні, є некоректним і шкідливим насамперед для розвитку кваліметрії, оскільки через специфічність об'єкта дослідження кваліметрії - *продукції* – призводить до виникнення ряду проблем теоретичного, інструментального та нормативно-методологічного характеру.

Розв'язання цих проблем можливе тільки у комплексному поєднанні кваліметрії та метрології, яка володіє потужним науковим, практичним та законодавчим інструментарієм для досліджень у будь-якій сфері пізнання.

Одним із шляхів поєднання методології кваліметрії та метрології, на думку авторів, є використання концептуального в теорії і практиці кваліметрії поняття *кваліметричного вимірювання* – непрямого вимірювання рівня якості продукції, значення якого знаходять шляхом опрацювання результатів вимірювань її властивостей за методологією багатовимірного шкалювання [3].

Кваліметричне вимірювання, загалом, як і будь-яке інше вимірювання, складається з двох основних етапів:

- проведення вимірювального експерименту, на якому вимірюють різні властивості досліджуваної продукції - механічні, просторові, електричні, магнітні, теплові, хімічний склад тощо;

- опрацювання результатів вимірювального експерименту, на якому визначають значення рівня якості досліджуваної продукції Q , що і є результатом кваліметричного вимірювання.

Такий підхід до кваліметричних вимірювань дозволяє вважати їх одним із видів вимірювань і використати для їх аналізу основні положення загальної теорії вимірювань.

На основі проведеного аналізу і виходячи із концептуальних положень теорії вимірювань, основними проблемами розвитку теорії кваліметричних вимірювань, на думку авторів, є наступні: проблеми розвитку теорії оцінювання якості продукції; проблеми розвитку теорії міри якості продукції, зокрема, синтезу віртуальної міри якості продукції; проблеми синтезу кваліметричних шкал на основі методології багатовимірного шкалювання; проблеми оцінювання точності результатів кваліметричних вимірювань та забезпечення єдності кваліметричних вимірювань.

Аналізу цих проблем та шляхів їх розв'язання і присвячена дана робота.

Література

1. Райхман Э.П., Азгальдов Г.Г. Взаимосвязи метрологии и кваліметрии // Измерительная техника, 1970. - №1. - С. 92–94.
2. Шишкин И.Ф. Теоретическая метрология: Учебник для вузов. - М.: Изд-во стандартов, 1991. – 492 с.
3. Мотало В.П. Проблеми метрологічного забезпечення кваліметричних вимірювань// Вимірювальна техніка та метрологія, 2008. – Вип. 68. – С. 190 -195.

С. І. Кондрашов, д.т.н., проф.; Т. В. Дроздова, аспірант
**ОЦІНЮВАННЯ ЯКОСТІ ОСВІТНІХ ПОСЛУГ ПРОФЕСОРСЬКО-
ВИКЛАДАЦЬКИМ СКЛАДОМ**

Ключові слова: оцінювання якості, освітня послуга, апарат нечітких множин, класифікатор Байєса

Для ефективного управління якістю освітніх послуг необхідне постійне виконання комплексу наукових, технічних та організаційних заходів. Управління якістю безпосередньо пов'язане з оцінюванням освітніх послуг. Тому проведення досліджень в галузі удосконалення методів оцінювання якості у вищій школі є актуальною задачею і представляє собою науковий та практичний інтерес.

Запропоновані в сучасній вітчизняній і закордонній літературі [1] методи оцінювання якості освіти передбачають використання в ролі “вимірювального приладу” студентів вузу. Однак у деяких випадках доцільно використовувати інших експертів.

Крім студентів, споживачами освітніх послуг є особи або підрозділи самого вузу. На рівні окремої кафедри споживачем може виступати її професорсько-викладацький склад.

Особливістю оцінювання якості вищої школи за допомогою професорсько-викладацького складу є якісний вид відповідей та малий обсяг вибірки даних, отриманих від експертів. Тому для обробки отриманої інформації класичні інструменти математичної статистики та теорії імовірності не підходять.

Мета доповіді – пошук шляхів вирішення задачі оцінки якості складних динамічних систем на прикладі освітньої установи. Логіко-математична модель являє собою систему, засновану на математичному апараті нечітких множин з типом управління „ситуація-дія”. Особливістю такої моделі управління є зіставлення поточної нечіткої ситуації з набором еталонних [2]. Для коректного виконання зіставлення з урахуванням обмеженості вибірки пропонується використовувати класифікатор Байєса.

Розглядаючи особливий вид складних динамічних систем, а саме системи освіти, можливе виникнення ряду принципових труднощів, викликаних малим обсягом вибірки. По-перше, необхідно вирішити питання про показність вибірки, по-друге – щонайкраще побудувати систему ознак, відібравши найбільш інформативні й виділивши їх оптимальну кількість [3].

При розробці методу оцінки якості перед авторами стає завдання пошуку таких параметрів, які забезпечують екстремум обраного критерію якості. Необхідне створення такого пристрою, яке по вимірюваннях низки параметрів досліджуваної системи буде класифікувати їх по групах, – класифікатора. Передбачається, що “образ якості”, задається набором показників, причому відомо деяке число еталонних “образів”, опис яких становить навчальну інформацію. На основі цієї інформації синтезується правило класифікації, що визначає для поточного “образа якості” до якого з кінцевого числа класів він належить. Основним критерієм якості роботи класифікатора є ймовірність помилки класифікатора, що характеризує відстань між розпізнаваними класами.

Розглянута методика формалізації експертних оцінок, їх представлення у виді нечітких множин та використання байєсовського підходу класифікації забезпечує коректність результатів оцінки і підвищує ефективність керування вузом. Це дозволить керівництву вузу проводити аналіз і оптимізацію рішень в умовах невизначеності і недоліку інформації. Ця методика може бути легко інтегрована в існуючу інформаційну систему навчального закладу.

Список літературних джерел

1. Бакуліна Г. М. Кваліметрія в освітніх послугах вищих навчальних закладів / Бакуліна Г. М., Маловик К. М., Смірнов С. Б., Стригунова М. М.: Навчальний посібник. – Севастополь: СНУЯЕтаП, 2010. Т.1 – 351 с.
2. Мелихов А. Н. Ситуационные советующие системы с нечеткой логикой / Мелихов А. Н., Берштейн Л. С., Коровин С. Я. – М.: Наука. Гл. ред. физ-мат. лит., 1990.
3. Щапов П.Ф. Исследование и разработка байесовского классификатора в условиях априорной неопределенности / Щапов П. Ф.: дис. кандидата тех. наук. – Харьков, 1980. – 183 с.

Л.М. Щербак, д.т.н., проф.; Є.А. Реуцький, аспірант

ПРОЦЕСИ РОЗЛАДКИ В ЗАДАЧАХ ДОСЛІДЖЕНЬ МЕТРОЛОГІЧНОЇ НАДІЙНОСТІ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

Ключові слова: засіб вимірювальної техніки, метрологічна надійність, випадковий процес, процеси розладки, випробування, моніторинг, метрологічні характеристики

Метрологічні характеристики засобів вимірювальної техніки (ЗВТ) змінюються в процесі експлуатації. Такі зміни метрологічних характеристик ЗВТ у часі зумовлені процесами старіння в його елементах, що викликані взаємодією з оточуючим середовищем. Таким чином, основним фактором, що визначає старіння ЗВТ, є календарний час з моменту їх виготовлення і до завершення експлуатації, тобто тривалість їх життєвого циклу. Численні дослідження показали [1-2, 4], що процеси, які впливають на похибку, протікають повільно і зафіксувати їх під час випробувань у більшості випадків не можливо. У зв'язку з цим поширення отримують різноманітні методи, на основі яких розробляються моделі зміни похибок та моніторингу метрологічних характеристик ЗВТ.

Задача, що вирішується при визначенні метрологічної надійності ЗВТ, полягає в наступному:

- необхідно знайти ймовірність та час настання метрологічної відмови ЗВТ, тобто початкові моменти зміни метрологічних характеристик ЗВТ;
- побудувати математичну модель, яка дозволяє проводити моніторинг та прогнозувати значення метрологічних характеристик на протязі міжповірного інтервалу ЗВТ.

Оскільки зміни метрологічних характеристик у часі – випадкові процеси, то основним методом дослідження є теорія випадкових процесів.

В теорії випадкових процесів виділяють процеси розладки, які найбільш вдало узгоджуються з вищенаведеними задачами метрологічної надійності ЗВТ. Розладкою випадкового процесу $\xi(\omega, t)$ називається стрибкоподібна зміна його властивостей, що описується деяким параметром, яка відбувається невідомий момент часу τ або не відбувається взагалі. Задача виявлення розладки випадкового процесу $\xi(\omega, t)$ полягає у визначенні наявності розладки і в оцінюванні моменту розладки, якщо вона відбулася [3]. Випадкові процеси, в яких необхідно визначити розладку, можуть мати неперервний або дискретний час. У задачах виявлення розладки випадкових процесів із неперервних процесів найбільш досліджені вінерівський процес зі зносом, пуассонівський процес та стаціонарні процеси другого порядку [5]. При побудові алгоритму виявлення розладки будемо враховувати факт, що випробування ЗВТ відбуваються у фіксовані моменти часу перевірки або калібрування.

Для вирішення різноманітних практичних задач метрологічної надійності, з одного боку, розладку необхідно визначати в режимі реального часу, коли немає фіксованого об'єму вибірки значень метрологічної характеристики ЗВТ, такі алгоритми називають послідовними [5]. У випадку, коли необхідно оцінити момент розладки та є в наявності вибірка значень метрологічної характеристики ЗВТ кінцевого об'єму, використовуються апостеріорні алгоритми [3,5].

В даній роботі при проведенні дослідження було використано вимірювальні перетворювачі, які знаходилися в експлуатації. На основі отриманої вибірки значень метрологічних характеристик та комбінованого алгоритму було проведено виявлення розладки та оцінено його точність.

Список літературних джерел

1. Микийчук М.М. Актуальні питання метрологічної надійності промислових ЗВТ / М.М. Микийчук // Методи та прилади контролю якості. – 2009. – №23. – С. 57 – 60
2. Мищенко С.В. Метрологическая надежность измерительных средств / С.В. Мищенко, Э.И. Цветков, Т.И. Чернышева – М.: Машиностроение, 2001. – 96 с.
3. Никифоров И.В. Последовательное обнаружение изменения свойств временных рядов. – М.: Наука, 1983. – 200 с.
4. Реуцький Є.А., Щербак Л.М. Метод прогнозування метрологічних характеристик для вирішення завдань надійності засобів вимірювань / Є.А. Реуцький, Л.М. Щербак // Електроніка та системи управління. – 2011. – № 3 (29). – С. 128 – 131
5. Ширяев А.Н. Статистический последовательный анализ. – М.: Наука, 1969. – 231 с.

К ЧЕМУ ПРИВОДИТ ОТСУТСТВИЕ ЕДИНСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ ИСПЫТАНИЯХ ГИДРОДЕМПФЕРОВ НА СТЕНДАХ

Ключевые слова: гидравлический гаситель, гидродемпфер, испытательные стенды.

С внедрением в Украине скоростного движения важную роль приобретают фундаментальные исследования в области механики железнодорожного транспорта, прежде всего динамики движения. Для оценки динамических показателей безопасности движения, плавности хода и взаимодействия с рельсовым путем скоростного подвижного состава используются современные средства компьютерного моделирования [1]. Благодаря применению программного комплекса «Универсальный механизм» стало возможным выяснение возможных причин схода с рельсов вагонов в составах поездов [2]. В частности, эта методика была использована при выяснении причин серьезного инцидента - схода пассажирского вагона на станции Запорожье 1 ноября 2012 года. Члены экспертной комиссии пришли к выводу, что причиной схода пассажирского вагона стало превышение горизонтальных и вертикальных ускорений кузова, вызванные неисправностью гидравлических гасителей колебаний (гидродемпферов). В целях опровержения вывода экспертов или научного обоснования схода с рельсов первой по ходу движения колесной пары с помощью программного комплекса [2] было проведено компьютерное моделирование динамики движения пассажирского вагона на тележках типа ТВЗ-ЦНИИ-М. Рассмотрены два крайних случая: первый – гидравлические гасители колебаний (гидродемпферы) вагона находятся в исправном состоянии; второй – все гидродемпферы неработоспособны. На рис.1 приведены полученные графики зависимостей расчетных значений коэффициента устойчивости от скорости движения. Зеленым цветом обозначены графики, полученные по результатам моделирования, когда гасители в рабочем состоянии, красным – для случая, когда все гасители вагона неисправны. Черная линия соответствует предельному нормативному значению коэффициента устойчивости.

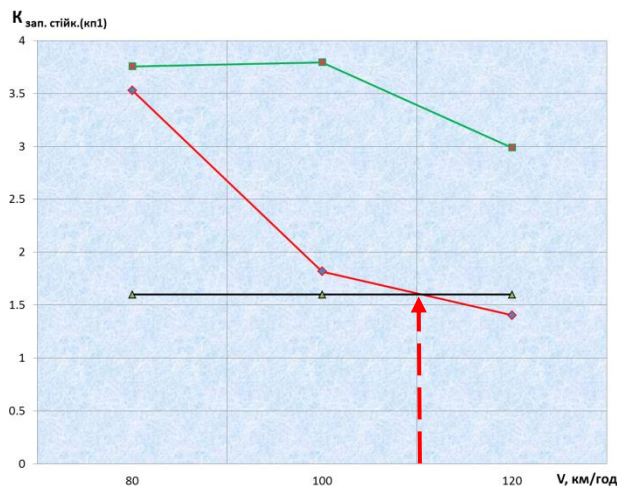


Рис. 1 Зависимость расчетного значения коэффициента устойчивости от скорости движения вагона

По результатам моделирования установлено, что при отсутствии демпфирования в 2 – 3 раза повышается уровень горизонтальных и вертикальных ускорений рам тележек. Эти показатели непосредственно связаны с оценкой безопасности движения. Уровень ускорений кузова вагона в экстремальном случае (с неработающими гидродемпферами) с ростом скорости движения значительно повышается, а запас устойчивости колесных пар от схода с рельсов иссякает уже при скорости движения 110 км/ч. Отметим также, что отступление от требуемых характеристик демпфирования приводит к ощутимому ухудшению комфорта езды. Кроме того, повышенный уровень колебаний приводит к интенсивному износу ходовых частей, а значит, влечет за собой повышенные затраты на техническое содержание и ремонт вагонов.

В последнее время обострилась проблема технического состояния и ремонта гидравлических гасителей колебаний. Такая ситуация складывается из-за того, что на сегодня в действующих межгосударственных и национальных стандартах отсутствуют четкие и однозначные критерии

выбора испытательного оборудования для гидравлических гасителей колебаний и предъявляемые к ним технические требования, что порождает разные подходы к проведению самих испытаний.

В таблице 1 для сравнения представлены различные стандарты и ТУ предприятий, которые регламентируют диапазон и необходимое количество экспериментальных значений величины параметра сопротивления. Параметр сопротивления является определяющей характеристикой для любого гидравлического гидродемпфера колебаний, а его действительное значение главным критерием в оценке качества демпфирования.

Таблица 1

№ п. п.	Наименование нормативного документа	Страны, которые используют	Условия записи рабочих диаграмм на испытательных стендах для одного гидравлического гидродемпфера колебаний				
			Температура, t, С°	Скорость движения поршня при соответствующих режимах, V, м/с		Максимальный ход поршня, h, мм	Кол-во контрольных значений величины параметра сопротивления, β, кН·с/м
	дрросельный	клапанный					
1	2	3	4	5	6	7	8
1.	Межгосударственный СТ СЭВ 3044-81	СССР и все страны СЭВ	+15÷25	-	0,10÷1,0	100	6
2.	Межгосударственный ГОСТ 30635-99	Азербайджан Армения Беларусь Грузия Казахстан Кыргызстан Молдова Таджикистан Туркменистан Узбекистан Украина	+15÷30	0,08÷0,20	0,20÷1,0	100	10
3.	Национальный ГОСТ Р 52279-2004	Россия	+15÷35	0,075 и 0,15	0,30	> 12	3
4.	Частный ОАО «Петуховский литейно-механический завод» ТУ 31 8383-001-00083262-06	Россия	Неизвестна (+23)	0,075 и 0,15	0,30	50	1
5.	Частный ОАО «Транспневматика» ТУ 3183-508-05744521-98	Россия	Неизвестна (+40)	0,06	0,30	50	2
6.	Частный ЧМП «КОМПРО» Инструкция УЗ ЦТ-0062	Украина	+15÷25	0,01÷0,075	0,075÷0,35	≤ 200	1000

На рис.2 наглядно видно, как последовательно с годами в государственных стандартах и ТУ предприятий снижались требования к количеству измеренных значений величины параметра сопротивления гидродемпфера, полученных на испытательном стенде.

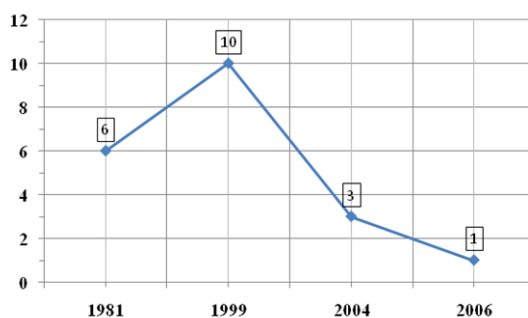


Рис. 2 Тенденция развития требований к количеству проводимых испытаний гидравлических гасителей на стенде в стандартах и ТУ предприятий

Отсутствие единства требований к испытательному оборудованию приводит к тому, что эксплуатационные транспортные предприятия и производители гидравлических гасителей колебаний проводят свои испытания на стендах, которые отличаются не только по конструкции, по принципу работы, но и по количеству измерений значений величины параметра сопротивления, что на практике может привести к прямо противоположным результатам при оценке демпфирующих свойств гидродемпфера [3].

На наш взгляд подход к испытанию новых гидравлических гасителей колебаний и уже побывавших в эксплуатации должен быть разным. Поскольку при испытаниях в заводских условиях важно проверить качество технологической сборки гидродемпферов, а именно выполнение гасителем своих функций демпфирования в заданном конструкторами диапазоне скоростей перемещения поршня и частот колебаний, а также проверка на прочность конструктивных узлов и согласованность работы механизмов сопряжения. Перед эксплуатационниками транспортных средств, при испытаниях стоит совершенно другая задача – проверить на соответствие значений демпфирующей характеристики «бэушного» гидродемпфера паспортным с учетом указанной производителем погрешности измерений. Поэтому в конструкции испытательных стендов производственных предприятий используется в приводе кривошипно-шатунный механизм для обеспечения частотной реализации простого гармонического синусоидального закона перемещения поршня гидродемпфера (рис. 3).

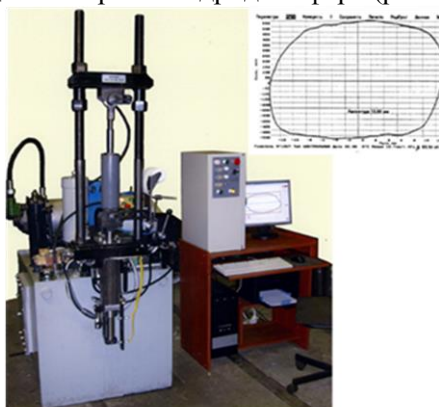


Рис.3 Внешний вид испытательного стенда СА-5, который эксплуатируется производителями гидродемпферов ОАО «Транспневматика» и ОАО «Петуховский литейно-механический завод» (Россия)

В действительности, установленный на вагоне гидродемпфер совершает более сложные и не гармонические колебания, и это подтверждается экспериментальными исследованиями [4]. Другой особенностью является то, что на производственных стендах гидродемпферы испытываются при фиксированных скоростях, при этом по непонятным для нас причинам испытания ограничиваются только тремя значениями скоростей и весьма узким диапазоном (50÷100 мм) перемещения поршня (см. таблицу 1). Если представить, что контроль качества на производственных предприятиях осуществляется одинаково хорошо на всех промежуточных этапах сборки, то для новых изделий

такие условия можно еще принять. Но для побывавших в эксплуатации гидродемпферов испытания необходимо проводить при максимально рабочем ходе поршня.

Мы предлагаем новый подход к испытанию гидравлических гасителей колебаний, побывавших в эксплуатации. Суть его заключается в том, что нас не интересует, каким нагрузкам гаситель подвергался в эксплуатации. Нас интересует только его демпфирующая характеристика (параметр сопротивления) на момент времени его испытания. Мы предполагаем, что функция параметра сопротивления гидродемпфера не зависит от вида закона механического нагружения гидродемпфера, а для определения демпфирующей характеристики требуется всего лишь построить зависимость между силой сопротивления и скоростью перемещения поршня в достаточно широком диапазоне.

Наши допущения базируются на том основании, что вязкая несжимаемая жидкость имеет инфинитезимальную (короткую) память. Бесконечно короткая память – не просто одно из главных свойств вязкой несжимаемой жидкости – это ее определяющее свойство. Жидкость реагирует только на деформации, которым она подвергается в рассматриваемый момент времени, и полностью забывает те деформации, которым она подвергалась любое конечное время тому назад, сколь бы недавно это ни происходило [5]. Таким образом, можно допустить, что гидравлическая компонента гидродемпфера является безинерционной и практически мгновенно реагирует на изменение воздействий дорожного полотна. Запаздывание может обуславливаться лишь сжимаемостью присутствующего в цилиндре гидродемпфера воздуха и объективной инерционностью срабатывания его механических элементов (клапанов).

На наших научных допущениях специалистами фирмы «КОМПРО» был создан конструктивно принципиально новый стенд ИГК-90.1 (рис.4).



Рис. 4 Стенд ИГК-90.1 производства фирмы «КОМПРО» (Украина)

Из таблицы 1 видно, что главным преимуществом украинского испытательного стенда ИГК-90.1 является большая информативность по количеству полученных результатов (1000) измерений силы и величины параметра сопротивления в широком диапазоне скоростей 0,010–0,300 м/с. Другим конструкционным отличием украинского испытательного стенда «ИГК-90.1» является проведение испытаний по негармоническому, но близкому к синусоидальному закону нагружения гидродемпфера (рис.5).

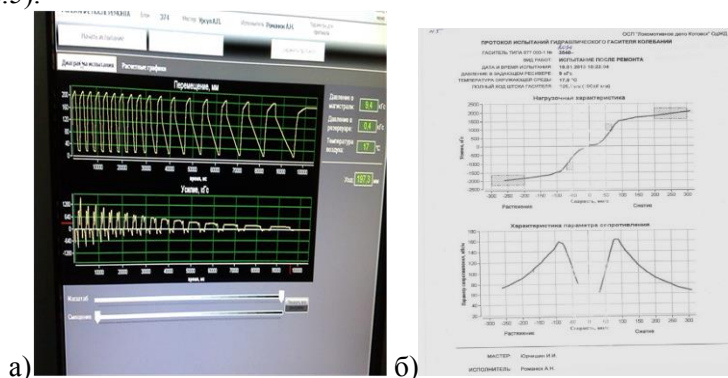


Рис. 5 Фотофрагменты с экрана монитора ПК стенда ИГК-90.1: а) во время испытаний по негармоническому закону нагружения; б) протокол с результатами испытаний гидродемпфера

По форме диаграммы нагружения гидродемпфера на рис. 5а видно, что на достаточно малых отрезках времени (10000 мс) измерений закон нагружения близок к синусоидальному, но частота прикладываемой нагрузки с течением времени изменяется (*уменьшается*) в диапазоне 0,033÷0,33 Гц. Это обусловлено уменьшением скорости перемещения поршня с течением времени во время испытаний в диапазоне 0,010÷0,350 м/с. На рис. 5б отчетливо видно, что на больших скоростях >0,075 м/с закон нагружения (*кривая на верхнем графике практически параллельна оси скорости*) не влияет на параметр сопротивления гидродемпфера (*нижний график*). Полученные графические зависимости силы и параметра сопротивления от скорости открывают более широкие возможности перед ремонтниками в проведении диагностики технического состояния гидродемпфера, а именно позволяет:

- диагностировать исправную работу гидродемпфера в «дрессельном» и «клапанном» режимах;
- сравнивать значение скорости перехода из одного режима в другой (*точки максимума на графиках*) с указанным производителем значением в паспорте;
- определять до разборки гидродемпфера возможные причины его неисправности;
- при повторном испытании на стенде видеть результаты проделанной работы по регулировке или замены конструктивных элементов гидродемпфера.

Таким образом, наши научные допущения подтвердились на практике, а найденные графические зависимости параметра сопротивления из ряда значений в **1000** измерений при испытаниях гидродемпферов на украинском стенде ИГК-90.1, являются наиболее достоверными и информативными, чем при испытаниях на российских стендах СА-5.

Для того, чтобы заставить производителей гидродемпферов повысить качество своих изделий необходимо разработать новые украинские стандарты (ДСТУ) и на их основе утвердить технический регламент (ТР) на гидравлические гасители колебаний, которые будут защищать потребителей, а не производителей. После разработки и введения нового ТР государственная администрация железнодорожного транспорта Украины (ГАЖТ «Укрзалізниця») смогла бы внести соответствующие изменения в свой ведомственный нормативный документ [6]. А пока вместо наращивания скорости передвижения пассажирских поездов Главное управление по безопасности движения ГАЖТ «Укрзалізниця» вынуждено с октября месяца ввести ограничение по скорости до 100 км/ч на эксплуатацию пассажирских вагонов с неисправными гидродемпферами. Эти требования коснутся и новых импортных скоростных поездов «Hyundai», «Skoda», которые сегодня развивают скорость до 160 км/ч, а в перспективе планируется ее увеличить до 200 км/ч.

Список литературных источников:

1. Демин Ю.В. Математическое моделирование и динамика подвижного состава железных дорог / Ю.В. Демин, А.Ю. Черняк, Р.Ю. Демин // Залізничний трансп. України. – 2007. – №4. – С. 3–8.
2. Черняк А.Ю. Компьютерная модель для оперативного определения вероятных причин схода с рельсов грузовых вагонов / А.Ю. Черняк // Вісник Східноукр. нац. ун-ту ім. В. Даля. Наук. журнал. – 2010. – №5 (147). Ч. 1. – С. 40-46.
3. Боряк К.Ф., Манзарук М.А. Различные подходы к оценке технического состояния гидравлических гасителей колебаний // IV Международная партнерская конференция *EuroTrain* «Современный подвижной состав: приоритеты, инновации, перспективы». – Ялта, 2013. – С. 1-9.
4. M. Säglitz Выбор параметров для диагностирования гасителей колебаний //Журнал «Железные дороги мира», №12, 1999. - 24 – 28 С.
5. К. Трусделл Первоначальный курс рациональной механики сплошных сред. – М.: Мир, 1975. – 592 с.
6. ЦТ-0062 "Інструкція по утриманню, ремонту та випробуванню гасителів коливань локомотивів і моторвагонного рухомого складу", утвержденной Главным управлением локомотивного хозяйства УКРЗАЛІЗНИЦІ (приказ №53-ц от 27.02.2003).

Ю.А Чіпіжко, старший науковий співробітник

ВИЗНАЧЕННЯ ПРОБЛЕМ ЗІ СТАНДАРТИЗАЦІЇ ТА УНІФІКАЦІЇ ВІЙСЬКОВОЇ ТЕХНІКИ

В доповіді пропонується визначення проблем зі стандартизацією та уніфікацією військової техніки (ВТ) на сучасному етапі.

В доповіді визначено, що заходи зі стандартизації у сфері оборони, що проводяться в межах відповідальності Міністерства оборони (МО) України та Збройних Сил (ЗС) України, визначаються як стандартизація у воєнній сфері.

Стандартизація у воєнній сфері поділяється на військову стандартизацію і стандартизацію ВТ. Військова стандартизація забезпечує виконання завдань адміністративної та оперативної складових, стандартизація ВТ – завдань матеріальної складової стандартизації [2]. Це визначено Наказом Міністра оборони України від 27.12.2006 № 752 “Про затвердження Положення про стандартизацію у воєнній сфері”.

Далі визначені наступні проблеми зі стандартизацією та уніфікацією ВТ на сучасному етапі:

1. Необхідність чіткої регламентації порядку проведення робіт з уніфікації ВТ.
2. Недосконалість нормативно-правової бази та невідповідність її сучасним вимогам.
3. Необхідність впровадження в МО України системи державного гарантування якості продукції військового призначення на основі вимог STANAG-4107 [4] та AQAP-2000 [5].
4. Впровадження ефективних заходів з проведення гармонізації національних стандартів зі стандартами розвинутих країн світу та НАТО.
5. Проблема використання в зразках ВТ, що створюються або модернізуються, складових частин, комплектувальних виробів або елементної бази іноземного виробництва.
6. Фонд нормативних документів (НД) ВТ ЗС України неповний.
7. Неузгодженість обсягів робіт, що виконуються із завданнями (вкрай обмежене фінансування).
8. Втрата висококваліфікованих кадрів із стандартизації в наукових організаціях, технічних комітетах стандартизації та на підприємствах у наслідок постійного їх реформування тощо.

В доповіді проаналізовані ці проблеми. Наприклад, про порядок проведення робіт з уніфікації.

Відповідно до вимог міждержавних стандартів та положень Наказу Міністра оборони України від 27.12.2006 № 752 [1] проведення заходів зі стандартизації та уніфікації ВТ дозволяє визначити єдиного замовника за всією номенклатурою зразків техніки. На перший погляд, ця особливість повинна забезпечити можливість керування номенклатурою та якістю продукції військового призначення, забезпечити високий рівень уніфікації при розукрупненні ВТ, запроваджувати ефективне використання засобів стандартизації, а також здійснювати централізований контроль виконання вимог зі стандартизації та уніфікації на різних етапах розроблення зразків ВТ [1].

На жаль, в умовах сьогодення вимоги стандартів трактуються підчас виключно як необов'язкові, а зазначені вище можливості використовуються не повною мірою. Як у колишньому СРСР, так і тепер, існують приклади розуніфікації ВТ на різних етапах її створення.

З цього приводу зазначимо, що сучасний стан ВТ, яка стоїть на озброєнні ЗС України, має вкрай низький ступінь уніфікації як на рівні видів, типів, зразків та їх складових частин.

У зв'язку з цим існує проведення робіт з уніфікації, починаючи з етапів її розроблення, а також установлення відповідальності за міжвидову уніфікацію комплексів (зразків), за міжгалузеву та міжпроектну уніфікацію на рівні складових частин, комплектувальних елементів і матеріалів тощо [2].

Другий приклад - як висвітлений аналіз відсутності сучасної нормативної бази.

Однією з найважливіших проблем стандартизації у воєнній сфері в Україні є відсутність сучасної нормативної бази.

Після розпаду СРСР роботи щодо внесення змін, доповнень та перегляду цих нормативних документів здійснювались повільно та безсистемно. Значна частина їх вже не відповідає сучасному

рівню розвитку науки, техніки, промисловості, а також системі нових економічних відношень та державного управління в Україні, міжнародним нормам, правилам та вимогам [3].

В основу системи стандартизації ВТ, що залишилася Україні від колишнього Радянського Союзу було покладено жорсткий централізований принцип управління оборонним та господарським комплексом на основі системи нормативних документів, що регламентували процеси планування та реалізації розробки, виробництва, експлуатації та ремонту ВТ, а саме: комплексна система загальних технічних вимог (КСЗТВ ВТ), система розроблення поставлення на виробництво (СРПВ ВТ), комплексна система контролю якості (КСКЯ ВТ), єдина система конструкторської та технологічної документації (ЄСКД, ЄСТД), єдина система захисту від корозії та старіння (ЄСЗКС) та інші.

Основоположні стандарти на ВТ, що застосовуються сьогодні в оборонній промисловості, вже не відповідають змінам, що відбулися в Україні, не враховують положення міжнародних та європейських стандартів з управління системами якості та навколишнього природного середовища, оцінювання відповідності (ISO 9000, EN 45000, EN 14000), не гармонізовані зі стандартами НАТО. Насамперед це стосується стандартів СРПВ ВТ, КСЗТВ ВТ, випробувань та контролю якості продукції військового призначення.

Основним завданням на першому етапі слід вважати врегулювання на законодавчому рівні відносин, які виникають у процесі розроблення, виробництва, експлуатації, ремонту та модернізації військової техніки в умовах ринкової економіки, з чітким визначенням повноважень центральних органів виконавчої влади, підприємств, наукових установ і організацій. Це може бути реалізовано з прийняттям Закону України «Про розроблення та поставлення на виробництво озброєння, військової і спеціальної техніки», Концепція якого схвалена розпорядженням Кабінету Міністрів України від 3 вересня 2008 р. № 1170, та внесенням змін до Законів України «Про оборону України», «Про Збройні Сили України» та «Про організацію оборонного планування» щодо визначення повноважень органів державної влади, які приймають рішення про розроблення зразків військової техніки, поставлення її на виробництво, авторський нагляд за експлуатацією, технічне обслуговуванням, продовження строку служби і строку зберігання.

Основним завданням на другому етапі повинно бути врегулювання нормативно-правовими актами Кабінету Міністрів України питань, що відповідно до закону належать до його повноважень, а також тих, що регулюються національними стандартами, технічними регламентами, актами центральних органів виконавчої влади тощо [1].

Для врегулювання цих та інших проблемних питань в Україні розроблена Концепція створення національної системи розроблення та поставлення на виробництво озброєння, військової і спеціальної техніки, що схвалена розпорядженням Кабінету Міністрів України від 1 липня 2009 р. № 756-р.

В сучасних умовах створення ВТ набуває актуальності розвиток методичних основ організації робіт зі стандартизації та уніфікації ВТ, а також перегляд міждержавних стандартів серії ГОСТ В 15 та розроблення на їх заміну відповідних національних стандартів. До 2015 року планувалося перегляд стандартів СРПВ ОВТ. Але на цей час це не відбулося.

В докладі обґрунтовано і найважливіші проблеми впровадження ефективних заходів з проведення гармонізації національних стандартів зі стандартами розвинутих країн світу та НАТО, а також проаналізована проблема використання в зразках ВТ, що створюються або модернізуються, складових частин, комплектувальних виробів або елементної бази іноземного виробництва тощо.

На підставі проведеного аналізу вищезазначених проблем зі стандартизації та уніфікації ВТ запропоновані відповідні шляхи вирішення визначених проблем.

Висновки

1. Як показує аналіз, у сфері стандартизації та уніфікації ВТ існує багато недоліків. Ці недоліки стосуються, насамперед, питань розроблення та удосконалення нормативної документації з урахуванням сучасних реалій розвитку ВТ ЗС України, її економічного стану та зовнішньої і внутрішньої політики. Тому є актуальним перегляд положень національного ДСТУ В 1.0, який установлює мету, завдання та основні принципи і об'єкти стандартизації ВТ.

2. Потребує також удосконалення існуюча нормативна база щодо порядку встановлення, обґрунтування та контролювання вимог зі стандартизації та уніфікації перспективних систем ВТ. Особливо це стосується одиночного або малосерійного виробництва складних систем озброєнь.

3. Під час розробки та модернізації ВТ, як складних технічних систем, першорядне значення слід надавати використанню новітніх технологій (в тому числі нанотехнологій) з обов'язковим урахуванням вимог щодо досягнення оптимальних рівнів уніфікації ВТ.

4. Провідна роль на сучасному етапі розвитку ВТ надається концепції "сімейств" (рядів) озброєнь, яка ґрунтується на модифікації систем ВТ на основі базово-модульного принципу.

5. Для використання комплектувальних виробів іноземного виробництва, насамперед, необхідно розробити відповідні нормативні документи щодо забезпечення порядку використання цих комплектувальних. У галузі електрорадіовиробів, наприклад, доцільно розробити нормативний документ на основі ГСТУ В3.114-97, який встановлював би єдиний для всіх підприємств України порядок узгодження та застосування електрорадіовиробів іноземного виробництва.

6. Слід також якомога глибше гармонізувати національні стандарти України на ВТ зі стандартами країн, з якими Укроборонпром взаємодіє у війсьній сфері.

Список літературних джерел

1. Наказ Міністра оборони України від 27.12.2006 № 752 «Про затвердження Положення про стандартизацію у війсьній сфері».

2. Кулагін К.К. Особливості стандартизації та уніфікації військової техніки в сучасних умовах її розробки і виробництва. Системи обробки інформації, ХУПС ім. І. Кожедуба, 2009, випуск 6.(80) - С. 61-66.

3. Сахацький І.І. Розвиток стандартизації у сфері оборони, Наука і оборона 4, 1998, С.33-37.

4. STANAG 4107 «Спільне прийняття та використання публікацій НАТО щодо державного гарантування якості».

5. AQAP 2000 «Політика інтегрованого системного підходу до питань якості через забезпечення життєвого циклу озброєнь».

6. ГОСТ В 15.207-90 СРПП ВТ. Порядок проведення работ по стандартизации и унификации в процессе разработки и постановки на производство изделий военной техники.

7. ГОСТ В 15.702-83 СРПП ВТ. Порядок установления и продления назначенных ресурса, срока службы, срока хранения. Основные положения

8. ДСТУ 2860-94 Надійність техніки, Терміни та визначення.

9. ДСТУ 2462-94 Сертифікація. Основні поняття. Терміни та визначення.

Л. О. Суліма, Л.В. Коломієць, д.т.н., проф.

КВАЛІФІКАЦІЙНІ ВИМОГИ ДО МЕНЕДЖЕРА З ЯКОСТІ КЛІНІКО-ДІАГНОСТИЧНОЇ ЛАБОРАТОРІЇ

Ключові слова: персонал клініко-діагностичної лабораторії, вимоги міжнародних та національних стандартів, кваліфікаційні вимоги до менеджера з якості.

В Україні досі не гармонізований міжнародний стандарт ISO 15189:2003 [1], який визначає вимоги до компетентності клініко-діагностичних лабораторій. Національне агентство з акредитації України не акредитує лабораторії на відповідність вимогам цього стандарту, а сам порядок акредитації таких лабораторій досі не відповідає рекомендаціям експертів ЄС [2], у яких прописана необхідність впровадження в практику роботи вітчизняних клініко-діагностичних (медичних) лабораторій низки вимог [1].

Сьогодні в сотнях вітчизняних випробувальних лабораторій впроваджені вимоги до їх компетентності, які описані в міжнародному стандарті [3] (вітчизняний аналог [4]).

Порівняльний аналіз вимог стандартів [1] та [4] показує, що однією із головних особливостей є, безумовно, вимоги до персоналу лабораторій, зокрема менеджера з якості, який відповідає за функціонування систем управління якістю та проведення внутрішніх аудитів.

В табл. 1 представлені кваліфікаційні вимоги до менеджера з якості клініко-діагностичної лабораторії, які розроблені у відповідності до міжнародного стандарту ISO 15189:2003 «Medicallaboratories - Particularrequirementsforqualityandcompetence» (Медичні лабораторії. Особливі вимоги до якості та компетентності).

Таблиця 1 -Кваліфікаційні вимоги до менеджера з якості клініко-діагностичної лабораторії

№ з/п	Вимога	Зміст вимоги
1	2	3
1	Освіта	Менеджер з якості повинен мати вищу освіту не нижче рівня «спеціаліст», «магістр» або рівноцінну (для осіб, які отримали вищу освіту до 17.01.2002 року).
2	Загальний досвід роботи	Наявність чотирирічного загального стажу роботи (повний робочий день) на підприємстві (організації) будь-якої форми власності і на будь-якій посаді, без врахування загального стажу за період навчання у вищому навчальному закладі (повністю для денної форми та частково з урахуванням тривалості (кількості академічних годин) навчання для заочної форми), оскільки навчання не може бути віднесене до таких видів робіт, як розробка, виробництво, технологія, управління.
3	Досвід роботи у медичних лабораторіях	Менеджер з якості повинен мати стаж, принаймні, дворічної практичної роботи у клініко-діагностичних лабораторіях.
4	Спеціальна підготовка менеджера з якості	Менеджер з якості повинен пройти спеціальну підготовку для забезпечення якості медичних послуг, що надаються лабораторією та управління якістю цих послуг.
5	Спеціальні знання менеджера з якості	Менеджер з якості повинен мати спеціальні знання щодо: 1) процесів виробництва виробів медичних та пов'язані з ними: - термінологію предметної галузі; - технологічні характеристики процесів і пов'язаних з ними послуг; - процесів та практичної діяльності в сфері медичної діагностики; - національних і міждержавних стандартів та інших нормативних документів, які зокрема встановлюють вимоги щодо: а) класифікації виробів медичних в залежності від потенційного ризику застосування; б) маркування та пакування виробів медичних;

№ з/п	Вимога	Зміст вимоги
1	2	3
		<p>в) стерилізації та дезінфекції виробів медичного призначення; г) контролю стерильності засобів медичного призначення; д) валідації, поточного контролю стерилізації і дезінфекції виробів медичного призначення; е) надійності, правил та методів випробувань і контролю при виробництві медичної техніки; ж) санітарних правил організації технологічних процесів та гігієнічних вимог до виробничого обладнання, в тому числі, вимоги до виробничого середовища, обладнання, класифікації шкідливих речовин; и) токсиколого-гігієнічних та клінічних досліджень медичних виробів; к) біологічного оцінювання медичних виробів; л) обов'язкових вимог до медичних виробів, що визначені Технічними регламентами України та стандарти, добровільне застосування яких є доказом відповідності; м) основних вимог безпеки, електромагнітної сумісності та основні технічні характеристики, які впливають на безпеку пацієнта та персоналу при використанні електричного/електронного медичного обладнання; н) розробки перевірки програмного або апаратного забезпечення для пристроїв та виробничих процесів; 2) систем управління якістю за ДСТУ ISO 13485:2005: - термінологію у сфері управління; - принципи управління якістю та особливості їх застосування; - спільні елементи відмінності ДСТУ ISO 13485 та ДСТУ ISO 9001; - методи управління якістю виробів медичних; 3) управління ризиками згідно вимог ДСТУ ISO 14971:2009.</p>
6	Особисті якості менеджера	<p>Менеджер з якості повинен бути:</p> <ul style="list-style-type: none"> - етичним, тобто справедливим, правдивим, щирим, відвертим та ввічливим; - неупередженим, тобто готовим до розгляду альтернативних ідей або точок зору; - дипломатичним, тобто тактовним у ставленні до людей; - спостережливим, тобто активно знайомитися з навколишнім оточенням і видами діяльності; - сприйнятливим, тобто інстинктивно відчувати ситуації і бути здатним розуміти їх; - різнобічним, тобто здатним легко адаптуватися до різних ситуацій; - наполегливим, цілеспрямованим; - рішучим, тобто своєчасно робити висновки на основі логічного мислення та аналізування; - впевненим у собі, тобто діяти та працювати незалежно під час співпраці з іншими фахівцями; - витриманим, здатним до аналізу та до об'єктивної оцінки; <p>- зосередженим, спостережливим, принциповим, доброзичливим та пунктуальним;</p> <p>- здатним слухати співбесідника.</p>
7	Відповідальність менеджера з якості	<p>Менеджер з якості несе відповідальність:</p> <ul style="list-style-type: none"> - за підтримку, оновлення і поліпшення системи менеджменту якості з врахуванням наступних знань: а) політики і завдань розроблених і за документованих в керівництві

№ з/п	Вимога	Зміст вимоги
1	2	3
		<p>за якістю;</p> <p>б) процесів, програм, процедур і технічних процедур, інструкцій, системи якості, що діє;</p> <p>- за конфіденційність інформації, що стосується пацієнтів;</p> <p>-запровадженнявнутрішніх перевірок (аудитів) всіх елементів системи якості як управлінських так і технічних, які включають перевірки:</p> <p>- структури документації системи якості;</p> <p>- процедур управління документацією;</p> <p>-процедур придбання послуг і запасів;</p> <p>- процедур розгляду скарг, претензій і інших звернень клініцистів, пацієнтів інших сторін;</p> <p>-процедур виявлення і реєстрації результатів не відповідних вимогам;</p> <p>- процедур управління записами;</p> <p>- вимог до персоналу;</p> <p>- вимог до приміщень і умови довкілля;</p> <p>- вимог до лабораторного устаткування;</p> <p>-вимог до системи усередині лабораторного контролю, що забезпечує підтримку необхідної якості результатів;</p> <p>- вимог до видів надання звітів за результатами дослідженьтощо.</p>
8	Підтримування статусу менеджера з якості	<p>Менеджер з якості для покращення управління, отримання нових знань та придбаннянавичок повинен постійно підвищувати свою кваліфікацію на відповідних курсах, а також брати участь у:</p> <p>- семінарах з питань надання медичних послуг, менеджменту якості, технічного регулювання і споживчої політики;</p> <p>- прес - конференціях;</p> <p>- круглих столах та дискусіях.</p>

ВИСНОВКИ:

Як бачимо, менеджер з якості клініко-діагностичної лабораторії повинен нести не лише відповідальність перед засновником і суспільством, але й бути достатньо компетентним стосовно послуг, які надає лабораторія, і повинен мати відповідну кваліфікацію, тобто базову освіту не будь-яку, а відповідну профілю роботи лабораторії. Компетентність менеджера з якості - це доведена спроможність використовувати отримані знання і формується компетентність як результат базової освіти, післядипломної (безперервної) освіти, практичних занять і практичного досвіду протягом кількох років безпосередньо у клініко-діагностичній лабораторії. Менеджер з якості повинен мати базову освіту та практичний досвід, необхідний для забезпечення відповідальності.

Список літературних джерел

1. ISO 15189:2003. Medical laboratories-Particular requirements for quality and competence.
2. Рекомендація щодо вдосконалення системи управління якістю медичної допомоги в Україні: акредитація медичних закладів. - Посібник, Представництво Європейського комітету в Україні, Київ, 2009р.-64с.
3. ISO/IEC 17025:2005.General requirements for the competence of testing and calibration laboratories.
4. ДСТУ ISO/IEC 17025:2006. Загальні вимоги до компетентності випробувальних і калібрувальних лабораторій.

POSITIONING ERRORS BY INSPECTION PLATE INTERPRETATION ON THE CMM

Key words: CMM, measuring tolerance, inspektion platte, measuring features

The positioning errors value t is the smallest value of positioning tolerance to which the feature conforms. According to the surface interpretation a feature conforms to a positioning tolerance at a specified material condition basis if all points on the feature is outside a specified three-dimensional tolerance zone. It was propose in [1,2] to use three important concepts from geometrical tolerances, as datum reference frames (DRF), material conditions (MMC maximal materials conditions) and LMC (least material condition). Geometric tolerances, such as straightness and flatness [3], refer to unrelated lines and surfaces and makes possible do not require the dates use. Relationship between groups of measurement features is controlled by related features, then referee orientation and location tolerances. In Fig.1. is showed the our variant of inspection plate, that was firstly in [4] described more definitely.

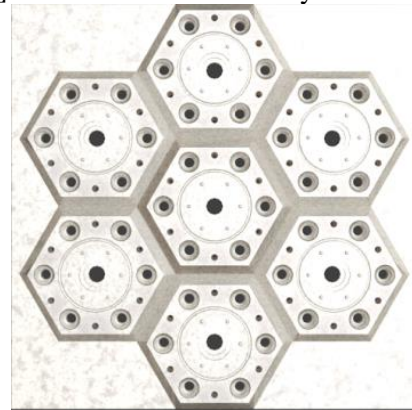
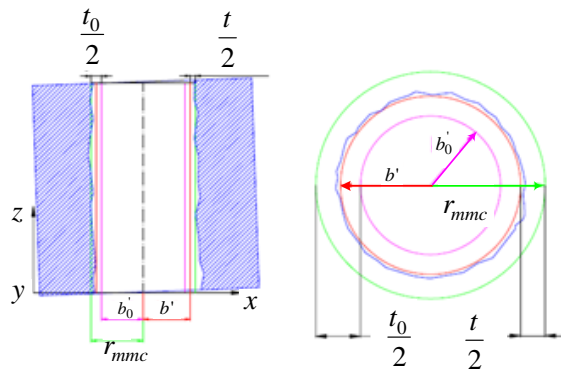


Fig.1. Graphical interpretation of the main parameters at MCC

Fig.2. Proposal plate for inspection of large CMMs

The surface conform to the to the applicable size limits, In the case of an internal features (spherical hollow, hole, cylinder), there is a further condition that the feature must surround the tolerance zone. Hole conforms (Fig.1.) to a position tolerance if all points of the feature lie outside position zone defined by cylinder of radius b_0' , showed in Fig.2.

Rating formulas cylinder of radius b_0' are representing in Table 1.

Table 1.

Feature type	MMC	RFS	LMC
Internal (hole)	$b_0' = r_{mmc} - \frac{t_0}{2}$	$b_0' = r_{am} - \frac{t_0}{2}$	$b_0' = r_{lmc} + \frac{t_0}{2}$
External (hole)	$b_0' = r_{mmc} + \frac{t_0}{2}$	$b_0' = r_{am} + \frac{t_0}{2}$	$b_0' = r_{lmc} - \frac{t_0}{2}$

where

t_0 - position tolerance applied at nominal feature;

r_{mmc} – feature radius at MMC;

r_{lmc} – feature radius at LMC;

r_{am} – actual mating radius.

On the contrary to the inspection plates surface interpretation where the tolerance zone is a forbidden zone for the hole surface the cylindrical tolerance zone is an allowable zone for the actual hole axis. Surface interpretation, also for resolved geometry interpretation the size of the tolerance zone is calculated in different ways depending on te material condition applied. In case of the datum going out in RFS condition, the datum is its center of the actual mating feature. In case of the datum call out is in MMC/LMC condition, then the datum point is the set of centers of all its virtual features in MMC/LMC. Each center is referred to a candidate datum. A datum point should be chosen so that the tolerance values of referenced features are minimized [1,2].

Radius b_0' of cylindrical tolerance zone at MMC and RFS can definite from following formulas at the Table. 2. The optimal value of the objective function t is half the size of actual mating feature, which

should equal to. The difference between the radius of the actual mating cylinder ram and the radius at MMC rmmc is the tolerance bonus.

Tabl.2.

Materials condition basis	b_0	t
RFS	$b_0 = \frac{t_0}{2}$	$t = 2b$
MMC	$b_0 = \frac{t_0}{2} + (r_{am} - r_{mmc})$	$t = 2(b - (r_{am} - r_{mmc}))$

Where

b is the radius of the smallest size tolerance cylinder enveloping the actual axis.

General structure of proposal software is showed in block-chart in Figure 3 and represents the main operations. The whole structure of inspection software was discussed in [4].

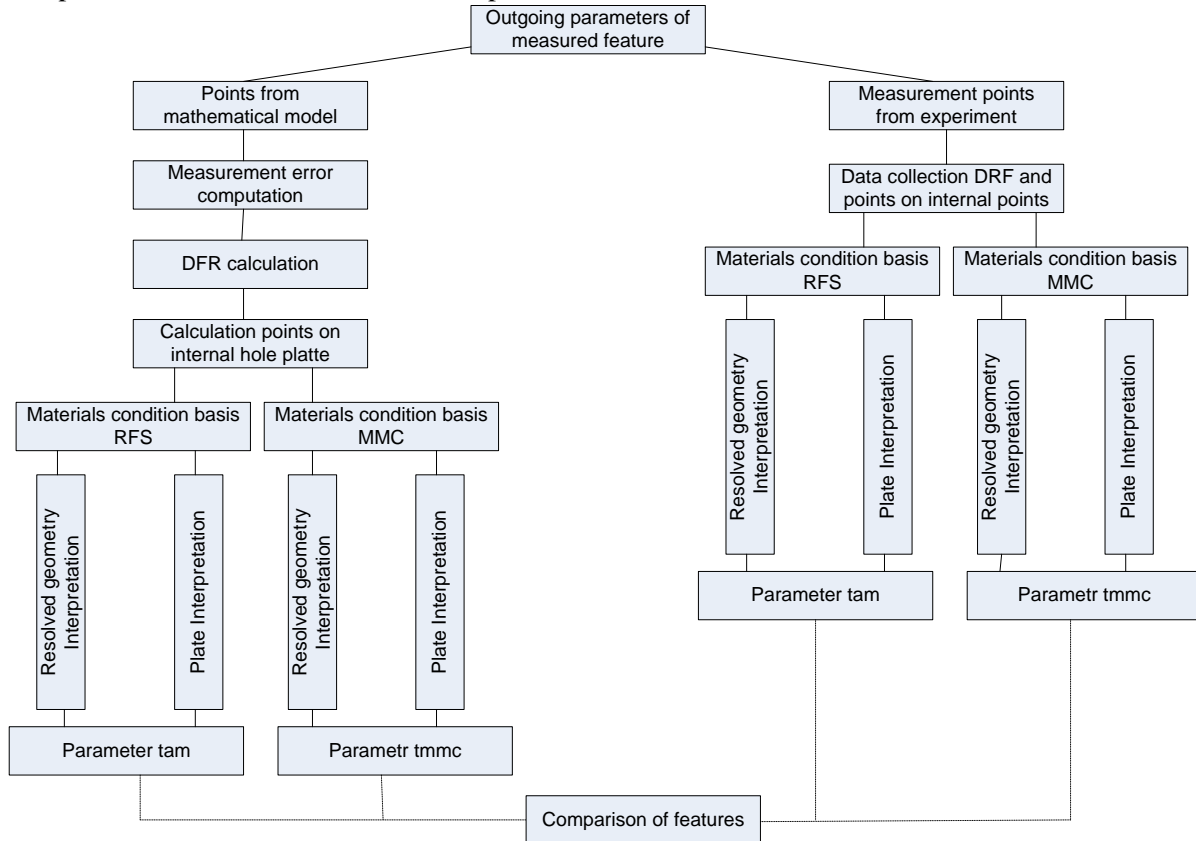


Fig.3. Structure of the computing software with main functionalities, which is realized in Labview

The software is developed in Labview 8.0. and organized in the form of main program with manages the whole experiment and a collection of ancillary functions implementations subprograms. Into the theoretical and practical issues in generally make possible to build systems of CMM measurement assurance of geometrical parameters of measuring surface.

1. Координатно-измерительные машины и их применение / [Гапшис В.-А. А., Каспарайтис А. Ю., Модестов М. Б. и др.]. — М.: Машиностроение, 1988. — 328 с.
2. Design of optimal measurement strategies for Geometric tolerances control on CMMs. / F. Concas. — Cagliari.: University of Cagliari, 2006. — 197 p.
3. ГСИ. Метрологические характеристики средств измерений и точностные характеристики средств автоматизации ГСП. Общие методы оценки и контроля : ГОСТ 8.508-84 — [Чинний від 07-1985] — М.: ИПК Издательство стандартов, 2002. — 10. — (Стандарт).
4. Пирог Т. Анализ методики оценки погрешностей измерения на координатно-измерительных машинах / Т. Пирог, В. Квасников // «Інформаційно-вимірювальні технології, технічне регулювання та менеджмент якості»: наук.-техн. конф. (16 грудня 2010р.): тези доп. — Одеса.: 2010. — С. 133-137.

В.М. Кичак д.т.н., проф., Н.В. Трухачова аспірант, А.В. Вергелюк студент
ОЦІНЮВАННЯ ВПЛИВУ ДЕСТАБІЛІЗУЮЧИХ ФАКТОРІВ НА ПАРАМЕТРИ
ПРИСТРОЮ КОМПЕНСАЦІЇ ФАЗОВОЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ

Ключові слова: фазова нестабільність,

В праці [1] наведено структурну схему приладу для вимірювання фазової нестабільності (ФН) з використанням пристрою компенсації фазової нестабільності (ПКФН) та ортогонального методу для розрахунку фазового зсуву між послідовним сигналом та опорним, сформованим із зондуючого шляхом використання ПКФН. З метою підвищення швидкодії приладу вимірювання різниці фаз опорного та зондуючого сигналів здійснюється шляхом додавання та інтегрування сигналів в аналоговій формі з подальшим перетворенням їх в цифрову за допомогою АЦП та виконання арифметичних і тригонометричних операцій в цифровій формі, що забезпечує можливість здійснення вимірювань в діапазоні надвисоких частот.

Метою цієї праці є дослідження впливу дестабілізуючих факторів на коефіцієнт компенсації фазової нестабільності ПКФН.

В процесі експлуатації приладу для вимірювання фазової нестабільності буде мати місце дрейф параметрів ПКФН, обумовлений зміною температури навколишнього середовища, нестабільністю коефіцієнта передавання ланок за рахунок нестабільності джерела живлення та інших факторів, що може значно погіршувати фільтруючі властивості пристрою, знижувати точність формування сигналів з опорною фазою. В свою чергу параметри ПКФН залежать від дестабілізуючих факторів та виробничо-технологічних відхилень параметрів компонентів.

Для дослідження впливу дестабілізуючих факторів та виробничо-технічних параметрів компонентів на параметри ПКФН пропонується використовувати метод, який ґрунтується на представленні відхилень параметрів компонентів у вигляді генеральної сукупності, що складається з суміші виробів із ряду партій, в межах кожної з яких залежність параметру, що досліджується, від дестабілізуючих факторів є лінійною.

Для отримання чисельного розв'язку рівнянь з необхідною точністю в нашому випадку доцільно застосувати кусково-лінійну апроксимацію. При побудові математичних моделей будемо допускати, що відхилення параметрів компонентів не перевищують $\pm 10\%$, а функції розподілу відхилень відповідають нормальному закону, що характерно для використання сучасної напівпровідникової технології.

Враховуючи це, середнє квадратичне відхилення параметра на умовно виділеній лінійній ділянці можна визначити за виразом

$$\sigma \left(\frac{\Delta y_k}{y_k} \right) = \left[\sum_{i=1}^n \lambda_{xi} B_{xi}^2 \sigma^2 \left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right) + \sum_{i \neq j}^n \lambda_{xi} \lambda_{xj} \eta_{ij} c_{xij} \sigma \left(\frac{\Delta x_i}{x_i} \right) \sigma \left(\frac{\Delta x_j}{x_j} \right) \right]^{1/2}$$

де

де y_k – параметр компонента ПКФН та гармонійних впливів;

x_1, \dots, x_j - параметри елементів електричних схем компонентів ПКФН.

$\lambda_{x_i} = \Delta x_i (x_{i_{max}} - x_{i_{min}})$ - відносна вага l -ої ділянки апроксимуючої функції параметра пристрою;

$B_{x_i} = \frac{dy_k}{dx_i} \cdot \frac{x_i}{y_k}$ - коефіцієнт впливу, що враховує “питому вагу” відповідної зміни параметрів елементів пристрою в сумарному розкиді досліджуваного параметра;

$$B_{\Delta a_i} = \frac{d\left(\frac{\Delta x_i}{x_i}\right)}{d\Delta a_i} \cdot \frac{\Delta a_i}{x_i} - \text{коєфіцієнт впливу, що враховує "питому вагу"} \text{ відповідного}$$

дестабілізуючого чинника в сумарному розкиді параметра елемента пристрою;

η_{ij} - кореляційне відношення, що характеризує зв'язок між дестабілізуючими факторами;

$$C_{x_{ij}} = \frac{d^2 y_k}{dx_i dx_j} \cdot \frac{x_i x_j}{y_k^2} - \text{коєфіцієнт впливу, що враховує "питому вагу"} \text{ похибки, зумовленої}$$

наявністю кореляційного зв'язку між параметрами елементів пристрою;

$$C_{\Delta a_{ij}} = \frac{d^2\left(\frac{\Delta x}{x}\right)}{d\Delta a_i d\Delta a_j} \cdot \frac{\Delta a_i \Delta a_j}{x^2} - \text{коєфіцієнт впливу, що враховує "питому вагу"} \text{ похибки, обумовлений}$$

наявністю кореляційного зв'язку між дестабілізуючими факторами;

$$\lambda_{a_i} = \frac{\Delta a_i}{\Delta a_{i\max} - \Delta a_{i\min}} - \text{відносна вага ділянки, на якій залежність параметра пристрою, що}$$

досліджується, від дестабілізуючого чинника є лінійною функцією;

$$\sigma\left(\frac{\Delta a_i}{\Delta a_i}\right) = \frac{\xi_i}{\xi_j} \left[B_{\Delta a_i} \cdot \frac{\Delta a_i}{\Delta a_i} \right] - \text{середнє квадратичне відхилення інтенсивності дестабілізуючих}$$

факторів;

ξ_j, ξ_i - відповідно, коєфіцієнти відносного розкиду параметрів при нормальному законі розподілу і розподілу, відмінного від нормального.

Якщо відомі залежності параметрів елементів електричних схем ПКФН від дестабілізуючих факторів, то з використанням вищенаведених виразів можна розрахувати середньо-квадратичне відхилення параметрів компонентів ПКФН (частотних модуляторів, фазових детекторів тощо) при дії дестабілізуючих факторів на умовно виділеній лінійній ділянці.

Висновки.

1. Досліджено вплив нестабільності компонентів на показники пристрою компенсації фазової нестабільності.

2. Показано доцільність використання середньоквадратичного значення структурної функції для оцінки основних показників пристрою компенсації фазової нестабільності.

Список літературних джерел:

1. Кичак В.М. Розробка методу вимірювання фазової нестабільності НВЧ пристроїв / В.М. Кичак, Н.В. Трухачова // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. - Х.: ХНУ, 2012. - Вип. 3. - С. 39-41.

СЕКЦІЯ 4 (SECTION 4)

Математичне моделювання процесів в засобах вимірювання, контролю та діагностики. Інформаційно-вимірювальні системи

(Mathematical modeling of processes in the measure, control and diagnostics. Information-measuring systems)

Д.О. Ковальов, аспірант

МАТЕМАТИЧНА ІДЕНТИФІКАЦІЯ СИГНАЛУ В ІМПУЛЬСНОМУ ЗАСОБІ КОНТРОЛЮ КОРОЗІЙНО-МЕХАНІЧНИХ ПОШКОДЖЕНЬ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ

Ключові слова: імпульс, різниця потенціалу, контроль, руйнування, електрохімічний шум, одноелектродний датчик, інтенсивність імпульсів.

На сьогоднішній день переважна кількість обладнання в Україні працює поза відведеним терміном експлуатації. В сучасних умовах економічного розвитку нашої держави однією із основних задач господарювання є питання продовження експлуатації понад встановлений термін служби обладнання і устаткування, зокрема хімічного та нафтопереробного виробництва. Внаслідок корозійного руйнування втрачається близько 10% щорічного видобутку металів. Тому своєчасна діагностика і моніторинг технічного стану обладнання є одним з ефективних шляхів вирішення цієї задачі [1]. Нині до 50% незапланованих зупинок в нафтовій, газовій, хімічній, енергетичній галузях промисловості обумовлені корозією [2] і головна причина технічних аварій – відсутність засобів корозійного контролю.

В більшості випадків в хімічній і нафтопереробній промисловості корозійні процеси протікають в середовищі рідких електролітів, що обумовлює розвиток і використання електрохімічних методів контролю.

Мета роботи – розробка програмно-математичного способу ідентифікації електрохімічних імпульсів, що виникають при вимірі електрохімічного потенціалу в часі, які є показником ступеня корозійно-механічного пошкодження обладнання. Розроблений алгоритм є програмно-математичним забезпеченням для реалізації електрохімічного імпульсного засобу контролю корозійно-механічних пошкоджень металевого обладнання, яке експлуатується в середовищі рідких електролітів.

Існують чотири сучасні електрохімічні методи та засоби корозійного контролю:

- за визначенням лінійного поляризаційного опору;
- за вимірюванням зміннострумового імпедансу;
- за вимірюванням електрохімічного шуму;
- за визначенням електродного потенціалу.

Електрохімічні методи корозійного контролю є безпечними, які майже не впливають на властивості досліджуваної корозійної системи, але наведені методи мають низку **недоліків**: потреба висококваліфікованої оцінки пошкоджень і глибокого вивчення властивостей конкретної конструкції; складність реалізації автоматичного контролю стану обладнання в режимі реального часу; необхідність початку автоматичного контролю одночасно з введенням обладнання в експлуатацію; необхідність урахування попередньої "історії" експлуатації обладнання [3].

З урахуванням наведених недоліків існуючих електрохімічних методів контролю був розроблений електрохімічний імпульсний засіб контролю корозійно-механічних пошкоджень обладнання. В даному засобі, як в якості інформативних електрохімічних величин використовуються зміна потенціалу у часі і поява електричних імпульсів у вигляді стрибків потенціалу, які свідчать про певні корозійно-механічні пошкодження обладнання продовж експлуатації.

Для контролю корозійно-механічних пошкоджень обладнання, яке експлуатується в середовищі рідких електролітів, згідно з запропонованою методикою, створено установку з аналогово-цифровим вимірювальним комплексом (рис. 1).

В середині об'єкт контролю (1) оснащується одноелектродним електрохімічним датчиком (2) занурювального типу, котрий передає зміну різниці електрохімічного потенціалу (ΔE) від обладнання до імпульсного засобу контролю [4, 5].

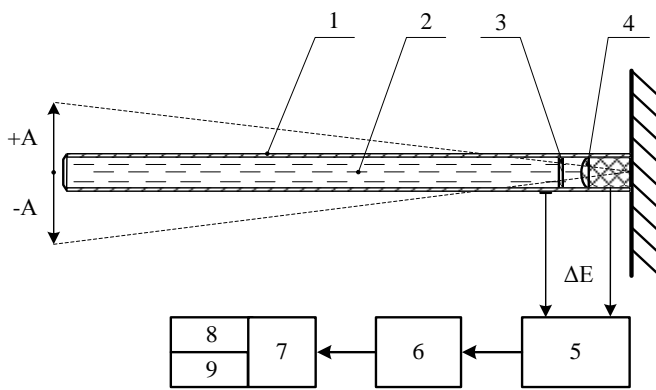


Рис. 1. Схема імпульсного засобу контролю:

- 1 – об'єкт контролю (трубопровід);
- 2 – 5%-й водний розчин NaCl;
- 3 – концентратор напружень;
- 4 – одноелектродний електрохімічний датчик;
- 5 – плата вводу аналогового сигналу;
- 6 – аналого-цифровий перетворювач;
- 7 – персональний комп'ютер;
- 8 – програма реєстрації сигналу;
- 9 – програма ідентифікації імпульсів;
- ΔE – різниця потенціалів;
- A – амплітуда коливань.

Різниця потенціалів разом з імпульсами, що виникають на тлі (ΔE), передається через плату вводу аналогового сигналу (3) до аналого-цифрового перетворювача (4). Зміна потенціалу (ΔE) у часі відображає технічний стан об'єкту контролю в цілому. Імпульс – коротка за часом стрибкоподібна зміна ΔE є наслідком розвитку корозійної тріщини у вершині концентратора. Імпульс – корисний сигнал, який необхідно ідентифікувати програмно-математичним шляхом. З (4) відцифрований сигнал зміни (ΔE) надходить до комп'ютера на реєстрацію (6). Далі відділяється шумова складова і за допомогою програми ідентифікації імпульсів (7) підраховують їх кількість.

Згідно з цим, контроль стану обладнання у часі і прогнозування залишкового ресурсу здійснюється за двома параметрами: зміною електрохімічної (ΔE) і динаміки появи імпульсів. При досягненні, наперед установлених граничних значень останніх параметрів, вмикається попереджувальний сигнал або зупинка обладнання.

Ідентифікація імпульсів, котрі свідчать про корозійно-механічні пошкодження, відбувається шляхом вимірювання електрохімічного потенціалу обладнання. При проведенні експериментальних досліджень із зареєстрованого сигналу отримуємо масив значень, який містить інформацію про характерні зміни потенціалу у часі та імпульси електрохімічного потенціалу, що виникають в процесі розвитку тріщини в металі.

Вимірюваний сигнал має характерний шум, обумовлений фізичними процесами вимірюваної системи і стохастичними процесами, що виникають при вимірюванні.

На підставі наведеної характеристики (рис. 2) визначається амплітуда «шуму» експерименту за весь час вимірювань. У разі отримання загального масиву вимірювань для досліджуваного зразка під навантаженням, серед повного масиву одержаних значень електрохімічного потенціалу знаходяться імпульси як додатньої, так і від'ємної полярності.

Імпульси є «корисним сигналом», які необхідно виділити і обробити. Для того, щоб виділити масив імпульсів, що свідчать про розвиток корозійно-втомної тріщини необхідно провести їх ідентифікацію зі всіх отриманих даних зміни потенціалу.

Теоретично можливо виділити корисний імпульс із шуму, якщо його значення відрізняється від рівня шуму у $\sqrt{2} = 1,41$ рази. Виходячи з цього було створено програмно-математичний метод для обробки і виділення корисного сигналу – імпульсів.

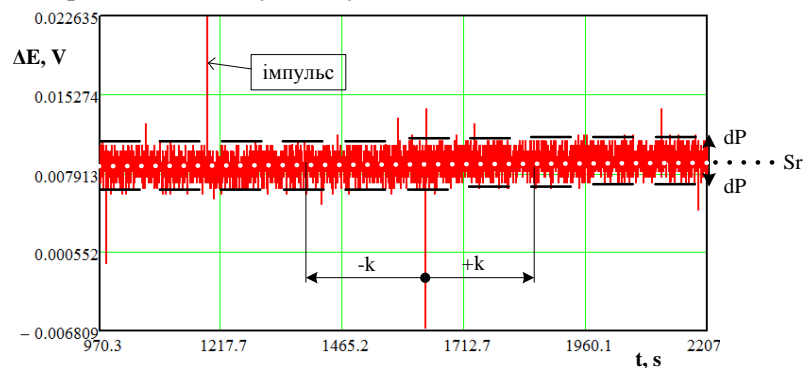


Рис. 2. Фрагмент графіку зміни різниці потенціалу у часі:

dP – амплітуда вибірки шуму зі складової потенціалу, mV ;

Sr – середнє значення потенціалу (mV), яке розраховується за відкладанням k значень.

При обробці потенціалу отримуємо масив значень MM , який складається із значень потенціалу і часу. Далі за допомогою математичної програми ідентифікуємо і підраховуємо імпульси, що свідчать про ступінь корозійно-механічного пошкодження.

$$Sr = \frac{\sum MM}{2k + 1} \quad (1)$$

Скористаємось формулою зі знаходження середнього значення зміни потенціалу.

Імпульсом, який свідчить про корозійно-механічне пошкодження вважається сигнал який відповідає умовам:

$$MM \geq (dP \cdot \sqrt{2} + Sr) \quad (2)$$

Умова (2) – імпульс додатної полярності. Згідно з цим:

$$MM \leq (Sr - (dP \cdot \sqrt{2})) \quad (3)$$

Умова (3) – імпульс від'ємної полярності. Де MM – масив вимірних значень (ΔE).

Якщо відхилення амплітуди від усередненого значення потенціалу Sr відрізняється більше ніж на $dP \cdot \sqrt{2}$, вважається, що дане відхилення є імпульсом. Таким чином отримуємо кількість імпульсів, яка знаходиться з масиву вимірних значень зміни потенціалу.

Висновки

- Запропоновано електрохімічний засіб, призначений для контролю корозійно-механічних пошкоджень, який дозволяє за загальною кількістю зареєстрованих імпульсів, що виникають при корозійно-механічному руйнуванні обладнання, оцінювати ступінь пошкоджень і орієнтовно прогнозувати залишковий ресурс.

- Розроблено програмно-математичний спосіб, який за зміною потенціалу у часі надає можливість ідентифікувати імпульси, що свідчать про розвиток корозійно-механічної тріщини в обладнанні.

Список літературних джерел

1. Коррозионный контроль технологического оборудования. / В.С. Новицкий, Л.М. Писчик // Киев, Наукова Думка. – 2001 - с. 5.
2. Чвірук В.П., Поляков С.Г., Герасименко Ю.С. Академперіодика. Електрохімічний моніторинг техногенних середовищ. – К.: 2007. – 321с.
3. Электрохимический импульсный метод мониторинга коррозионно-механических повреждений / Архипов А.Г., Любимова-Зинченко О.В., Ковалёв Д.А. // Минск: Приборы и методы измерений. – 2012. – 1(4) – С. 75-79.
4. Импульсный метод контроля коррозионных повреждений технологического оборудования / Д.А. Ковалев, А.Г. Боярчук // Минск: Науч. Стремления. – 2012. – №1. – С. 114-120.
5. Импульсный метод определения коррозионно-механического повреждения в среде электролитов / В.И.Похмурский, М.С.Хома, О.Г.Архипов, Д.А.Ковалев //Тезисы докладов. Междунар.конф. посвящена 110-летию со дня рождения член-кор. АН СССР Г.В. Акимова. Фундамент. аспекты корроз. материаловед. и защиты металлов от коррозии. – Москва, 2011. – С.138.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ ДІАГНОСТУВАННЯ СИЛОВИХ МОДУЛІВ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ

Ключові слова: діагностування, силовий модуль, перетворювач частоти, напруга насичення, тепловий опір.

Для забезпечення надійності сучасного регульованого електропривода з ПЧ, його функціонування необхідна неперервна діагностика технічного стану та прогнозування аварійних режимів. [1]. Тому необхідно вирішити проблему з вдосконалення систем технічної діагностики силових модулів електроприводу з урахуванням стану параметрів силових модулів.

В результаті досліджень силових модулів на основі багатократного термоциклювання [2], було встановлено, що один процес відмови силового модуля, а саме відшарування виводів кристала, приводить до стрибкоподібного зростання напруги насичення V_{ce} і температури T_{jmax} (рис.1,а), а інший процес, викликаний руйнуванням спайного з'єднання силового чіпа, призводить до збільшення температурного опору, в результаті зростає температура, а також напруга насичення(рис.1,б).

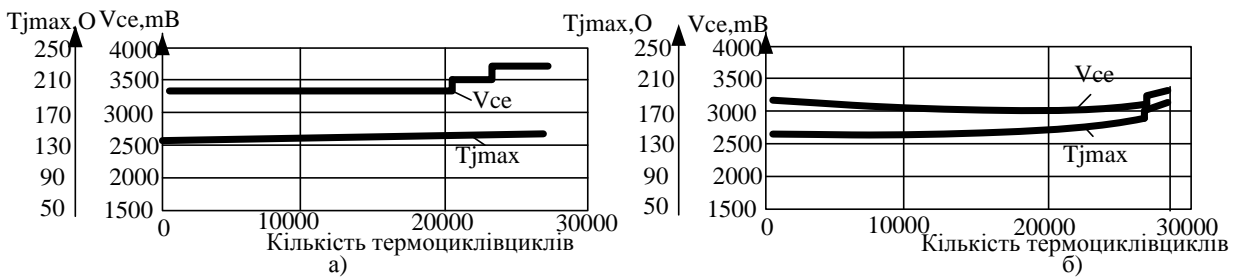


Рис.1 Графіки термоциклювання силового модуля

При врахуванні середнього значення відхилення струму для поточного модуля в даний момент часу до відхилення струму при нульових початкових умовах [3], а також значення напруги насичення, та теплового опору R_{th} , запропонований алгоритм роботи системи діагностування по відношенню до об'єкта матиме вигляд(1):

$$f_{VS} = k_u \cdot V_{CE} + k_R \cdot R_{th} + \frac{C^m}{C^0}, \begin{cases} \text{якщо } |f_{VS}| > \frac{2}{\pi} \rightarrow \text{несправність;} \\ \text{якщо } |f_{VS}| \in \left[\frac{1}{\pi}; \frac{2}{\pi} \right] \rightarrow \text{критичний стан;} \\ \text{якщо } |f_{VS}| < \frac{1}{\pi} \rightarrow \text{нормальна робота.} \end{cases} \quad (1)$$

де, C^m – середнє значення відхилення струму; C^0 – відхилення струму при нульових початкових умовах; V_{CE} – значення напруги насичення; R_{th} – тепловий опір; k_u – коефіцієнт, що враховує вагу впливу напруги насичення на діагностичний висновок; k_R – коефіцієнт, що враховує вагу теплового опору на діагностичний висновок;

Висновок: Запропоновано математичну модель, яка дозволяє можливість виділення критичного стану модуля, з врахуванням параметрів самих силових модулів, та запобігання їх несправності.

Список літературних джерел:

1. Крюков О. В. Алгоритмы технической диагностики регулируемых асинхронных электроприводов / О. В. Крюков, В. В. Марков // НГТУ, Россия – [Електронний ресурс]. — Режим доступу: http://aep.at.ua/ld/0/1_Algor_Tehn_diag.pdf.
2. Андрей Колпаков « Методы оценки надёжности силовых модулей IGBT SEMIKRON в предельных режимах» Силовая Электроника №1(2004) С 40-45
3. Левицький С. М. Математична модель системи діагностування силових модулів перетворювачів частоти / С. М. Левицький, М. П. Розводюк, К. І. Колмачов // Вісник ВПІ. – №4(2012). – С. 51 – 56. – ISSN 1997-9266.

В.С. Осадчук, д.т.н., проф.; О.П. Білилівська, аспірант

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДВОСТОКОВОГО МАГНІТОЧУТЛИВОГО МОН-ТРАНЗИСТОРА

Ключові слова: математична модель, магнітне поле, чутливий елемент, магніточутливий, двостоковий транзистор, статичні характеристики, чутливість.

Сенсори, основою роботи яких є магнітні ефекти, використовуються для вимірювання струму, витрат, лінійних та кутових переміщень, контролю частоти обертання, дефектоскопії і т.д. Одним із напрямків в цій галузі є розробка магніточутливих приладів на основі польових багатоелектродних магнітотранзисторів, які мають високу чутливість і можуть бути виготовлені на одному кристалі зі схемами обробки завдяки технологічній сумісності [1,2].

Розробка таких приладів є неможливою без використання математичних моделей для прогнозування характеристик сенсора при його проектуванні. На даний час існують різні види реалізації багатоелектродних транзисторів, проведені їх експериментальні дослідження [3] тощо. Однак теоретичне обґрунтування фізичних процесів, на яких базується робота МОН-магнітотранзисторів, є поки що недостатнім, а тому й немає їх моделей, які б задовольняли сучасні вимоги. Для опису статичних характеристик запропонована удосконалена математична модель двостокового магніточутливого МОН-транзистора, яка враховує вплив магнітного поля на розподіл носіїв заряду між стоками та електрофізичні властивості області каналу.

Двостоковий магніточутливий МОН-транзистор – це транзистор, стік якого розділений на дві частини, тому без зовнішнього магнітного поля струм каналу розподіляється рівномірно між двома стоками. При дії магнітного поля перпендикулярно до поверхні під дією сили Лоренца струм одного стоку збільшується, а іншого – зменшується. Отриманий вираз стокового струму:

$$I_{DS1,2B\otimes} = \sigma_0 E h \left(\frac{W}{2} \pm L \mu_n B \right) \left(1 - \frac{\mu_n^2 B^2}{2} \right) = I_{DS10} \left(1 \pm 2 \frac{L}{W} \mu_n B \right) \left(1 - \frac{\mu_n^2 B^2}{2} \right),$$

де σ_0 та I_{DS10} – провідність каналу і стоковий струм без дії магнітного поля, W , L і h – ширина, довжина і глибина каналу, E – напруженість електричного поля, μ_n – рухливість електронів.

Шляхом моделювання у системі MatLab отримана залежність різницевого струму від магнітної індукції при напрузі на затворі $U_{GS} = 4,95 \text{ В}$, а на стоках $U_{DS1,2} = 1 \text{ В}$. Дана залежність, а також результати досліджень двостокового магнітотранзистора [3] наведені на рис. 1.

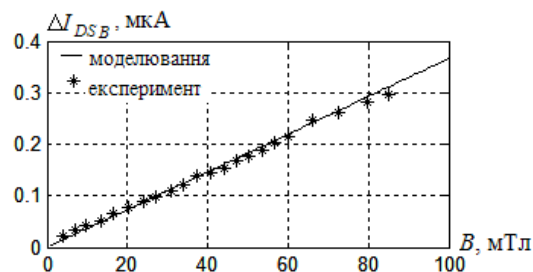


Рис. 1. Залежності різницевого струму стоків від магнітної індукції

Оскільки дана характеристика є практично лінійною, то відносна струмова чутливість двостокового приладу слабко залежить від магнітного поля і, як показують розрахунки, при малих значеннях магнітної індукції вона складає близько $5,25 \% / \text{Тл}$.

Список літературних джерел:

1. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Сенсори тиску і магнітного поля. – Вінниця: ВНТУ, 2005. – 207 с.
2. Popovic R. S. Hall effect devices. – Bristol; Philadelphia: Institute of Physics, 2004. – 419 p.
3. Rodriguez-Torres R. Three-Dimensional Analysis of a MAGFET at 300 K and 77 K / R. Rodriguez-Torres, R. Klima, S. Selberherr // Solid-State Device Research Conference, 2002. Proceeding of the 32nd European, ESS-DERC. – PP. 151 – 154.

Р.М. Басараб

МОДЕЛЬ ВПЛИВУ ФІЗИЧНИХ ЧИННИКІВ НА ЗАРОДЖЕННЯ У МАТЕРІАЛІ НАФТОГОНУ МАКРОТРІЩИН

Ключові слова: експлуатаційні чинники, втомна тріщина, робоче середовище, довжина тріщини, діагностування.

Трубопровідна система нафтогонів постійно перебуває під впливом агресивного середовища – нафти, яка у своєму складі має високий вміст сірки, парафінів та смолистих речовин. Небезпечним газовим складником є також азот. Водяні розчини, які є складником нафти, відносяться до хлоридно-кальцієвого та хлоридно-натрієвого типу. Можлива також наявність лугів та утворення їхнього твердого осаду. Небезпечним газовим складником є азот та супутні гази – жирні, які містять в своєму складі бензинові фракції. У вуглеводневій частині газу переважаючими є етан, метан і пропан. Часто трапляються рідкісні компоненти: гелій та аргон.

Виходячи зі складу сирової нафти, можна стверджувати про наявність в середині трубопроводу таких активних середовищ: поверхнево активного (поверхнево активні речовини у вуглеводнях чи у воді, які вступають в адсорбційну взаємодію з металом); хімічно та електрохімічно активне (розплави солей, водяні розчини електролітів тощо, які викликають електрохімічну чи хімічну корозію). Як показали численні наукові публікації, процеси руйнування нафтогонів під впливом сумісної дії механічних навантажень і корозійних робочих середовищ обумовлені низкою фізико-хімічних локалізованих процесів утворення та розвитку в матеріалі тріщиноподібних дефектів. При цьому поряд з місцями підвищеної концентрації напружень (отвори, вирізки, щілини та інші технологічні та конструкційні концентратори напружень), ці процеси часто виникають і на гладких деформованих поверхнях, що зумовлено гетерогенністю їх фізико-хімічного стану. Це підтверджено, зокрема, останніми відомими статистичними даними, а саме: майже 80% усіх відмов нафтопроводів зумовлено первинними корозійно-механічними пошкодженнями та утворенням і подальшим розвитком поверхневих тріщиноподібних дефектів в місцях корозійних каверн і зварних з'єднань.

Найнебезпечнішими для нафтопровідного транспорту є корозія за наявності напружень, до якої належать корозійне розтріскування й корозивна втома. Напруження збільшують швидкість загальної корозії в кислих та лужних середовищах. Корозійне розтріскування в нафтопроводах викликається спільною дією динамічних навантажень розтягу (гідравлічні поштовхи) та корозійно-активного середовища. Умови для руйнування створюють динамічні навантаження, які разом із структурними напруженнями ініціюють виникнення тріщин. Локалізація корозії, зазвичай викликана мікронеоднорідністю металу, є однією з причин виникнення мікрОВИРАЗКОВ чи пітингів, які розвиваються в мікро- та макротріщини.

Залежно від стану металу та корозійних умов, схильність до розтріскування й величина зони розтріскування визначаються природою неоднорідності: хімічної, структурної, пластичної деформації, або їхнім поєднанням. Корозійне середовище знижує циклічну міцність як основного металу, так і зварних з'єднань. Руйнування за корозійного розтріскування та корозійної втоми мають багато спільного, зокрема – утворення тріщин за відсутності на поверхні металу значних корозивних уражень [1, 2].

У праці описано модель впливу фізичних чинників на виникнення у матеріалі нафтогону макротріщин, які зумовлюють залишковий ресурс його пошкодженої у такий спосіб ділянки за тривалістю докритичного періоду їх повільного підростання. Детально описано взаємозв'язки між фізичними чинниками та виділено їх особливості. Для ілюстрації отриманих результатів зроблену підсумкову таблицю.

Література

1. Крижанівський Є. І. Корозійно-воднева деградація нафтових і газових трубопроводів та її запобігання: [3 т.] / Є. І. Крижанівський, Г. М. Никифорчин. – Ів.-Франківськ–Львів, Вид-во Ів.–Франк. нац. ун-ту нафти і газу, 2011-2012. – 877 с.
2. Миркин А. З. Трубопроводные системы / А. З. Миркин, В. В. Усинин. – М.: Химия, 1991. – 256 с.

FUZZY MODELING IN OPTICAL DIAGNOSTICS OF PULVERIZED COAL BURNER

Keywords: PC burner, diagnostics, alternative fuels

Summary

The premise for the exploration of new sensors and methods of diagnostics of the combustion process are the difficulties encountered during the implementation of low emission combustion technology. Averaging and delay are the main drawbacks of traditional methods of measurement of the majority of combustion parameters. There is a lack of method that allows measurement of output parameters of an individual burner. It is therefore necessary to use indirect optical methods. They are noninvasive, virtually not delayed and additionally spatially selective. Although they provide large amounts of information, their interpretation requires the use of complex data processing techniques. Additional diagnostics problems are caused by coal blending with biomass. The paper describes the use of processing methods with a relatively small computational complexity. Tests were made using 1:10 scale rig with single swirl burner.

Motivation and results

In combustion process simple control based on gas analyzers is used. This is contrasting with the sophisticated control methods in many other industrial processes. In general, the primary obstacle is the lack of reliable method that allows measurement of output parameters of an individual burner, rather than in the need for very complex, multivariate control algorithms [1]. The optical methods seem to be promising, they provide large amount of information, but their interpretation is very difficult [2]. The authors propose the sensor and the method that allows to obtain diagnostics information in the sense of deviation from optimal operation point. In difference to the other methods based on wide-band observation of flame we introduce spatial and acoustic frequency resolution. A photograph of multichannel measuring probe is shown in fig. 1. The post-processing methods based on fuzzy modeling allow to obtain relatively good results. The tests were made using 1:10 scale rig at three different angles of the secondary swirler – 40°, 50° (normal) and 60°. For each swirl angle fuel type was changed. Tests were made for pure pulverised coal, 10%, 20% and 30% mix with biomass (finally only the 10% mix was considered). For each fuel setting three air excess conditions were measured: normal, too high and too low. The goal was to diagnose whether the combustion conditions are optimal or not, for each fuel and powe settings.. As the simple RMS error value can be misleading when solitary overshots appear we put additional criterion that not more than for 5% of samples the error exceeds 10%. Every 10th sample was chosen as testing one. Raw results show that for pure coal we have obtained practically 100% of accuracy and for blends with biomass less than 3% samples gave false status indications. The gross errors appear virtually only in series with methodology errors. When the fuzzy output is observed, it can be seen that modeled air excess deviations are well clustered, without serial errors, only isolated overshots. The studies, described in the article, confirm that in order to obtain diagnostic information for pulverized coal burner the immediate optical signals can be used instead of the delayed process signals. The use of neuro-fuzzy models allows to determine whether the air excess is correct with satisfactory accuracy and time, what allows application in diagnostic and control systems.

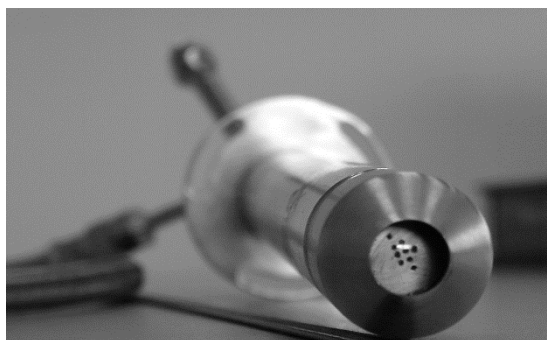


Fig. 1. Multichannel fiber-optic measuring probe.

References

- [1] N.Docquier, S. Candel, Combustion control and sensors: a review, Prog Energy Comb Sci, 28 (2002) 107–50
- [2] J. Ballester, T. Garcia-Armingol, Diagnostic techniques for the monitoring and control of practical flames, Progress in Energy and Combustion Science 36 (2010) 375–411

А.И. Красильников, к.ф.-м.н., доц.; Т.А. Полобюк, м.н.с.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ АКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА УТЕЧКИ ЖИДКОСТИ В ТРУБОПРОВОДАХ

Ключевые слова: диагностика трубопроводов, кавитация, акустическое контактное течеискание, пуассоновские импульсные процессы, линейные случайные процессы.

В настоящее время для контроля герметичности трубопроводного оборудования теплоэнергетических систем применяются разнообразные методы течеискания, основанные на различных физических явлениях и принципах. Большие возможности для обнаружения течи в трубопроводах имеет метод акустического контактного течеискания, главными преимуществами которого являются совмещение функций рабочей и испытательной среды, высокий порог чувствительности и дистанционность.

Акустическое контактное течеискание основано на анализе параметров акустических сигналов, которые возникают при истечении жидкости через течь под действием перепада давлений, и распространяются по стенкам трубопровода. Большинство известных обнаружителей утечки жидкости в трубопроводах базируется на корреляционно-спектральных моделях акустического сигнала утечки. Дальнейшее развитие метода акустического контактного течеискания возможно на основе использования более полных математических моделей, отражающих физические процессы генерации акустических сигналов течью.

Целью данной работы является систематизация математических моделей акустических сигналов утечки жидкости в трубопроводе, отражающих физику их возникновения и позволяющих помимо корреляционно – спектральных характеристик находить их закон распределения.

Процесс генерации акустических сигналов и их свойства определяются гидродинамическими режимами утечки, которые подразделяются на капельное истечение, турбулентное и кавитационное течения. Основную роль для акустического контактного течеискания играет кавитационный режим течения, который сопровождается мощными кавитационными шумами, превышающими на порядок и более шумы турбулентности. Кавитация представляет собой процесс неустойчивого изменения размеров парогазовых пузырьков при знакопеременном давлении в жидкости, которые возникают, растут, нелинейно пульсируют и схлопываются с образованием ударных волн и кумулятивных струй.

Кавитацию следует рассматривать как вероятностный процесс, поскольку распределение пузырьков по размерам, количеству и пространству объема имеет сложный статистический характер, зависящий от распределения зародышей кавитации, газосодержания, межфазных границ, параметров среды и т. д., что не позволяет аналитически описать кавитационные эффекты детерминированными методами. Рассмотрим основные математические модели акустического сигнала утечки, создаваемого паровой кавитацией.

1. Процессы Бунимовича-Райса. Считаем выполненными следующие предположения:

- 1) в случайные моменты времени t_k происходят схлопывания кавитационных пузырьков, в результате чего возникают элементарные звуковые импульсы;
- 2) вероятность $P_n(\Delta t)$ того, что в интервале Δt возникнет ровно n элементарных импульсов, зависит только от Δt и n , но не зависит от положения этого интервала на временной оси;
- 3) число $V_{\Delta t_1}$ и $V_{\Delta t_2}$ элементарных импульсов, возникающих в течение неперекрывающихся интервалов времени Δt_1 и Δt_2 , являются независимыми случайными величинами;
- 4) вероятность появления на малом интервале Δt более одного импульса является величиной большего порядка малости по сравнению с Δt ;
- 5) форма элементарного звукового импульса одинакова для всех кавитирующих пузырьков и описывается неслучайной функцией $h(t)$, $h(t)=0$ при $t < 0$;

- б) амплитуды элементарных импульсов η_k характеризуют газосодержание в жидкости, одинаково распределены и являются независимыми между собой и с t_k случайными величинами;
- 7) кавитационный шум в момент времени t является результатом наложения случайного числа элементарных импульсов.

На основании сформулированных предположений моделью акустического сигнала утечки жидкости являются процессы Бунимовича – Райса:

$$\xi(t) = \sum_{k=1}^{v_t} \eta_k h(t - t_k), \quad (1)$$

где v_t – однородный процесс Пуассона с интенсивностью λ ; t_k – пуассоновский поток событий.

Процессы (1) являются стационарными в узком смысле случайными процессами. Для них получены одномерная и многомерная характеристические функции, одномерные кумулянты, корреляционно – спектральные характеристики. Для более полного отражения физики образования сигнала утечки необходима корректировка условий 1) – 7), сформулированных выше.

2. Пуассоновские импульсные процессы. Скорректируем условия 2) и 5):

- 2) число элементарных импульсов $V_{\Delta t}$ зависит от положения интервала Δt на оси времени,
- 5) форма импульсов может быть различной для разных моментов времени t_k и зависеть от вектора случайных величин η_k .

При таких предположениях и неизменных остальных условиях моделью акустического сигнала утечки являются пуассоновские импульсные случайные процессы

$$\xi(t) = \sum_{k=1}^{v_t} h(t, t_k, \eta_k), \quad (2)$$

где v_t – неоднородный процесс Пуассона с математическим ожиданием $\Lambda(t)$; t_k – моменты возникновения импульсов, $t_k \in [0, \infty)$; $h(t, \tau, \eta)$ – детерминированная функция переменных t и τ , зависящая от вектора случайных параметров $\eta = (\eta_1, \dots, \eta_n)$; η_k – последовательность независимых n – мерных одинаково распределенных случайных векторов, независимых от t_k .

Практическое использование модели пуассоновских импульсных процессов наталкивается на вычислительные трудности даже при нахождении их математического ожидания, поэтому известны лишь некоторые случаи использования упрощенных вариантов модели (2).

3. Линейные случайные процессы. Считаем, что акустический сигнал утечки формируется следующим образом:

$$\xi_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^q \xi_i(t) = \sum_{i=1}^q \sum_{k=1}^{v_i(t)} \eta_{k_i} h(t, t_{k_i}),$$

где форма импульсов может быть различной для разных моментов времени t_{k_i} и описывается детерминированной функцией $h(t, t_{k_i})$; амплитуды η_{k_i} являются независимыми между собой и с моментами времени t_{k_i} случайными величинами, $v_i(t)$ – однородные процессы Пуассона. Тогда моделью акустического сигнала утечки являются линейные случайные процессы, которые определяются следующим образом:

$$\xi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) d\eta(\tau), \quad (3)$$

где $h(t, \tau)$ – неслучайная функция, а $\eta(\tau)$ – однородный случайный процесс с независимыми приращениями.

Модели (1) и (2) являются частным случаем линейных случайных процессов (3), которые достаточно хорошо исследованы в теоретическом плане. В частности, для них получены общие выражения для нахождения одномерных и многомерных кумулянтных функций; одномерных и многомерных характеристических функций; исследованы задачи анализа линейных и некоторых нелинейных преобразований процессов.

І. В. Коробко, к.т.н., доц.; А. В. Писарець, к.т.н.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ВИТРАТИ ТУРБІННОГО ТИПУ

Ключові слова: вимірювання, витрата, засоби вимірювання, моделювання, математичні моделі, адекватність

У сучасній практиці проектування засобів вимірювальної техніки (ЗВТ) широко використовують математичне та віртуальне моделювання їх роботи. Такі моделювання посідають провідне місце серед інших методів досліджень, особливо завдяки наявності сучасних обчислювальних комплексів та систем. Базою для створення таких систем являються комплексні математичні моделі взаємодії потоків паливно-енергетичних ресурсів та води (ПЕРВ) з чутливими елементами (ЧЕ) ЗВТ.

Створення математичної моделі будь-якого об'єкта майже завжди вимагає застосування певних припущень та спрощень. Для достовірної оцінки ступеня наближення моделі до реального ЗВТ необхідно кількісно оцінити ступінь її адекватності, що залежить як від вивченості процесу, так і від отриманих експериментальних даних.

Математичне моделювання роботи будь-якого ЗВТ передбачає декілька етапів [1]:

- вивчення принципу дії та конструктивних особливостей ЗВТ;
- побудову математичної моделі (визначення загального вигляду рівнянь, що описують роботу ЗВТ, та їх кількості; визначення необхідних коефіцієнтів рівнянь, що описують роботу ЗВТ);
- розробку алгоритму та програмного забезпечення реалізації математичної моделі ЗВТ;
- побудову математичної моделі метрологічних характеристик ЗВТ;
- розробку програмного забезпечення для дослідження метрологічних характеристик ЗВТ;
- експериментальні дослідження ЗВТ;
- перевірку адекватності результатів математичного моделювання експериментальним даним.

Авторами розроблено математичну модель турбінних перетворювачів витрати з гідродинамічним врівноважуванням чутливого елемента шляхом створення нерівномірного розподілу статичного тиску вздовж вісі вимірювального перетворювача на основі наявних особливостей розподілу швидкостей вимірюваного середовища у кільцевому каналі [2].

Для оцінки адекватності розробленої математичної моделі використано результати досліджень п'яти турбінних перетворювачів витрати: обчислено значення оцінки істинних значень об'ємів рідини та оцінки математичного очікування відносних похибок вимірювання ЗВТ, отримані за результатами трьох вимірювань на кожній повірочній витраті; значення відносних похибок ЗВТ, отримані за математичною моделлю; оцінки середнього квадратичного відхилення середнього арифметичного результатів вимірювань.

На практиці при розв'язанні подібних задач прийнято застосовувати статистичні методи, оскільки вхідні і вихідні параметри ЗВТ є величинами випадковими.

При порівнянні результатів математичного моделювання та експерименту оцінено близькість середніх значень розрахункових та експериментальних даних за F-критерієм Фішера, а потім їх відтворюваність за t-критерієм Ст'юдента.

Перевірка адекватності математичної моделі експериментальним даним за статистичними критеріями Фішера і Ст'юдента з рівнем значущості 5 % підтвердилася, отже, математичну модель можна використовувати для розв'язання задач оптимізації параметрів ЗВТ.

Список літературних джерел

1. Гришанова І. А. Основні аспекти створення математичної моделі засобів вимірювання витрат енергоносіїв / І. А. Гришанова, І. В. Коробко // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2001. – № 3 (12).
2. Коробко І. В. Методи компенсації силової дії на опори чутливих елементів турбінних перетворювачів витрати рідин / І. В. Коробко, А. В. Писарець // Вісник НТУУ КПІ. Серія приладобудування. – 2011. – Вип. 42. – С. 5 – 13.

Братченко Г.Д., д.т.н., с.н.с.

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСУ ВИМІРЮВАННЯ СПОТВОРЕНЬ ШИРОКОСМУГОВИХ СКЛАДНИХ СИГНАЛІВ

Ключові слова: математична модель, широкосмугові складні сигнали, спотворення сигналів, вимірювання спотворень.

Широке застосування в радіолокації та в системах радіозв'язку широкосмугових (ШС) складних НВЧ сигналів потребує удосконалення методів і приладів для вимірювання спотворень таких сигналів як при їх випромінюванні, так і при обробці у приймальному тракті [1, 2].

Переваги і недоліки відомих аналогових і дискретних методів вимірювання внутрішньоімпульсних спотворень широкосмугових частотно-модульованих (ЧМ) радіоімпульсів аналізуються в [1]. Розглянуті в [1] методи здебільшого призначені для вимірювання спотворень параметрів лінійно-частотно-модульованих (ЛЧМ) радіоімпульсів та їх періодичних послідовностей. Найбільш перспективними, з точки зору точності вимірювання модуляційних спотворень ЧМ сигналів, зазначені методи: імпульсно-фазової дискретизації, можливості яких обмежуються тільки швидкодією цифрової техніки; метод диференціального чотириполосника, в якому диференціювання залежності зміни миттєвої частоти радіоімпульсу виконується за допомогою лінії затримки та змішувача з подальшим виділенням з отриманого сигналу інформації на проміжній частоті.

У [3] для вимірювання спотворень сигналу в приймальному тракті застосовується метод диференціального чотириполосника, а також статистична оцінка відмінності вихідного спотвореного сигналу $u(t)$ від ідеального $u_{ид}(t)$ шляхом порівняння нормованих автокореляційної функції (АКФ) ідеального і взаємнокореляційної функції (ВКФ) спотвореного з ідеальним сигналом. Для кількісної оцінки спотворень сигналів в каналах зв'язку використано середньоквадратичне значення їх різниці - середньоквадратична помилка $\varepsilon_{\Delta p}^2 = \frac{1}{N} \sum_i (\Delta p(i))^2$. Така оцінка є універсальною щодо форми ШС радіоімпульсів і зручною для допускового контролю ступеня спотворень таких сигналів.

Однак, з точки зору метрологічної простежуваності показника спотворень складного сигналу, бажано забезпечити його подібність до загальноприйнятого у разі вимірювання спотворень періодичних сигналів коефіцієнту гармонік [4]. У [5] запропоновані два показники якості для оцінки спотворень різних видів широкосмугових складних імпульсних сигналів:

$$K_{\Gamma} = \left| \vec{U}_{\text{ввх}} - k \vec{U}_{\text{ввх}0} \right| / \left| k \vec{U}_{\text{ввх}0} \right|, \quad (1)$$

де $\vec{U}_{\text{ввх}}$ - вектор відліків обвідної сигналу на виході узгодженого фільтра (УФ) приймача при збігові максимумів спотвореного й неспотвореного сигналів, k - відношення значень цих максимумів;

$$K_{\rho} = \sqrt{1 - \rho_{\max}^2}, \quad (2)$$

де ρ_{\max} - максимальне значення коефіцієнта взаємної кореляції обвідної сигналу з очікуваною (ідеальною) у вікні спостереження.

Числові значення цих безрозмірних показників мало відрізняються при порівняно малих фазових спотвореннях, і за своєю фізичною суттю вони близькі до коефіцієнта гармонік [5]. Такі показники можуть бути застосовані при побудові засобів вимірювання спотворень складних ШС радіоімпульсів.

Метою роботи є розробка математичної моделі для дослідження кількісних оцінок точності вимірювання спотворень ШС сигналів та отримання результатів моделювання вимірювання спотворень ШС ЛЧМ радіоімпульсу методами, що застосовують показники (1) і (2). В моделі

передбачається необхідність багатоканальної реалізації для випадку, коли спотворення ШС сигналу призводять до зсуву обвідної ВКФ на виході УФ (рис. 1). Спотворення вводяться в сигнал як шляхом його додаткової модуляції (мультиплікативні завади), так і додаванням шумів до вхідного сигналу (адитивні завади).

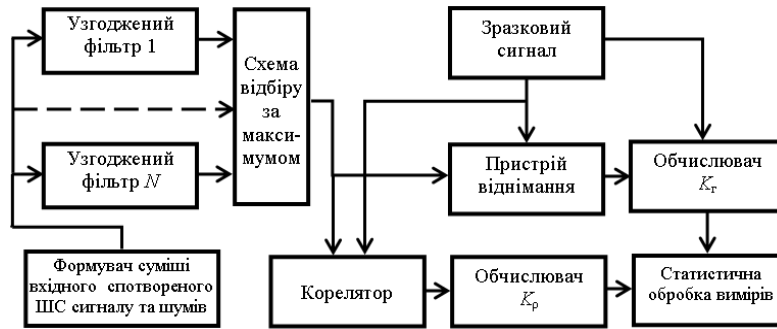


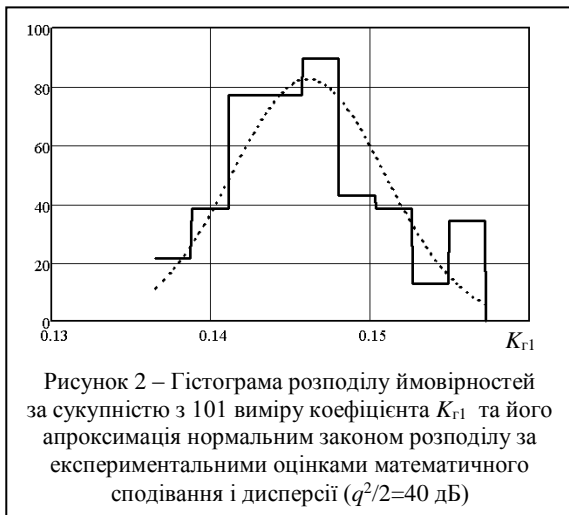
Рисунок 1 - Структурна схема математичної моделі засобу вимірювання спотворень широкопasmового складного сигналу

Математична модель дозволяє багаторазово відтворювати реалізації процесу вимірювання амплітудно-фазових спотворень ШС сигналу за наявності шумів. Оскільки сучасна обробка сигналів зазвичай виконується у цифровому вигляді, передбачається також дослідження впливу нестабільностей формування дискретних відліків сигналу (джитер). Таким чином можуть досліджуватись статистичні характеристики результатів вимірювання коефіцієнтів K_r і K_p з отриманням гістограм їх розподілу, точкових та інтервальних оцінок в залежності від ступеня впливу адитивної та мультиплікативної завади. Для ілюстрації можливостей моделі методом Монте-Карло моделюється вимірювання детермінованих фазових викривлень ЛЧМ сигналу при фіксованому значенні індексу гармонічної фазової модуляції та відношеннях сигнал-шум.

Моделюється узгоджена фільтрація сигналу виконується в частотній області із застосуванням швидкого перетворення Фур'є та УФ з додатковою ваговою обробкою фільтром Хемінга. При цьому й ідеальний сигнал є результатом УФ та додаткової фільтрації за Хемінгом.

Виконано математичне моделювання вимірювання коефіцієнтів K_r і K_p у разі фазового спотворення ЛЧМ радіоімпульсу тривалістю 13,65 мкс і дев'яцією частоти 150 МГц детермінованим сигналом $\varphi(t) = M_\varphi \cos(2\pi f_M t + \pi/2)$, де $f_M = 105$ кГц, індекс фазової модуляції $M_\varphi = 0,2$, відношення сигнал-шум = (20, 30, ..., 120) дБ.

За результатами моделювання отримано залежності впливу адитивних шумів на вході УФ



при фіксованому M_φ . Початкова фаза закону спотворення $\varphi(t)$ задавалася рівною $\pi/2$, оскільки за результатами попереднього моделювання саме при такому значенні коефіцієнти K_r і K_p досягають максимуму [6]. Причому їх залежність від зміни початкової фази $\varphi(t)$ близька до гармонічної, тому порівняно невеликі відхилення початкової фази від $\pi/2$ мало впливатимуть ступінь викривлення сигналу. Отримані закони розподілу вимірних значень коефіцієнтів K_r і K_p є близькими до нормального закону (наприклад, див. рис. 2, в K_{r1} індекс 1 – відповідає вимірюванню спотворень прямокутного ЛЧМ радіоімпульсу без вагової обробки, а індекс 2 застосовується для випадку додаткової фільтрації за Хемінгом).

Це дозволяє застосовувати апроксимацію нормальним законом результатів вимірювання коефіцієнтів K_r і K_p з параметрами, отриманими за результатами статистичної обробки серії

вимірів. Середнє значення є оцінкою математичного сподівання, експериментальне СКВ – оцінкою СКВ. Модель дозволяє отримувати залежності середніх значень вимірів коефіцієнтів спотворень, абсолютної та відносної похибок їх вимірювання при різних відношеннях сигнал-шум для детермінованих і випадкових фазових та амплітудних спотвореннях ШС радіоімпульсів.

Отримані за 101 реалізацією результати моделювання представлені на рис. 3а, б, в, г.

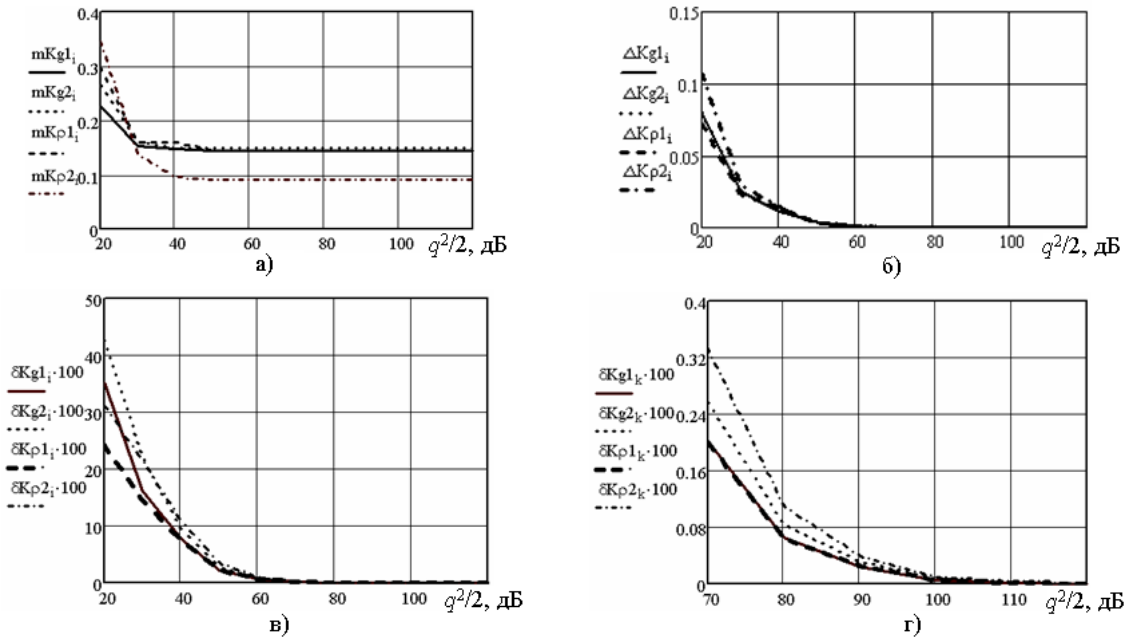


Рисунок 3 – Залежності значень вимірів коефіцієнтів K_{r1} , K_{r2} , K_{p1} , K_{p2} від відношення сигнал/шум: а) оцінки математичного сподівання (вибіркового середнього) m_k ; б) оцінки абсолютної похибки вимірювання $\Delta_{0,95} = 1,96 \cdot S_k$ ($P = 0,95$), де S_k - вибіркове СКВ; в), г) відносної похибки вимірювань $\delta_k = \Delta_{0,95}/m_k$, %

Висновок. Розроблена математична процесу вимірювання спотворень складних широкосмугових радіоімпульсів, яка дозволяє досліджувати різноманітні показники амплітудно-фазових спотворень таких сигналів, в тому числі в умовах впливу адитивних шумів.

Отримані результати математичного моделювання можуть бути використані для попередньої оцінки якісних характеристик методу та приладу для вимірювання спотворень складних широкосмугових імпульсних сигналів за значеннями коефіцієнтів K_r або K_p .

Список літературних джерел

1. Батурич Н.Г. Измерение параметров линейно-частотно-модулированных сигналов и их стабильностей / Н.Г. Батурич, В.И. Гомозов, А.В. Зюзин. – М.: Вузовская книга, 2011. – 176 с.: ил.
2. Измерение широкополосных сигналов РЛС и спутниковых систем связи. – Режим доступа к статье: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-6353RURU.pdf>.
3. Лошаков В.А. Компьютерный комплекс для анализа искажений сигналов в каналах связи / В.А. Лошаков, С.М. Бобрицкий, В.В. Сидоров // Радиотехника. – 2008. – Вып. 155. – С. 246-249.
4. Забезпечення єдності електрорадіовимірювань: навч. посіб. для студ. ВНЗ / Ю.Ф. Павленко, І.П. Захаров, С.І. Кондратов, В.К. Гусельников; за ред. Ю.Ф. Павленка – Х. : Вид-во «Підручник НТУ «ХП»».- 232 с.
5. Братченко Г.Д. Метод измерения нелинейных фазовых искажений широкополосного линейно-частотно-модулированного радиоимпульса / Г.Д. Братченко, В.В. Скачков, И.В. Кушнир // Электротехнические и компьютерные системы. – 2012. – № 06 (82). - С. 158 – 163.
6. Братченко Г.Д. Особливості методу та прилад для вимірювання спотворень широкосмугових складних сигналів в інформаційно-вимірювальних РТС / Г.Д. Братченко Г.Д. Смаглюк, В.Б. Лубманенко // Інформаційно-вимірювальні технології в метрології, технічне регулювання та менеджмент якості: матеріали Третьої Всеукраїнської НПК (Одеса, 30-31 травня 2013 р.) / Одеська державна академія технічного регулювання та якості. – Одеса, 2013. – С. 107 – 109.

С.В. Романов; О.П. Шугайло; О.П. Шугайло*; А.М. Колупаєв

МОДЕЛЮВАННЯ ВЗАЄМОДІЇ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ТРУБОПРОВІДІВ З ОПОРАМИ В ПРОЦЕСІ ЕКСПЛУАТАЦІЇ

Ключові слова: атомна електрична станція, трубопровід, опора, напружено-деформований стан, сейсмічні навантаження

Опорам, як важливим елементам конструкції технологічних трубопроводів транспортного та енергетичного обладнання, приділяється значна увага на етапах їх проектування та експлуатації. При цьому існує низка, в основному, зарубіжних нормативних документів [1-5], якими регламентовано вимоги щодо конструктивного виконання і основних характеристик широкого спектру опорних конструкцій. Проте, в переважній більшості, зазначені документи обмежуються положеннями щодо правил і процедур вибору прийнятного типу опор, як правило, за критерієм оцінки їх несучої здатності для відповідного виду і проектного значення навантаження.

В подальшому під час експлуатації трубопроводів можуть спостерігатися відмови опор, пов'язані з втратою їх працездатності внаслідок діючих механізмів деградації металу опор і трубопроводу, зміни умов експлуатації, аварійних ситуацій, недоліків проектування тощо. Таким чином, актуальними є питання, що стосуються удосконалення, з одного боку, проектних розрахунків, які мають враховувати не передбачені початковим проектом негативні впливи на систему трубопровід-опори, з іншого, практичних методів визначення поточного технічного стану зазначених конструкцій на основі фактичних даних, отриманих в процесі експлуатації. Основною доступною інформацією, яку при цьому можна отримати за допомогою інструментальних засобів, є геометрія трубопроводу, його просторове положення (у тому числі взаємне розташування відносно опор), поточні фізико-механічні характеристики металу, корозійний стан, наявність дефектів тощо. На підставі отриманих таким чином даних має бути розраховано параметри глобального та локального напружено-деформованого стану трубопроводу або його ділянки, при яких забезпечується цілісність конструкції труби.

Слід зазначити, що замість традиційних підходів до оцінки міцності трубопроводів за допустимими напруженнями у низці випадків використовується метод розрахунку за граничними станами (див., наприклад [6]). Зазначений підхід дозволяє зменшити ступінь консерватизму результатів розрахунку, що висуває підвищені вимоги до точності застосованих розрахункових методів і процедур, а також вихідних даних і адекватності обраних розрахункових моделей.

На прикладі моделювання напружено-деформованого стану технологічних трубопроводів об'язок компресорних станцій магістральних газопроводів та трубопроводів реакторного відділення енергоблоків атомних станцій України продемонстровано суттєвий вплив на міцність конструкції похибок завдання характеристик опор при різних режимах навантаження, у тому числі сейсмічних, вібраційних, динамічних тощо.

Результати проведеного аналізу добре узгоджуються з даними інструментальних діагностичних вимірювань, отриманих під час натурних обстежень та/або виконання періодичного неруйнівного експлуатаційного контролю. На підставі отриманих даних надано рекомендації щодо вдосконалення проектних та повірочних розрахункових процедур, а також методів та засобів технічної діагностики.

ЛІТЕРАТУРА

1. Underground Pipes at Nuclear Reactors, U.S.NRC Fact Sheet, March, 2011.
2. ASTM F708 - Design and Installation of Rigid Pipe Hangers.
3. MSS SP58 - Pipe Hangers and Supports - Materials, Design and Manufacture.
4. MSS SP69 - Pipe Hangers and Supports - Selection and Application.
5. MSS SP89 - Pipe Hangers and Supports - Fabrication and Installation Practices.
6. API 579-1/ASME FSS-1 (API 579 Second Edition), June 5, 2007. Fitness-For-Service.

И.А.Брагинец, к.т.н.; Е.А.Зайцев, к.т.н.; А.Г.Кононенко, к.т.н., ст.н.с.;
Ю.А.Масюренко, к.т.н., ст.н.с.; А.Д.Ниженский, д.т.н., проф.

АНАЛИЗ ФАЗОВЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ В ЛАЗЕРНЫХ ДАЛЬНОМЕРАХ

Ключевые слова: лазер, дальномер, модуляция, частота, фаза, помеха, подстройки частоты.

В целом ряде случаев мониторинг состояния объектов проводится по результатам измерения расстояния до этих объектов и их перемещений и вибраций. При определении расстояния, например, до вращающихся объектов или объектов, нагретых до высокой температуры, возникает необходимость в применении бесконтактных устройств такого назначения. Среди последних наиболее высокими метрологическими и эксплуатационными характеристиками обладают оптические измерители расстояния, в частности, лазерные дальномеры [1].

В частотно-фазовых лазерных дальномерах [2] для оценки расстояния лазерное излучение модулируется по интенсивности гармоническими колебаниями высокой частоты, значение которой в процессе работы устройства увеличивается дискретно в заданном диапазоне. При этом на каждой частоте модуляции оценивается фазовый сдвиг огибающих излучаемого и отраженного от контролируемого объекта световых потоков. По результатам измерений отдельных фазовых сдвигов определяется частота выходного сигнала системы, пропорциональная измеряемому расстоянию. Коррекция указанной частоты для обеспечения заданной точности измерения осуществляется на основании сравнения фазовых сдвигов φ_1 и φ_2 исследуемого сигнала относительно опорного напряжения, найденных путем применения преобразования Гильберта при временах наблюдения $T_1 = 0 \dots T_0(\varphi_1)$ и $T_2 = T_0 \dots 2T_0(\varphi_2)$, где T_0 – период исследуемого сигнала. Вычисленная разность $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ используется для подстройки частоты опорного напряжения.

В докладе работа дальномера рассматривается на конкретном примере: измеряемое расстояние до диффузно-отражающего объекта $L_x \approx 4$ м; диапазон перестройки частоты модуляции f_m светового излучения составляет 25...100 МГц; число дискретных значений частоты модуляции $N=200$. Тогда можно записать [2]: $f_i = f_0 + i\Delta f$, где $f_0 = 25$ МГц, $i = 1 \dots N$, а Δf – шаг дискретизации частоты модуляции, $\Delta f = 75/200$ МГц. При этом для оценки φ_1 и φ_2 исследуемый сигнал путем использования преобразования Гильберта представляется в виде его квадратурных составляющих:

$$A1 = U_m \sum_{i=1}^{N/2} \sin \omega_0 i \cdot \sin \beta \omega_0 i \cdot \psi(i), \quad A2 = U_m \sum_{i=1}^{N/2} \sin \omega_0 i \cdot \cos \beta \omega_0 i \cdot \psi(i),$$

$$A3 = U_m \sum_{i=N/2}^N \sin \omega_0 i \cdot \sin \beta \omega_0 i \cdot \psi(i), \quad A4 = U_m \sum_{i=N/2}^N \sin \omega_0 i \cdot \cos \beta \omega_0 i \cdot \psi(i),$$

где U_m – численное значение амплитуды сигнала; ω_0 – частота сигнала, $\omega_0 = 2\pi/100$; β – безразмерный коэффициент, $\beta = 1 \pm \Delta$, где Δ – относительная погрешность предварительной оценки частоты; $\psi(i)$ – выделяющая функция Хеннинга [3]. Тогда

$$\varphi_1 = \arctg \frac{A2}{A1}, \quad \varphi_2 = \arctg \frac{A4}{A3}.$$

Следует отметить, что предложенная система коррекции частоты в частотно-фазовых дальномерах сохраняет работоспособность при $\Delta\varphi < 2\pi$. В соответствии с принципом работы последних значение $\Delta\varphi$ зависит от точности предварительной оценки частоты выходного сигнала устройства, т.е. $\Delta\varphi = n \cdot \Delta$, где n – число периодов исследуемого сигнала за один цикл измерения.

Для определения значения Δ нами применены методы численного моделирования. В этом случае в качестве модели исследуемого сигнала используется сумма выходного напряжения устройства и помехи. Вид такого сигнала и его спектр после моделирования представлены на рис.1 и рис.2 соответственно.

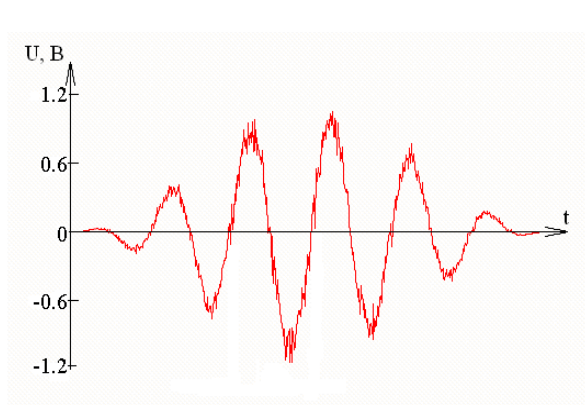


Рис. 1

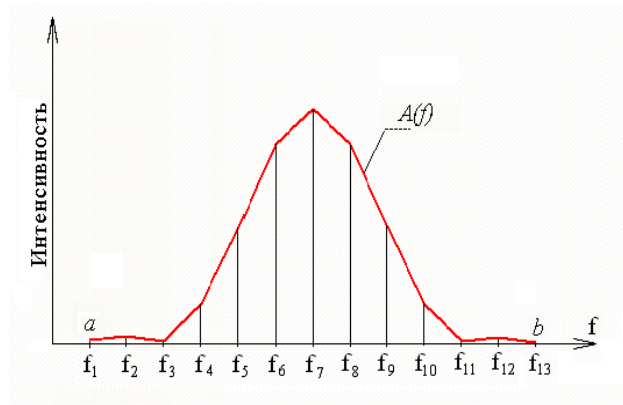


Рис.2

Для численной оценки частоты f_x выходного сигнала измерительной системы по спектру, представленном на рис.1, предлагается найти центр симметрии кривой $A(f)$, построенной путем интерполяции участков между значениями амплитуд отдельных составляющих спектра. Центр симметрии кривой $A(f)$ определяется путем использования критерия равенства квадратов площадей левой $S_{лев}$ и правой $S_{прав}$ половин фигуры, ограниченной кривой $A(f)$ и участком $a-b$ на оси абсцисс и разделенной линией, представляющей спектральную составляющую f_7 с максимальной амплитудой. При использовании для оценки частоты f_x спектральных составляющих $f_1...f_{13}$ значения $S_{лев}$ и $S_{прав}$ можно найти по формулам:

$$S_{лев} = \sum_{j=1}^7 A(f_j) \cdot (f_j - f_{j-1}); \quad S_{прав} = \sum_{j=7}^{13} A(f_j) \cdot (f_{j+1} - f_j),$$

где j – целые числа, $j = 1...13$. Если разность $\Delta_S = S_{лев}^2 - S_{прав}^2$ равна нулю, то значение измеряемой частоты f_x равно f_7 . Если $\Delta_S > 0$, то $f_6 < f_x < f_7$, а при $\Delta_S < 0$ значение f_x соответствует условию $f_7 < f_x < f_8$. В этом случае значение f_x находится с использованием метода наименьших квадратов на основании экспериментальных данных из предположения линейной зависимости функций $S_{лев}$ и $S_{прав}$ от $j = 6$ до $j = 7$ и от $j = 7$ до $j = 8$ [4]. Тогда, зная минимальное значение разности Δ_S и оценив при моделировании значение $\Delta f / \Delta_S$, можно найти относительную погрешность предварительной оценки частоты Δ при заданных выше параметрах преобразования.

Таким образом, зная значение Δ , можно, используя формулу $\Delta\varphi = n \cdot \pi \cdot \Delta$, вычислить значение $\Delta\varphi$. В таблице приведены вычисленные значения $\Delta\varphi$ при различных отношениях сигнал–шум ρ . При этом для удобства расчетов при численном моделировании полагаем, что допустимое значение $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$.

Таблица

ρ	25	30	34	35	37	40	50	100	200
$\Delta\varphi$, град	165,24	137,97	145,17	87,71	83,26	61,00	69,94	23,31	16,22

Для повышения достоверности оценки работоспособности системы автоматической коррекции частоты целесообразно учитывать удвоенное значение $\Delta\varphi$. Тогда на основании данных, приведенных в таблице, можно сделать вывод, что использование предложенного алгоритма подстройки частоты выходного сигнала дальномера возможно при $\rho \geq 35$.

Список литературных источников

1. Михеечев В.С. Геодезические светодальномеры. – М.: Недра, 1979. – 222 с.
2. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Латенко В.И., Орнатский И.А. Особенности применения фазово-частотного метода в лазерной дальнометрии // Технічна електродинаміка. – 2008. – № 6. – С. 65-70.
3. Грибанов Ю.И., Мальков В.Л. Спектральный анализ случайных процессов. – М.: "Энергия", 1974. – 240 с.
4. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.

ВЫБОР СРЕДСТВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОЦЕССОМ (АСУ ТП) С УЧЕТОМ КИНЕТИКИ

Ключевые слова: АСУ ТП, параметры технологического процесса, композиционный материал с ядром SiO₂ и оболочкой TiO₂

Современный уровень развития вычислительной техники и программного обеспечения значительно расширяют возможности применения компьютерного моделирования при решении различного рода задач. Программные комплексы, направленные на решение технических и технологических задач, имеют свои особенности и специфику, что позволяет решать одну и ту же задачу, используя различные методы.

Одной из решаемых задач, при построении АСУ ТП, является подбор средств измерительной техники. Основными критериями при выборе приборов являются условия эксплуатации, инерционность, диапазон измерения и точность измерения. Такой подход позволяет подобрать наиболее подходящие средства измерения, но при этом не учитывается кинетика процессов, протекающих в аппаратах. А это в свою очередь приводит к тому, что некоторые технологические параметры измеряются с завышенной точностью, что в свою очередь приводит к удорожанию всей АСУ.

Цель работы – при помощи модели, составленной в программной среде ChemCAD оценить влияние отклонение параметров технологического процесса на качество конечного продукта с учетом кинетики процесса.

Объект исследования – модель процесса получения композиционного материала с ядром SiO₂ и оболочкой TiO₂.

Предмет исследования – показатели качества регулирования, учитывающие кинетику процесса получения композиционного материала с ядром SiO₂ и оболочкой TiO₂.

В данной работе, под показателем качества будем понимать процентное содержание SiO₂ и TiO₂ в конечном продукте.

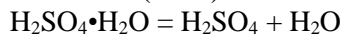
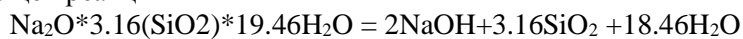
Для получения информации о кинетике процесса получения композиционного материала с ядром SiO₂ и оболочкой TiO₂ использовалась программная среда ChemCAD. Данный программный продукт позволит оценить влияние входных параметров (расходы материальных потоков, температура, pH и т.д.).

Использование программы ChemCAD позволяет добиться удовлетворительного совпадения результатов расчетов с данными промышленных экспериментов, что дает возможность решать задачи автоматического управления процессами и повышения эффективности действующих производств, определения оптимальных режимных и конструктивных параметров процессов в отдельных аппаратах с позиции всего производства в целом. Позволяет создавать, анализировать и оптимизировать различные варианты технологического оформления производственных процессов, оценивать их эффективность и выбирать наилучший из них.

В программной среде ChemCAD смоделировали технологическую схему производства композиционного материала с ядром SiO₂ и оболочкой TiO₂, технологическая схема которого представлена на рисунке 1.

На первом этапе моделируется подготовка раствора жидкого стекла, затем при постоянном перемешивании происходит нагрев до 82⁰С. После нагрева добавляется определенное количество кислоты пока pH станет 10,5. Раствор перемешивается в течении 60 мин в реакторе 6.

Равновесная концентрация SiO₂ монотонно увеличивается с увеличением подачи H₂SO₄ до 0,35 моль/л и в дальнейшем изменяется незначительно. Образование мономера кремниевой кислоты при взаимодействии серной кислоты с раствором жидкого стекла происходит по следующей реакции



Параллельно в отдельной емкости моделируется подготовка раствора четырех валентного титана. Для этого раствор 15% трех валентного титана окисляется пероксидом водорода до четырех валентного в реакторе 27, рис 1.

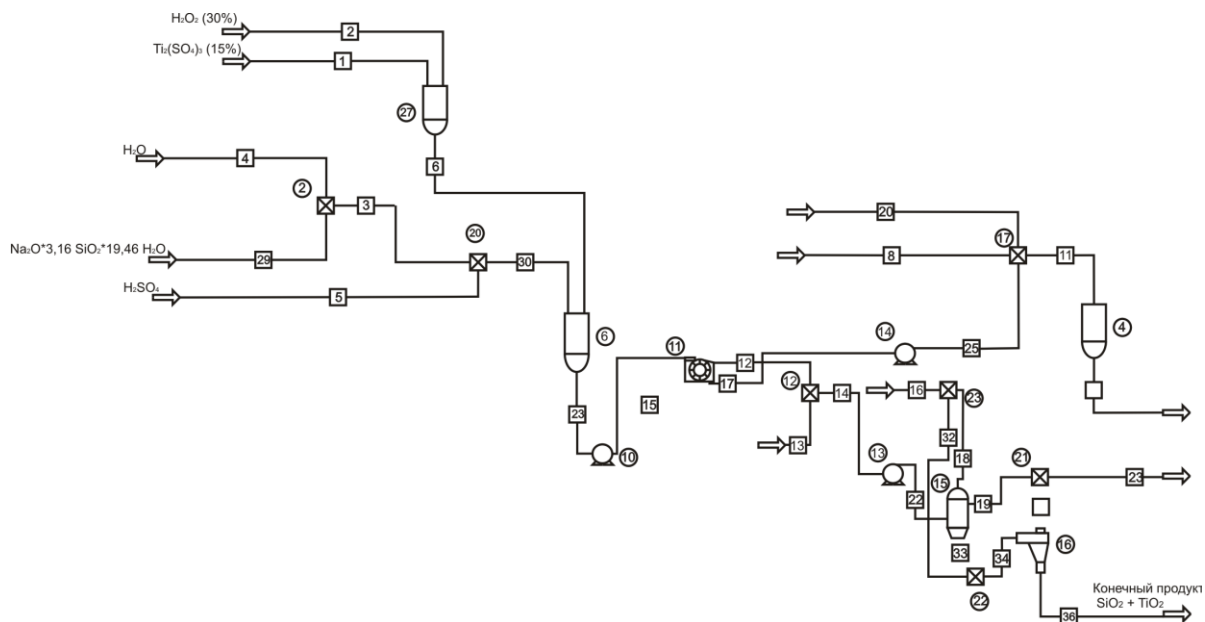
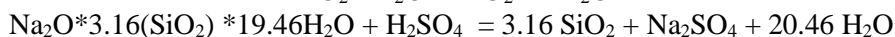
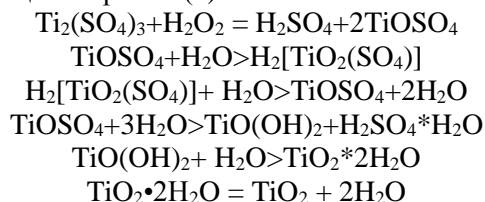


Рис 1. Моделирование процесса гомогенного соосаждения TiO_2 на SiO_2

Гидролиз проходит следующим образом (1):



Выход продукта 35 происходит после циклона 1. После всех циклов технологических операций получается конечный продукт, который характеризуется высокими качественными показателями.

На следующей стадии выполняем оценивание влияния отклонения технологических параметров на качество конечного продукта с учетом кинетики процесса. Для этого моделируем различные варианты изменения входных параметров. При этом мы стабилизируем все параметры и задаем отклонение только одного технологического параметра, после чего оцениваем качество продукта на выходе. Результаты моделирования для некоторых параметров представлены на рисунках 2-5.

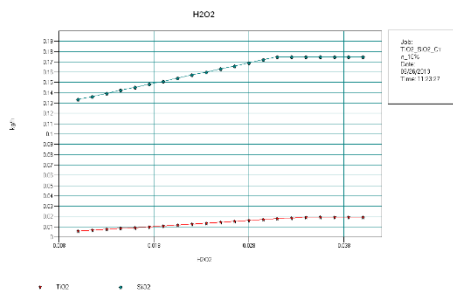


Рис 2. Зависимость влияния количества перекиси водорода на конечный продукт

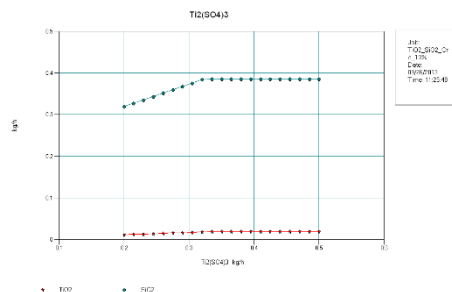


Рис 3. Зависимость влияния количества сульфата титана на конечный продукт

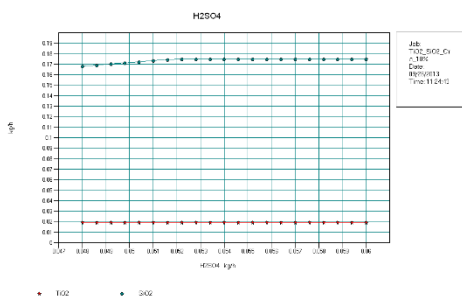


Рис 4. Зависимость влияния количества серной кислоты на конечный продукт

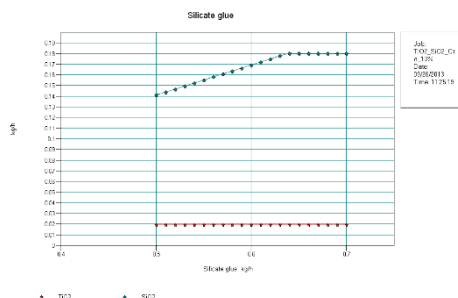


Рис 5. Зависимость влияния количества силиката натрия на конечный продукт

В результате можно оценить, какой технологический параметр имеет большее влияние на конечный продукт, а какой меньшее влияние.

На рисунке 2 видно монотонное увеличение выхода TiO_2 и SiO_2 от подачи перекиси водорода, это объясняет прямое влияние точного количества H_2O_2 на окисление сульфата титана на начальном этапе. Диаграмма на рисунке 3 также показывает, что при добавлении сульфата титана значительно увеличивается массовая доля выхода TiO_2 и SiO_2 . Одновременно увеличивается количество H_2SO_4 т.к. после реакции, в моделируемом реакторе, остается свободная кислота, которая дальше вступает в реакцию с силикатом натрия.

Рисунок 4 показывает зависимость влияния серной кислоты на конечный продукт, здесь видно увеличение выхода SiO_2 при постоянном количестве диоксида титана. На рисунке 5 более значительно увеличивается выход SiO_2 т.к. силикат натрия является главным компонентом для образования диоксида кремния.

На всех графиках отчетливо видны оптимальные точки ведения процесса и возможные отклонения качества конечного продукта при изменении значения технологического параметра. В результате обработки полученных был сделан вывод, что температура реакционной среды, количество перекиси водорода, серной кислоты, сульфата титана, силиката натрия требуют средств измерения с повышенными точностными характеристиками, а для измерения давления, рН, давления потока можно использовать средства измерения с более низким классом точности.

Полученная информация позволяет обосновано повышать или понижать класс точности прибора при построении автоматизированной системы управления, что в свою очередь позволит оптимизировать затраты на построение системы управления и позволит получать более качественный конечный продукт.

Полученные данные могут быть использованы метрологами и химиками технологами для оптимизации производственных процессов, получения более качественного, экологически и экономически обоснованного производства.

Преимущество данного подхода к определению точностных характеристик средств измерения при построении АСУ ТП заключается в его универсальности, так как в программной среде ChemCAD можно смоделировать практически любой технологический процесс и изучить кинетику процесса (не владея глубокими знаниями по химической технологии). Все сказанное ранее дает основание думать, что данный подход может, вскоре, получить широкое распространение.

Список литературных источников

1. Горошенко Я.Г. Химия титана / - К.: Наукова думка. 1970. – С. 20-21.

В. С. Єременко, к.т.н., проф.; П.А. Шегедін, аспірант, А.В. Переїденко, аспірант
СИСТЕМА ДІАГНОСТИКИ ДЕМПФІРУВАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК
РУХОМОГО СКЛАДУ

Ключові слова: гасителі коливань, локомотив, залізничний транспорт, логарифмічний декремент коливань, власна частота, параметр демпфірування.

Умовами експлуатації залізничного транспорту передбачається необхідність забезпечення високого рівня стабільності, безпеки та надійності функціонування тягово-рухомого складу. Для вирішення даних задач та забезпечення необхідного рівня комфорту перевезень та рентабельності функціонування необхідно здійснювати систематичну діагностику рухомого складу. Важливим параметром технічного стану тягово-рухомого складу, що визначає комфортні показники та впливає на безпеку руху залізничного транспорту, є ефективність роботи гасників коливань, що використовуються для поліпшення динамічних якостей рухомої одиниці за рахунок використання демпфірувальних властивостей елементів їхньої будови. Гасителі коливань призначені для створення сил, що забезпечують усунення або зменшення амплітуди коливань локомотивів, вагонів або їх частин. На коліях України найбільш широке розповсюдження отримали гідравлічні та фрикційні гасителі коливань. Принцип дії гідравлічних гасителів полягає в послідовному переміщенні в'язкої рідини під дією розтягуючих або стискаючих сил за допомогою поршневої системи з однієї порожнини циліндра в іншу. У фрикційних гасителів коливань сили тертя виникають при вертикальному і горизонтальному переміщеннях клинів гасителя.

Актуальною задачею є розробка системи технічної діагностики демпфірувальних характеристик гасителів коливань надресорної частини тягово-рухомого складу, що може бути використана для діагностики гасників різного типу та фізичної будови. Прикладом такої системи є розроблена авторами система діагностики демпфірувальних характеристик залізничного транспорту, що дозволяє визначати власну частоту коливань конструкції, логарифмічний декремент згасання коливань та параметр демпфірування на основі реєстрації та аналізу сигналів віброприскорень з акселерометричних датчиків.

Для здійснення діагностики демпфірувальних характеристик натурні випробування проводяться в місті експлуатації локомотивів (вагонів) у відповідному депо, яке забезпечує нагляд за технічним станом вагону та сприяє проведенню випробувань.

Для реєстрації власних коливань надресорної конструкції будь-якої одиниці рухомого складу використовують датчики прискорень, які встановлюють на кузові та візках вагона/локомотива за схемами визначеними для ходових випробувань (рис. 1).

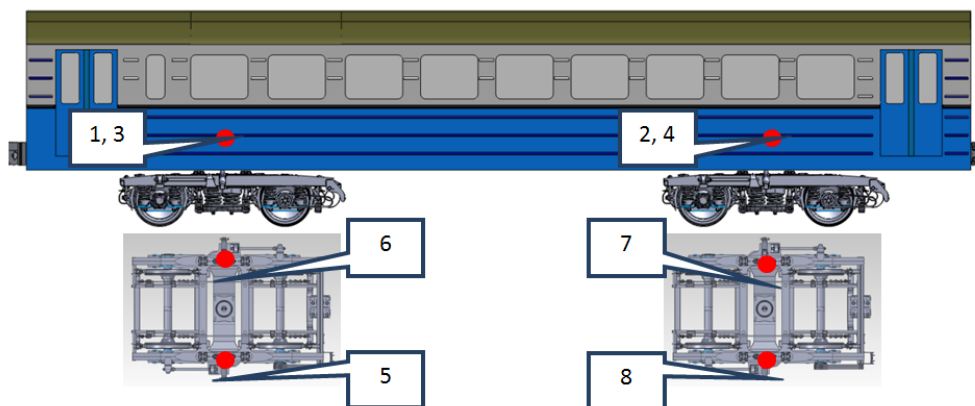


Рис. 1 Розміщення датчиків на об'єкті випробувань

При проведенні випробувань на скидання локомотива з клинів імітуються коливання підстрибування, галопування і бокового розхитування. Для отримання вільних коливань галопування кузова і підстрибування візків клини підкладають спочатку під всі колеса першого по ходу візка локомотива, а потім – під всі колеса останнього. Для імітації коливань бокового розхитування кузова і візка клини підкладають спочатку під всі колеса з однієї сторони вагона, а потім – під всі колеса з іншої сторони.

Накочення об'єкту на клини виконують при малій швидкості (не більше 3 км/год). Випробування з імітацією коливань кожного виду повторюють не менше трьох разів. При скиданні з клинів в кузові виникають загасаючі коливання. Величини частот яких завжди розраховуються за першим періодом квазіперіодичного процесу загасаючих коливань, а величини декрементів згасання, як правило, по декільком першим періодам. Власну частоту визначають як обернену величину періоду коливань. Швидкість згасання коливань залежить від коефіцієнта демпфірування:

$$\frac{Z_j}{Z_{j+1}} = e^{h\tau_1} = e^u$$

де Z_j і Z_{j+1} , м/с² – послідовні амплітуди коливань; h – показник демпфірування; τ_1 , с – період загасаючих коливань.

Величина $u = h\tau_1$ називається логарифмічним декрементом згасання коливань. Коефіцієнт демпфірування для кожного виду вільних коливань, що виникають при скиданні локомотива з клинів за певною схемою, розраховуються за логарифмічним декрементом коливань u , який визначається за виразом:

$$u = \frac{1}{j} \ln \frac{Z_j}{Z_{j+1}} = h \cdot \tau_1 = h \frac{2\pi}{v_1} \approx h \frac{2\pi}{v}$$

де v_1 , та v , Гц – частота вільних загасаючих коливань та власна частота відповідно; j – порядковий номер амплітуди (періода) сигналу.

Згідно з існуючою методикою виконання випробування рухомого складу [1] по визначенню параметрів демпфірування логарифмічний декремент затухання та власна частота визначається за кількома першими коливаннями згасаючого сигналу. Окрім високої чутливості даного методу до завад, на точність визначення результату також впливають вищі гармоніки, що присутні в сигналі та спотворюють його форму, що призводить до неоднозначності визначення числових значень параметрів демпфірування. Оскільки на практиці відсутня можливість здійснювати значну кількість повторень експерименту по скиданню об'єкта з клинів, для обробки інформаційних сигналів необхідно розробляти методи та алгоритми, що дозволяють усунути вищезгадані недоліки, наприклад, медіанну фільтрацію [2].

Програмне забезпечення системи було розроблено в середовищі графічного програмування LabVIEW [3]. Перевагою розробленої системи є гнучкість її архітектури, висока швидкодія, достовірність обробки інформації. Програмне забезпечення даної системи дозволяє проводити статистичну обробку отриманих сигналів, фільтрацію сигналів від високочастотних завад та визначати показники демпфірування об'єкту діагностики. На даний момент реалізована можливість визначення параметрів демпфірування як за позитивними так і за негативними амплітудними значеннями сигналів, що підвищує точність прийняття діагностичних рішень. В майбутньому планується доповнити алгоритм обробки сигналів визначенням параметрів демпфірування за спектральною щільністю сигналів, що значно підвищить завадостійкість системи.

Розроблену систему було використано для проведення випробувань по скиданні з клинів локомотива ЧС8 та пасажирського вагону. Випробування проводилися як для стандартної експлуатаційної комплектації локомотивів та вагонів, так і з від'єднаними гасниками.

Список літературних джерел

1. «Програма та методика стаціонарних випробувань по скиданню з клинів рухомого складу». ДНДЦ УЗ. – К.: ДНДЦ УЗ, 2013 – 23 с.
2. Дж. Бендат, А. Пірсол. «Прикладний анализ случайных данных» Пер. с англ. – М.: Мир, 1989 – 540с.
3. Евдокимов Ю.К., Линдваль В.Р., Щербаков Г.И. «LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора. Практическое руководство для работы в программной среде LabVIEW». – М.: ДМК Пресс, 2007. – 400 с.

С.В. Богомолов, к.т.н., М.В. Богомолова, к.т.н., В.О. Чолій, студент

ПРОГРАМНО-АПАРАТНИЙ КОМПЛЕКС УПРАВЛІННЯ ОБ'ЄКТАМИ ЧЕРЕЗ ІНТЕРНЕТ

Ключові слова: програмно-апаратний комплекс, керування, Ethernet, аналого-цифрова система, аналогова частина, програмне забезпечення, мікроконтролер.

У теперішній час розробка програмно-апаратних комплексів за допомогою яких можна керувати електроланцюгами та виконавчими механізмами, контролювати різноманітні датчики через комп'ютер, телефон або планшет є актуальною задачею. Такі системи складаються з апаратного блоку та програмного забезпечення, яке надає можливість управління та встановлення основних налаштувань. Можливості їх застосування різноманітні – від простого керування та контролю за домашніми електроприладами і датчиками, до складних систем, що містять декілька об'єктів, навіть якщо вони розташовані в різних країнах, так як управління кожним модулем відбувається через локальну мережу або Інтернет. Водночас, існуючі розробки є досить дорогими, структурні та схемні рішення недоступні широкому загалу, а Ethernet традиційно був досить таки складним інтерфейсом. Більшість Ethernet чіпів має 100 і більше контактів, їх важко знайти в малих кількостях і ними проблематично керувати за допомогою маленького мікроконтролера (МК) з невеликим об'ємом пам'яті.

Свого часу компанія Microchip змінила світ з появою Ethernet чіпа - ENC28J60, який має всього 28 контакти та інтерфейс SPI. Це, у свою чергу, відкриває напрямок зовсім нових прикладних завдань, адже можливо створювати невеликі пристрої, які можуть підключатися в мережу Ethernet. Наявність послідовного периферійного інтерфейсу SPI дозволяє забезпечити сполучення з МК. Як відомо, МК суміщають в одному кристалі мікропроцесор, пам'ять даних, пам'ять програм та різноманітну периферію (таймери, стандартні інтерфейси, перетворювачі АЦП і ЦАП, датчики температури та багато іншого). Найбільш поширені серії МК мають 8-, 16- та 32-розрядну архітектуру. Для недорогих рішень з нескладними математичними розрахунками використовують мікроконтролери з 8-розрядною архітектурою. Найпоширенішими та найдоступнішими в нашій країні є МК виробництва Atmel Corp.

Враховуючи те, що чіп ENC28J60 включає протокол прийому/передачі даних, MAC адресу, протокол фізичного рівня, наявність SPI, а також схему підключення зовнішніх елементів об'язки та мікроконтролера, структурна схема апаратного блоку матиме вигляд, як показано на рис. 1.

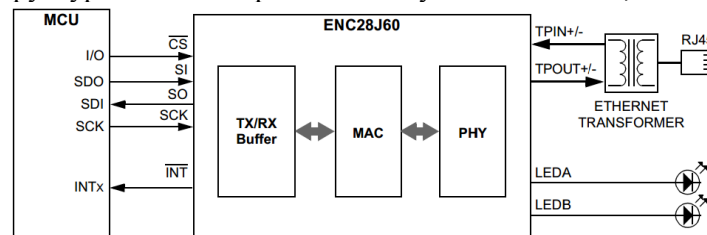


Рисунок 1 – Структурна схема апаратного блоку

У свою чергу, мікроконтролер може керувати будь-яким пристроєм, будь-що вмикати і вимикати, до нього можуть підключатися різного роду датчики. Програмна частина забезпечить побудову зрозумілого інтерфейсу та гнучкість управління системою через мережу.

Остаточний вибір тієї чи іншої мікропроцесорної та програмної платформ для реалізації задачі управління залежить від великої кількості різних факторів, включаючи економічні. Але, зазвичай, першою умовою залишається отримання максимально вигідного співвідношення «ціна–продуктивність–енергоспоживання», що можливе завдяки використанню запропонованого підходу до побудови програмно-апаратного комплексу управління об'єктами через Інтернет.

Список літературних джерел:

1. Технічний опис ENC28J60 : Stand-alone Ethernet Controller with SPI [Електронний ресурс] / Microchip // офіційний сайт. – Режим доступу : <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/39662a.pdf>

С.І. Кормановський, к.т.н., доцент, Я.В. Волошина, магістр

ІНФОРМАЦІЙНО-ВІЗУАЛЬНА ПІДТРИМКА АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ КОНТРОЛЮ, РОЗВІДКИ І УПРАВЛІННЯ

Ключові слова: обробка зображень, візуальна інформація, вимірювальні прилади, технічна діагностика, спостереження, вимірювально-реєструючі комплекси, дистанційний контроль, вимірювання параметрів

В наш час одним з перспективних напрямків розвитку сучасної техніки є створення засобів інформаційної підтримки в складі автоматизованих систем контролю, розвідки і управління [1-3].

Вказані системи містять в собі як телекомунікації так і системи збору, обробки і аналізу даних, при цьому, в багатьох випадках в якості вхідного потоку інформації приладного спостереження (сканування, фотографування, локації і т.п.) відповідних об'єктів, територій або сцен. Відеодані відіграють, крім того найважливішу роль для багатьох задач, навігації, технічної діагностики, картографії, геологорозвідки тощо.

Найважливішою особливістю відеоінформації є її величезні об'єми. Так кількість інформації в стандартному зображенні розміру 1024× 1024 з 256-ма рівнями яскравості така сама, як у 16 000 сторінок друкованого тексту. Для людини обробка і розуміння зорових даних є однією із найбільш складних і розвинутих функцій головного мозку. В зв'язку з цим часто системи збору і обробки відеоданих обмежуються задачею синтезу зображення, аналіз і розпізнавання якого відбувається з участю людини.

Істотне значення для автоматичного або автоматизованого розв'язання дійсно інтелектуальних задач на основі відеоінформації має також її висока зв'язність і структурованість. Справа в тому, що зображення за своєю суттю не змінюються при невеликих зрушеннях, поворотах і геометричних перекручуваннях [4,5]. Разом з тим при реєстрації зображень на них, як правило, накладаються шуми (перешкоди) різної природи й інтенсивності [6]. Сказане означає, що в дійсності істотна (корисна для прийняття рішень) далеко не вся інформація, що міститься у вхідному потоці відеоданих, і що виділення і представлення у відповідній (залежно від задачі) формі саме цієї істотної інформації є центральною проблемою для розглядуваної області.

Для формування вхідного потоку відеоданих використовуються різноманітні вимірювально-реєструючі комплекси. Широко застосовуються датчики, що працюють у різних діапазонах (від рентгенівського в технічній діагностиці до теплового в дистанційному зондуванні і нічному баченні), радіолокатори, радары тощо.

У той же час в області заглибленої обробки, аналізу і розпізнавання відеоінформації, тобто в рішенні задач підтримки прийняття рішень на основі відеоінформації, практичні досягнення істотно більш скромні. Зокрема, є накопичений багаж у вигляді значного числа окремих евристичних процедур обробки, аналізу і розпізнавання. Такі процедури, як стандартні операції включаються (у тому чи іншому наборі) у системи обробки зображень. Побудова послідовності операцій для розв'язання конкретних задач проводиться висококваліфікованими досвідченими фахівцями в значній мірі інтуїтивно, причому розв'язання кожного нового типу задач вимагає проведення заново всієї роботи. Результатом є те, що дуже значна частина дорогих відеоданих залишається неопрацьованою і, відповідно, незапитаною кінцевим споживачем. Остання обставина є істотним недоліком сформованої ситуації, що і визначає основну вимогу до перспективних підходів розв'язання прикладних задач обробки і розпізнавання відеоданих: повинна бути забезпечена простота і надійність синтезу високоякісних складних процедур, що не потребує творчої праці фахівців унікальної кваліфікації.

Підвищення ефективності виробництв, що потребують автоматизації, припускає модернізацію існуючих і створення нових автоматизованих систем управління (АСУ) і перетворення інформації [1]. В даний час значно збільшився клас АСУ різного прикладного призначення, що мають у своєму складі системи, засновані на сприйнятій і переробленій візуальній інформації (ВІ). До таких прикладних задач відносяться: оглядово-пошукові операції; аналіз і розпізнавання зображень об'єктів і сцен; дистанційний контроль і вимірювання параметрів; спостереження за складними об'єктами на різному фоні, кодування кольорових і чорно-білих

штрихових і напівтонових зображень; розпізнавання документів і маркірувальних написів; дистанційний контроль виробничих процесів в умовах підвищеної небезпеки (хімічної, радіаційної), при низьких і високих температурах, у вакуумі і т.д. Фактором, що обмежує область застосування таких АСУ, є недостатня ефективність. Крім того, засоби обробки зображень є, як правило, проблемно-орієнтованими і призначені для обробки тільки одного специфічного класу зображень.

Поширення таких систем обумовлене тим, що з їхньою допомогою можна на підставі візуальної інформації, що представляється, виділити істотні, представницькі характеристики систем, об'єктів, процесів, оцінити їхній стан, виробити в разі потреби сигнали керування процесом, об'єктом. Та обставина, що останні десятиліття значна частина прикладних задач з обробки інформації і аналізу даних у деяких галузях техніки пов'язана з ВІ і, зокрема, із двовимірними зображеннями, стала причиною як появи нових технічних засобів сприйняття й обробки ВІ, так і інтенсивного розвитку методів і засобів інтерпретації, ідентифікації і класифікації. Зростання числа АСУ, в яких здійснюється переробка й аналіз ВІ, пояснюється такими факторами:

- якісним зростанням систем сканування (зокрема, оптико-електронного приладобудування), досягненнями в області апаратних засобів збору інформації;
- зрослими можливостями обчислювальної техніки;
- тим фактором, що візуальна інформація є найбільш значимою інформацією (80% інформації про навколишній світ людина сприймає за допомогою зору).

В цілому ситуація на сьогодні може бути охарактеризована так: активно й успішно створюються і впроваджуються засоби доставки і вимірювальні прилади; доступні засоби обчислювальної техніки достатньої продуктивності; є істотний теоретичний заділ; на практиці застосовуються традиційні методи обробки, аналізу і розпізнавання відеоданих. Причому сказане відноситься як до робіт, проведених в Україні, так і до відомих закордонних аналогів [7-10].

Список літературних джерел

1. Абакумов В.Г., Антошук С.Г., Крылов В.Н. Распознавание визуальной информации в автоматизированных системах // Электроника и связь. – 2003. – № 19. – С. 46-48.
2. Гейкин В., Ерощ Л., Москалёв Э. Системы распознавания автоматизированных производств. – М.: Машиностроение, 1996. – 352 с.
3. Кожемяко В.П., Билан С.Н. Реализация методов определения расстояний в системах технического зрения // Электронное моделирование. — 1997. — Т. 19. — № 4.
4. Грузман И.С., Никитин В.Г. Алгоритмы распознавания объектов, устойчивые к геометрическим искажениям: сдвигу, масштабу, повороту // Автометрия. – 2004. – Т.40, № 3. – С. 46-53.
5. Кадыров А.А., Федотов Н.Г. Новые признаки изображений, инвариантные относительно группы движений и аффинных преобразований // Автометрия. – 1997. – № 4. – С. 65.
6. Прэрт У. Цифровая обработка изображений: Пер. с англ. В 2-х книгах, ч.1. – 310 с., ч.2. – 790 с. – М.: Мир, 1982.
7. Васильев В. Н. Распознающие системы. Справочник. – К: Наукова думка, 1983. – 422 с.
8. Фу К. Последовательные методы в распознавании образов и обучении машин. – М.: Наука, 1971. – 255 с.
9. Распознавание образов: состояние и перспективы. / К.Вархагем, Р. Дейн, Ф. Групп и др.: под ред. И.Б. Гуревича – М.: Радио и связь, 1985. – 104 с.
10. Шмидт Д., Шварц В. Оптоэлектронные сенсорные системы: Пер. с нем. – М.: Мир, 1991. – 95 с.

ЕКСПЕРТНІ СИСТЕМИ ЯК ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ

Ключові слова: експертна система, інтелектуальні вимірювання, інтелектуалізація, база знань, база даних, правила.

Інтелектуалізація вимірювань пройшла наступні етапи: комп'ютиризація вимірювань, перехід до модульного принципу побудови засобів вимірювання, створення розвинутого математичного забезпечення вимірювань.

Процес комп'ютиризації пройшов три етапи.

На першому етапі відбувалося освоєння мікропроцесора, як складової частини вимірювального ланцюга. На другому етапі розвивалася можливість цілеспрямованого вибору раціонального алгоритму вимірювання у фіксованій ситуації. Якщо під інтелектуальністю мати на увазі здатність технічного засобу спілкуватися з користувачем і приймати рішення про характер подальших дій, то можна зробити висновок, що саме на третьому етапі відбувалася інтелектуалізація інформаційно-вимірювальних систем. Відбувалося введення до їх складу баз знань та застосування експертних систем.

Саме експертні системи, які містять базу знань і систему логічного виводу, стали часто використовуватися як інтелектуальні засоби вимірювання.

Експертні системи виконують функції експерта при рішенні задач у певній предметній області. Вони проводять аналіз, діагностику та консультації. Головною перевагою експертних систем є можливість накопичення даних і їх збереження тривалий час. Як результат – експертні системи маніпулюють знаннями, у той час, як звичайні програми маніпулюють даними.

До складу експертної системи входять наступні компоненти: інтерпретатор, робоча пам'ять (база даних), база знань, компоненти набуття знань, пояснювальний і діалоговий компоненти (рис.1).

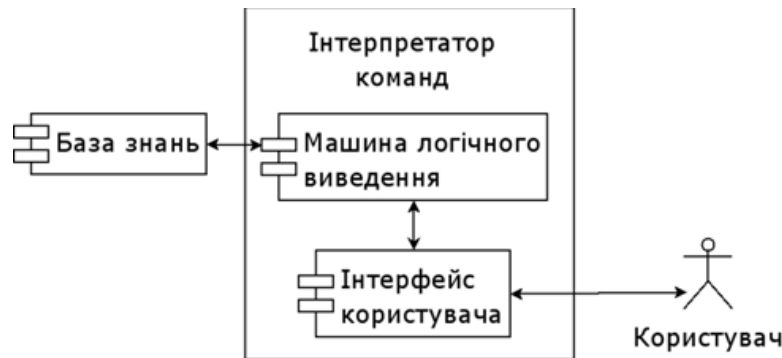


Рис.1. Структура експертної системи

База даних призначена для зберігання вихідних і проміжних даних задач, що вирішується на поточний момент. База знань в експертній системі призначена для збереження довгострокових даних, що описують область, що розглядається (а не поточних даних), і правил, що описують перетворення даних цієї системи. Інтерпретатор, використовуючи вихідні дані з робочої пам'яті і знання з бази знань, формує таку послідовність правил, які, після застосування їх до вихідних даних, приведуть до прийняття рішення. Пояснювальний компонент пояснює, як система отримала рішення задачі (або ж чому вона не отримала рішення) і які знання вона при цьому використовувала, що полегшує експерту тестування системи і підвищує довіру користувача щодо отриманого результату.

Список літератури

1. Системы искусственного интеллекта: учебное пособие для вузов / Девятков В.В. — М. : Изд-во МГТУ им. Баумана, 2001. — 352с.
2. Люгер Д. Искусственный интеллект М.: Мир, 2003. — 690 с.
3. Макаров И. М., Топчиев Ю. И. Робототехника. История и перспективы М.: Наука, МАИ, 2003. —350 с.
4. Гаврилова Т. А., Хорошевский В. Ф. Базы знаний интеллектуальных систем СПб: Питер, 2001. —384 с.

И.В.Богачев

УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ ЛИНЕЙНОГО И МАТРИЧНОГО ТИПА НА ОСНОВЕ МАЛОАПЕРТУРНЫХ МАГНИТОСТРИКЦИОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Ключевые слова: магнитострикционный преобразователь, диаграмма направленности, фазированная антенная решетка.

Ультразвуковой контроль является одним из наиболее эффективных и универсальных видов неразрушающего контроля и диагностики ответственных изделий из различных металлических и неметаллических материалов. Методы ультразвукового контроля очень многообразны. Они применяются для решения широкого круга задач во многих отраслях промышленности, а также в научных исследованиях. В настоящее время в индустриально развитых странах ультразвуковой контроль составляет 70...80 % среди других методов неразрушающего контроля благодаря высокой чувствительности и достоверности обнаружения наиболее опасных дефектов типа трещин и непроваров, точности, высокой производительности, отсутствию вредного воздействия на организм человека и окружающую среду, низкой стоимости.

Для излучения и приема акустических волн в системах ультразвукового контроля используют электроакустические преобразователи (ЭАП), с помощью которых осуществляется преобразование электрических колебаний в механические и обратно. Чаще всего в качестве ЭАП в настоящее время используют пьезоэлектрические преобразователи в виде пластин прямоугольной или круглой формы [1]. Такие преобразователи имеют высокую чувствительность, широкий частотный диапазон. Технология их изготовления хорошо отработана. Широко применяются как одноэлементные, так и многоэлементные пьезопреобразователи (фазированные антенные решетки (ФАР)). По сравнению с традиционно используемыми ультразвуковыми дефектоскопами, дефектоскопы с ФАР обеспечивают повышенную достоверность, точность и быстродействие контроля что, прежде всего, обусловлено возможностью:

- производить электронное фазовое управление направленностью, формой и энергией ультразвукового (УЗ) луча, как в режиме излучения, так и в режиме приема импульсных сигналов;
- формировать в реальном масштабе времени двумерные ультразвуковые изображения (томограммы) сечений контролируемых объектов с целью обнаружения дефектов типа нарушения сплошности (раковины, трещины и т.п.) и однородности (включения, структурно-топологические изменения плотности и т.п.) [2].

Элементы ФАР обычно имеют форму прямоугольника с размерами порядка 0,1 на 20 мм.

Гораздо реже для излучения и приема ультразвуковых колебаний в системах НК используются магнитострикционные преобразователи (МСП). В настоящее время магнитострикционные (МС) эффекты применяются главным образом для создания ультразвуковых резонансных преобразователей, которые используются в гидроакустике, для обработки хрупких материалов, сварки, мойки, очистки и т.д. МС резонансные колебания широко применяются в электромеханических фильтрах радиочастот, имеющих высокую добротность и малые габариты. Широко производятся МС линии задержки, запоминающие устройства, реле, модуляторы и другие элементы автоматики и вычислительной техники.

Цель доклада - показать преимущества применения МСП для неразрушающего контроля.

В докладе рассмотрен одноэлементный преобразователь, особенности его работы, даны рекомендации по выбору материалов, формы и размеров составляющих его элементов. Предварительный анализ показал, что использование МСП в ультразвуковых системах НК может обеспечить улучшение метрологических и эксплуатационных характеристик систем контроля.

Интерес представляет создание линейки и матрицы преобразователей, что позволило бы контролировать весь объем объекта контроля, а не только определенное сечение, без механического перемещения преобразователя. При этом появляется возможность существенно сократить время контроля.

Поскольку аналитические исследования имеют определенные сложности, были проведены экспериментальные исследования изготовленной 16-ти элементной линейной решетки МСП,

работающей на частоте 1МГц. Диаметр волноводов МСП составлял 0,5мм. Методикой эксперимента предусматривалось:

- возбуждение в контролируемом образце ненаправленной (диаграмма направленности в виде полусферы) ультразвуковой волны;
- прием 16-ти элементной линейной решеткой малоапертурных (ненаправленных) МСП отраженного от неоднородности ультразвукового сигнала;
- в качестве модели дефекта (неоднородности) использовались пластины из оргстекла, имеющие плоскостные и сферические сверления. Линейка перемещалась в направлении перпендикулярном линии расположения МСП.

Возбуждение в контролируемом образце ненаправленной ультразвуковой волны осуществлялось с помощью специального МСП, использующего акустическое суммирование колебаний в волноводе [3].

Упрощенная конструкция линейной антенной решетки МСП показана на рисунке.

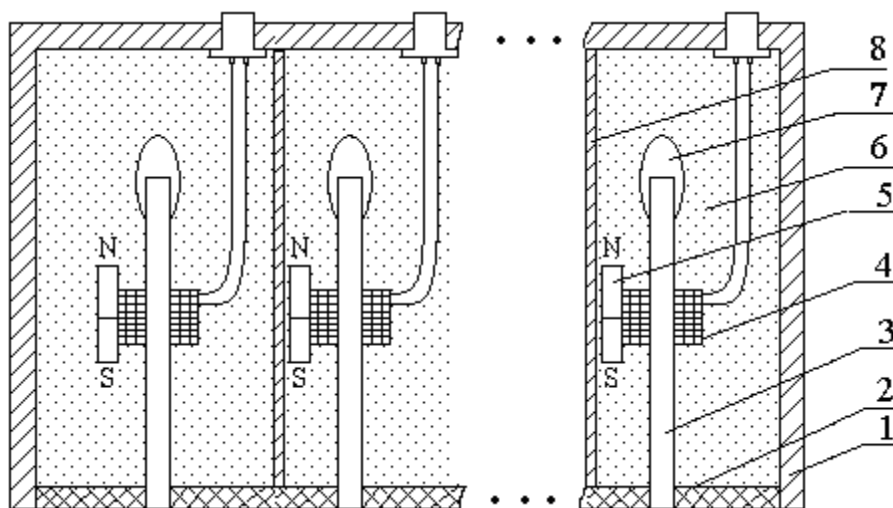


Рис. Линейная антенная решетка МСП,
где 1 - корпус, 2 - ультразвуковое зеркало, 3 - волновод, 4 - катушка возбуждения, 5 - постоянный магнит, 6 - наполнитель, 7 - демпфер, 8 - магнитный экран.

В результате проведенных экспериментальных исследований получены конфигурации фронтов, отраженных от различных неоднородностей ультразвуковых волн.

Так же в докладе рассмотрены возможности создания двумерных ультразвуковых антенных решеток, использующих малоапертурные МСП.

Выводы

Одиночные МСП, а также ультразвуковые антенные решетки линейного и матричного типа на основе малоапертурных МСП, имеют преимущества в тех случаях, когда необходимо излучать в объект контроля и принимать ненаправленный ультразвуковой сигнал. Кроме того, интерес представляет использование таких преобразователей при контроле малогабаритных объектов, объектов сложной формы и нагретых объектов.

Литература

1. Ультразвуковые пьезопреобразователи для неразрушающего контроля / Под общ. ред. И.Н. Ермолова. – М.: Машиностроение, 1986. – 280 с.
2. Pesque P. Methodology for the characterization and design of linear arrays of ultrasonic transducers / P. Pesque, R.H. Coursant, C. Mequio // Acta Electronica. – 1983. – V.25, №4. – P.325-340.
3. Бабак В.П., Богачев И.В. Амплитудно-фазовый анализ ультразвуковых систем контроля с использованием магнитострикционных преобразователей // Восточно-европейский журнал передовых технологий. - №3/10 (51), 2011. – С. 66-68.

О. В. Андрусь, студент

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА ПАРАМЕТРІВ ДОЇННЯ ДЛЯ ДОЇЛЬНОГО ЗАЛУ З ЦЕНТРАЛІЗОВАНОЮ ІДЕНТИФІКАЦІЄЮ ТВАРИН

Ключові слова: доїльна установка, стаціонарний молокопровід, механізований процес, машинне доїння.

Сьогодні ефективність виробництва визначають сучасні автоматизовані технології з використанням мікропроцесорної техніки. В основному на всіх фермах доїння виконується переносними доїльними апаратами в стаціонарний молокопровід. Така технологія виробництва молока не змінилась на протязі багатьох десятиліть. Практично залишився механізованим лише сам процес добування молока з вим'я, всі інші операції виконуються вручну з великими витратами праці. Створення сучасної контрольно-вимірювальної апаратури для реєстрації індивідуального надою та інших показників під час видоювання корів стало специфічно складним технічним завданням.

В зв'язку з протиріччям і взаємодією доїльного апарата з тваринами створилась необхідність пошуку шляхів узгодженої їх роботи. Виникла потреба розробити на базі мікропроцесорної техніки автомата управління процесом машинного доїння корів з різною інтенсивністю молоковіддачі.

Використання електронних блоків управління на доїльних установках також дозволяє підвищити продуктивність праці оператора-дояра, збільшити продуктивність корів, знизити захворюваність тварин. Особливо перспективною є розробка інформаційно-вимірювальної системи параметрів доїння для доїльного залу з використанням засобів радіочастотної ідентифікації тварин. У таких системах на кожній тварині закріплений радіопередавач, який передає її номер в стаді, коли тварина знаходиться у доїльному залі. Спеціальний засіб, який працює в комплексі з блоком доїння зчитує цей номер радіочастотної ідентифікації. За допомогою такого підходу можна індивідуально контролювати параметри доїння кожної тварини, і прийняти відповідні міри у випадку їх недопустимих відхилень.

Основним елементом будь-якої інформаційно-вимірювальної системи параметрів доїння для доїльного залу є блок доїння. Блоком доїння обладнані всі доїльні станки, які входять до складу доїльної установки. Інформація від усіх блоків доїння передається до персональної ЕОМ, де відбувається її обробка. Аналог блоку доїння, мікропроцесорний пристрій Метатрон, призначений для автоматизованого управління доїнням і знімання комплексу зооветеринарних показань кожної корови, який сертифікований Міжнародним комітетом з продуктивності тварин (ICAR) і рекомендований для молочного виробництва як еталонний. Пристрій складається з електронного керуючого блоку з відеотерміналом та вимірювальної ємності. Зовні він являє собою невеликий операторський пункт, панель якого обладнана клавішами введення команд, цифровим табло, малими світловими індикаторами й великою сигнальною лампочкою, покажчиками кодів символів (пиктограм контрольованих параметрів). Пульст закріплюють біля стояка доїльного станка на рівні очей дояра-оператора. Управління електронною системою приладу здійснюється від мікропроцесора розміщеного в терміналі. Про всі відхилення у "штатному" проходженні доїння корови оператора попереджають світлова або звукова сигналізація. Пристрій має, у порівнянні з іншими пристроями, наступні переваги: висока точність вимірювання, компактність, простота і надійність в експлуатації, низьковольтне живлення (24В), контроль положення доїльних стаканів на дійках тварини.

Автоматично фіксується максимальна й середня молоковіддача, тривалість видоювання, абсолютний і відносний надій і багато інших лактаційно-фізіологічних параметрів кожної тварини, що дає змогу швидко розпізнавати, виділяти тугодійних, малопродуктивних або нездорових корів і виключати їх із обслуговуваного стада.

Список літературних джерел

1. М.А. Мазуха. Молочная промышленность. №6, 2002. – с. 7, 8.
2. М.А. Мазуха. Молочная промышленность. №12, 2003. – с. 62, 63.
3. Савран В.П. Автоматическое управление доением коров // Зоотехния. – 1991. – № 12.

О.Г. Ігнатенко ст. викладач.; Д.Р. Журавський, студент

СИСТЕМА БЕЗКОНТАКТНОЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ

Ключові слова: ідентифікатор, штрихове кодування, сканування, радіоканал, інтегральна схема, код.

Останнім часом широкого поширення набувають різні засоби електронної безконтактної ідентифікації об'єктів. Вони знаходять широке застосування в системах санкціонованого доступу, обліку, зберігання, обігу, охорони, оповіщення, спостереження.

Об'єктом ідентифікації може бути людина, тварина, транспортний засіб, обладнання, контейнер з вантажем, виріб у процесі виробництва, товар, цінні предмети.

Кожному об'єкту в таких системах надається індивідуальний ідентифікатор носій певної інформації про об'єкт. Ця інформація може бути постійною, або змінною в процесі експлуатації. Безконтактний і дистанційний метод зчитування інформації дозволяє розміщувати ідентифікатор і зчитувач таким чином (наприклад, зчитувач під стрічкою транспортера або в дверній коробці, а ідентифікатор в пластмасовому корпусі об'єкта або в гаманці відвідувача), що вони не заважають проходженню основного процесу і не вимагають, як правило, для обробки додаткових операцій і часу.

Широке поширення систем безконтактної ідентифікації зумовлює масову потребу в ідентифікаторах основою яких, як правило є інтегральна схема (ІС). Найбільшого поширення в даний час отримали такі ІС двох видів:

- ідентифікатори з однократно програмованою пам'яттю;
- ідентифікатори з багаторазовою перепрограмованою пам'яттю і захистом від шахрайства.

Система безконтактної ідентифікації складається із рідера (зчитувача), який генерує електромагнітне поле на частоті 2,45 ГГц з яскраво вираженою діаграмою спрямованості. Отримавши сигнал від зчитувача, електроніка мітки формує відповідний сигнал з ідентифікаційною інформацією, шляхом модуляції відбитої хвилі (backscattering), і випромінює в простір. Зчитувач здійснює приймання радіоімпульсу і перетворює його в цифровий код даної мітки.

Переваги системи:

- висока допустима швидкість переміщення мітки (до 400 км / год);
- зчитувальна відстань читання при низькій вихідній потужності випромінювання (до 16м);
- надійність зчитування;
- можливість кріплення міток на метал;
- відсутня необхідність в ліцензуванні;
- герметичність корпусу;
- широкий температурний діапазон;

Недоліки системи:

- висока ціна устаткування і міток;
- використовувані мітки вимагають заміни кожні 6-10 років.

Список літературних джерел

1. Малашевич Б.О. “Бесконтактная идентификация”
<http://www.chipinfo.ru/literature/chipnews/200008/25.html>
2. <http://www.aamsystems.ru>

В.В. Присяжнюк, ст. викладач; Д.М. Компанець, студент
АВТОМАТИЗОВАНА СИСТЕМА РЕГУЛЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ ВОДИ

Ключові слова: температура, регулювання, контроль, управління.

Основним напрямком розвитку сучасної техніки сенсорів є використання напівпровідникових матеріалів, інтегральної технології і розробка на їх основі мікроелектронних перетворювачів. Зокрема перетворювачів температури, які є найважливішим різновидом сенсорів, оскільки більшість процесів, регулюються температурою.

Стрімкий розвиток нових ідей та технологій потребують їх застосування у різних сферах нашого повсякденного життя. Одним із поставлених питань є питання щодо регулювання температури води, як на виробництві, так і у побуті.

Метою цієї роботи є створення універсальної автоматизованої системи регулювання температури води.

Для того, щоб в результаті роботи пристрою була отримана температура води, попередньо зазначена у пристрою введення та зчитування інформації, необхідно знати обсяг витрат води із гарячої та холодної магістралей. Були розглянуті різноманітні лічильники витрат води. Найяскравішим представником сьогодення є „інтелектуальний лічильник”. Подібні пристрої звичайно аналогічні давно існуючим лічильникам, проте включають в себе ряд різних технологій, таких як: зчитування, накопичення і запам'ятовування інформації в режимі реального часу, оповіщення про втрати води та моніторинг якості комунальних ресурсів. Відмінною рисою інтелектуальності є мікроконтролери з незалежним живленням на 5-10 років і радіо канали комунікацій, як на просту передачу інформації, так і на передачу та прийом інформації. Ці додаткові можливості є більшим, ніж просте автоматичне зчитування показань. На підставі цих переваг, саме його і планується використати в новітньому пристрої.

Також були розглянуті температурні датчики. Для конструювання та проведення випробувань вибрали термометр опору Pt100.

Більш детально розглянуті механізми регулювання подачі води із холодної та гарячої магістралі. Одним із основних питань вирішення цієї задачі є регулювання рухомих вентилів за допомогою запрограмованого мікроконтролера, котрий у свою чергу буде обробляти інформацію про температуру та тиск води, що поступає.

Для цього необхідно створити математичну модель цієї системи, із такими динамічними складовими: контроль температури та обсягу витрат води із магістралей, а також відповідне розташування механізму, що встановлює необхідне положення перемикача для проходження води із магістралей.

На даному етапі розвитку цієї автоматизованої системи є створення функціональної схеми елементів пристрою, котрі б контролювали усі динамічні показники, та відтворювали б наближенні до дійсності покази, які були введені оператором у пристрій введення інформації.

Автоматизована система регулювання включає в себе такі основні функціонально пов'язані пристрої:

- пристрої для отримання інформації безпосередньо від об'єкта і перетворення її в зручну для подальшого використання форму, пристроями первинної обробки інформації;
- пристрої, які регламентують весь процес підготовки отриманої інформації для подальшого використання, пристрої вторинної обробки інформації;
- пристрої, що використовують інформацію для зміни стану об'єкта та автоматизований пристрій регулювання (АПР) в процесі контролю і управління, а також пристрої індикації та реєстрації інформації, пристроями кінцевої обробки інформації.

Кожна група зазначених пристроїв працює за своїми алгоритмами, синтез яких необхідно здійснювати з урахуванням стану об'єкта, описуваного математичною моделлю; цілей окремих етапів контролю та управління, досягнення яких оцінюється відповідними критеріями кількісних характеристик зовнішніх і внутрішніх впливів, а також технічної реалізованості алгоритмів.

Отже, алгоритм роботи АПР складається з системи алгоритмів, своєчасну і надійну реалізацію яких повинна здійснити АПР.

Література:

1. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений. - М.: Мир, 1990.
2. Виглеб Г. Датчики. -М.: Мир, 1989.

К.В. Овчинников, асистент; О.В. Рижук, студент

ІВС ДЛЯ КОНТРОЛЮ ЯКОСТІ ЗАПРЕСУВАННЯ КОЛІСНОЇ ПАРИ ВАГОНІВ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ

Ключові слова: тиск, переміщення, колісна пара, вісь, діаграма, запресування, інформаційно-вимірювальна система, давачі, контроль.

В період експлуатації та на стадії ремонту чи виробництва вагонів залізничного транспорту найбільш жорсткі вимоги до надійності висуваються до вузлів ходової частини, зокрема до колісних пар, які приймають на себе більшу частину навантаження під час руху вагона. Важливою особливістю є те, що колісна база встановлена на вагонах залізничного транспорту не є монолітною деталлю, а складається з трьох частин: колісної пари (два колеса) та вісі на якій встановлюється пара коліс. Колеса запресовуються на вісь під дією тиску [1], що в результаті забезпечує нероз'ємне з'єднання колеса з віссю без проковзування. Такий підхід у виготовленні колісної бази зменшує затрати на виробництво оскільки виготовлення колісної бази як суцільної деталі потребувало б значно більших затрат як матеріалів так і зусиль на її виготовлення.

Постановка конкретної задачі, яка сформульована вище пов'язана з більш широкою проблемою отримання, відображення та відтворення і донесення інформації в найбільш зручному вигляді до оператора, який керує процесом запресування коліс на вісь. До тепер висновок про надійність запресування коліс на вісь робився відповідно до діаграми запресування, яка представляє з себе графік залежності тиску прикладеного до колеса в процесі запресування від відстані, яка долається колесом в процесі запресування. В ідеальному випадку в процесі запресування тиск має збільшуватись поступово без різких сплесків до кінця процесу запресування, а максимальне значення тиску має лежати у визначених межах. При застосуванні ІВС принцип визначення придатності залишається таким самим з тією різницею, що діаграма будується із застосуванням комп'ютерної техніки, а технологічні параметри для обробки перетворюються з аналогової форми в цифрову. Також у випадку застосування ІВС для вимірювання параметрів застосовуються сучасні високоточні давачі, що підвищує достовірність контролю.

Запропонована структурна схема системи (рис. 1) побудована на базі завершених універсальних промислових модулів збору та обробки аналогових та цифрових даних фірми ОВЕН [2]. Основним елементом системи є модуль збору аналогової інформації U3 який має 8 аналогових входів. Модуль призначений для роботи в мережі RS-485, має вбудоване джерело живлення та джерело живлення активних давачів.

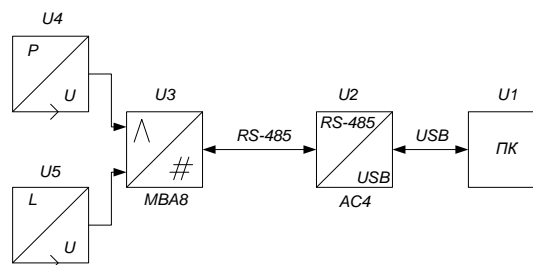


Рисунок 1 – Структурна схема ІВС для контролю якості процесу запресування

Програмна частина ІВС для визначення переміщень та тисків в технологічних процесах вагоноремонтного виробництва представляє собою закінчений програмний продукт, який функціонує в середовищі Windows та призначений виконувати наступні функції: збирати вимірювальну інформацію в процесі запресування коліс на вісь; відобразити зібрану інформацію у придатному для аналізу вигляді; зберігати зібрану інформацію у визначеному форматі з можливістю перегляду її в будь-який час.

Список використаної літератури

1. Инструкция по осмотру, освидетельствованию, ремонту и формированию вагонных колесных пар: <http://bestpravo.ru/sssrgn-dokumenty/10n.htm>
2. <http://www.owen.ru/catalog#89306777>

В.В. Мирошников, д.т.н., проф.; А.С. Торопов, аспирант

СИСТЕМА ОРИЕНТАЦИИ СВАРНОГО ШВА ТРУБ

Ключевые слова: электромагнитный преобразователь, постоянный магнит, поле возбуждения, магнитная индукция.

Объем производства труб прямоугольного сечения, как конструкционного элемента, постоянно растет, в то время как большинство прокатных станов изначально предназначены для производства сварных труб круглого сечения. Поэтому, трубные заводы комплектуются участками переформовки круглых труб в прямоугольные. В процессе переформовки круглых труб необходимо их ориентировать на стане по положению сварного шва, чтобы сварной шов располагался посередине наибольшей стороны трубы. Таким образом, взятая из трубоприемника труба должна быть в течении 2-3 сек. сориентирована по положению сварного шва с точностью равной половине ширины сварного шва.

В процессе ориентации сварного шва приходится учитывать ряд меняющихся факторов: некруглость трубы; наличие локальных дефектов; биение трубы в процессе вращения; упрочненные следы от формовочных валков и др.

Для решения данной задачи была разработана система ориентации сварного шва на базе накладного электромагнитного преобразователя с внешним подмагничиванием. Учитывая различие магнитных и электрических свойств тела трубы и сварного шва, такая конструкция преобразователя позволяет с высокой степенью достоверность находиться и ориентировать сварной шов. Конструкция преобразователя приведена на рис. 1.

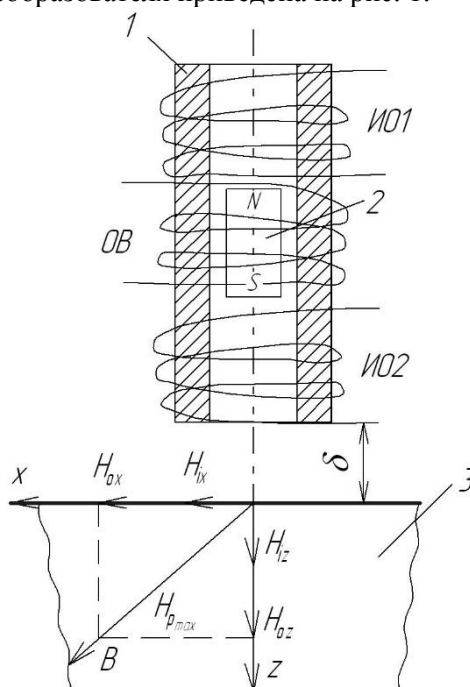


Рис. 1. Накладной электромагнитный преобразователь: 1. – сердечник; 2. – постоянный магнит; OB – обмотка возбуждения; ИО1, ИО2 – измерительные обмотки; 3. – объект контроля

Сердечник преобразователя трубчатый, выполненный из аморфного металла, в центре которого расположен постоянный магнит. Перемещая его вдоль сердечника, производится балансировка преобразователя при отсутствии объекта контроля. Результирующее поле, которое наводится преобразователя в объекте контроля, состоит из постоянного магнитного поля и поля возбуждения:

$$H_p = \left\{ [H_{ox} + H_{ix} \sin(\omega t + \varphi_2)]^2 + [H_{oz} + H_{iz} \sin(\omega t + \varphi_2)]^2 \right\}^{-1/2}$$

Учитывая, что преобразователь измеряет нормальную составляющую индукции поля сварного шва, то индукция над поверхностью металла в воздухе:

$$B_{\perp 2} = \frac{H_{oz}}{H_p} B_p(x, z); B_{\parallel 2} = \frac{H_{ox}}{H_p} B_p(x, z).$$

Для учета влияния магнитных свойств контролируемого ферромагнитного материала на амплитуду выходного сигнала преобразователя воспользуемся зависимостью между магнитной индукцией и намагничивающим полем с учетом петли гистерезиса [1]

$$B_{\perp 1} = \frac{2}{\pi} B_{\max} \operatorname{tg} \alpha (H_p + H_c) \cdot \frac{H_{oz}}{H_p}.$$

Эффективность работы преобразователя главным образом зависит от соотношения между переменным полем возбуждения и постоянным полем подмагничивания. Их соотношение должно быть таким, чтобы в выходном сигнале преобразователя содержались все высшие гармоники. Так как переменная составляющая поля возбуждения меньше напряженности постоянного поля, то значение результирующего поля представим в следующем виде:

$$H_p = H_{oz} \left[\left(1 + \frac{H_{iz}}{H_{oz}} \sin \varphi \right)^2 + \left(\frac{H_{ox}}{H_{oz}} + \frac{H_{ix}}{H_{oz}} \sin \varphi \right)^2 \right]^{-1/2}$$

Введя безразмерные коэффициенты $a = \frac{H_{ox}}{H_{oz}}$; $b = \frac{H_{ix}}{H_{oz}}$; $c = \frac{H_{iz}}{H_{oz}}$, и, изменяя воздушный зазор δ между постоянным магнитом поверхностью объекта контроля, можно добиться таких значений H_{oz}, H_{ox}, H_{ix} , чтобы выполнялось неравенство $c + b < a < 1$. Условие $a < 1$ выполняется тем лучше, чем меньше δ . Выражение для результирующего поля принимает вид

$$H_p = H_{oz} \left[(1 + a^2)^{1/2} + \frac{c + ab}{(1 + a^2)^{1/2}} \sin \varphi \right].$$

Учитывая, что преобразователь измеряет усредненное значение поля по длине сердечника, среднее значение э.д.с. измерительной обмотки запишем в виде [2]

$$c = -W_2 S \mu_{cp} \frac{dB_{\perp 1}}{dt};$$

или

$$c = -W_2 S \frac{dB_{\perp 1}}{dH_p} \cdot \frac{dH_p}{dt}.$$

При определении э.д.с., периодическую функцию раскладываем в ряд Фурье по полному циклу петли гистерезиса и определяем коэффициенты разложения [3].

Найдя изменение значения выходного напряжения преобразователя строится схема обработки его выходного сигнала и разрабатывается алгоритм определения положения сварного шва на трубе.

Список литературы источников:

1. Зацепин И.Н., Шапоров Б.Д. В сб. «Физика неразрушающего контроля», Минск, 1974. – 97 с.
2. Розенблат М.А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. – М.: Наука. 1974. – 768 с.
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров – М.: Наука. 1985. – 832 с.

**І.В.Назаренко, начальник відділу АВіТ; В.Д.Ференець, провідний інженер;
Д.Є.Суханов провідний інженер; М.Я.Николайчук, к.т.н., доцент**

СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ ВИКОНАВЧИМИ МЕХАНІЗМАМИ НА ТЕХНОЛОГІЧНОМУ ОБЛАДНАННІ ГАЗОТРАНСПОРТНОЇ СИСТЕМИ З ПОСТІЙНИМ КОНТРОЛЕМ КІЛ КЕРУВАННЯ

Ключові слова: управління виконавчими механізмами, газотранспортна система, лінійний кран, алгоритм, математична модель, контроль кіл керування, діагностування технологічного обладнання, програмований логічний контролер (ПЛК).

Побудова систем управління об'єктами газотранспортної системи (ГТС), яка характеризується складністю, багаторівневістю і територіальною розподіленістю є актуальною науково-технічною задачею, що пов'язана з широким застосуванням сучасних інформаційних технологій і людино-машинних комплексів [1].

Відомчі нормативні документи ПАТ «Укртрансгаз» вимагають від систем автоматики реалізацію постійного контролю кіл керування виконавчими механізмами. Найбільш поширеними виконавчими механізмами є електро-пневматичний пристрій управління запірною арматурою типу ЕППУ-4-1 (рис. 1).



Рис. 1 - Виконавчий механізм ЕППУ-4-1 на лінійному крані магістрального газопроводу

У зв'язку з тим, що виконавчі механізми можуть бути розташовані на відстані від п'яти метрів до більше ніж двох кілометрів від шаф керування, особливо важливою є задача контролю кіл керування як під час режиму «очікування команди» на перестановку крану так і під час «режиму керування» технологічним об'єктом.

Стан кіл керування виконавчими механізмами може бути наступним:

- «КЗ» – коротке замикання;
- «Обрив»;
- «Витік на землю».

«Витік на землю» є найбільш критичним станом кіл керування у зв'язку з тим, що за відсутності можливості визначення даного стану може виникнути наступна ситуація:

- стан «КЗ» - ні;
- стан «Обрив» - ні;
- напруга «обтікання» соленоїду – 24 В.

Під час подання на соленоїд напруги керування 110 В, пристрій керування не спрацює, внаслідок з низького рівня напруги керування на соленоїді (за рахунок «витоку напруги на землю»).

В доповіді наведено результати дослідних робіт з розробки алгоритму та математичної моделі системи управління виконавчими механізмами на технологічному обладнанні ГТС з постійним контролем кіл керування.

Запропоновано технічне рішення та алгоритм, які реалізовані за допомогою серійних електронних модулів та компонентів (модулі дискретного вводу-виводу, модулі аналогового вводу 0-10 В, реле двопозиційне 24 В, джерела живлення 24 В та 110 В, інші компоненти) [3].

Виконано функціональне (рис. 2) та схмотехнічне (рис. 3) проектування засобів контролю напруги у колах керування виконавчого механізму в «режимі очікування» команди та під час «режиму керування».

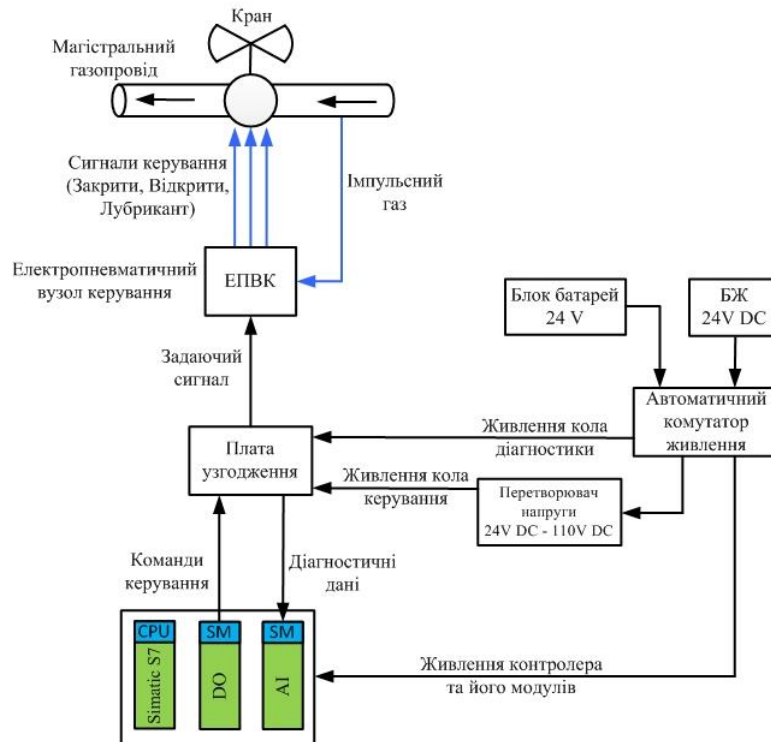


Рис. 2 – Функціональна схема системи управління виконавчим механізмом ЕПУУ-4-1 на лінійному крані магістрального газопроводу

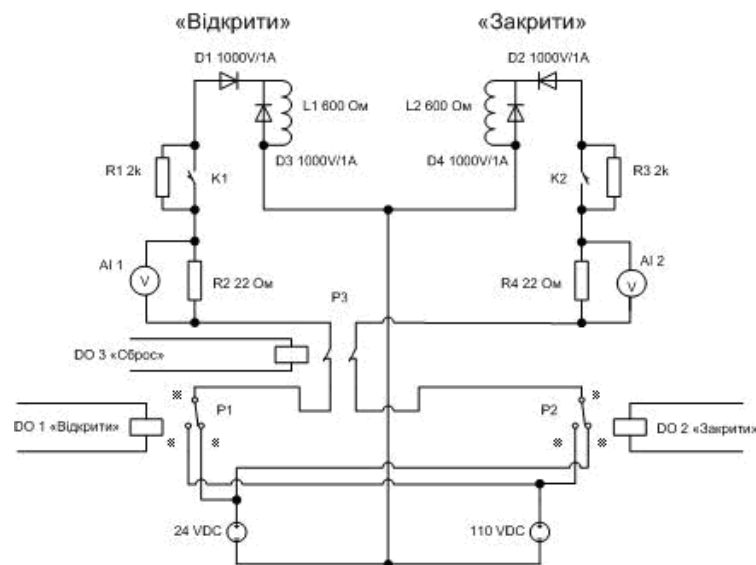


Рис. 3 – Результати схмотехнічного проектування компонентів системи управління виконавчим механізмом ЕПУУ-4-1

Розроблено алгоритм керування виконавчим механізмом ЕПУУ-4-1 з постійним контролем кіл керування (рис.4).

З метою апробації алгоритму створено математичну модель пристрою керування виконавчим механізмом з контролем кіл керування на базі програмного пакету MATLAB [3].

Створено інструментальний апаратно-програмний комплекс для дослідження режимів роботи систем управління виконавчим механізмом ЕПУУ-4-1 з постійним контролем кіл керування.

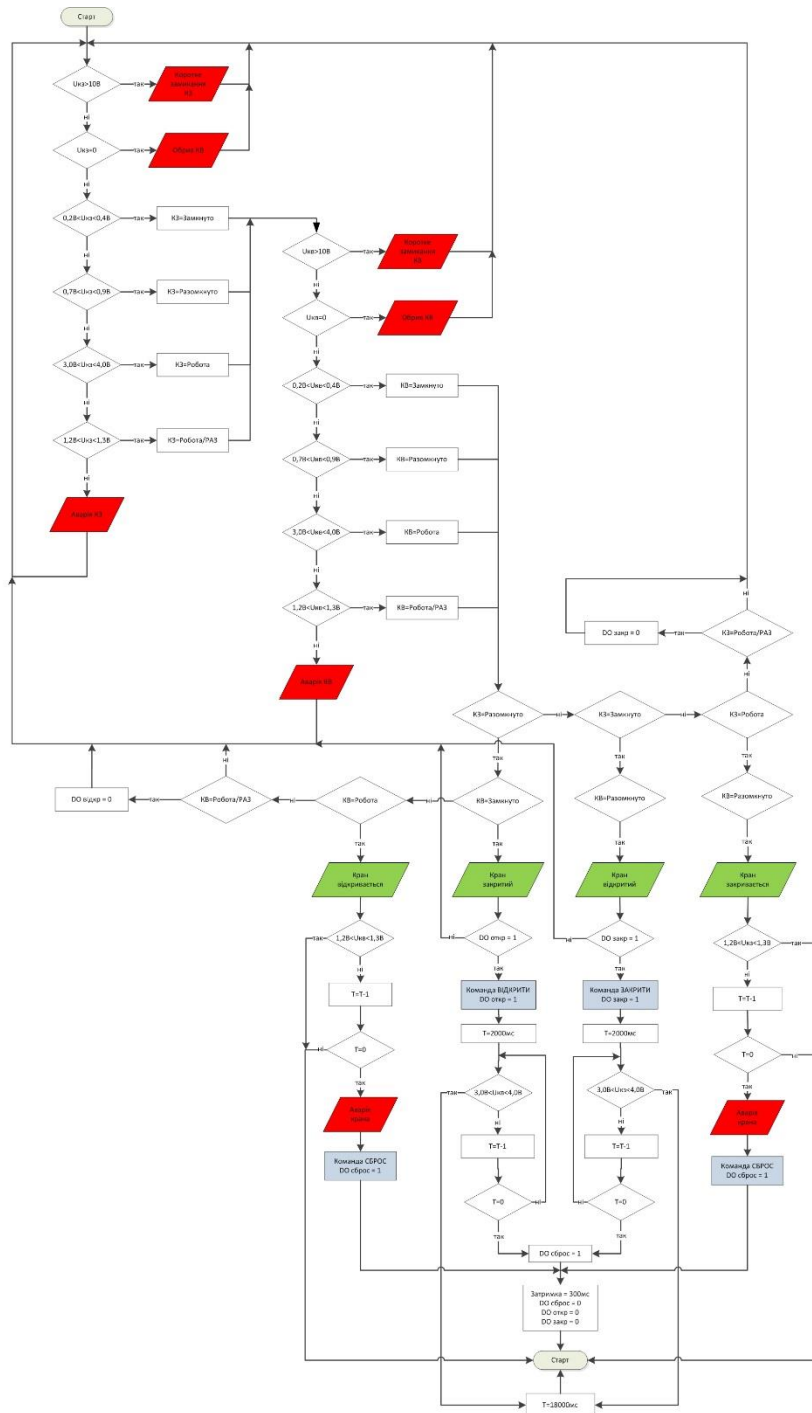


Рис. 4 – Алгоритм керування виконавчим механізмом ЕПУУ-4-1 з постійним контролем кіл керування

Список літературних джерел

1. Назаренко І.В. Організація і компоненти систем диспетчерського керування компресорними станціями / І.В.Назаренко , М.Я.Николайчук // Методи та прилади контролю якості. - 2008. - №21. - С. 83-86.
2. Николайчук М.Я. Організація інформаційних каналів промислового зв'язку та їх діагностування в системах диспетчерського керування компресорними станціями на базі обладнання Simatic S7-300 / М.Я.Николайчук, І.В.Назаренко // Наукові вісті Галицької академії. - 2009. - № 2(16). С. 37-44.
3. Назаренко І.В. Побудова систем управління об'єктами газотранспортної системи на базі уніфікованої технології генерування функціональних блоків з їх математичних моделей / І.В.Назаренко, М.Я.Николайчук // Матеріали міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми і перспективи транспортування нафти і газу». – ІФНТУНГ, 2012. - С. 100-102.

В.В. Любченко, аспірант

ПРОБЛЕМИ РОБОТИ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ПРОМИСЛОВИМ ПІДПРИЄМСТВОМ

Ключові слова: моніторинг, мережа, живучість, надійність, автоматизована система, база даних

У час ринкової економіки все більшої уваги на промислових підприємствах приділяють системам автоматизованого керування виробництвом. Що в свою чергу вимагає покращення надійності роботи комп'ютерної мережі, для передачі сигналів управління і взаємодії, а також моніторингу стану всієї системи.

Підприємства ремонтної промисловості, а особливо авіаційної техніки, характеризуються застосуванням великої кількості матеріалів, деталей і вузлів як власного виробництва, так і інших підприємств. При цьому для покращення виробництва і надійності роботи складних об'єктів на початкових етапах, необхідно організувати контроль параметрів і характеристик деталей. А також проводити моніторинг робото-здатності власних вузлів, механізмів і складних об'єктів в процесі їх виробництва і ремонту.

На якість і надійність кінцевого продукту значною мірою впливає надійність роботи всієї автоматизованої системи. Звідки можна зробити висновок, що потрібно організувати контроль і управління параметрами і показниками технологічних і виробничих процесів.

Передача сигналів відбувається у двох напрямках : від системи управління інформаційними потоками (центр управління) до периферійних приладів (датчики, прилади, мережеве обладнання і так далі) і в зворотному напрямку[1]. Оскільки ймовірність втрати пакета досить мала, то нею можна знехтувати і вирішувати задачу тільки знаходження цих подій, для своєчасного реагування на них. Таким чином виникає необхідність знаходження оптимального часу, періоду відправки повідомлень опитування каналів. Центр управління проводить періодичний моніторинг і обробляє інформацію[2].

На сьогодні архітектура мереж промислового підприємства стають все складнішими і більшими, що призводить до збільшення потоків службової інформації і може значно понизити ефективність роботи системи, особливо в умовах виходу з ладу частини мережі. Що у свою чергу накладає певні обмеження на процес моніторингу всієї системи.

Підвищити продуктивність роботи системи можливо за умови прийняття до уваги наступних факторів:

- горизонтальна широта (рішення має неперервну область дії по всьому підприємству, а не тільки по окремим її частинам);
- вертикальна глибина (рішення пересікає всі сім рівнів мережі для увімкнення програми, сервером і даними продуктивності роботи системи);
- представлення в реальному часі і ретроспективно (рішення може показати і оцінити теперішню і хронологічну інформацію, щоб знайти першопричину проблем, показати процес роботи всієї системи);
- комплексні інтерфейси (рішення передбачає централізоване зберігання всіх даних, для наглядного представлення).

Важливою умовою функціонування автоматизованої системи управління промисловим підприємством є її живучість, тобто згідно ДСТУ 2226-93 це здатність виконувати установлений об'єм функції в умовах дії зовнішніх чинників і відмов компонентів в заданих рамках[3].

Живучість системи характеризується параметрами, сукупність яких дає змогу оцінити його функціональну відповідність завданням, що розв'язуються комп'ютерною системою за певний період часу[4]. Звідки живучості системи можна знайти використавши інтегральний показник функціональної живучості F[5]:

$$F = \frac{1}{S} \sum_{j=1}^S z_j(k),$$

де значення умовних показників $z_j(k)$, $j = \overline{1, S}$, що обчислюється як

$$z_j(k) = a_j \frac{q_j^*(k) - q_j^{TB}}{q_j^{TB}}, j = \overline{1, l} \text{ для технічних вимог (ТВ) вигляду } q_j \geq q_j^{TB},$$

або

$$z_j(k) = a_j \frac{q_j^{TB} - q_j^*(k)}{q_j^{TB}}, j = \overline{1, l} \text{ ТВ вигляду } q_j \leq q_j^{TB},$$

де a_j - ваговий коефіцієнт, k - число накопичених відмов у системі за певний період часу, $q_j \in Q = \{q_1, q_2, \dots, q_s\}$ - елемент множини показників, які знаходяться у відповідних межах, що визначаються по ТВ, $q_j^*(k)$ - найгірше значення виконання умов технічного завдання, при накопиченні у системі відмов.

Архітектура системи моніторингу факторів впливу на живучість представляє собою класичну розподілену комп'ютерну мережу, яка взаємодіє із всіма частинами системи і зовнішнім середовищем через Інтернет (рис. 1).

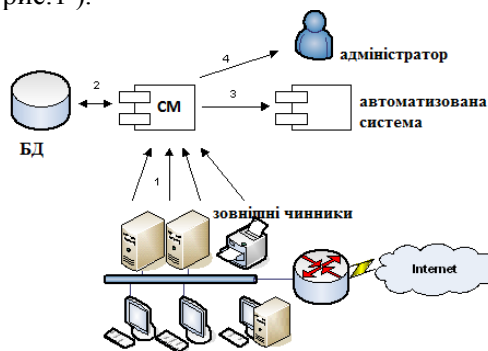


Рис.1 Інформаційна взаємодія системи моніторингу

Як показано на рисунку 1, система моніторингу отримує дані про стан системи і зберігає їх в базі даних(БД). Всі зміни автоматично відображаються в автоматизованій системі керування виробництвом і адміністратор має змогу своєчасно реагувати на них.

Список літературних джерел

1. Любченко В.В. Обробка інформації в системі керування промисловим підприємством / В.В.Любченко // Авиационно-космическая техника и технология №7(104) — 2013р. — С. 238-241.
2. Молоковский И.А. Расчет основных параметров передачи данных в сетях промышленных телекоммуникаций / И.А. Молоковский, В.В. Турупалов, Е.Г. Игнатенко // Наукові праці ДонНТУ. Серія обчислювальна техніка та автоматизація №22(200), 2012р. — С. 115-119.
3. Див.: ДСТУ 2226-93 Автоматизовані системи. Терміна та визначення. Видання офіційне. - К.: Держстандарт України, 1994.
4. Бойченко А.В. Вимоги до систем моніторингу факторів впливу на живучість / А.В. Бойченко Реєстрація, зберігання і обробка. даних. Т. 10, № 1. — 2008. — С. 103-115.
5. Додонов О.Г. Системні дослідження живучості та безпеки складних технічних систем / О.Г. Додонов, О.С. Горбачник, М.Г. Кузнецова // Реєстрація, зберігання і обробка даних Т. 12 №2, 2010р. — С. 202-208.

В. В. Присяжнюк, старший викладач, Т.В. Брик, студент
ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ
ВІТРОГЕНЕРАТОРІВ

Ключові слова: інформаційно-вимірювальні системи, автоматизація, вітрогенератори, вітропарк, енергія вітру.

В зв'язку з автоматизацією процесів виробництва необхідно отримувати інформацію про вимірювальні величини, частина яких може бути недоступною для прямих вимірювань змінились вимоги до засобів вимірювання. Це призвело до появи нового класу засобів вимірювання – інформаційно-вимірювальних систем ІВС - група вимірювальних, обчислювальних та інших допоміжних технічних засобів, метою яких є отримання вимірювальної інформації про фізичну величину.

В наш час все частіше використовуються енергозберігаючі технології і альтернативні джерела енергії. Одним з найперспективніших напрямів в цій області є використання енергії вітру. Перетворити енергію вітру в електричну дозволяє використання вітрогенераторів або вітроелектричних установок (ВЕУ). Особливо ефективні вітрогенератори в тих регіонах, де сильний вітер є майже постійним явищем. Але й у середній смузі європейського континенту вітрогенератори використовуються все частіше.

Метою роботи є розробка вимірювальної системи параметрів вітрогенераторів, аналіз технічних параметрів системи, що проектується, здійснення огляду можливих варіантів вирішення задачі.

За своєю конструкцією вітрогенератор складається з кількох основних і допоміжних блоків. До основних компонентів вітрогенератора відносяться: щогла; пропелер; генератор. Допоміжними елементами вітрогенератора є: акумуляторні батареї; контролер-інвертор; АВР (автоматичний перемикач джерела живлення).

Контролер перетворює змінний струм від генератора в постійний, щоб він міг накопичуватися в акумуляторах. Інвертор забезпечує зворотний процес – перетворює постійний струм на виході акумулятора в змінний струм, придатний для роботи побутових приладів. Акумулятор вітрогенератора не тільки накопичує енергію, але й виконує функцію ресивера, забезпечуючи рівномірність напруги незалежно від орієнтації генератора й швидкості вітру. АВР забезпечує автоматичне перемикання між кількома різними джерелами енергії: у випадку якщо слабшає основне джерело, наприклад, виникають перебої в роботі стаціонарної електромережі, або навпаки.

Розроблена ІВС за допомогою якої можна виміряти параметри вітрогенераторів, такі як: потужність, напруга, струм, частота, швидкість. Основними характеристиками вітрогенератора, які треба враховувати при виборі моделі, – це його коефіцієнт використання енергії вітру (КВЕВ) й потужність. У найкращих моделях вітрогенераторів КВЕВ досягає 45%. Потужність побутових (не промислових) моделей вітрогенераторів становить від 300Вт до 10кВт. Відбір потужності починається при швидкості вітру близько 5 м/с, а номінальна потужність досягається при швидкості 14...16 м/с. Застосування мікропроцесорної системи відбору потужності дозволяє підвищити ефективність генератора до максимуму. Інтелектуальна, мікропроцесорна шафа керування дає можливість багаторічної експлуатації ВЕС без участі людини.

Вітроенергетика має досить хороші перспективи. Вартість електрики, виробленої вітрогенераторами, стала нижчою за вартість електроенергії, що одержують традиційними способами. В Україні поки що слабо розвинена галузь переробки енергії вітру. Сьогодні на території нашої країни встановлено близько 500 турбін загальною потужністю приблизно 50 МВт. Але досвід будівництва та експлуатації сучасних вітрових енергостанцій (Київ, Дніпропетровськ) та наявність широкого асортименту побутових вітрогенераторів на вітчизняному ринку свідчить, що найближчим часом ситуація може змінитися на краще.

Література

1. Інтернет ресурс <http://energetyka.com.ua/>
2. Козирський В.В., Гай О.В. Розробка методів підвищення надійності забезпечення споживачів електричної енергії з використанням інтелектуальної системи контролю // Енергетика та електрифікація. – 2010. – № 12. – С. 68-71.

Л.М. Заміховський, д.т.н., проф.; І.Т. Левицький, асистент

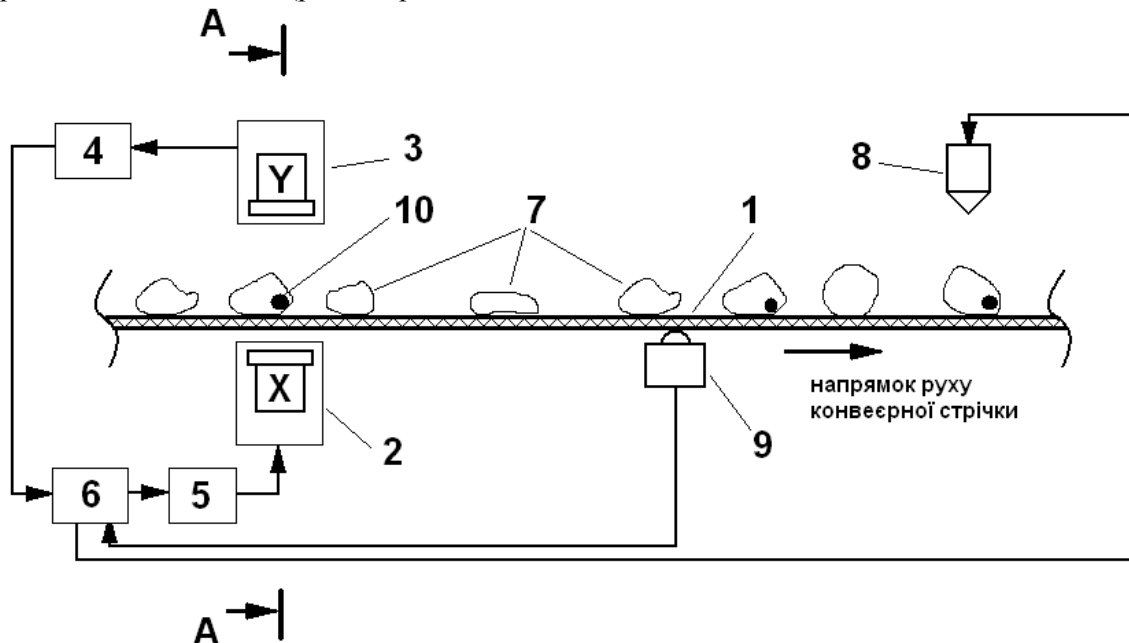
РОЗРОБКА АПАРАТНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ СИСТЕМИ КОНТРОЛЮ МЕТАЛОВКЛЮЧЕНЬ В СИРОВИНІ ДЛЯ ВИГОТОВЛЕННЯ КЕРАМІЧНИХ ВИРОБІВ

Контроль, металовключення, давач, скануючий сигнал, функціональна схема, мікропроцесорний пристрій, підсилювач, давач швидкості

Проблема чистоти сировини в умовах сучасного виробництва є надзвичайно актуальною. Більшість сучасних методів контролю металевих включень (далі по тексті - металовключень) у сировині в умовах конвеєрної стрічки не дають можливості здійснювати контроль одночасно кількох металовключень, визначати їх габарити та координати відносно конвеєрної стрічки [1]. Особливо гостро дана задача стоїть при використанні спеціалізованих пристроїв видалення металовключень із сировини під час руху по конвеєрній стрічці. Інші методи хоч і вирішують деякі із задач проте в цілому весь спектр задач вирішити не здатні. Окрім цього, через свою специфіку дані методи вимагають значного ускладнення апаратного забезпечення системи контролю металовключень та великої кількості давачів, що створює відповідні труднощі щодо виробничого впровадження.

Запропонований метод [2, 3] дозволяє проводити контроль металовключень у сировині за допомогою скануючого сигналу магнітного поля, який рухаючись в перерізі конвеєрної стрічки, дає змогу виявляти металовключення через зміну параметрів магнітного поля прийнятого сигналу. Завдяки "дзвоновій" формі виду сигналу та можливості формуванні його максимуму в будь-якій точці перерізу конвеєрної стрічки, метод дозволяє визначати габарити металовключень, їх координати, а також здійснювати контроль кількох металовключень одночасно, а не уособлювати кілька металовключень як одне, що реалізується в більшості методів.

Для реалізації даного методу запропонована наступна функціональна схема системи контролю металовключень (рис. 1а і рис. 1б).



1-конвеєрна стрічка, 2-блок передавальних котушок, 3-блок приймальних котушок, 4-підсилювач приймального сигналу, 5-підсилювач випромінюючого сигналу, 6-мікропроцесорний пристрій, 7-сировина, 8-пристрій для маркування або видалення металовмісної сировини, 9-давач швидкості руху конвеєрної стрічки, 10-металовключення, що містяться у сировині.

Рис. 1а – Функціональна схема системи контролю металовключень у сировині (вигляд збоку)

До системи контролю входить робоча вітка конвеєрної стрічки 1, на якій знаходиться сировина 7 (рис.1а). Під і над робочою віткою стрічки конвеєра розміщена підсистема вимірювання, яка складається із випромінюючого 2 і приймального блоків 3. випромінюючий блок 2 містить котушки випромінювання X (X1-X6), а приймальний блок 3 містить приймальні котушки Y (Y1-Y5) (рис.1б.).

На заданій відстані від вимірювальної системи розміщений пристрій видалення металовключення 8 або маркувальний пристрій для маркування місця розміщення металовключення.

Для формування рухомого скануючого сигналу мікропроцесорний пристрій 6 (рис.1а) формує електричний сигнал, який підсилюється у блоці 5 і поступає на передавальний блок 2. Електричні сигнали від давачів Y із блоку 3 поступають через підсилювач 4 у мікропроцесорний пристрій 6 для розрахунку координат центрів і параметрів металовключень, що містяться серед сировини 7. Блок 9 здійснює вимірювання швидкості руху конвеєрної стрічки, сигнал з якого також надходить у мікропроцесорний пристрій 6.

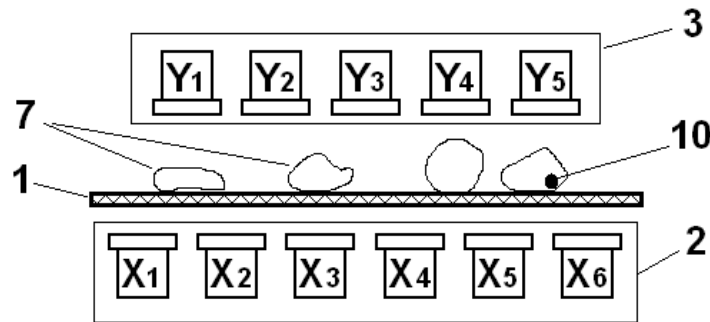


Рис. 1б – Розріз А-А

Система локалізації та ідентифікації металовключень у сировині на стрічковому конвеєрі працює наступним чином. Сировина 7, що являє собою кусковий матеріал, переміщується по конвеєрній стрічці 1 в сторону приймально-передавальних блоків (2, 3) для ідентифікації. Випромінюючий блок 2 безперервно генерує рухомий скануючий сигнал 11 (рис.1б) за допомогою котушок X1-X6.

За результатами вимірювання кожного із давачів Y (Y1-Y5) та сигналу із давача швидкості 9, мікропроцесорним пристроєм 6 розраховується місце розміщення металовключення і його геометричні розміри.

Випромінюючий блок 2 складається із шести випромінюючих котушок X1-X6 і п'яти приймальних котушок (Y1-Y5) для ширини конвеєрної стрічки 740 (мм) і залежить від відстані між приймальним і випромінюючим блоками та ширини конвеєрної стрічки. Котушки розміщені вздовж лінії яка перпендикулярна вектору руху конвеєрної стрічки. Випромінюючі котушки здійснюють формування рухомого скануючого сигналу – магнітного поля у формі "дзвону".

Основою системи є мікропроцесорний пристрій функціональна схема якого наведена на рис.2. Мікропроцесорний пристрій побудований на базі мікроконтролера Mega64 із тактовою робочою частотою 16МГц. Даний мікроконтролер містить у собі значну кількість додаткових пристроїв, таких як формувачі інтерфейсів RS-232, SPI, I2C, а також 10-розрядний аналого-цифровий перетворювач, що значно спрощує розробку пристрою і зменшує кількість додаткових елементів. Для формування шести аналогових сигналів, що надходять на передавальні котушки, було вирішено застосувати двох каналні ЦАП MAX522, які працюють через високошвидкісний інтерфейс SPI. Кількість даних мікросхем складає 3 штуки, в результаті отримуємо 6 незалежних аналогових сигналів. Сигнали з виходу ЦАП надходять на RC-фільтри, для усунення ефекту "сходінка" притаманного усім цифро-аналоговим перетворювачам. Далі сигнали проходять через повторювачі для збільшення навантажувальної здатності. Таким чином ми отримуємо на виході мікропроцесорного блоку отримуємо 6 незалежних аналогових сигналів CH1-CH6 (рис.2).

Аналогові сигнали від приймальних котушок подаються на входи A1-A5 і через блок нормалізації надходять на вхід аналогово-цифрового перетворювача мікроконтролера Mega 64. В результаті аналоговий сигнал перетворюється у цифровий для подальшої обробки у мікроконтролері. Цифровий сигнал від давача швидкості надходить у мікроконтролер через комутатор 74HC4051.

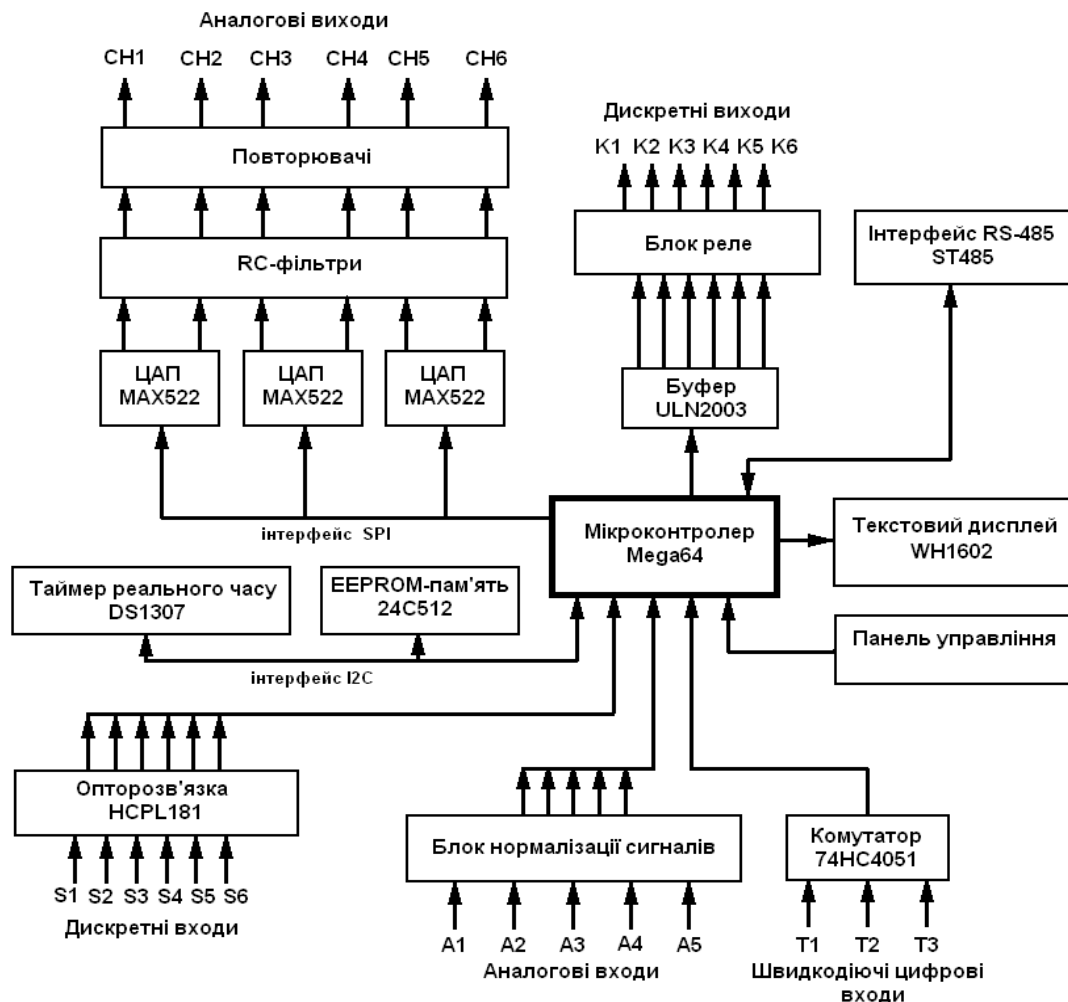


Рис. 2 – Функціональна схема мікропроцесорного пристрою системи контролю металовключень у сировині

У мікропроцесорному пристрої передбачено обробку вхідних дискретних сигналів а також формування вихідних дискретних сигналів. Для відображення сервісної інформації використано символний дисплей WH1602, а для сервісного налаштування системи служить панель управління. Окрім цього, у схемі передбачено застосування таймера реального часу а також EEPROM-пам'ять для зберігання цифрових значень синусоїди, що надходить на передавальні котушки.

Таким чином, розробка функціональної схеми системи контролю металовключень в сировині та її реалізація дасть можливість проведення експериментів по дослідженню розробленого методу та його подальшої промислової апробації.

Список літературних джерел

1. Левицький І.Т. Сучасний стан контролю складу сировини (глини) для керамічної промисловості// «Наукові вісті» Інституту менеджменту та економіки «Галицька академія» №1(12) – 2007. – с. 101-104.
2. Заміховський Л.М., Левицький І.Т. Розробка структури і формування вимог до системи пошуку металевих включень у сировині для виготовлення керамічних виробів: Науковий вісник. № 1(17) – Івано-Франківськ: Галицька академія, 2010. – 38-42с. – ISBN 978-966-613-569-1.
3. Заміховський Л.М., Левицький І.Т. Метод контролю металевих включень у сировині для виготовлення керамічних виробів. Методи та прилади контролю якості. №2(29), Івано-Франківськ, 2012.

A MODEL OF A MOBILE ANDROID APPLICATION FOR ENVIRONMENTAL PATIENT MONITORING

Keywords: Telemedicine, mobile, application, Android, data, sensor, database.

The application presented in the paper is a part of a bigger client-server system. It is designed to operate on devices using Android operating system. Its goal is to collect geolocalization and biomedical data of the patient from a variety of intelligent sensors. The application is tasked with four main tasks: gathering GPS data, communicating with the sensors using Bluetooth technology, gathering and processing medical data, maintaining communication with the server. To perform the desired functions, the application must first proceed with opening and maintaining a proper communication session with the sensors. It uses a local database for buffering data. The data is then sent in fixed preset intervals to the central database to be synchronized and stored. The application can maintain connectivity to one sensor at a time, but it is possible to build a local network using one sensor designated as a relay. All data gathered using the sensors is preprocessed to detect abnormal patterns and signal errors. This allows for rapid diagnostics to be performed by the application. In case of a life-threatening state it is possible to perform communication to the proper medical service centers, which can greatly decrease the time before medical teams arrive. Moreover, all data gathered, stored and sent to the database can then be processed to get a more detailed diagnosis of the patient health. The local database is used as means of data synchronization. Because in a mobile device the storage resources are limited, it is necessary to carefully plan the size of the buffer not to exceed certain. The application must also offer a certain set of tools for communication with the server. To achieve a satisfactory level of communication, two services are provided. These are account activation and communication session. The first one is used to authenticate the connection and include the device in the global database. The second one is performed to send data from the mobile device to the global storage. In some cases it is sometimes necessary to perform urgent communication between the server and the device, for example to get more medical data in severe conditions. In such cases it is required to force immediate communication session. In this system a SMS message is used. To be able to properly send and store data a specialized protocol based on XML technology was designed. This allows for easy, platform-independent communication between the mobile and stationary system. The application described in this paper was carefully tested for errors in sensor-to-application communication, initial processing and application-to-server communication. The system performed without any problems.

1. Litwińczuk K., Surtel W.: Model bazy danych w telemedycznej obsłudze pacjenta, IAPGOS 3/2012.
2. Maciejewski M., Małecka-Massalska T., Surtel W.: New Type of Sensor for Heart Rythm Monitoring, W: New Trends in Audio and Video, Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements and Applications, Łódź, 2012.
3. Surtel W.: Remote measurements of selected vital functions, W:7th International Conference New Electrical and Electronic Technologies and their Industrial Implementation, Zakopane, 2011.
4. Kasiak. K., Surtel W., Maciejewski R.: Telemedycyna w sytuacjach kryzysowych. Ostry dyżur, 4/2012
5. Valentino L. i inni: Mobile Applications: Architecture, Design and Development, Prentice Hall Professional, Nowy Jork, 2004.
6. Xiao Y., Chen H.: Mobile Telemedicine: A Computing and Networking Perspective, CRC Press Auerbach Publications, Floryda, 2008.
7. Hashimi S. et al: Pro Android 2,. Apress, New York, 2010.
8. Murphy M. L.: The Busy Coder's Guide to Advanced Android Development, Wyd. CommonsWare, 2009-2010.

W. Surtel PhD, M. Maciejewski MSc, R. Różalski BSc

ARCHITECTURE OF A SERVER APPLICATION FOR USE IN ENVIRONMENTAL PATIENT MONITORING.

Keywords: server, telemedicine, architecture, database, application, protocol, medicine

The telemedical system described in this paper allows patients the ability to perform diagnostics using available devices and send the results to the trained medical staff. Using modern mobile technologies it is possible to remotely obtain and store data. To be able to perform these tasks, a specialized server application must be implemented. Such application, described in this paper, is tasked with maintaining mobile communication, data gathering and storage, and also visualization depending on the group of users. It is possible to divide the server application into two major components: the server and WWW service. To implement proper server functionality, objective PHP 5 was used. Also, Symfony 2 framework was used. The server application can be divided into four major layers based on functionality. Data storage layer is tasked with storing data and also making it available to the other layers. Data processing layer gathers, reads, and transfers the data to the database. The presentation layer is directly connected to the client layer and is tasked with processing requests from the WWW application. The client layer receives requests from the user. The server communication protocol was based on XML language. This allows for proper data management. A set of different messages was implemented in the protocol. Currently, the application provides two functionalities: account activation and communication session. Prior registration is required to activate the account. After activation, the user can open the communication session. All data is checked by the server for errors prior to any other operations. By using XML Schema it is possible to validate documents. This is achieved by standardization of document structure. The client application uses HTTP protocol. Messages are sent in text form and can contain any information. It is also crucial to focus on the safety of the system. It is a major concern in modern IT systems. It is important to keep the data secure and protect it from unauthorized access. In the described application a major effort was put into making the server immune to DoS attacks. The tests performed during system implementation included starting and maintaining communication session with the mobile application, receiving data, initial processing, database storage and verification. All the tasks were performed according to specifications. No significant losses in performance were observed after load testing.

1. Frączkowski K.: Systemy informacyjne oraz usługi w ochronie zdrowia oparte na technologiach SOA (Service Oriented Architecture), *Acta Bio-Optica et Informatica Medica* 1/2010, vol. 16.
2. Litwińczuk K., Surtel W.: Model bazy danych w telemedycznej obsłudze pacjenta, *IAPGOS* 3/2012.
3. Maciejewski M., Małecka-Massalska T., Surtel W.: New Type of Sensor for Heart Rhythm Monitoring, W: *New Trends in Audio and Video, Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements and Applications*, Łódź, 2012.
4. Nałęcz M., Kącki E., Kulikowski J. L., Nowakowski A. i Waniewski E.: *Biocybernetyka i inżynieria biomedyczna 2000. Tom 7: Systemy komputerowe i teleinformatyczne w służbie zdrowia*, Warszawa, Akademicka oficyna wydawnicza Exit, 2002.
5. Surtel W.: Remote measurements of selected vital functions, W: *7th International Conference New Electrical and Electronic Technologies and their Industrial Implementation*, Zakopane, 2011.
6. Kasiak. K., Surtel W., Maciejewski R.: *Telemedycyna w sytuacjach kryzysowych. Ostry dyżur*, 4/2012
7. Xiao Y., Chen H.: *Mobile Telemedicine: A Computing and Networking Perspective*. CRC Press Auerbach Publications, Floryda, 2008.
8. Wandschneider M.: *PHP i MySQL. Tworzenie aplikacji WWW*, Helion, Gliwice, 2006.

О.Д.Азаров, д.т.н., проф.; Л.В. Крупельницький, к.т.н., доц.; С.В. Богомолів, к.т.н.

ВИСОКОТОЧНІ АНАЛОГО-ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ОПРАЦЮВАННЯ БІОМЕДИЧНИХ СИГНАЛІВ

Ключові слова: аналого-цифрова система, прецизійність, підсилення, комутація, перетворення, комп'ютерне опрацювання, біомедицина.

Роботу присвячено дослідженню і розробці структурних, схемотехнічних та алгоритмічних рішень для створення точних і швидкодіючих самокаліброваних аналого-цифрових систем опрацювання сигналів мікроелектронних гальваномагнітних і оптичних біомедичних сенсорів. До аналого-цифрових систем віднесено підсилювачі струму і напруги, аналогові комутатори, схеми живлення резистивних і мостових сенсорів постійною і імпульсною напругою і струмом, аналого-цифрові перетворювачі, комп'ютерні інтерфейси, програмне забезпечення з обробки сигналів.

Об'єктом дослідження є процеси, що протікають в системах живлення, комутації, підсилення і перетворення сигналів мікроелектронних гальваномагнітних і оптичних сенсорів біомедичних пристроїв. Предметом дослідження є методи розширення функціональності, збільшення точності та швидкодії опрацювання сигналів за рахунок самокалібрування і самокоригування аналого-цифрових систем сигнального перетворення.

Проблема, на вирішення якої спрямовано дослідження, полягає в створенні нової біомедичної апаратури, що містить гальваномагнітні і оптичні сенсори, - за рахунок нових апаратних і алгоритмічних рішень при опрацюванні сигналів. Актуальність досліджень полягає в тому, що сучасні діагностичні та вимірювальні системи потребують більш точних, чутливих і швидкодіючих пристроїв для підсилення і аналого-цифрового перетворення сигналів.

Низький рівень інформативних сигналів більшості сенсорів обумовлює необхідність використання малошумних підсилювачів, аналогових і цифрових фільтрів. Вимоги до їх швидкодії підвищуються при побудові багатоканальних (трьохвимірних, просторових, решітчастих, матричних) мікроелектронних структур сенсорів з комутацією кіл живлення і сигналу. В багатоканальних системах суттєвої ваги набирає ідентичність статичних та динамічних характеристик каналів, яку потрібно забезпечувати самокалібруванням вимірювальних кіл.

Використання традиційних методів структурної побудови сигнальних перетворювачів, навіть на найсучаснішій импортній елементній базі, - не вирішує всіх проблем опрацювання сигналів мікроелектронних гальваномагнітних і оптичних сенсорів. Так, поширена комбінація класичного інструментального підсилювача напруги на операційних підсилювачах та дельта-сигма «мікро-АЦП» - не здатна забезпечити потрібну швидкодію при роботі з імпульсними та високочастотними сигналами і завадами. А багатоканальне застосування таких схем, крім збільшення складності, вартості, енергоспоживання, - зумовлює ще й значну міжканальну неідентичність.

Ефективне вирішення описаних задач автори вбачають у розробці і застосуванні нових структурних, схемотехнічних і алгоритмічних методів опрацювання сигналів мікроелектронних сенсорів в рамках спеціалізованих аналого-цифрових систем з самокалібруванням та коррекцією. Для вирішення поставлених задач проекту пропонується комплексний підхід, який ґрунтується на таких сучасних методах опрацювання сигналів: струмове підсилення, імпульсне живлення, самокалібрування при підсиленні та порозрядному аналого-цифровому перетворенні.

Принцип струмового підсилення забезпечує високу швидкозмінність вимірювальних сигналів, низьку чутливість до зовнішніх завад та шумів. Струмові підсилювачі мають обмежену глибину зворотнього зв'язку та, як наслідок - малий час перехідного процесу.

Імпульсне живлення мостових сенсорів, світлодіодів дозволяє збільшити рівень корисного сигналу, знизити енергоспоживання і саморозігрів сенсорів, скомпенсувати термо е.р.с. контактів, виділити спектр корисного сигналу на фоні шумів. В багатоканальних системах комутація виходів сенсорів також приводить до аналого-цифрового перетворення швидкозмінних сигналів.

Метод самокалібрування передбачає, що в аналоговій частині сигнальних перетворювачів оптимізуються лише окремі, некориговані параметри (шум, лінійність, швидкодія). Частина інших параметрів (зсув, коефіцієнт підсилення, форма АФЧХ та інш.) - може бути визначена та відкалібрована в цифровому вигляді.

Метод інтегрального часового перетворення передбачає формування в окремих вимірювальних каналах цифрового коду безпосередньо таймерами мікроконтролерів, що спрощує реалізацію сенсорних пристроїв та розширяє їх функціональні можливості. Метод базується на сучасній інтегральній схемотехніці на комутованих конденсаторах.

Вказані методи в цілому спрощуть аналогову схемотехніку та породжують оригінальні схемотехнічні, структурні та алгоритмічні рішення аналого-цифрових систем. Зокрема, в повній мірі можна використати ідеї та підходи, розвинуті в техніці порозрядного аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення.

В результаті досліджень очікуються такі нові наукові і практичні результати:

- обґрунтовані пріоритетні задачі щодо практичного впровадження методології самокоригуючих систем в нових біомедичних приладах і діагностичних системах, впровадження яких до цього часу ускладнювалось через недостатню точність і швидкодію сигнальних перетворювачів;

- запропоновані нові структурно-алгоритмічні і схемотехнічні способи отримання і опрацювання імпульсних і модульованих сигналів сенсорів та запропоновані алгоритми спектрального аналізу та цифрової фільтрації для виділення корисної вимірювальної інформації з шумів і завад;

- досліджені нові комплексні методи калібрування статичних і динамічних характеристик як окремих складових, так і аналого-цифрових систем в цілому – фізичних сенсорів, схем живлення, підсилення, перетворення сигналів;

- на основі запропонованої наукової методології створені інженерні взірці універсальних самокаліброваних АЦ-систем з програмованими джерелами живлення сенсорів, підсилювачами напруги і струму, фільтрами, самокоригуючими АЦП, комп'ютерним інтерфейсом та програмним забезпеченням для опрацювання результатів вимірювань.

Список літературних джерел

1. Азаров О. Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення з ваговою надлишковістю: монографія / Азаров О. Д. – Вінниця, ВНТУ, 2010. – 232 с.
2. Крупельницький Л.В., Азаров О.Д. Аналого-цифрові пристрої систем, що самокалібруються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів: монографія / під заг. ред О. Д. Азарова. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 167 с.
3. Богомолів С. В. Високолінійні аналогові пристрої для багаторозрядних аналого-цифрових систем / Азаров О. Д., Богомолів С. В. // Проблеми інформатизації та управління. Національний авіаційний університет. – 2011. – №4(36). – С. 6-18. – ISSN 2073-4751.
4. Богомолів Сергій Віталійович. Високолінійні аналогові пристрої на базі двотактних симетричних структур для багаторозрядних аналого-цифрових систем: дис. ... канд. техн. наук : 05.13.05 / Богомолів Сергій Віталійович. – Вінниця, 2012. – 184 с. – Бібліогр. : с. 150-181.

В.С. Берегун, к.т.н.; О.І. Красильніков, к.ф.-м.н., доц.

АНАЛІЗ ЩІЛЬНОСТЕЙ ІМОВІРНОСТІ ДІАГНОСТИЧНИХ СИГНАЛІВ В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЮ ТА ДІАГНОСТИКИ

Ключові слова: щільність імовірності, лінійна система, нелінійна система, функціональне перетворення, класичні ортогональні поліноми, моменти.

Діагностичні сигнали в системах діагностики та контролю містять в собі корисну інформацію про стан досліджуваних об'єктів. Зазвичай ці сигнали піддаються функціональним перетворенням, тому важливо встановити закон розподілу цих сигналів на виході систем. Це дасть змогу встановити діагностичні ознаки на основі аналізу щільності імовірності. Розглянемо можливі випадки.

При подачі на лінійну систему гауссівських випадкових процесів процеси на виході системи теж будуть гауссівськими, а для негауссівських вхідних процесів можуть відбуватись ефекти нормалізації та денормалізації вихідних процесів. Задача точного знаходження щільності імовірності процесів на виході лінійної системи при негауссівських вхідних процесах в теперішній час не розв'язана.

При проходженні випадкових сигналів через нелінійні системи, наприклад через типовий тракт виявлення, їхній закон розподілу принципово змінюється. Точні розв'язки задачі знаходження щільності імовірності випадкових процесів на виході нелінійної системи можливі за умов, коли нелінійна система є безінерційною та має монотонну амплітудну характеристику.

Таким чином, як при знаходженні щільності імовірності самих випадкових сигналів, так і при аналізі результатів їх функціональних перетворень в багатьох випадках необхідно застосовувати наближені методи.

Для аналізу щільностей імовірності діагностичних сигналів запропоновано використовувати подання щільності імовірності у вигляді ортогонального ряду

$$p(x) = \rho(x) \sum_{k=0}^{\infty} c_k \varphi_k(x),$$

де c_k – коефіцієнти розкладу подання, $\varphi_k(x)$ – система ортогональних функцій, $\rho(x)$ – вагова функція.

Зазвичай як функції $\varphi_k(x)$ використовують класичні ортогональні поліноми. Для сигналів, що мають значення на нескінченній осі чисел $(-\infty; \infty)$ використовуються поліноми Ерміта; для сигналів, що мають значення на півнескінченній осі чисел $(0; \infty)$ (в окремому випадку сигналів на виході лінійного детектора) використовуються поліноми Лагерра, для сигналів, що мають значення на обмеженому інтервалі чисел $(a; b)$, що може бути отримано застосуванням двох порогових пристроїв, використовуються поліноми Якобі (поліноми Лежандра та Чебишова першого і другого роду). Коефіцієнти розкладу знаходяться без знання щільності імовірностей $p(x)$, а лише за відомими початковими моментами α_j сигналу.

Для ортогональних подань щільності імовірності розраховано значення коефіцієнтів розкладу по класичних ортогональних поліномах, в тому числі при лінійних функціональних перетвореннях; досліджено помилки апроксимації відомих теоретичних розподілів; з'ясовано умови використання відрізків ортогональних рядів; здійснено експериментальне дослідження щільностей імовірності діагностичних сигналів в системах неруйнівного контролю.

Й.Й. Білинський, д.т.н., проф.; О.А. Павлюк магістрант

АВТОМАТИЧНА НОРМАЛІЗАЦІЯ СТРИМЕРІВ ПРИ ГАЗОРОЗРЯДНІЙ ВІЗУАЛІЗАЦІЇ РІДИННОФАЗНИХ БІОЛОГІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ

Ключові слова: газорозрядна візуалізація, розряд, нормований вигляд, рідиннофазний об'єкт, центр яскравості.

1. Вступ

Газорозрядна візуалізація (ГРВ) – це плазмове світіння на поверхні предметів, до яких прикладена змінна напруга з частотою у межах 10-100 кГц та напругою у межах 5-30 кВт. Зображення даного світіння називається ГРВ-зображенням. Важливими елементами ГРВ зображення є стримери – суперпозиція в часі окремих газових розрядів [1]. Саме по стримерах проходить більша частина заряду, що виділяється на досліджуваному рідиннофазному об'єкті (РФО), а отже, і більша частина іонів, що утворюються при ГРВ, які відображають хімічний склад РФО. Тому дослідження стримерів є актуальною задачею.

2. Основна частина

Кожне ГРВ зображення в середньому містить від 5 до 15 добре виражених стримерів, які розміщені по колу навколо РФО (рис. 1 а). Для аналізу стримерів ГРВ зображення їх необхідно привести до нормованого вигляду як показано на рис 1 б. Для цього запропоновано і апробовано такий, такий алгоритм:

- 1) Цифрова фільтрація зображення;
- 2) Виділення на зображенні стримерів
- 3) Нормалізація стримерів;

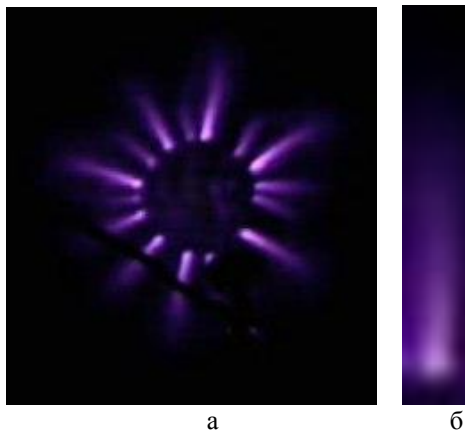


Рис. 1 Зображення ГРВ досліджуваного РФО – а, та зображення нормалізованого стримера – б

Цифрова обробка включає відкидання пік селів, яскравість яких нижче значення порогу. Значення порогу задається методом Оцу [2]. Після чого виконується еквалізація та фільтрація. Таким чином, на зображенні зникає фонове світіння і краї стримерів стають чіткими (рис. 2а).

Наступний крок полягає у виділенні стримерів на зображенні, який включає пошук замкнутих областей, тобто зображень стримерів (отримання множини координат пікселів) та визначення кута їх нахилу відносно горизонтальної осі. Кута нахилу стримерів визначається за двома точками А(x_1 , y_1) та В (x_2 , y_2), через які проводиться пряма (рис. 2б).

В роботі запропоновано в якості першої точки стримера тобто точки А(x_1 , y_1), брати точку центра яскравості замкнутої області, координати якої визначаються за формулами

$$x_c = \frac{\sum_{i=1}^n I_i x_i}{\sum_{i=1}^n I_i}, \quad y_c = \frac{\sum_{i=1}^n I_i y_i}{\sum_{i=1}^n I_i},$$

де x_c , y_c – координати центра яскравості замкненої області, I_i – значення яскравості i -ї точки, x_i , y_i – координати i -ї точки.

В якості другої точки $B(x_2, y_2)$ запропоновано використовувати точку з координатами, яка максимально віддалена від точки $A(x_1, y_1)$ в цій замкнутій області. Таким чином, виходячи рівняння прямої, кут нахилу отримаємо як $\theta = \arctan\left(\frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}\right)$.

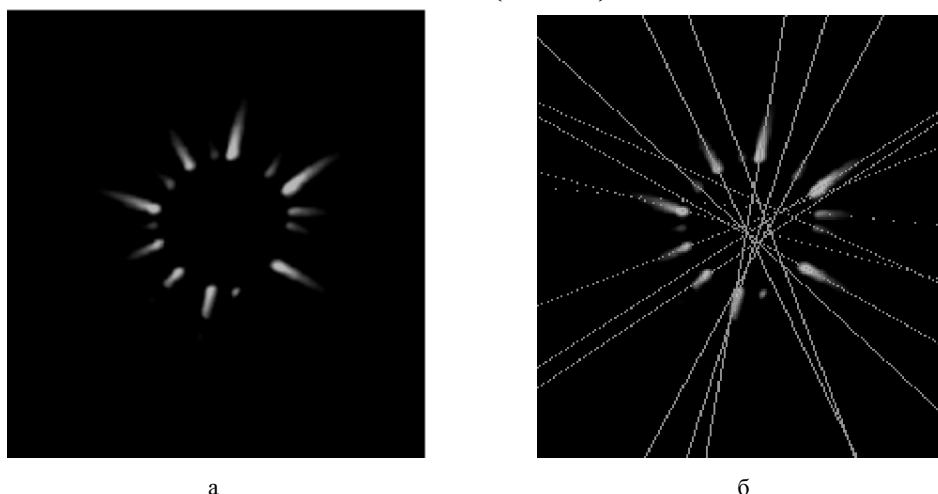


Рис 2 – Відфільтроване ГРВ зображення (а) та визначені прямі, що проходять через стримери (б)

Використання отриманих кутів та замкнутих областей, що відповідають зображенням одиничних стримерів, дає змогу перейти до нормалізації, яка включає в себе копіювання множини пікселів замкненої області на нове зображення зі збереженням їхнього взаємного розташування та поворот одержаного зображення на кути, що дозволяє орієнтувати стримери в одному напрямку. Отримані зображення нормалізованих стримерів представлені на рис. 4.

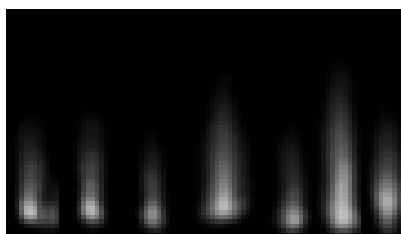


Рис. 4 – Нормалізовані стримери

3. Висновок

Запропонований алгоритм дозволяє в автоматичному режимі знаходити та нормувати стримери. Нормалізовані зображення стримерів несуть повну інформацію про стан РФО і можуть бути використані для подальшої обробки.

4. Список літератури

1. Коротков К. Основы ГРВ-биоэлектрографии / К. Коротков. – СПб. : СПбГИТМО (ТУ), 2001. – 360 с.
2. Otsu, N. A threshold selection method from gray-level histograms / N. Otsu // IEEE Trans. Sys., Cyber. — 1979. — № 9. — Pp. 62—66.

С.В. Марченкова, аспірантка

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ОПТИМАЛЬНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ МОБІЛЬНИМИ РОБОТАМИ

Шалений розвиток сучасних технологій викликав необхідність створення інтелектуальних мобільних роботів (МР), здатних автономно функціонувати в умовах небезпечних для життя людини, замінити людську працю у багатьох галузях науки і техніки, наприклад, при проведенні космічних і підводних досліджень, при роботі в зоні радіоактивного або хімічного забруднення, при створенні безпілотних літальних апаратів, у військовій справі: розмінування територій, дистанційне зондування землі, антитерористичних операціях.

При створенні МР виникли труднощі як алгоритмічного, так і апаратного характеру.

З точки зору алгоритмічного забезпечення, на систему управління інтелектуальним мобільним роботом (рис.1) покладається складний комплекс завдань.

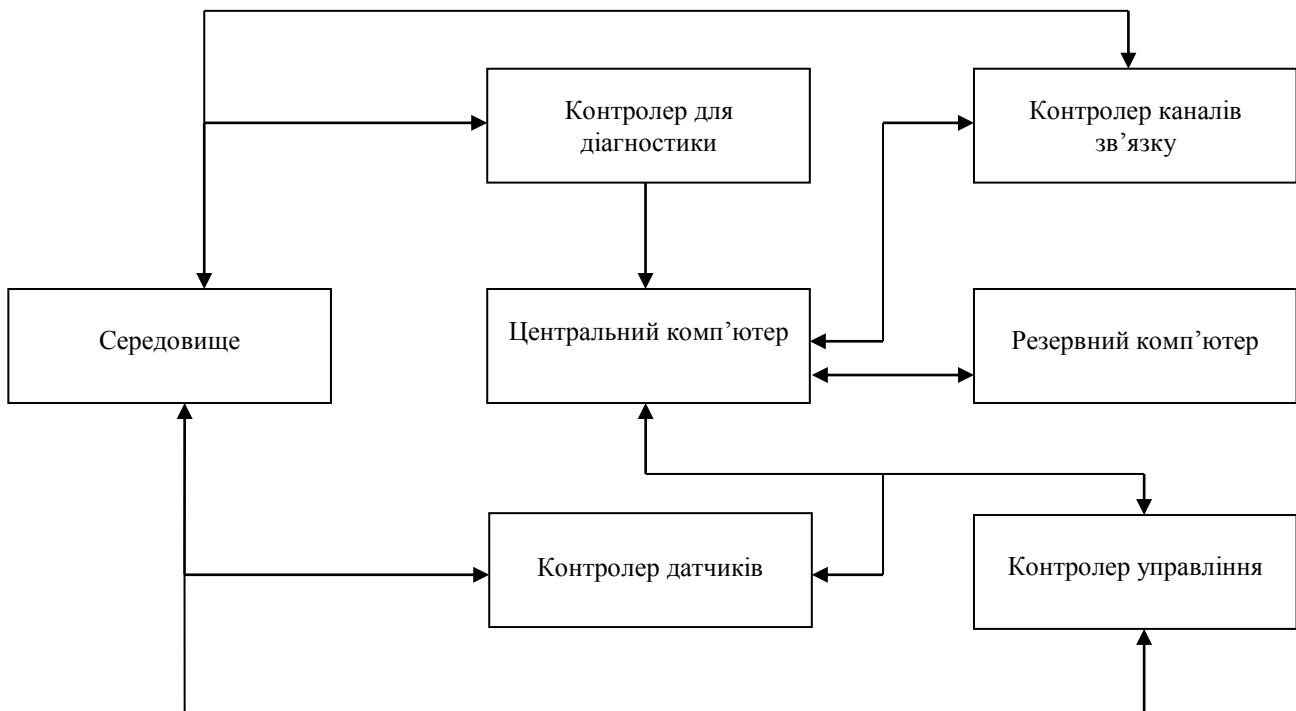


Рис. 1 Система управління мобільним роботом

Виявлено основні проблеми, з якими може зіткнутися проектувальник в ході розробки інтелектуальної системи:

- Обробка комплексної сенсорної інформації (телевізійної, дальнометричної) і формування на її основі моделі видимої зони середовища руху;
- Накопичення і коректування бази знань робота про середовище на основі моделей, сформованих за допомогою сенсорних пристроїв;
- Планування оптимального руху робота до зазначеної точки на основі накопиченої в базі знань інформації про середовище і прийняття рішення про поточний рух робота з урахуванням його динамічних властивостей;
- Формування керуючих впливів на виконавчі пристрої робота для відпрацювання зворотного руху;
- Обробка навігаційної інформації і визначення координат поточного місцеположення робота, а також поточних значень його курсу, крену і диференту;
- Визначення цільового положення робота та забезпечення безпеки його руху в зоні перешкод.

Для вирішення поставлених задач було узагальнено та проаналізовано класифікацію мобільних роботів за призначенням, так як необхідно розуміти мету створення та функції робота.

Класифікація мобільних роботів за призначенням:

- Роботи спеціального призначення;
- Військові роботи;
- Експериментальні роботи для наукових досліджень;
- Для роботи в екстремальних умовах;
- Побутові роботи.

Узагальнено та доповнено якості, якими повинен володіти мобільний робот:

- компактність;
- надійність;
- стійкість до шкідливих зовнішніх дій;
- економічність;
- надійність;
- простота в управлінні.

Для проектування системи управління, які будуть реалізовані, можуть бути використані методи рішення проблеми на базі штучного інтелекту, методи оптимального планування та адаптивного управління.

Необхідно щоб поведінка інтелектуального робота була ціле направленою, тому його «мозок» повинен прийняти на себе функції центрального управління: керувати рухомими частинами, контактувати з навколишнім середовищем, слідкувати за його змінами. Робот поєднує в собі систему сприйняття інформації із середовища, систему штучного інтелекту та систему виконання своїх механічних дій. Тому необхідно при проектуванні вирішити задачу синтезу систем планування, навігації та управління при взаємодії з навколишнім середовищем.

Робот сприймає інформацію про навколишнє середовище, аналізує обстановку, приймає рішення та сам його реалізує. Для здійснення даного складного завдання робот повинен планувати свою поведінку. А це означає, що попередньо він повинен розподілити свою поведінку на окремі складові дії. Здійснюючи дію, робот безперервно її контролює та порівнює з поставленим завданням. У випадку, якщо дії робота не відповідають поставленому завданню, він аналізує причини та приймає рішення локального характеру. По всьому маршруту руху робот повинен підпорядковувати свою поведінку для досягнення кінцевої мети.

Для виконання плану своїх дій, роботу перш за все необхідно мати уяву про навколишнє середовище. Якщо б навколишнє середовище було статичним, було б легко приймати та виконувати план свої дій, але воно безперервно змінюється. Неможливо передбачити всі зміни, тому потрібно збудувати внутрішню модель реального світу. Ця модель повинна поєднувати сукупність відомостей про реальний світ, в якому функціонує робот.

Дотримуючись даних вимог така система управління забезпечить можливість проходу по траєкторії автономно. Дистанційне управління дозволить координувати його діяльність, планувати його поведінку та адаптуватися до змін середовища.

При такому управлінні робота можна розглядати як інтелектуальний об'єкт з власною базою даних та базою знань, яка зможе адаптуватися до заздалегідь невідомим умовам.

Література

1. Астапкович А.М., Анисимов А.Л., Елисеенко А.Г., Суханов И.О. Современные тенденции построения систем управления дистанционно-пилотируемыми летательными аппаратами. // В кн.: Информационно-управляющие системы для подвижных объектов.– СПб: Политехника, 2002. – С. 7 – 32.
2. Мацкевич В.В., Занимательная анатомия роботов. // изд.: «Радио и связь», 1988. – С. 52 – 60.

В.Ю. Кучерук, д.т.н., проф.; Р.І. Ліщук, здобувач

АВТОМАТИЗАЦІЯ ПРОЦЕСУ РОЗПІЗНАВАННЯ ПОКАЗІВ ЗІ ШКАЛ СТРІЛОЧНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИЛАДІВ

Ключові слова: розпізнання, стрілочний прилад, веб-камера, вимірювання, перетворення Хафа

Вирішення задач, пов'язаних з автоматизацією розпізнання показів зі шкал стрілочних вимірювальних приладів, які виникають в процесі їх виготовлення, проведенні приймально-здавальних випробувань, перевірки, повинні базуватися на наукових підходах та виробничих умовах і можливостях.

Для вирішення цієї задачі запропоновано алгоритм, який представлено на рис. 1. Вихідною ідеєю для розробки цього алгоритму є спосіб виділення стрілок для визначення кута відхилення стрілки з метою визначення значення вимірювального приладу. Вона полягає в визначенні різниці 5 між зображеннями приладу в нульовому положенні стрілки 3 та при подачі тестового сигналу 4.

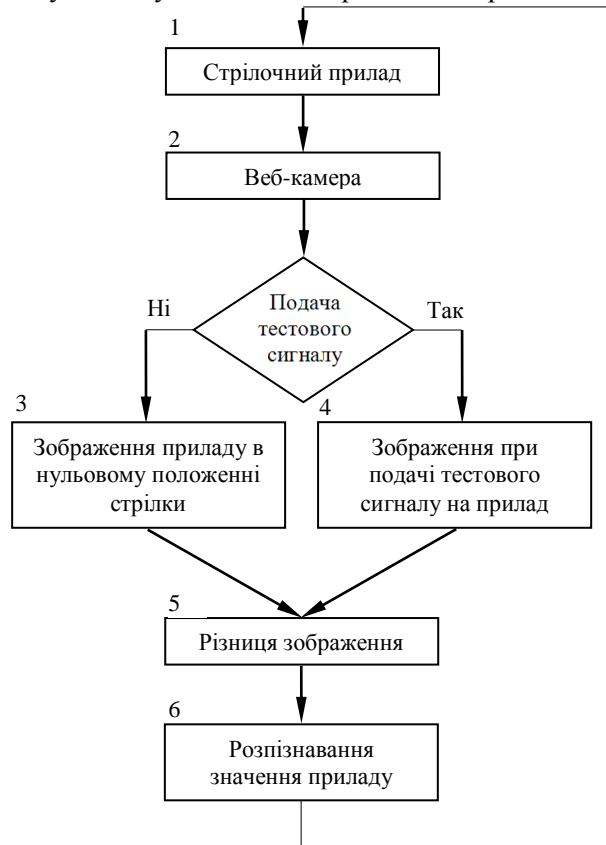


Рис. 1 Алгоритм розпізнання показів значень зі шкал стрілочних вимірювальних приладів

В першу чергу потрібно отримати зображення 3. Далі подається тестовий сигнал на прилад і маємо зображення 4. У результаті виконання пунктів 1-5 отримаємо зображення з чітко виділеними стрілками. Наступним кроком 6 є розпізнання значення приладу, який базується на перетворенні Хафа [1]. При використанні перетворення Хафа визначаємо координати стрілок (прямих) та за допомогою формули (1) визначаємо кут відхилення стрілки

$$\varphi = 180 - \arctg\left(\frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}\right) - \arctg\left(\frac{y_4 - y_3}{x_4 - x_3}\right), \quad (1),$$

де $(x_1; y_1)$ і $(x_2; y_2)$ – координати точок першої прямої; $(x_3; y_3)$ і $(x_4; y_4)$ – координати точок другої. Знаючи кут відхилення стрілки можна обрахувати значення показу стрілочного вимірювального приладу.

Література:

1. Use of the Hough transformation to detect lines and curves in pictures Richard O. Duda, and Peter E. Hart. Commun. ACM 15(1):11-15 (January 1972).

Наукове видання

ДРУГА МІЖНАРОДНОЇ НАУКОВОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ
«ВИМІРЮВАННЯ, КОНТРОЛЬ ТА ДІАГНОСТИКА
В ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ (ВКДТС -2013)»

Збірник тез доповідей

Матеріали подаються в авторській редакції

Комп'ютерне оформлення: Дудатьєв І.А., Коломійчук І.В.

Підписано до друку .18.10.2013 р. Гарнітура Times New Roman.
Формат 29,7 × 42 ½. Друк різнографічний.
Папір офсетний. Ум. друк. арк. 16,74
Наклад 170 прим. Зам № 67970

Віддруковано ПП «ТД «Едельвейс і К»
м. Вінниця, вул. 600-річчя, 17
Тел.: (0432) 550-333
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру
ДК №3736