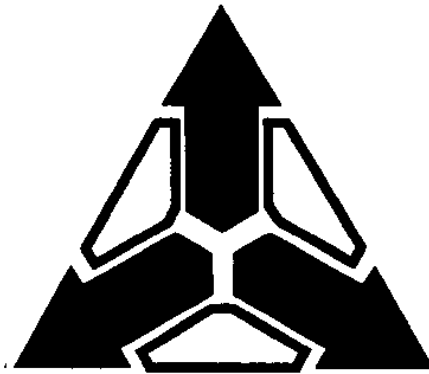


**Міністерство освіти і науки України
Українська технологічна академія
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С.Попова
Редакція міжнародного науково-технічного журналу "ВОТТП"
Хмельницький національний університет
Редакція наукового журналу "Вісник ХНУ"
Вінницький національний технічний університет
Видавництво «Техносфера»
Науково-технічний журнал «Фотоніка»
Томська група відділення Інституту інженерів
по електротехніці і радіоелектроніці IEEE**



**ВИМІРЮВАЛЬНА ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНА ТЕХНІКА
В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ
(ВОТТП_14_2015)**

Матеріали
XIV міжнародної науково-технічної конференції

5 - 10 червня 2015 р. в м. Одеса (Затока)

Одеса 2015

УДК 681.2+004
ББК 32.97
В47

*Рекомендовано до друку рішенням вченої ради
Хмельницького національного університету
Протокол № 10 від 27 травня 2015 р.*

У збірнику надруковані доповіді та матеріали, які були представлені та заслухані на XIV міжнародній науково-практичній конференції "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах", яка відбулася у м. Одеса, 5-10 червня 2015 р.

Доповіді та окремі статті подані в авторській редакції зі збереженням стилю викладу та якості підготовки вихідних матеріалів.

Редакційна колегія:

В.І. Водотовка (Україна, Київ); **В.Б. Дудикевич** (Україна, Львів); **Ж.Е. Желкобаев** (Росія, Москва); **С.М. Злепко** (Україна, Вінниця); **Н.Л. Істоміна** (Росія, Москва); **В.Г. Камбург** (Росія, Пенза); **В.Г. Каплун** (Україна, Хмельницький); **В.А. Каптур** (Україна, Одеса); **В.М. Кичак** (Україна, Вінниця); **С.А. Кравченко** (Росія, Санкт-Петербург); **О.А. Кожемяк** (Росія, Томськ); **В.П. Кожем'яко** (Україна, Вінниця); **В.Т. Кондратов** (Україна, Київ); **В.Д. Косенков** (Україна, Хмельницький); **І.В. Кузьмін** (Україна, Вінниця); **Я.І. Лепіх** (Україна, Одеса); **В.В. Нікулін** (Росія, Саранськ); **А.О. Мельник** (Україна, Львів); **Ю.Ф. Павленко** (Україна, Харків); **С.В. Павлов** (Україна, Вінниця); **О.М. Петренко** (Англія, Лоднон); **М.Б. Проценко** (Україна, Одеса); **О.П. Пунченко** (Україна, Одеса); **В.П. Ройзман** (Україна, Хмельницький); **О.Н. Романюк** (Україна, Вінниця); **О.П. Ротштейн** (Ізраїль, Єрусалим); **В.П. Тарасенко** (Україна, Київ); **М.М. Сурду** (Україна, Київ); **П.М. Сопрунюк** (Україна, Львів); **О.П. Стахов** (Канада); **Й.І. Стенцель** (Україна, Северодонецьк); **О.В. Стукач** (Росія, Томськ); **М.А. Філінюк** (Україна, Вінниця); **О.Б. Шарпан** (Україна, Київ)

В47 **Вимірювальна Та Обчислювальна Техніка В Технологічних Процесах :**
Матеріали XIV Міжнар. Наук.-Техн. Конференції (5-10 Червня 2015р.,
м.Одеса) ; Одес. Нац. Акад. Зв'язку Ім. О.С. Попова. – Одеса–Хмельницький :
ХНУ, 2015. – 264 С. (Укр., Рус., Англ.).
ISBN 978-966-330-228-7

Розглянуті проблеми та аспекти використання вимірювальної та обчислювальної техніки в різних галузях економіки та технологічних процесах.

Розраховано на наукових та інженерних працівників, які спеціалізуються в області вивчення цих задач.

**УДК 681.2+004
ББК 32.97**

ISBN 978-966-330-228-7 © Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, 2015
© Вісник Хмельницького національного університету, 2015
© Хмельницький національний університет, Україна, 2015
© Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова, Україна, 2015

Склад організаційно-програмного комітету чотирнадцятої МНТК ВОТТП 14 – 2015

П.П. Воробієнко. - професор, д.т.н., член-кор. НАПН України, ректор ОНАЗ ім. Попова - голова оргкомітету;

І.В. Троцишин –проф., д.т.н, академік УТА, головний редактор МНТЖ "ВОТТП" - заступник голови оргкомітету;

Члени оргкомітету:

В.І. Водотовка (Україна, Київ)	А.О. Мельник (Україна, Львів)
В.Б. Дудикевич (Україна, Львів)	Ю.Ф. Павленко (Україна, Харків)
Ж.Е. Желкобаев (Росія, Москва)	С.В. Павлов (Україна, Вінниця)
С.М. Злепко (Україна, Вінниця)	О.М. Петренко (Англія, Лоднон)
Н.Л. Істоміна (Росія, Москва)	М.Б. Проценко (Україна, Одеса)
В.Г. Камбург (Росія, Пенза,)	О.П. Пунченко (Україна, Одеса)
В.Г. Каплун (Україна, Хмельницький)	В.П. Ройзман (Україна, Хмельницький)
В.А. Каптур (Україна, Одеса)	О.Н. Романюк (Україна, Вінниця)
В.М. Кичак (Україна, Вінниця)	О.П. Ротштейн (Ізраїль, Єрусалим)
С.А. Кравченко (Росія, Санкт-Петербург)	В.П. Тарасенко (Україна, Київ)
О.А. Кожемяк (Росія, Томськ)	М.М. Сурду (Україна, Київ)
В.П. Кожем'яко (Україна, Вінниця)	П.М. Сопрунюк (Україна, Львів)
В.Т. Кондратов (Україна, Київ)	О.П. Стахов (Канада)
В.Д. Косенков (Україна, Хмельницький)	Й.І. Стенцель (Україна, Северодонецьк)
І.В. Кузьмін (Україна, Вінниця)	О.В. Стукач (Росія, Томськ)
Я.І. Лепіх (Україна, Одеса)	М.А. Філінюк (Україна, Вінниця)
В.В. Нікулін (Росія, Саранськ)	О.Б. Шарпан (Україна, Київ).

Організаційна група:

В.О. Лазукін – директор бази відпочинку ОНАЗ
В.О. Гуляєва – завідувач патентно-інформаційного відділу, ХНУ
А.І. Драпак – с.н.с. патентно-інформаційного відділу ХНУ,
К.Л. Горященко – доцент ХНУ, секретар 14-ї МНТК «ВОТТП», ХНУ
М.І. Троцишин – технічний секретар, ХНУ
В.Д. Бідюк – ст. викладач ХНУ, головний бухгалтер ХРВ УТА
Н.І. Євтушенко – заст. директора НВК №49, м. Одеса
Л.П. Леонова – учитель фізики вищої категорії, НВК №49, м. Одеса
Л.В. Воскобойнікова – учитель хімії вищої категорії, НВК №49, м. Одеса
О.Б. Жукова-Малєєва –інструктор медичної служби, м. Мелітополь

Регламент роботи конференції

П'ятниця, 05.06.2015

9-00 – 20-00 Реєстрація учасників конференції
**(База відпочинку ОНАЗ ім. О.С.Попова, Затока,
«Кароліно-Богаз»)**

Субота, 06.06.2015

9-00 – 10-00 Реєстрація учасників конференції
**(База відпочинку ОНАЗ ім. О.С.Попова, Затока,
«Кароліно-Богаз»)**

10-30 – 12-00 Пленарне засідання

12-00 – 13-00 Обід, брейк-кава

13-00 – 17-30 Робота секцій

19-00 – 21-00 Дружня вечеря

Неділя 07.06.2015

Понеділок 08.06.2015

9-00 – 17-00 Робота секцій

Вівторок 09.06.2015

Середа 10.06.2015

8-00 – 21-00 Екскурсійні поїздки: Фортеці Білгород-Дністровського;
Знайомство з підприємством «ШАБО»

Середа, 10.06.2015

13-00 – 14-00 Пленарне засідання. Підведення результатів
Прийняття рішень

14-00 **Від'їзд учасників**

ОРГКОМІТЕТ

ВОТТП-14 – 2015

Програма конференції Субота, 06.червня

10-30. Відкриття 14-ї МНТК ВОТТП.

1. Вступне слово ректора ОНАЗ ім. О.С.Попова **Воробієнка П.П.**, Голови оргкомітету ВОТТП-14-2015.

2. План дій та регламент конференції. **Троцишин І.В.** – Заступник голови оргкомітету ВОТТП-14-2015.

10-40-12-00 Пленарні засідання

1. МОДЕЛИРОВАНИЕ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ АВТОРЕГРЕССИИ. **Карташов В.М., Шпоняк Р.С., Толстых Е.Г.** Харьковский национальный университет радиоэлектроники.
2. ТЕОРИЯ ИЗБЫТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ: УРАВНЕНИЯ ИЗБЫТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ II-го И III-го. **Кондратов В.Т.** Институт кибернетики им. В.М.Глушкова НАН Украины.
3. О ПРЕЦИЗИОННОМ ИЗМЕРЕНИИ ПРИРАЩЕНИЙ УФС ПРИ ПОВЕРКЕ КАЛИБРАТОРОВ ФАЗЫ НА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ. **Кравченко С.А, Пиастро В.П., Пронин А.Н.** ФГУП «ВНИИМ им.Д.И.Менделеева», Санкт-Петербург.
4. МОДЕЛЮВАННЯ РУХУ ПОТОКУ РІДИНИ ПРИ РОЗПИЛЕННІ ЇЇ НА ПОВЕРХНЮ. **Горященко С.Л., ГолінкаЄ.О.** Хмельницький національний університет.
5. ТРЕБОВАНИЯ К СПЕКТРАЛЬНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ КАМЕР СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ. **Гофайзен О. В., Пилявский В. В.** Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова ГП “Украинский научно-исследовательский институт радио и телевидения”.
6. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕХНОЛОГІЇ PLC НА ВІТЧИЗНЯНИХ МЕРЕЖАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ. **БалашовВ.О., Ляховецький Л. М., Заблоцький С. А.** Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.
7. ОЦЕНИВАНИЕ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ КАЛИБРОВКЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ. **Козаченко М.Т., Жмурко Ю.В.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
8. QUANTUM THEORY OF MEASUREMENT CONVERSIONS, AND THE WAY EXCEPTIONS METHODOLOGICAL ERRORS OF MEASURING CHANGES. **Ivan Trotsyshyn. A.S. Popov** *Odessa National Academy of Telecommunications.*
9. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ МЕТОДИ І ЗАСОБИ ДОСЛІДЖЕНЬ ТА ВИПРОБУВАННЯ НА ДИНАМІЧНУ МІЦНІСТЬ ВИРОБІВ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ. **Ройзман В. П., Яновицький О. К., Мороз В. А.** Хмельницький національний університет.
10. КОНТРОЛЬ ЛОПАТОК ТУРБИН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАЛОАПЕРТУРНЫХ СЕНСОРОВ **Бабак С.В.¹, Богачев И.В.²** *Институт технической теплофизики НАН Украины² Государственное предприятие «НТЦ новейших технологий» НАН Украины¹*
11. THEORY OF REDUNDANT MEASUREMENTS — STRATEGIC THEORY OF XXI CENTURY. **Kondratov V.T.** *Institute of cybernetics of V.M. Glushkov.*
12. СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАЗВИТИЯ СРЕДСТВ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ. **Вышинский В.А.** *Институт кибернетики им. В.М.Глушкова НАН Украины.*
13. КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ МІЖДИСЦИПЛІНАРНИХ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ СИСТЕМНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СКЛАДНИХ ОБ'ЄКТІВ В УМОВАХ ІНТЕРВАЛЬНОЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ. **М.П. Дивак¹⁾, А.В. Пукас²⁾**. *Тернопільський національний економічний університет.*
14. ФОРМУВАННЯ ПРОФІЛІВ ЕФЕКТИВНОЇ ОЦІНКИ URI В КОМПЛЕКСНИХ СИСТЕМАХ ФІЛЬТРАЦІЇ КОНТЕНТУ. **Каптур В.А., Поднебесний І.А** *Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова*

12-00__13-00, брейк-кава, Обід.

**Секція 1 – Оптичні та фізико-хімічні вимірювання;
Біомедичні вимірювання і технології; новітні методи та технології
Керівники: д.т.н. Кондратов В.Т., д.т.н. Зленко С.М.**

1. ОБРОБКА СИГНАЛУ ДОПЛЕРІВСЬКОГО УЛЬТРАЗВУКОВОГО ВИТРАТОМІРА. **Білінський Й. Й., Стасюк М. О.** Вінницький національний технічний університет
2. ЧУТЛИВІСТЬ ЗОРУ ЛЮДИНИ ДО НИЗЬКОЧАСТОТНИХ ІМПУЛЬСІВ ВИДИМОГО СВІТЛА. **Брайловський В.В., Іванчук М.М., Пислар І.В., Рождественська М.Г.** Чернівецький національний університет.
3. АВТОМАТИЗАЦІЯ ПРОЦЕСУ ВИЗНАЧЕННЯ ВМІСТУ МАГНІТНОЇ ФРАКЦІЇ В РУДАХ. **Яновицький О.К., Ковтун Л.О., Співак А.В.** Хмельницький національний університет.
4. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ РАЗВИТИЯ ПРОЦЕССОВ ХАОТИЗАЦИИ В ГОРНЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССАХ. **Иконникова Н. А.** ГВУЗ «Национальный горный университет», г. Днепропетровск.
5. ПІДВИЩЕННЯ РОЗДІЛЬНОЇ ЗДАТНОСТІ АЗИМУТАЛЬНОГО КАНАЛУ АВІАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ПОСАДКИ. **Воловик А.Ю., Воловик Ю.М., Шутило М.А., Червак О.П.** Вінницький національний технічний університет.
6. ТЕРМОМЕТРИЧНИЙ МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ КІЛЬКІСНОГО ВМІСТУ СКРАПЛЕНОГО НАФТОВОГО ГАЗУ ТА ЙОГО ФУНКЦІЯ ПЕРЕТВОРЕННЯ **Білінський Й.Й., Книш Б.П.** Вінницький національний технічний університет.
7. СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА ГОРЕНИЯ НА ОСНОВЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО КИСЛОРОДНОГО ЗОНДА. **Запорожец А.А.** Институт технической теплофизики НАН Украины.
8. ВЗАЄМОДІЯ ЕЛЕКТРОННОГО СТРУМЕНЯ І ВИЩИХ СИНХРОННИХ ХВИЛЬ ПОЛІВ ВІДБИВНИХ ПЕРІОДИЧНИХ ҐРАТ. **Шербак В.В.** Інститут радіофізики та електроніки ім. О.Я.Усикова НАН України, Харків.
9. АНАЛИЗ ПРИМЕНИМОСТИ УПРОЩЕННОГО МЕТОДА КОРРЕКЦИИ ИЗМЕРЕНИЙ СИЛЫ СВЕТА. **Купко А. Д., Терещенко В. В.** Национальный научный центр «Институт метрологии», г. Харьков.
10. APPLICATION OF SURFACE PLASMON RESONANCE ENHANCED EVANESCENT WAVE MICROSCOPY FOR NANO OBJECTS. **Shynkarenko O.V.** ¹, **M. Arici², Kravchenko¹ S.A., Yu.V.Ushenin¹ and G.V. Beketov¹** - ¹ V.E. Lashkaryov Institute of Semiconductor Physics NAS of Ukraine, Kyiv, UKRAINE. ² -Kocaeli University, Engineering Faculty, Mechanical Engineering Department, Umuttepe Campus 41380, Kocaeli, TURKEY.
11. ВИМІРЮВАННЯ РІВНЯ ПОГЛИНАННЯ В ОПТОВОЛОКНІ. **Землянський О.Є., Горященко К.Л.** Хмельницький національний університет.
12. МІКРОЕЛЕКТРОННІ ГАЗОВІ СЕНСОРИ. **Семенов А.О., Коцюбинський О.С., Шевчук Ю.В., Тарасюк Ю.Ю.** Вінницький національний технічний університет.
13. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ТЕПЛОПЕРЕДАЧИ В АППАРАТАХ ВОЗДУШНОГО ОХЛАЖДЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ ПРОДОЛЬНОГО ПРОФИЛИРОВАНИЯ ВНУТРИ ТРУБ. **Горин В.В.¹, Семчук Р.И.²** ¹Одесская государственная академия технического регулирования и качества, ²ГП «Киевский экспертно-технический центр Госгорпронадзора Украины».
14. НОВИЙ СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ ТОЧКИ РОСИ ПРИРОДНОГО ГАЗУ. ¹**Шапар В.М., Венгер Є.Ф., Дрозьча І.І., Савчук А.В.** ¹Інститут фізики напівпровідників ім. В.Є.Лашкарьова НАНУ. ²Міжнародний центр «Інститут прикладної оптики» НАНУ.
15. К ВОЗМОЖНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОАКТИВНОГО АЭРОЗОЛЯ В АТМОСФЕРЕ. **Корбан В.Х., Корбан Д.В., Дегтярёва Л.Н., Войтюшенко В.И.** Одесская национальная академия связи им.А.С.Попова.
16. КОМП'ЮТЕРНА ДІАГНОСТИКА ОПТИЧНОЇ І АНІЗОТРОПНОЇ СТРУКТУРИ ПЛАЗМИ КРОВІ НА ОСНОВІ НЕЧІТКИХ МНОЖИН. **Заболотна Н. І., Павлов С. В., Ровіра Р. Х., Олійниченко Б. П.** Вінницький національний технічний університет.
17. ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ РІВНЯ ПЕРИФЕРИЧНОГО КРОВООБІГУ ТА САТУРАЦІЇ КРОВІ. **Козловська Т.І., Колісник П.Ф., Павлов В.С.** Вінницький національний технічний університет.
18. КОМПЬЮТЕРНАЯ НЕИНВАЗИВНАЯ ПРЕДИКТИВНАЯ СИСТЕМА ДИАГНОСТИКИ СЕТЧАТКИ ЗРИТЕЛЬНОГО АНАЛИЗАТОРА ЧЕЛОВЕКА. **Руденко О.Г., Руженцев И.В., Семенец В.В., Токарев В.В.** Харьковский национальный университет радиоэлектроники.
19. МЕТОДИ КОНТРОЛЮ ЕКСПЛУАТАЦІЙНОЇ БЕЗПЕКИ БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНИХ СИСТЕМ МОНІТОРИНГУ БІОСИГНАЛІВ ПАЦІЄНТА. **Таранчук А. А., Сковрига О. І.** Хмельницький національний університет.
20. НЕЧІТКИЙ КЛАСТЕРНИЙ АНАЛІЗ В ЗАДАЧАХ ОБРОБКИ БІОМЕДИЧНИХ ЗОБРАЖЕНЬ. **Глухова Н.В.** ДВНЗ «Національний гірничий університет».
21. ВИКОРИСТАННЯ СЕРЕДОВИЩА MATLAB ДЛЯ ПОПЕРЕДНЬОЇ ОБРОБКИ РЕНТГЕНІВСЬКИХ ЗОБРАЖЕНЬ. **Білінський Й.Й., Гуральник А.Б.** Вінницький національний технічний університет.

22. ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ДЛЯ УПРАВЛІННЯ САНАТОРІЄМ. *Моторний А. П., Тимчик С. В., Костішин С. В., Навроцька К. С.* Вінницький національний технічний університет.
23. КОРЕЛЯЦІЙНІ ОСОБЛИВОСТІ ДІАГНОСТИЧНИХ СИСТЕМ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ. *Савенко Я. В., Нелін Є. А., Рєпа Ф. М.* Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут».
24. ПРОБЛЕМИ ДІАГНОСТИКИ В СУЧАСНИХ МЕДИЧНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ І ПРИЛАДАХ. *Вирозуб Р. М., Бланар О. Л., Лаугс О. Л., Зленко О. С.* Вінницький національний технічний університет.
25. ТЕСТУВАННЯ І ВІДБІР ПЕРСОНАЛУ: ПРОБЛЕМИ І ШЛЯХИ ВИРІШЕННЯ. *Коваль Л. Г., Зленко С. М., Тимчик С. В., Московко М. В.* Вінницький національний технічний університет.
26. КОМП'ЮТЕРНА ПРОГРАМА – ТРЕНАЖЕР ДЛЯ 3D-МОДЕЛЮВАННЯ АНАТОМІЧНОЇ ФОРМИ ЗУБІВ. *Гульчак Ю.П., Селезньова Р.В., Гульчак В.Ю.* Вінницький національний медичний університет ім.М.І.Пирогова.
27. ІНДИВІДУАЛЬНІ ЗАСОБИ МОНІТОРИНГУ СТАНУ ОРГАНІЗМУ. *Теренчук А.Т., Гульчак Ю.П., Селезньова Р.В.* Вінницький національний медичний університет.
28. НЕЧІТКЕ ОБРОБЛЕННЯ ТА АНАЛІЗ ДАНИХ ДЛЯ ОЦІНКИ СТАНУ ПРОГРЕСУВАННЯ ПАТОЛОГІЙ СІТКІВКИ ОКА. *Павлов С.В., Вовкотруб Д.В., Абраменко Л.В.* Вінницький національний технічний університет.
29. ОЦЕНКА ПОГЛОЩЕННОЙ В ТЕЛЕ ЧЕЛОВЕКА МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ. *Степанова Л.И.* Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
30. ДАТЧИКИ РАДІАЦІЇ НА ОСНОВЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ. *Курмашев Ш.Д., Веремьева А.В., Марколенко П.Ю.* Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова
31. ВЛИЯНИЕ РАДІАЦІЇ НА НАПРЯЖЕНИЕ ВКЛЮЧЕНИЯ ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ. *Викунин И.М., Горбачев В.Э., Поляков С.Н.* Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
32. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В ПРЕДРЕЙСОВЫХ МЕДОСМОТРАХ РАБОТНИКОВ ТРАНСПОРТА. *Мальгота А.А., Мартыненко В.В.¹, Прохоров В.А., Завадский В.А.* ¹ Национальная медицинская академия последипломного образования имени П. Л. Шупика, г. Киев, ГП Украинский научно-исследовательский институт медицины транспорта, г. Одесса.

**Секція 2 – Електричні та радіотехнічні вимірювання;
Інформаційно-вимірювальні та обчислювальні
системи і комплекси в технологічних процесах;
Керівники: д.т.н. Троцишин І.В., д.т.н. Романюк О.Н.**

1. ВИЗНАЧЕННЯ МІСЦЯ ТА ВИМІРЮВАННЯ ГЛИБИНИ ЗАЛЯГАННЯ І ЕЛЕКТРИЧНИХ ПОТЕНЦІАЛІВ ПІДЗЕМНИХ ТРУБОПРОВОДІВ. *Джала Р.М.¹, Вербенець Б.Я.¹, Мицик А.Б.², Мельник М.І.¹, Семенюк О.М.¹* ¹Фізико-механічний інститут ім.Г.В.Карпенка НАН України, ²УМГ "Львівтрансгаз" ПАТ "Укртрансгаз" НАК "Нафтогаз України"
2. ЗАСТОСУВАННЯ ЛІНІЙНО-ІНТЕРПОЛЮЮЧОГО ФІЛЬТРА ДЛЯ ТОЧНОГО ВИМІРЮВАННЯ ЧАСУ ЗГАСАННЯ КОЛИВАНЬ ЗБУДЖЕНИХ В LC-КОНТУРІ. *Кучерук В.Ю., Овчинников К.В., Молчанюк М.Д.* Вінницький національний технічний університет.
3. ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНОГО ДВОПАРАМЕТРИЧНОГО ІНДУКТИВНОГО НЕГАСЕНСОРА НА L-НЕГАТРОНІ. *Філінюк М.А., Ліщинська Л.Б., Лазарєв О.О., Бондарюк Д.В., Козін Д.О.* Вінницький національний технічний університет.
4. РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ. *Осадчук В.С., Осадчук О.В., Осадчук Я.О.* Вінницький національний технічний університет.
5. МЕТОДИ ОЦІНЮВАННЯ ФАЗОВОГО ДРИЖАННЯ СИГНАЛІВ У ЦИФРОВИХ ТРАКТАХ. *Бортник Г. Г., Васильківський М. В., Стальченко О.В.* Вінницький національний технічний університет.
6. ДОСЛІДЖЕННЯ СПЕКТРУ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТИ. *Цилєпа А.А., Полікаровських О.І.* Хмельницький національний університет.
7. ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ КОНТРОЛЯ ЗАЩИТНОГО ПОТЕНЦИАЛААНТИКОРРОЗИОННОЙ ЗАЩИТЫ ЛЕКТРИЧЕСКИХ НАГРЕВАТЕЛЕЙ ВОДЫ. *Мартынюк В.В., Котенев В.В.* Хмельницкий национальный университет.
8. ПРИДУШЕННЯ ДЗЕРКАЛЬНИХ ЗАВАД В МОДУЛЯЦІЙНИХ ГЕТЕРОДИННИХ РАДІОМЕТРАХ. *Алексашич О.В.¹, Горкун В.В.², Шевченко К.Л.²* ¹Одеська національна академія харчових технологій. ²Київський національний університет технологій та дизайну.
9. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ. *Мирошниченко М. С.* Севастопольский государственный университет.
10. АНАЛІЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ДВУХДЕТЕКТОРНОГО ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ КОМПЛЕКС-НЫХ ПАРАМЕТРОВ. *Афонин И. Л., Бугаёв П. А., Боков Г. В.* Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Севастопольский государственный университет».
11. ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ. *Шокоотько Г.Ю., Троцишин И.В.* Одесская национальная академия связи им. А.С.Попова.

12. МЕТОДОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ ЦАП-АЦП С АДАПТИВНО ПРОГРАММИРУЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ СКВОЗНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АТЕННЮАТОРА-ДЕЛИТЕЛЯ ТРОЦИШИНА. **Троцишин Н.И., Троцишин И.В.** Одесская национальная академия связи им А.С. Попова.
13. ШИРОКОПОЛОСНИЙ ПОГЛИНАЧ З НЕПРЕЦИЗИЙНИМИ ГРАТАМИ. **Щербак В.В.** Інститут радіофізики та електроніки ім. О.Я.Усикова НАН України.
14. АНАЛИЗ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ **Яременко А.А., Лактюхина А.Г., Проценко М.Б.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
15. АНАЛИЗ ПОЛОСОВЫХ СВОЙСТВ СОГЛАСУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА. **Якименко А.В., Проценко М.Б.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
16. ЕЛЕКТРИЧНИЙ ФІЛЬТР НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНОЇ ТРАНЗИСТОРНОЇ СТРУКТУРИ З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ **Сінюгін В. В., Коваль К. О., Миргородський М. М.** Вінницький національний технічний університет.
17. ЧИСЛЕННИЙ АНАЛИЗ СВОЙСТВ МОНОПОЛЕЙ НА ОСНОВЕ МНОГОКОЛЬЦЕВЫХ ПРЕФРАКТАЛОВ. **Куцук К. В.** Одеська національна академія зв'язку ім. Попова.
18. PLANAR LOW PROFILE INVERSE L- AND C-SHAPED ANTENNAS. **Tsaliev Tamerlan Amranovich Artemenko-Didenko Anna Ivanivna.** Odessa national academy of telecom-munication named after O.S. Popov.
19. ПІДВИЩЕННЯ ККД РАДІОВІМІРЮВАЛЬНИХ ГЕНЕРАТОРІВ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНОЮ ПРОВІДНІСТЮ. **Семенов А.О.** Вінницький національний технічний університет.
20. АППРОКСИМАЦИЯ СИГНАЛОВ И ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЗИЧЕСКИ РЕАЛИЗУЕМЫХ ФИЛЬТРОВ ФУНКЦИЯМИ С ОГРАНИЧЕННЫМ СПЕКТРОМ. **Дегтярев А.Н., Мирянова В.Н.** Севастопольский государственный университет.
21. ОЦІНКА ВПЛИВУ ШУМУ ГРАДІЄНТА КРИТЕРІАЛЬНОЇ ФУНКЦІЇ НА ЯКІСТЬ АДАПТАЦІЇ ІНФОРМАЦІЙНО-ВІМІРЮВАЛЬНОЇ РАДІОТЕХНІЧНОЇ СИСТЕМИ З АНТЕННОЮ РЕШІТКОЮ. **Скачков В.В., Братченко Г.Д., Ефимчиков О.М.** Одеська державна академія технічного регулювання та якості.
22. ТРЕХМЕРНОЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ НЕГАРМОНИЧЕСКИХ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ПРОЦЕССОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ И УСТРОЙСТВАХ С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ. **Горбачев М.Н.** Национальный авиационный университет, Киев.
23. ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПРОГРАМОВАНИХ ЛОГІЧНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ СХЕМ З ВБУДОВАНИМ МІКРОКОНТРОЛЕРОМ. **Білінський Й.Й., Керсов О.П.** Вінницький національний технічний університет.
24. КЛАСИФІКАЦІЯ СИСТЕМ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ТВАРИН ДЛЯ ДОЇЛЬНО-МОЛОЧНИХ ВІДДІЛЕНЬ ТВАРИННИЦЬКИХ ФЕРМ. **Кулаков П.І.** Вінницький національний технічний університет.
25. ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ МОДИФІКОВАНОГО МЕТОДУ АНАЛІЗУ ІЄРАХІЙ ДО НЕУЗГОДЖЕНОСТЕЙ МАТРИЦІ ПАРНИХ ПОРІВНЯНЬ В ЗАДАЧІ ВИБОРУ ПРОГРАМНОЇ АРХІТЕКТУРИ. **Харченко О.Г.¹, Боднарчук І.О.², Галай І.О.¹** ¹Національний авіаційний університет, ²Тернопільський національний технічний університет ім. Івана Пулюя.
26. СИСТЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ. **ДМИТРИЕНКО В.Д., Леонов С.Ю., Кальчева К.А.** Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт".
27. ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВІМІРЮВАНЬ ПРИ НАЯВНОСТІ ЗБУРЕНЬ ХВИЛЬОВОЇ СТРУКТУРИ ШЛЯХОМ ПОБУДОВИ ОПТИМАЛЬНОГО СПОСТЕРІГАЧА. **Дороніна М.А.** Державний вищий навчальний заклад «Національний гірничий університет».
28. ІНФОРМАЦІЙНО-ВІМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА З ЧАСОВОЮ РОЗГОРТКОЮ ЗА ЧАСТОТОЮ. **Кононов С.П., Борсолук Р.В.** Вінницький національний технічний університет.
29. ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТА С ПОМОЩЬЮ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ АДАПТИВНЫХ МОДЕЛЕЙ С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМИ СТРУКТУРАМИ. **Харламова Ю. Н.** Национальный горный университет, г. Днепропетровск.
30. РОЗВ'ЯЗОК УЗАГАЛЬНЕНОЇ ДИНАМІЧНОЇ ЗАДАЧІ УПРАВЛІННЯ ЗАПАСАМИ МЕТОДАМИ ТЕОРІЇ ІПАДКОВИХ БЛУКАНЬ. **Роботько С.Ф.** Вінницький кооперативний інститут.
31. МОДЕЛЬ ВІРТУАЛЬНОГО КОГНІТИВНОГО ЦЕНТРУ ЯК ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ ІТ СИСТЕМИ ДЛЯ СИСТЕМ МОНІТОРИНГУ АГРОПРОМИСЛОВИХ КОМПЛЕКСІВ. **В'юненко О.Б.*, Толбатов А.В.*, Толбатов В.А.****, **Агаджанова С.В.*** *Сумський національний аграрний університет; **Сумський державний університет.
32. ОСНОВНІ ПРИНЦИПИ ОРГАНІЗАЦІЇ ЗАХИСТУ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ ВІД ВІДМОВ В СИСТЕМІ УПРАВЛІННЯ. **Толбатов В.А.*, Толбатов А.В.****, **В'юненко О.Б.****, **Добророднов О.А.***. *Сумський державний університет; **Сумський національний аграрний університет.
33. РЕЗУЛЬТАТИ ВИКОРИСТАННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ДЛЯ ГАЗОТУРБІННОЇ УСТАНОВКИ. **Толбатов А.В.** Сумський національний аграрний університет.

34. РЕЗУЛЬТАТИ РЕАЛІЗАЦІЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ АНАЛІЗУ ТА ОЦІНКИ РОБІТ. *Толбатов С.В. Національний авіаційний університет (Україна, Київ).*
35. НЕЙРОМЕРЕЖНЕ РОСПІЗНАННЯ ОБРАЗІВ ЗА ДОПОМОГОЮ ВЕЙВЛЕТ ПЕРЕТВОРЕНЬ. *Щебетюк В.В. Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.*
36. ВЫБОР ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ КАТАЛИЗОМ ДИОКСИДА СЕРЫ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ СЕРНОЙ КИСЛОТЫ. *Хайназарова В.А. Тигарев А.М. Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.*
37. ПРИМЕНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ И КОМПЬЮТЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ НАГРУЗКОЙ WEB-СЕРВЕРА. *Комаров К.Ю. Стопакевич А.А. Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.*

**Секція 3 – Обмін досвідом та технологіями;
Телекомунікаційні та інформаційні технології.
Керівники: д.т.н. Кичак В.М., д.т.н. Гофайзен О.В.**

1. ВЕЙВЛЕТ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ С РЕКУРЕНТНЫМ АЛГОРИТМОМ СЖАТИЯ. *Патлаенко Н.А., Ошаровская Е.В., Солодка В.И. Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.*
2. РОЗРАХУНОК МЕТОДИЧНОЇ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ВЕЛИЧИНИ ТКО РЕЗИСТОРІВ ПРИ ЇХ НАГРІВАННІ ЕЛЕКТРИЧНИМ СТРУМОМ. *Гавронський В.Є., Гавронська Н.М. Хмельницький політехнічний коледж.*
3. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЗАДАННОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ САМОЛЕТНОГО ОТВЕТЧИКА ПУТЕМ РЕШЕНИЯ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ. *Горошко А.В., Яновицкий А.К., Ройзман В.П. Хмельницкий национальный университет.*
4. IGBT ТРАНЗИСТОРИ ДЛЯ ЗАДАЧ КЕРУВАННЯ У СИЛОВІЙ ЕЛЕКТРОНІЦІ. *Карпова Л.В., Гула І.В. Хмельницький національний університет.*
5. ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ АКУМУЛЯТОРІВ ПРИ ЦИКЛІЧНОМУ РЕЖИМІ РОБОТИ. *Юрченко Є.А., Горяченко К.Л. Хмельницький національний університет.*
6. ПИТАННЯ ІНТЕРПРЕТАЦІЇ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДАНИХ З КОЛЬОСПРИЙНЯТТЯ З ОГЛЯДУ НА ВИКОРИСТАННЯ ЇХ У ТЕЛЕВІЗІЙНИХ ЗАСТОСОВАННЯХ. *Мазуркевич О.Ф. Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.*
7. ФРАГМЕНТ РАДІОКЕРОВАНОЇ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ОПОВІЩЕННЯ. *Білоусов С.І. Одеська національна академія ім. О.С. Попова.*
8. СТРУКТУРА СУЧАСНОЇ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ОПОВІЩЕННЯ. *Шаргородська С.С., Білоусов С.І., Швець О.В. Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.*
9. МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ПРОСТОРОВИХ ПАРАМЕТРІВ МЕРЕЖІ МОБІЛЬНОГО CDMA ЗВ'ЯЗКУ. *Полєва М. В., Кійко С.М., Проценко М.Б. Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.*
10. НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ДЕМПФИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАМЫ БЛОКА ТРАНСПОРТИРУЕМОЙ РЭА. *Стрельбицкий В.В. Одесский национальный политехнический университет.*
11. ВИКОРИСТАННЯ СОНЯЧНИХ БАТАРЕЙ ІЗ БІЛЬШОЮ ЕФЕКТИВНІСТЮ. *Рудковський Р.М., Войтюк О.П., Мартинюк В.В. Хмельницький національний університет.*
12. МОНІТОРИНГ ВИКОРИСТАННЯ ПРИСТРОЇВ ВВЕДЕННЯ ДАНИХ ПК ЛОКАЛЬНИХ МЕРЕЖ. *Гульчак Ю.П., Теренчук А.Т. Вінницький національний медичний університет ім. М.І. Пирогова.*
13. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРЕДПОЛАГАЕМОГО МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ И СОСТОЯНИЯ ОБЪЕКТА МОРСКОГО ПОИСКА И СПАСАНИЯ. *Селезень Я. Ю. Государственный морской университет имени адмирала Ф. Ф. Ушакова.*
14. ОСОБЛИВОСТІ РЕАЛІЗАЦІЇ ЕТАПІВ ПРОЕКТУ ЧЕРЕЗ ЗАСТОСУВАННЯ СУЧАСНИХ ТЕХНІЧНИХ ЗАСОБІВ ПІД ЧАС ВИКОНАННЯ ШКІЛЬНОГО ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМУ З ФІЗИКИ (ЕЛЕКТРИКА ТА МАГНЕТИЗМ). *Євтушенко Н.І., Леонова Л.П. Одеський НВК №49.*
15. INVARIANT CONTROL SYSTEM OF QUALITY OF WATER-COAL FUEL. *Kushnir I. S. Odessa national academy of telecommunications n.a. O. S. Popov.*
16. ДОСЛІДЖЕННЯ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ. *Русаловський В. Б., Єрикаліна Т.М., Майстренко О.В. Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.*
17. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ РАСЧЕТ НАБОРА ОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ. *Сергеев-Горчинский А.А. НТУУ "КПИ", УНК "Институт прикладного системного анализа".*
18. ЦИФРОВІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА ЇХ МІСЦЕ В ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІЙ ТЕХНІЦІ ТА ЗАСТОСУВАННЯ В СУЧАСНИХ ПРИСТРОЯХ КОНТРОЛЮ. *Бех С.В. Хмельницький національний університет Тараненко М.А., І.В. Троцишин, ОНАЗ ім. О.С. Попова.*
19. ВИЗНАЧЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ МОДИФІКОВАНИХ СХЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЗАСОБІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ. *Ю. М Бойко. Хмельницький національний університет.*
20. РЕЗУЛЬТАТИ ПОРІВНЯННЯ ДЕЯКИХ ГЕНЕРАТОРІВ ХАОСУ ПО КОРЕ-ЛЯЦІЙНИМ ВЛАСТИВОСТЯМ ЇХ СИГНАЛІВ. *Голевич О.Б., Пивовар О.С., Троцишин І.В. Хмельницький національний університет.*

21. СПОСІБ ДЕТЕКТУВАННЯ ХАОТИЧНИХ СИГНАЛІВ В УМОВАХ ДІЇ ЗАВАД. **Голевич О.Б.** Хмельницький національний університет.
22. ЗВ'ЯЗОК ПОТУЖНОСТІ ТАЙМЕРНОГО КОДУ З ЗАДАНИМ ЧИСЛОМ ІНФОРМАЦІЙНИХ ВІДРІЗКІВ І ЗНАЧЕННЯМ ТВІРНОГО ЕЛЕМЕНТА Δ . **Горохов Ю.С., Бектурсунов Д.Н., Захарченко М.В., Корчинський В.В., Радзімовський Б.К.** Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.
23. ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ СИНХРОНИЗАЦИИ НОГО-ЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ OFDM. **Банкет В.Л., Персин А.Д.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
24. ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ОРТОГОНАЛЬНЫЕ ГАРМОНИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ ОБОБЩЕННОГО КЛАССА. **Балашов В.А., Барба И.Б., Сытник Н.В.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
25. ОЦЕНКА СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ В СИСТЕМАХ G.FAST ПО ТЕЛЕФОННЫМ КАБЕЛЯМ ТИПА ТП **Орешков В.И., Молога В.Н.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
26. ОПТИМІЗАЦІЯ АГАТОМОДУЛЬНОЇ КОНСТРУКЦІЇ ОСЕРДЯ ОПТИЧНИХ КАБЕЛІВ ЗА КРИТЕРІЄМ МІНІМАЛЬНОЇ СОБІВАРТОСТІ. **Бондаренко О.В., Степанов Д.М. Вербицкий О.О.** Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.
27. ПРИМЕНЕНИЕ СВОЙСТВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ. **Сидень С.В.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
28. ТУНЕЛЮВАННЯ ІР-ТРАФІКУ КРИЗЬ ЕХ-МЕРЕЖУ З МЕТОЮ ЗБІЛЬШЕННЯ ШВИДКОСТІ КОМУТАЦІЇ В МЕЖАХ ВІРТУАЛЬНОГО КОМУТАЦІЙНОГО ЯДРА. **Гуляєв К.Д.** Інститут телекомунікацій і глобального інформаційного простору НАНУ.
29. АЛГОРИТМ ПРЕДЕЛЕНИЯ КОЛИЧЕСТВА АКТИВНОГО ОБОРУДОВАНИЯ ДОСТУПА И МЕСТ ДЛЯ ЕГО УСТАНОВКИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ СЕТИ ДОСТУПА НАСЕЛЁННОГО ПУНКТА. **Маммадов Э.М.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
30. ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕМВН ПРОВОДОВИХ ТСП/Р МАРШРУТИЗАТОРІВ. **Антонова І.О. Жмурко А.В.** Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.
31. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ. **Каминский С.С., Борщівка Л.М.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
32. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПЕРЕДАЧИ OFDM/QAM И OFDM/OQAM. **Орябинская О.А., Иващенко П.В.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
33. НАБЛИЖЕНЕ РІШЕННЯ ДИФЕРЕНЦІАЛЬНОГО РІВНЯННЯ ПРИБОРУ СИНХРОНІЗАЦІЇ МЕЖ ЕЛЕМЕНТАРНИХ СИГНАЛІВ В СТАЛОМУ РЕЖИМІ. **Лісовий І.П., Колчар В.М.** Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.
34. ПРОБЛЕМЫ РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ ПРИ САМОПОДОБНОМ ТРАФИКЕ СЕТИ. **Ложекковский А.Г., Вербанов О.В.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
35. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ МИТРИС И DOCSIS ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ МИКРОВОЛНОВЫХ СЕТЕЙ ВАСКНАUL. **Нарытник Т.Н., Ксензенко П.Я., Химич П.В., СП «Институт электроники и связи УАННП», Волков В.В.,** директор Одесского областного радиопередающего центра.
36. БЕСПРОВОДНАЯ ЛИНИЯ СВЯЗИ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИЙ МИКРОВОЛНОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ. **Нарытник Т.Н., СП «Институт электроники и связи УАННП».**
37. АНАЛИЗ ПЕРСПЕКТИВ ВНЕДРЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ 4G В УКРАИНЕ. **Тихонов В.И., Ловчикова А.Р.** Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова.
38. ФОРМАЛІЗАЦІЯ ЗАДАЧІ КЕРУВАННЯ НАВАВНТАЖЕННЯМ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ МЕРЕЖІ НА ОСНОВІ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ. **Врублевський А.Р., Лісовий І.П., Пилипенко Г.В.** Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.
39. ОБ ОСОБЕННОСТЯХ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭМ СИГНАЛА ВДОЛЬ ВОЛНОВОДА, СОСТАВЛЕННОГО ИЗ НАНОСФЕР БЛАГОРОДНЫХ МЕТАЛЛОВ. **Чепок А.О. ОНАЗ ім. О.С. Попова.**
40. КОМПЛЕКСНЫЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ И ОБНАРУЖЕНИЮ УЯЗВИМОСТЕЙ НА ВЕБ-РЕСУРСАХ **Семиренко И.А.** Одесская национальная академия связи А.С. Попова.
41. МЕТОДОЛОГІЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ БЕЗПЕКИ В АВІАТРАНСПОРТНОМУ КОМПЛЕКСІ. **Козловський В. В., Міщенко А. В., Куценко В. С.,** Національний авіаційний університет, Київ.

Зміст

ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ МЕТРОЛОГІЇ, ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ І ТЕХНОЛОГІЙ	
V.T. KONDRATOV THEORY OF REDUNDANT MEASUREMENTS – STRATEGIC THEORY OF XXI CENTURY	17
В.Т. КОНДРАТОВ ТЕОРИЯ ИЗБЫТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ : УРАВНЕНИЯ ИЗБЫТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ II-ГО И III-ГО РОДОВ	20
М.П. ДИВАК, А.В. ПУКАС КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ МІЖДИСЦИПЛІНАРНИХ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ СИСТЕМНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СКЛАДНИХ ОБ’ЄКТІВ В УМОВАХ ІНТЕРВАЛЬНОЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ	23
В.А. КАПТУР, І.А. ПОДНЕБЕСНИЙ ФОРМУВАННЯ ПРОФІЛІВ ЕФЕКТИВНОЇ ОЦІНКИ URI В КОМПЛЕКСНИХ СИСТЕМАХ ФІЛЬТРАЦІЇ КОНТЕНТУ	26
В.О. БАЛАШОВ, Л.М. ЛЯХОВЕЦЬКИЙ, С.А. ЗАБЛОЦЬКИЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕХНОЛОГІЇ PLC НА ВІТЧИЗНЯНИХ МЕРЕЖАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ	29
О.В. ГОФАЙЗЕН, В.В. ПИЛЯВСКИЙ ТРЕБОВАНИЯ К СПЕКТРАЛЬНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ КАМЕР СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ	30
С.А. КРАВЧЕНКО, В.П. ПИАСТРО, А.Н. ПРОНИН О ПРЕЦИЗИОННОМ ИЗМЕРЕНИИ ПРИРАЩЕНИЙ УФС ПРИ ПОВЕРКЕ КАЛИБРАТОРОВ ФАЗЫ НА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ	33
В.А. ВЫШИНСКИЙ СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАЗВИТИЯ СРЕДСТВ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ	35
В.П. РОЙЗМАН, О.К. ЯНОВИЦЬКИЙ, В.А. МОРОЗ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ МЕТОДИ І ЗАСОБИ ДОСЛІДЖЕНЬ ТА ВИПРОБУВАННЯ НА ДИНАМІЧНУ МІЦНІСТЬ ВИРОБІВ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ	37
М.Т. КОЗАЧЕНКО, Ю.В. ЖМУРКО ОЦЕНИВАНИЕ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ КАЛИБРОВКЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ	39
С.В. БАБАК, И.В. БОГАЧЕВ КОНТРОЛЬ ЛОПАТОК ТУРБИН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАЛОАПЕРТУРНЫХ СЕНСОРОВ	42
В.М. КАРТАШОВ, Р.С. ШПОНЯК, Е.Г. ТОЛСТЫХ МОДЕЛИРОВАНИЕ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ АВТОРЕГРЕССИИ	45
І.В. ТРОЦИШИН, М.І. ТРОЦИШИН, Н.І. СВТУШЕНКО, Л.П. ЛЕОНОВА ПЕРСПЕКТИВИ ВПРОВАДЖЕННЯ ШКІЛЬНОГО ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМУ З ФІЗИКИ (ЕЛЕКТРИКА І МАГНЕТИЗМ)	47
ОПТИЧНІ ТА ФІЗИКО-ХІМІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ	
С.Л. ГОРЯЩЕНКО, Є.О. ГОЛІНКА МОДЕЛЮВАННЯ РУХУ ПОТОКУ РІДИНИ ПРИ РОЗПИЛЕННІ ЇЇ НА ПОВЕРХНЮ	50
Й.Й. БЛИНСЬКИЙ, М.О. СТАСЮК ОБРОБКА СИГНАЛУ ДОПЛЕРІВСЬКОГО УЛЬТРАЗВУКОВОГО ВИТРАТОМІРА	51
В.В. БРАЇЛОВСЬКИЙ, М.М. ІВАНЧУК, І.В. ПИСЛАР, М.Г. РОЖДЕСТВЕНСЬКА ЧУТЛИВІСТЬ ЗОРУ ЛЮДИНИ ДО НИЗЬКОЧАСТОТНИХ ІМПУЛЬСІВ ВИДИМОГО СВІТЛА	53
А.О. СЕМЕНОВ, О.С. КОЦЮБІНСЬКИЙ, Ю.В. ШЕВЧУК, Ю.Ю. ТАРАСЮК МІКРОЕЛЕКТРОННІ ГАЗОВІ СЕНСОРИ	54
О.Є. ЗЕМЛЯНСЬКИЙ, К.Л. ГОРЯЩЕНКО ВИМІРЮВАННЯ РІВНЯ ПОГЛИНАННЯ В ОПТОВОЛОКНІ	57
Н.А. ИКОННИКОВА ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ РАЗВИТИЯ ПРОЦЕССОВ ХАОТИЗАЦИИ В ГОРНЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССАХ	59
В.В. ГОРИН, Р.И. СЕМЧУК МЕТОДИКА РАСЧЕТА ТЕПЛОПЕРЕДАЧИ В АППАРАТАХ ВОЗДУШНОГО ОХЛАЖДЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ ПРОДОЛЬНОГО ПРОФИЛИРОВАНИЯ ВНУТРИ ТРУБ	61
А.Ю. ВОЛОВИК, Ю.М. ВОЛОВИК, М.А. ШУТИЛО, О.П. ЧЕРВАК ПІДВИЩЕННЯ РОЗДІЛЬНОЇ ЗДАТНОСТІ АЗИМУТАЛЬНОГО КАНАЛУ АВІАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ПОСАДКИ	63
ІВ.М. ШАПАР, Є.Ф. ВЕНГЕР, І.І. ДРОЖЧА, А.В. ЗСАВЧУК НОВИЙ СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ ТОЧКИ РОСИ ПРИРОДНОГО ГАЗУ	65

Й.Й. БЛІНСЬКИЙ, Б.П. КНИШ ТЕРМОМЕТРИЧНИЙ МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ КІЛЬКІСНОГО ВМІСТУ СКРАПЛЕНОГО НАФТОВОГО ГАЗУ ТА ЙОГО ФУНКЦІЯ ПЕРЕТВОРЕННЯ.....	67
А.А. ЗАПОРОЖЕЦ СИСТЕМА РЕГУЛЮВАННЯ ПРОЦЕСА ГОРЕННЯ НА ОСНОВЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО КИСЛОРОДНОГО ЗОНДА.....	68
В.Х. КОРБАН, Д.В. КОРБАН, Л.Н. ДЕГТЯРЄВА, В.И. ВОЙТЮШЕНКО К ВОЗМОЖНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОАКТИВНОГО АЭРОЗОЛЯ В АТМОСФЕРЕ.....	71
А.Д. КУПКО, В.В. ТЕРЕЩЕНКО АНАЛИЗ ПРИМЕНИМОСТИ УПРОЩЕННОГО МЕТОДА КОРРЕКЦИИ ИЗМЕРЕНИЙ СИЛЫ СВЕТА.....	73
O.V. SHYNKARENKO, M. ARICI, S.A. KRAVCHENKO, YU.V.USHENIN, G.V. BEKETOV APPLICATION OF SURFACE PLASMON RESONANCE ENHANCED EVANESCENT WAVE MICROSCOPY FOR NANO OBJECTS.....	76
В.В. ЩЕРБАК ВЗАЄМОДІЯ ЕЛЕКТРОННОГО СТРУМЕНЯ І ВИЩИХ СИНХРОННИХ ХВИЛЬ ПОЛІВ ВІДБИВНИХ ПЕРІОДИЧНИХ ҐРАТ.....	79
И.М. ВИКУЛИН, В.Э. ГОРБАЧЕВ, С.Н. ПОЛЯКОВ ВЛИЯНИЕ РАДИАЦИИ НА НАПРЯЖЕНИЕ ВКЛЮЧЕНИЯ ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ.....	82
Ш.Д. КУРМАШЕВ, А.В. ВЕРЕМЬЕВА, П.Ю. МАРКОЛЕНКО ДАТЧИКИ РАДИАЦИИ НА ОСНОВЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ.....	83
ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ ТА РАДІОТЕХНІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ	
О.В. АЛЕКСАШИН, В.В. ГОРКУН, К.Л. ШЕВЧЕНКО ПРИДУШЕННЯ ДЗЕРКАЛЬНИХ ЗАВАД В МОДУЛЯЦІЙНИХ ГЕТЕРОДИННИХ РАДІОМЕТРАХ ..	84
Р.М. ДЖАЛА, Б.Я. ВЕРБЕНЕЦЬ, А.Б. МИЦИК, М.І. МЕЛЬНИК, О.М. СЕМЕНЮК ВИЗНАЧЕННЯ МІСЦЯ ТА ВИМІРЮВАННЯ ГЛИБИНИ ЗАЛЯГАННЯ І ЕЛЕКТРИЧНИХ ПОТЕНЦІАЛІВ ПІДЗЕМНИХ ТРУБОПРОВІДІВ	87
В.Ю. КУЧЕРУК, К.В. ОВЧИННИКОВ, М.Д. МОЛЧАНЮК ЗАСТОСУВАННЯ ЛІНІЙНО-ІНТЕРПОЛЮЮЧОГО ФІЛЬТРА ДЛЯ ТОЧНОГО ВИМІРЮВАННЯ ЧАСУ ЗГАСАННЯ КОЛИВАНЬ ЗБУДЖЕНИХ В LC-КОНТУРІ	88
В.В. МАРТЫНЮК, В.В. КОТЕНЕВ ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ КОНТРОЛЯ ЗАЩИТНОГО ПОТЕНЦИАЛА АНТИКОРРОЗИОННОЙ ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ НАГРЕВАТЕЛЕЙ ВОДЫ	90
А.А. ЯРЕМЕНКО, А.Г. ЛАКТЮХИНА, М.Б. ПРОЦЕНКО АНАЛИЗ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ.....	91
А.В. ЯКИМЕНКО, М.Б. ПРОЦЕНКО АНАЛИЗ ПОЛОСОВЫХ СВОЙСТВ СОГЛАСУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА.....	92
В.В. ЩЕРБАК ШИРОКОПОЛОСНИЙ ПОГЛИНАЧ З НЕПРЕЦИЗІЙНИМИ ҐРАТАМИ	94
А.Н. ДЕГТЯРЕВ, В.Н. МИРЯНОВА АППРОКСИМАЦИЯ СИГНАЛОВ И ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЗИЧЕСКИ РЕАЛИЗУЕМЫХ ФИЛЬТРОВ ФУНКЦИЯМИ С ОГРАНИЧЕННЫМ СПЕКТРОМ	96
М.А. ФІЛІНЮК, Л.Б. ЛІЩИНСЬКА, О.О. ЛАЗАРЄВ, Д.В. БОНДАРІЮК, Д.О. КОЗІН ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНОГО ДВОПАРАМЕТРИЧНОГО ІНДУКТИВНОГО НЕГАСЕНСОРА НА L-НЕГАТРОНІ	98
TAMERLAN AMRANOVICH TSALIEV, ANNA IVANIVNA ARTEMENKO-DIDENKO PLANAR LOW PROFILE INVERSE L- AND C-SHAPED ANTENNAS	99
К.В. КУЦУК ЧИСЛЕННИЙ АНАЛІЗ СВОЙСТВ МОНОПОЛЕЙ НА ОСНОВЕ МНОГОКОЛЬЦЕВЫХ ПРЕФРАКТАЛОВ.....	100
М.С. МИРОШНИЧЕНКО ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ	103
В.С. ОСАДЧУК, О.В. ОСАДЧУК, Я.О. ОСАДЧУК РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ	105
А.О. СЕМЕНОВ ПІДВИЩЕННЯ ККД РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ГЕНЕРАТОРІВ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНОЮ ПРОВІДНІСТЮ.....	108

В.В. СКАЧКОВ, Г.Д. БРАТЧЕНКО, О.М. ЕФИМЧИКОВ ОЦІНКА ВПЛИВУ ШУМУ ГРАДІЄНТА КРИТЕРІАЛЬНОЇ ФУНКЦІЇ НА ЯКІСТЬ АДАПТАЦІЇ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНОЇ РАДІОТЕХНІЧНОЇ СИСТЕМИ З АНТЕННОЮ РЕШІТКОЮ..	111
В.В. СІНЮГІН, К.О. КОВАЛЬ, М.М. МИРГОРОДСЬКИЙ ЕЛЕКТРИЧНИЙ ФІЛЬТР НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНОЇ ТРАНЗИСТОРНОЇ СТРУКТУРИ З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ	114
Г.Г. БОРТНИК, М.В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ, О.В. СТАЛЬЧЕНКО МЕТОДИ ОЦІНЮВАННЯ ФАЗОВОГО ДРИЖАННЯ СИГНАЛІВ У ЦИФРОВИХ ТРАКТАХ	116
Н.И. ТРОЦИШИНА, И.В. ТРОЦИШИН МЕТОДОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ ЦАП-АЦП С АДАПТИВНО ПРОГРАММИРУЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ СКВОЗНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АТЕННЮАТОРА-ДЕЛИТЕЛЯ ТРОЦИШИНА	117
М.Н. ГОРБАЧЕВ ТРЕХМЕРНОЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ НЕГАРМОНИЧЕСКИХ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ПРОЦЕССОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ И УСТРОЙСТВАХ С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ	121
И.Л. АФОНИН, П.А. БУГАЁВ, Г.В. БОКОВ АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ДВУХДЕТЕКТОРНОГО ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ	122
А.А. ЦИЛЕПА, О.І. ПОЛІКАРОВСЬКИХ ДОСЛІДЖЕННЯ СПЕКТРУ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТИ	125
Г.Ю. ШОКОТЬКО, И.В. ТРОЦИШИН ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ	126
ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ І КОМПЛЕКСИ В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ	
Й.Й. БЛИНСЬКИЙ, О.П. КЕРСОВ ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПРОГРАМОВАНИХ ЛОГІЧНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ СХЕМ З ВБУДОВАНІМ МІКРОКОНТРОЛЕРОМ.....	129
С.Ф. РОБОТЬКО РОЗВ'ЯЗОК УЗАГАЛЬНЕНОЇ ДИНАМІЧНОЇ ЗАДАЧІ УПРАВЛІННЯ ЗАПАСАМИ МЕТОДАМИ ТЕОРІЇ ВИПАДКОВИХ БЛУКАНЬ	132
П.І. КУЛАКОВ КЛАСИФІКАЦІЯ СИСТЕМ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ТВАРИН ДЛЯ ДОЇЛЬНО-МОЛОЧНИХ ВІДДІЛЕНЬ ТВАРИННИЦЬКИХ ФЕРМ	134
В.В. ЩЕБЕТЮК НЕЙРОМЕРЕЖНЕ РОСПІЗНАННЯ ОБРАЗІВ ЗА ДОПОМОГОЮ ВЕЙВЛЕТ ПЕРЕТВОРЕНЬ	135
О.Г. ХАРЧЕНКО, І.О. БОДНАРЧУК, І.О. ГАЛАЙ ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ МОДИФІКОВАНОГО МЕТОДУ АНАЛІЗУ ІЄРАРХІЙ ДО НЕУЗГОДЖЕНОСТЕЙ МАТРИЦІ ПАРНИХ ПОРІВНЯНЬ В ЗАДАЧІ ВИБОРУ ПРОГРАМНОЇ АРХІТЕКТУРИ.....	136
В.Д. ДМИТРИЕНКО, С.Ю. ЛЕОНОВ, К.А. КАЛЬЧЕВА СИСТЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ	139
М.А. ДОРОНІНА ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАНЬ ПРИ НАЯВНОСТІ ЗБУРЕНЬ ХВИЛЬОВОЇ СТРУКТУРИ ШЛЯХОМ ПОБУДОВИ ОПТИМАЛЬНОГО СПОСТЕРІГАЧА	140
С.П. КОНОНОВ, Р. В. БОРСОЛЮК ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА З ЧАСОВОЮ РОЗГОРТКОЮ ЗА ЧАСТОТОЮ	142
С.В. ТОЛБАТОВ РЕЗУЛЬТАТИ РЕАЛІЗАЦІЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ АНАЛІЗУ ТА ОЦІНКИ РОБІТ	144
О.Б. В'ЮНЕНКО, А.В. ТОЛБАТОВ, В.А. ТОЛБАТОВ, С.В. АГАДЖАНОВА МОДЕЛЬ ВІРТУАЛЬНОГО КОГНІТИВНОГО ЦЕНТРУ ЯК ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ ІТ СИСТЕМИ ДЛЯ СИСТЕМ МОНІТОРИНГУ АГРОПРОМИСЛОВИХ КОМПЛЕКСІВ	147
В.А. ТОЛБАТОВ, А.В. ТОЛБАТОВ, О.Б. В'ЮНЕНКО, О.А. ДОБРОРОДНОВ ОСНОВНИ ПРИНЦИПИ ОРГАНІЗАЦІЇ ЗАХИСТУ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ ВІД ВІДМОВ В СИСТЕМІ УПРАВЛІННЯ.....	149
А.В. ТОЛБАТОВ РЕЗУЛЬТАТИ ВИКОРИСТАННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ДЛЯ ГАЗОТУРБІННОЇ УСТАНОВКИ	150
Ю.Н. ХАРЛАМОВА ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТА С ПОМОЩЬЮ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ АДАПТИВНЫХ МОДЕЛЕЙ С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМИ СТРУКТУРАМИ.....	151

К.Ю. КОМАРОВ, А.А. СТОПАКЕВИЧ ПРИМЕНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ И КОМПЬЮТЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ НАГРУЗКОЙ WEB-СЕРВЕРА	154
В.А. ХАЙНАЗАРОВА, А.М. ТИГАРЕВ ВЫБОР ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ КАТАЛИЗОМ ДИОКСИДА СЕРЫ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ СЕРНОЙ КИСЛОТЫ.....	156
БІОМЕДИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ І ТЕХНОЛОГІЇ	
N.I. ZAVOLOTNAYA, S.V. PAVLOV, R.H. ROVIRA, B.P. OLIYNICHENKO COMPUTER DIAGNOSTICS OF OPTICAL AND ANISOTROPIC STRUCTURE OF BLOOD PLASMA ON THE BASIS OF FUZZY SETS	159
Т.І. КОЗЛОВСЬКА, П.Ф. КОЛІСНИК, В.С. ПАВЛОВ ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ РІВНЯ ПЕРИФЕРИЧНОГО КРОВООБІГУ ТА САТУРАЦІЇ КРОВІ.....	160
О.Г. РУДЕНКО, И.В. РУЖЕНЦЕВ, В.В. СЕМЕНЕЦ, В.В. ТОКАРЕВ КОМПЬЮТЕРНАЯ НЕИНВАЗИВНАЯ ПРЕДИКТИВНАЯ СИСТЕМА ДИАГНОСТИКИ СЕТЧАТКИ ЗРИТЕЛЬНОГО АНАЛИЗАТОРА ЧЕЛОВЕКА	162
Л.И. СТЕПАНОВА ОЦЕНКА ПОГЛОЩЕННОЙ В ТЕЛЕ ЧЕЛОВЕКА МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ	164
А.Т. ТЕРЕНЧУК, Ю.П. ГУЛЬЧАК, Р.В. СЕЛЕЗНЬОВА ІНДИВІДУАЛЬНІ ЗАСОБИ МОНІТОРИНГУ СТАНУ ОРГАНІЗМУ	165
А.А. ТАРАНЧУК, О.І. СКОВРИГА МЕТОДИ КОНТРОЛЮ ЕКСПЛУАТАЦІЙНОЇ БЕЗПЕКИ БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНИХ СИСТЕМ МОНІТОРИНГУ БІОСИГНАЛІВ ПАЦІЄНТА	166
Н.В. ГЛУХОВА НЕЧІТКИЙ КЛАСТЕРНИЙ АНАЛІЗ В ЗАДАЧАХ ОБРОБКИ БІОМЕДИЧНИХ ЗОБРАЖЕНЬ.....	168
А.П. МОТОРНИЙ, С.В. ТИМЧИК, С.В. КОСТІШИН, К.С. НАВРОЦЬКА ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ДЛЯ УПРАВЛІННЯ САНАТОРІЄМ.....	169
С.В. ПАВЛОВ, Д.В. ВОВКОТРУБ, Л.В. АБРАМЕНКО НЕЧІТКЕ ОБРОБЛЕННЯ ТА АНАЛІЗ ДАНИХ ДЛЯ ОЦІНКИ СТАНУ ПРОГРЕСУВАННЯ ПАТОЛОГІЙ СІТКІВКИ ОКА.....	171
Я.В. САВЕНКО, Є.А. НЕЛІН, Ф.М. РЕПА КОРЕЛЯЦІЙНІ ОСОБЛИВОСТІ ДІАГНОСТИЧНИХ СИСТЕМ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ	173
Й.Й. БЛІНСЬКИЙ, А.Б. ГУРАЛЬНИК ВИКОРИСТАННЯ СЕРЕДОВИЩА МАТЛАВ ДЛЯ ПОПЕРЕДНЬОЇ ОБРОБКИ РЕНТГЕНІВСЬКИХ ЗОБРАЖЕНЬ	175
Р.М. ВИРОЗУБ, О.Л. БЛАНАР, О.Л. ЛАУГС, О.С. ЗЛЕПКО ПРОБЛЕМИ ДІАГНОСТИКИ В СУЧАСНИХ МЕДИЧНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ І ПРИЛАДАХ.....	177
Ю.П. ГУЛЬЧАК, Р.В. СЕЛЕЗНЬОВА, В.Ю.ГУЛЬЧАК КОМП'ЮТЕРНА ПРОГРАМА – ТРЕНАЖЕР ДЛЯ 3D-МОДЕЛЮВАННЯ АНАТОМІЧНОЇ ФОРМИ ЗУБІВ.....	178
Л.Г. КОВАЛЬ, С.М. ЗЛЕПКО, С.В. ТИМЧИК, М.В. МОСКОВКО ТЕСТУВАННЯ І ВІДБІР ПЕРСОНАЛУ: ПРОБЛЕМИ І ШЛЯХИ ВИРІШЕННЯ.....	179
А.А. МАЛЬГОТА, В.В. МАРТЫНЕНКО, В.А. ПРОХОРОВ, В.А. ЗАВАДСКИЙ ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В ПРЕДРЕЙСОВЫХ МЕДОСМОТРАХ РАБОТНИКОВ ТРАНСПОРТА	180
ОБМІН ПРАКТИЧНИМ ДОСВІДОМ ТА ТЕХНОЛОГІЯМИ	
В.В. СТРЕЛЬБИЦКИЙ НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ДЕМПФИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАМЫ БЛОКА ТРАНСПОРТИРУЕМОЙ РЭА.....	182
В.Б. РУСАЛОВСКИЙ, Т.Н. ЕРЫКАЛИНА, О.В. МАЙСТРЕНКО ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ.....	185
М. В. ПОЛЄВА, С.М. КІЙКО, М.Б. ПРОЦЕНКО МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ПРОСТОРОВИХ ПАРАМЕТРІВ МЕРЕЖІ МОБІЛЬНОГО CDMA ЗВ'ЯЗКУ	187
Н.А. ПАТЛАЕНКО, Е.В. ОШАРОВСКАЯ, В.И. СОЛОДКАЯ ВЕЙВЛЕТ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ С РЕКУРЕНТНЫМ АЛГОРИТМОМ СЖАТИЯ.....	189
О.К. ЯНОВИЦЬКИЙ, Л.О. КОВТУН, А.В. СПІВАК АВТОМАТИЗАЦІЯ ПРОЦЕСУ ВИЗНАЧЕННЯ ВМІСТУ МАГНІТНОЇ ФРАКЦІЇ В РУДАХ	190
О.Ф. МАЗУРКЕВИЧ ПИТАННЯ ІНТЕРПРЕТАЦІЇ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДАНИХ З КОЛЬОРОСПРИЙНЯТТЯ З ОГЛЯДУ НА ВИКОРИСТАННЯ ЇХ У ТЕЛЕВІЗІЙНИХ ЗАСТОСОВАННЯХ.....	192

В.Є. ГАВРОНСЬКИЙ, Н.М. ГАВРОНСЬКА РОЗРАХУНОК МЕТОДИЧНОЇ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ВЕЛИЧИНИ ТКО РЕЗИСТОРІВ ПРИ ЇХ НАГРІВАННІ ЕЛЕКТРИЧНИМ СТРУМОМ.....	194
А.В. ГОРОШКО, А.К. ЯНОВИЦЬКИЙ, В.П. РОЙЗМАН ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЗАДАННОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ САМОЛЕТНОГО ОТВЕТЧИКА ПУТЕМ РЕШЕНИЯ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ	195
Я.Ю. СЕЛЕЗЕНЬ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРЕДПОЛАГАЕМОГО МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ И СОСТОЯНИЯ ОБЪЕКТА МОРСКОГО ПОИСКА И СПАСАНИЯ.....	198
Р.М. РУДКОВСЬКИЙ, О.П. ВОЙТЮК, В.В. МАРТИНЮК ВИКОРИСТАННЯ СОНЯЧНИХ БАТАРЕЙ ІЗ БІЛЬШОЮ ЕФЕКТИВНІСТЮ.....	200
Л.В. КАРПОВА, І.В. ГУЛА IGBT ТРАНЗИСТОРИ ДЛЯ ЗАДАЧ КЕРУВАННЯ У СИЛОВІЙ ЕЛЕКТРОНІЦІ.....	202
Н.І. СВТУШЕНКО, Л.П. ЛЕОНОВА ОСОБЛИВОСТІ РЕАЛІЗАЦІЇ ЕТАПІВ ОСВІТНЬОГО ПРОЕКТУ ЧЕРЕЗ ЗАСТОСУВАННЯ СУЧАСНИХ ТЕХНІЧНИХ ЗАСОБІВ ВИКОНАННЯ ШКІЛЬНОГО ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМУ З ЕЛЕКТРИКИ ТА МАГНЕТИЗМУ	203
Ю.П. ГУЛЬЧАК, А.Т. ТЕРЕНЧУК МОНІТОРИНГ ВИКОРИСТАННЯ ПРИСТРОЇВ ВВЕДЕННЯ ДАНИХ ПК ЛОКАЛЬНИХ МЕРЕЖ.....	205
С.І. БІЛОУСОВ ФРАГМЕНТ РАДІОКЕРОВАНОЇ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ОПОВІЩЕННЯ.....	206
I.S. KUSHNIR INVARIANT CONTROL SYSTEM OF QUALITY OF WATER-COAL FUEL	207
С.С. ШАРГОРОДСЬКА, С.І. БІЛОУСОВ, О.В. ШВЕЦЬ СТРУКТУРА СУЧАСНОЇ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ОПОВІЩЕННЯ	210
Є.А. ЮРЧЕНКО, К.Л. ГОРЯЩЕНКО ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ АКУМУЛЯТОРІВ ПРИ ЦИКЛІЧНОМУ РЕЖИМІ РОБОТИ	211
А.А. СЕРГЕЕВ-ГОРЧИНСКИЙ АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ РАСЧЕТ НАБОРА ОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ.....	212
С.В. БЕХ, М.А. ТАРАНЕНКО, І.В. ТРОЦИШИН ЦИФРОВІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА ЇХ МІСЦЕ В ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІЙ ТЕХНІЦІ ТА ЗАСТОСУВАННЯ В СУЧАСНИХ ПРИСТРОЯХ КОНТРОЛЮ.....	214
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ТА ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ	
К.Д. ГУЛЯЄВ ТУНЕЛЮВАННЯ ІР-ТРАФІКУ КРІЗЬ ЕХ-МЕРЕЖУ З МЕТОЮ ЗБІЛЬШЕННЯ ШВИДКОСТІ КОМУТАЦІЇ В МЕЖАХ ВІРТУАЛЬНОГО КОМУТАЦІЙНОГО ЯДРА.....	217
О.В. БОНДАРЕНКО, Д.М. СТЕПАНОВ, О.О. ВЕРБИЦЬКИЙ ОПТИМІЗАЦІЯ БАГАТОМОДУЛЬНОЇ КОНСТРУКЦІЇ ОСЕРДЯ ОПТИЧНИХ КАБЕЛІВ ЗА КРИТЕРІЄМ МІНІМАЛЬНОЇ СОБІВАРТОСТІ.....	220
В.І. ТИХОНОВ, А.Р. ЛОВЧИКОВА АНАЛІЗ ПЕРСПЕКТИВ ВНЕДРЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ 4G В УКРАИНЕ.....	223
Ю.М. БОЙКО ВИЗНАЧЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ МОДИФІКОВАНИХ СХЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЗАСОБІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ	224
С.В. СИДЕНЬ ПРИМЕНЕНИЕ СВОЙСТВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ.....	227
Т.Н. НАРЫТНИК БЕСПРОВОДНАЯ ЛИНИЯ СВЯЗИ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИЙ МИКРОВОЛНОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ	228
Т.Н. НАРЫТНИК, П.Я. КСЕНЗЕНКО, П.В. ХИМИЧ, В.В. ВОЛКОВ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ МИТРИС И DOCSIS ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ МИКРОВОЛНОВЫХ СЕТЕЙ VASKNAUL.....	231
А.Р. ВРУБЛЄВСЬКИЙ, І.П. ЛІСОВИЙ, Г.В. ПИЛИПЕНКО ФОРМАЛІЗАЦІЯ ЗАДАЧІ КЕРУВАННЯ НАВАВНТАЖЕННЯМ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ МЕРЕЖІ НА ОСНОВІ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ	233
О.Б. ГОЛЕВИЧ, О.С. ПИВОВАР, І.В. ТРОЦИШИН РЕЗУЛЬТАТИ ПОРІВНЯННЯ ДЕЯКИХ ГЕНЕРАТОРІВ ХАОСУ ПО КОРЕЛЯЦІЙНИМ ВЛАСТИВОСТЯМ ЇХ СИГНАЛІВ	236
О.Б. ГОЛЕВИЧ СПОСІБ ДЕТЕКТУВАННЯ ХАОТИЧНИХ СИГНАЛІВ В УМОВАХ ДІЇ ЗАВАД.....	238

С.С. КАМИНСКИЙ, Л.М. БОРЩЁВА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ	239
Ю.С. ГОРОХОВ, Д.Н. БЕКТУРСУНОВ, М.В. ЗАХАРЧЕНКО, В.В. КОРЧИНСЬКИЙ, Б.К. РАДЗИМОВСЬКИЙ ЗВ'ЯЗОК ПОТУЖНОСТІ ТАЙМЕРНОГО КОДУ З ЗАДАНИМ ЧИСЛОМ ІНФОРМАЦІЙНИХ ВІДРІЗКІВ І ЗНАЧЕННЯМ ТВІРНОГО ЕЛЕМЕНТА Δ	240
А.Г. ЛОЖКОВСКИЙ, О.В. ВЕРБАНОВ ПРОБЛЕМЫ РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ ПРИ САМОПОДОБНОМ ТРАФИКЕ СЕТИ	242
О.А. ОРЯБИНСКАЯ, П.В. ИВАЩЕНКО СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПЕРЕДАЧИ OFDM/QAM И OFDM/OQAM.....	244
І.О. АНТОНОВА, А.В. ЖМУРКО, С.В. ХОМИЧ ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕМВН ПРОВОДОВИХ ТСП/ІР МАРШРУТИЗАТОРІВ	247
В.А. БАЛАШОВ, И.Б. БАРБА, Н.В. СЫТНИК ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ОРТОГОНАЛЬНЫЕ ГАРМОНИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ ОБОБЩЕННОГО КЛАССА	249
В.И. ОРЕШКОВ, В.Н. МОЛОГА ОЦЕНКА СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ В СИСТЕМАХ G.FAST ПО ТЕЛЕФОННЫМ КАБЕЛЯМ ТИПА ТП	250
В.Л. БАНКЕТ, А.Д. ПЕРСИН ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ СИНХРОНИЗАЦИИ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ OFDM	251
Д.В. МИХАЛЕВСЬКИЙ, В.В. НОМИРОВСЬКА, О.М. ПОСТЕРНАК ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ В УМОВАХ СУМІЩЕНОГО КАНАЛУ ДЛЯ СТАНДАРТУ 802.11n	253
І.П. ЛІСОВИЙ, В.М. КОЛЧАР НАБЛИЖЕНЕ РІШЕННЯ ДИФЕРЕНЦІАЛЬНОГО РІВНЯННЯ ПРИСТРОЮ СИНХРОНІЗАЦІЇ МЕЖ ЕЛЕМЕНТАРНИХ СИГНАЛІВ В СТАЛОМУ РЕЖИМІ.....	254
А.О. ЧЕПОК ОБ ОСОБЕННОСТЯХ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭМ СИГНАЛА ВДОЛЬ ВОЛНОВОДА, СОСТАВЛЕННОГО ИЗ НАНОСФЕР БЛАГОРОДНЫХ МЕТАЛЛОВ	257
В.В. КОЗЛОВСЬКИЙ, А.В. МІЩЕНКО, В.С. КУЦЕНКО МЕТОДОЛОГІЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ БЕЗПЕКИ В АВІАТРАНСПОРТНОМУ КОМПЛЕКСІ	259
И.А. СЕМИРЕНКО КОМПЛЕКСНЫЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ И ОБНАРУЖЕНИЮ УЯЗВИМОСТЕЙ НА WEB-РЕСУРСАХ	262
Э.М. МАММАДОВ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЛИЧЕСТВА АКТИВНОГО ОБОРУДОВАНИЯ ДОСТУПА И МЕСТ ДЛЯ ЕГО УСТАНОВКИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ СЕТИ ДОСТУПА НАСЕЛЁННОГО ПУНКТА	264

UDK 389.001(075.8)

V.T. KONDRATOV

Institute of cybernetics of V.M. Glushkov of National Academy of Sciences of Ukraine

THEORY OF REDUNDANT MEASUREMENTS –
STRATEGIC THEORY OF XXI CENTURY

Abstract – In article the essence of the theory and methods of redundant measurements is described. The basic terms and definitions are given. Mathematical models of methods of redundant measurements are resulted at linear function of transformation of the measuring channel.

Keywords: theory, methods, redundant measurements

В.Т. КОНДРАТОВ

Институт кибернетики им. В.М.Глушкова НАН Украины

ТЕОРИЯ ИЗБЫТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ – СТРАТЕГИЧЕСКАЯ ТЕОРИЯ XXI ВЕКА

В настоящем сообщении рассматриваются теория и методы избыточных измерений. Даны основные термины и определения. Приводятся математические модели методов избыточных измерений при линейной функции преобразования измерительного канала.

Ключевые слова: теория, методы, избыточные измерения.

1. INTRODUCTION

The XXI-st century beginning was marked by creation of the theory of redundant measurements. On creation of the new theory it has been informed by the author in 2001 in work [1]. The theory of redundant measurements represents new strategy of measurements. It is created as alternative of the theory of direct measurements which by the XX century end has settled the resource on quality of measurements. The theory of redundant measurements uses all the best, that has been created in the theory of direct measurements, but leans against other strategy of measurements. Consider, in brief, essence of the theory of redundant measurements.

2. METHODOLOGY OF SCIENTIFIC RESEARCHES FND STRATEGIES OF MEASUREMENTS

In the world there are two methodologies of scientific researches:

- 1) general scientific methodology of the system analysis (its essences is: divide, study, improve and collect in new quality);
- 2) general scientific methodology of the system approach (study whole as set of its parts, establish new and alter existing communications, improve structure whole, structure of communications and relations).

For today are developed and exist two strategy of measurements: strategy of direct measurements and strategy of redundant measurements, reflecting different methodology of scientific researches.

Strategy of direct measurements — strategy of necessary measurements of physical quantities with linear or quasi-linear function of transformation of the measuring channel which is directed on obtaining an estimate of quantitative uncertainty of properties of the measurement object.

The general scientific methodology of the system analysis is put in a basis of strategy of direct measurements.

Strategy of redundant measurements — strategy necessary and sufficient, i.e. redundant measurements at nonlinear function of transformation of the measuring channel with unknown and unstable, generally, in the parameters, directed on achievement of system of the purposes, on the decision of metrological problems and on maintenance of new quality of measurements of required physical quantities, parameters of transformation function of the measuring channel, parameters and indicators of metrological reliability of measuring system etc.

Strategy of redundant measurements is created on the basis of general scientific methodology of the system approach and informative redundancy. Its further development is directed on reception of true value of physical quantities and connected with creation of the theory of super-redundant measurements.

3. THEORY OF REDUNDANT MEASUREMENTS

The theory of redundant measurements is a system of laws, principles, methods, mathematical models, tenets and the conditions, characterizing new strategy of measurements at nonlinear and unstable function of transformation of a sensor or the measuring channel as a whole, offering new ways of linear and nonlinear measuring transformation of quantities of the different physical nature and predicting achievable results on accuracy, sensitivity, speed and metrological reliability.

Redundant measurements do not demand metrological self-checking, i.e. automatic check of metrological serviceability of measuring system during to industrial exploitation. All is carried out naturally, according to used system of mathematical models and the corresponding software.

4. METHODS OF REDUNDANT MEASUREMENTS

The main feature of methods of redundant measurements is measuring transformation not one physical quantities, and several rows of the physical quantities which sizes are connected among themselves natural way, with the subsequent determination not only the conventional true value of required physical quantities, but also parameters of transformation function of the measuring channel in conformity with a priori deduced an equations of redundant

measurements

At a choice of two rows of physical quantities (look (1) or (8) on the following page), systems of the quantities equations, describing a condition of measuring system (measuring means) (see figure, a) during the discrete moments of time take the form (2) and (9). Their solution provides reception of system of equations of redundant measurements according to which results of measurements are given to the input of the measuring channel (see the quantities equations (3) – (7) and (10) – (14)).

The first row of measured physical quantities —

$$\left. \begin{aligned} \text{PhQ } R_1 (\{R_1\} = \{R_x\}), \\ \text{PhQ } R_2 (\{R_2\} = \{R_0\}), \\ \text{PhQ } R_3 (\{R_3\} = \{R_0\} + \{R_x\}). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

The first system of the linear equations of quantities —

$$\left. \begin{aligned} U'_1 &= S'_1 R_1 + \Delta U'_l = S'_1 R_x + \Delta U'_l, \\ U'_2 &= S'_1 R_2 + \Delta U'_l = S'_1 R_0 + \Delta U'_l, \\ U'_3 &= S'_1 R_3 + \Delta U'_l = S'_1 (R_x + R_0) + \Delta U'_l. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

The equations of redundant measurements of physical quantities:

$$R_x = R_0 \frac{U'_3 - U'_2}{U'_3 - U'_1}, \quad (3)$$

$$S'_l = (U'_3 - U'_1) / R_0, \quad (4)$$

$$\Delta U'_l = (U'_1 + U'_2) - U'_3. \quad (5)$$

Additive error component —

$$\Delta_{ad} = [(U'_1 + U'_2) - U'_3] - [(U_1 + U_2) - U_3] = \Delta U'_l - \Delta U_l. \quad (6)$$

Multiplicative error component —

$$\Delta_{mp} = R_0 [(U'_3 - U'_1) / R_0 - S'_l] = R_0 (S'_l - S_l) = R_0 \Delta S_l. \quad (7)$$

The second row of measured physical quantities —

$$\left. \begin{aligned} \text{PhQ } R_1 (\{R_1\} = \{R_x\}), \\ \text{PhQ } R_2 (\{R_2\} = \{R_0\}), \\ \text{PhQ } R_3 (\{R_3\} = \{R_x\} \{R_0\} / (\{R_0\} + \{R_x\})). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

The second system of the linear equations of quantities —

$$\left. \begin{aligned} U'_1 &= S'_1 R_1 + \Delta U'_l = S'_1 R_x + \Delta U'_l, \\ U'_2 &= S'_1 R_2 + \Delta U'_l = S'_1 R_0 + \Delta U'_l, \\ U'_3 &= S'_1 R_3 + \Delta U'_l = S'_1 R_x R_0 / (R_x + R_0) + \Delta U'_l. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

The equations of redundant measurements of physical quantities:

$$R_x = R_0 \sqrt{\frac{U'_3 - U'_1}{U'_3 - U'_2}}, \quad (10)$$

$$S'_l = \frac{U'_2 - U'_3}{R_0} \left(\sqrt{\frac{U'_1 - U'_3}{U'_2 - U'_3}} + 1 \right), \quad (11)$$

$$\Delta U'_l = U'_3 - \sqrt{(U'_1 - U'_3)(U'_2 - U'_3)}. \quad (12)$$

Additive error component —

$$\Delta_{ad} = \Delta U'_l - \Delta U_l = (U'_3 - U_3) - \left[\sqrt{(U'_1 - U'_3)(U'_2 - U'_3)} - \sqrt{(U_1 - U_3)(U_2 - U_3)} \right]. \quad (13)$$

Multiplicative error component —

$$\Delta_{mp} = (U'_2 - U'_3) \left(\sqrt{\frac{U'_1 - U'_3}{U'_2 - U'_3}} + 1 \right) - (U_2 - U_3) \left(\sqrt{\frac{U_1 - U_3}{U_2 - U_3}} + 1 \right) = R_0(S'_l - S_l) = R_0 \Delta S_l. \quad (14)$$

Distinguish methods of redundant measurements of I-st, II-nd and III-rd types [2]. Methods of redundant measurements of the first type are described by system of mathematical models (1) – (14), and the second and the third — through average quantities, for example,

$$\overline{R_x} = R_0 \left[\left(\frac{1}{n_3} \sum_{i=1}^{n_3} U'_{3i} - \frac{1}{n_2} \sum_{i=1}^{n_2} U'_{2i} \right) / \left(\frac{1}{n_3} \sum_{i=1}^{n_3} U'_{3i} - \frac{1}{n_1} \sum_{i=1}^{n_1} U'_{1i} \right) \right], \quad (15)$$

$$\overline{R_x} = R_0 \frac{1}{n_4} \sum_{i=1}^{n_4} (U'_{3i} - U'_{2i}) / (U'_{3i} - U'_{1i}). \quad (16)$$

In figure the block diagram of the digital ohmmeter realizing a method of redundant measurements is resulted. Here the following abbreviation is used: SC – the stabilized source of a current; ShQ – the shaper of physical quantities; MCv – the measuring converter; MA – the matching amplifier; MCh – the measuring channel; KB – the keyboard; MC – the microcontroller (C8051F350/1/2/3); CB – the common bus; LCI – the liquid crystal indicator; AS – the automatic switch; K – the key. The ohmmeter operates according to the listed mathematical model (1)–(7) and (8)–(14).

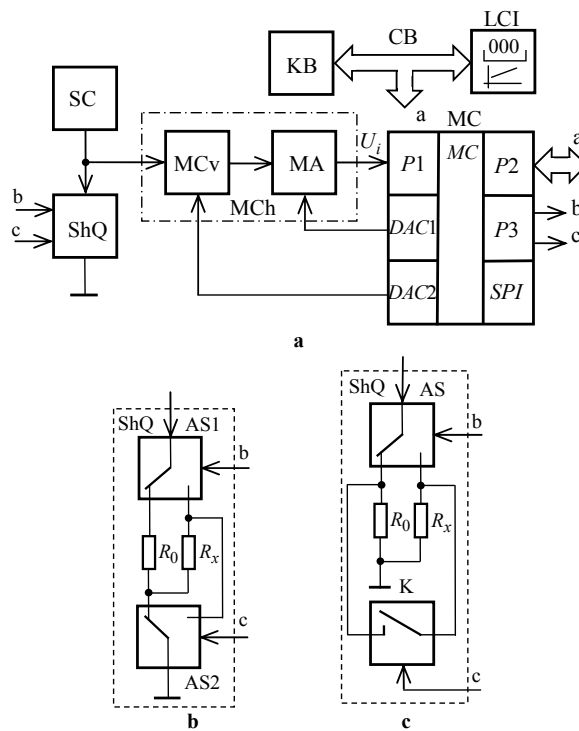


Figure . The block diagram of a digital ohmmeter

In detail theory and methods of redundant measurements are described in the works shown on a personal website [3, 4].

References

1. V. T. Kondratov, "Strategichna teoria XXI stollittya". Vymiryuvakna ta obchislyuvalna tekhnika v tekhnologichnykh protsesakh, № 2, pp. 11-16, 2001.
2. V.T. Kondratov, "Matematicheskije modeli izbytochnykh izmerenij I-go, II-go i III-go rodov". Nauchnyje trudy X-j Yubilejnoj Mezhdunarodnoj nauchno-technicheskoy konferentsii «Fundamentalnyje i prikladnyje problemy priborostroenija, informatiki i ekonomiki». Kniga "Priborostroenije". — M.: MGUPI, 2007. — pp. 134-143.
3. <http://kondratov.com.ua/index.php/fundamentel-metrology-11/scientific-break-in-fundamental-metrology>.
4. <http://kondratov.com.ua/index.php/nauchnye-trudy-111/glavnye-trudy-2001-2012-gg>.

ТЕОРИЯ ИЗБЫТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ : УРАВНЕНИЯ ИЗБЫТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ II-ГО И III-ГО РОДОВ

Аннотация. Рассмотрены базовые структуры уравнений избыточных измерений второго и третьего родов. Описаны разные подходы к решению задачи уменьшения случайной составляющей погрешности результата измерения. Рассмотрены пространственно-временные последовательности обработки результатов многократных измерительных преобразований физических величин. Приведены рекомендации по использованию тех или иных базовых структур уравнений избыточных измерений II-го и III-го рода.

Ключевые слова: многократные измерения, структура уравнений, избыточные измерения.

V. T. KONDRATOV

V.M. Glushkov Institute of cybernetics of National academy of Science of Ukraine

THE THEORY OF REDUNDANT MEASUREMENTS: THE EQUATIONS OF REDUNDANT MEASUREMENTS OF II-D AND III-RD SORTS

Annotation. Base structures of the equations of redundant measurements of the second and third sorts are considered. Different approaches to the decision of a problem of reduction of a casual making error of result of measurement are described. The spatio-temporal sequences of processing of results of repeated measuring transformations of physical quantities are considered. Recommendations about use of those or other base structures of the equations of redundant measurements of II-d and III-rd sort are resulted.

Keywords: repeated measurements, structure of the equations, redundant measurements.

Проблеме обработки результатов многократных измерений или измерительных преобразований физических величин уделяется особое внимание. Это обусловлено несовершенством существующих методов статистической обработки данных прямых измерений с целью уменьшения влияния случайных помех и наводок на конечный результат измерений, а также насущными требованиями практики к повышению точности измерений и измерительных преобразований физических величин.

При линейной функции преобразования вида $U'_x = S'_L x_i + \Delta U'_{cm}$, структура уравнения избыточных измерений I-го рода может быть записана через выходные напряжения измерительного канала в виде [1, 2]:

$$x_{I1} = x_0 \frac{U'_1 - U'_3}{U'_2 - U'_3} = \frac{(S'_L x_{\Sigma 1} + \Delta U'_{cm}) - (S'_L \Delta x_0 + \Delta U'_{cm})}{(S'_L x_{\Sigma 2} + \Delta U'_{cm}) - (S'_L \Delta x_0 + \Delta U'_{cm})} = x_0 \frac{x_{\Sigma 1} - \Delta x_0}{x_{\Sigma 2} - \Delta x_0},$$

где U'_1, U'_2 и U'_3 — выходные напряжения измерительного канала, записанные с учетом аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности результатов измерительного преобразования; $x_{\Sigma 1}$ — физическая величина с размером $\{x_{\Sigma 1}\} = \{x_i\} + \{\Delta x_0\}$; $x_{\Sigma 2}$ — физическая величина с размером $\{x_{\Sigma 2}\} = \{x_0\} + \{\Delta x_0\}$; x_i — искомая физическая величина; Δx_0 — нормированная по значению физическая величина.

Рассмотрим базовые формы записей уравнения избыточных измерений III-го рода со статистической обработкой результатов многократных измерительных преобразований физических величин $x_{\Sigma 1}$, $x_{\Sigma 2}$ и Δx_0 по «малому кругу» и по «большому кругу» [4 – 7].

В общем случае, число преобразований физических величин $x_{\Sigma 1}$, $x_{\Sigma 2}$ и Δx_0 может быть разным, т.е. $n_1 \neq n_2 \neq n_3$. Среднее значение результатов избыточных измерений II-го и III-го родов опишутся следующими уравнениями избыточных измерений [6]:

1) *при обработке по «малому кругу»*, т.е. при поочередном многократном преобразовании в каждом такте и усреднении разной совокупности мгновенных значений напряжений в соответствующих тактах —

$$\overline{x_{nII}} = x_0 \frac{\frac{k_1}{n_1} \sum_{\Delta t_1, i=1}^{n_1} U'_{1i} - \frac{k_1}{n_3} \sum_{\Delta t_3, i=1}^{n_3} U'_{3i}}{\frac{k_1}{n_2} \sum_{\Delta t_2, i=1}^{n_2} U'_{2i} - \frac{k_1}{n_3} \sum_{\Delta t_3, i=1}^{n_3} U'_{3i}} \quad \text{и} \quad \overline{x_{nIII}} = x_0 \sum_{i=1}^{n_3} \frac{\frac{k_1}{n_1} \sum_{\Delta t_1, i=1}^{n_1} U'_{1i} - \frac{k_1}{n_3} \sum_{\Delta t_3, i=1}^{n_3} U'_{3i}}{\frac{k_1}{n_2} \sum_{\Delta t_2, i=1}^{n_2} U'_{2i} - \frac{k_1}{n_3} \sum_{\Delta t_3, i=1}^{n_3} U'_{3i}},$$

где $\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3$ — интервалы времени измерительного преобразования физических величин в каждом из трех тактов; или, при иной временной последовательности преобразования и усреднения разной совокупности мгновенных значений физической величины в соответствующих тактах, —

$$\overline{x_{nII}} = x_0 \frac{\frac{k_1}{n_2} \sum_{\Delta t_2, i=1}^{n_2} U'_{1i} - \frac{k_1}{n_1} \sum_{\Delta t_1, i=1}^{n_1} U'_{3i}}{\frac{k_1}{n_3} \sum_{\Delta t_3, i=1}^{n_3} U'_{2i} - \frac{k_1}{n_1} \sum_{\Delta t_1, i=1}^{n_1} U'_{3i}} \quad \text{и} \quad \overline{x_n} = x_0 \sum_{i=1}^{n_3} \frac{\frac{k_1}{n_2} \sum_{\Delta t_2, i=1}^{n_2} U'_{1i} - \frac{k_1}{n_1} \sum_{\Delta t_1, i=1}^{n_1} U'_{3i}}{\frac{k_1}{n_3} \sum_{\Delta t_3, i=1}^{n_3} U'_{2i} - \frac{k_1}{n_1} \sum_{\Delta t_1, i=1}^{n_1} U'_{3i}}.$$

Уравнения избыточных измерений со статистической обработкой результатов многократных измерительных преобразований физических величин по «малому кругу» может быть записаны через последовательности операций усреднения промежуточных результатов в каждом такте в виде:

$$\overline{x_n} = x_0 \frac{\frac{k_1}{k_3} \sum_{i=k_1}^{k_3} U'_{1i} - \frac{k_1}{k_3} \sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{3i}}{\frac{k_1}{k_3} \sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{2i} - \frac{k_1}{k_3} \sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{3i}} = x_0 \frac{\sum_{i=k_1}^{k_3} U'_{1i} - \sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{3i}}{\sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{2i} - \sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{3i}} \quad \text{и} \quad \overline{x_n} = x_0 \frac{k_1}{k_3} \sum_{i=k_7}^{k_9} \frac{\frac{k_1}{k_3} \sum_{i=k_1}^{k_3} U'_{1i} - \frac{k_1}{k_3} \sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{3i}}{\frac{k_1}{k_3} \sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{2i} - \frac{k_1}{k_3} \sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{3i}} = x_0 \frac{k_1}{k_3} \sum_{i=k_7}^{k_9} \frac{\sum_{i=k_1}^{k_3} U'_{1i} - \sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{3i}}{\sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{2i} - \sum_{i=k_4}^{k_6} U'_{3i}},$$

где $k_1, k_2, \dots, k_{12}$ — числовые коэффициенты, характеризующие и показывающие количество усредняемых мгновенных значений выборок, например, изменение i от k_1 до k_3 характеризует первоначальное по времени суммирование выборок и их количество, равное трем. Изменение i от k_4 до k_6 характеризует последующее во времени суммирование выборок и их количество, также равное трём и т.д.

2) при обработке по «большому кругу», т.е. при многократном циклическом преобразовании, в определенной последовательности, каждой физической величины ряда n раз, в виде:

$$\overline{x_{nII}} = x_0 \frac{\frac{k_1}{n} \sum_{i=1, t_1}^n U'_{1i} - \frac{k_1}{n} \sum_{i=1, t_3}^n U'_{3i}}{\frac{k_1}{n} \sum_{i=1, t_2}^n U'_{2i} - \frac{k_1}{n} \sum_{i=1, t_3}^n U'_{3i}} = x_0 \frac{\sum_{i=1, t_1}^n U'_{1i} - \sum_{i=1, t_3}^n U'_{3i}}{\sum_{i=1, t_2}^n U'_{2i} - \sum_{i=1, t_3}^n U'_{3i}} \quad \text{и} \quad \overline{x_{nIII}} = x_0 \sum_{i=1, t_4}^n \frac{\frac{k_1}{n} \sum_{i=1, t_1}^n U'_{1i} - \frac{k_1}{n} \sum_{i=1, t_3}^n U'_{3i}}{\frac{k_1}{n} \sum_{i=1, t_2}^n U'_{2i} - \frac{k_1}{n} \sum_{i=1, t_3}^n U'_{3i}} = x_0 \sum_{i=1, t_4}^n \frac{\sum_{i=1, t_1}^n U'_{1i} - \sum_{i=1, t_3}^n U'_{3i}}{\sum_{i=1, t_2}^n U'_{2i} - \sum_{i=1, t_3}^n U'_{3i}}.$$

Если в структуре уравнений избыточных измерений со статистической обработкой результатов многократных измерительных преобразований физических величин отображать последовательности во времени операций усреднения конкретных результатов промежуточных преобразований в каждом такте, то такие уравнения избыточных измерений записываются в виде:

$$\overline{x_{nII}} = x_0 \frac{\frac{k_1}{k_3} \sum_{t_i=t_1, t_5, t_9} U'_{1i} - \frac{k_1}{k_3} \sum_{t_i=t_3, t_7, t_{11}} U'_{3i}}{\frac{k_1}{k_3} \sum_{t_i=t_2, t_6, t_{10}} U'_{2i} - \frac{k_1}{k_3} \sum_{t_i=t_3, t_7, t_{11}} U'_{3i}} = x_0 \frac{\sum_{t_i=t_1, t_5, t_9} U'_{1i} - \sum_{t_i=t_3, t_7, t_{11}} U'_{3i}}{\sum_{t_i=t_2, t_6, t_{10}} U'_{2i} - \sum_{t_i=t_3, t_7, t_{11}} U'_{3i}} \quad \text{и} \quad \overline{x_{nIII}} = x_0 \frac{k_1}{k_3} \left[\sum_{\substack{i=k_5, k_{10}, \\ i=k_{15}}} \frac{\frac{k_1}{k_3} \sum_{t_i=t_1, t_5, t_{11}} U'_{1i} - \frac{k_1}{k_3} \sum_{t_i=t_3, t_7, t_{13}} U'_{3i}}{\frac{k_1}{k_3} \sum_{t_i=t_2, t_7, t_{12}} U'_{2i} - \frac{k_1}{k_3} \sum_{t_i=t_3, t_8, t_{13}} U'_{3i}} \right],$$

где время t характеризует последовательность взятия выборок в каждом цикле определения i -х результатов избыточных измерений, причем операции деления осуществляются в моменты времени t_4, t_8, t_{12} — для избыточных измерений II-го рода и в моменты времени t_4, t_9 и t_{14} — для избыточных измерений III-го рода).

Отметим также, что если после проведения серии измерительного преобразования физических величин по n раз обработка полученных данных осуществляется в конце цикла измерений, то в уравнениях избыточных измерений временные интервалы и текущее время не указываются. В этом случае имеют место следующие записи:

1) при обработке по «малому кругу» —

$$\overline{x_{nII}} = x_0 \left[\left(\frac{k_1}{n_1} \sum_{i=1}^{n_1} U'_{1i} - \frac{k_1}{n_3} \sum_{i=1}^{n_3} U'_{3i} \right) / \left(\frac{k_1}{n_2} \sum_{i=1}^{n_2} U'_{2i} - \frac{k_1}{n_3} \sum_{i=1}^{n_3} U'_{3i} \right) \right] \quad \text{и} \quad \overline{x_{nIII}} = x_0 \sum_{i=1}^{n_3} \left[\left(\frac{k_1}{n_1} \sum_{i=1}^{n_1} U'_{1i} - \frac{k_1}{n_3} \sum_{i=1}^{n_3} U'_{3i} \right) / \left(\frac{k_1}{n_2} \sum_{i=1}^{n_2} U'_{2i} - \frac{k_1}{n_3} \sum_{i=1}^{n_3} U'_{3i} \right) \right];$$

2) при обработке по «большому кругу» —

$$\overline{x_{nII}} = x_0 \left(\sum_{i=1}^n U'_{1i} - \sum_{i=1}^n U'_{3i} \right) / \left(\sum_{i=1}^n U'_{2i} - \sum_{i=1}^n U'_{3i} \right) \quad \text{и} \quad \overline{x_{nIII}} = x_0 \sum_{i=1}^n \left[\left(\sum_{i=1}^n U'_{1i} - \sum_{i=1}^n U'_{3i} \right) / \left(\sum_{i=1}^n U'_{2i} - \sum_{i=1}^n U'_{3i} \right) \right].$$

Как видно из приведенных уравнений избыточных измерений, при равных количествах измеритель-

ных преобразований рядов входных физических величин, т.е. при $n_1 = n_2 = n_3 = n_4 = k_3$, уменьшается число вычислительных операций на четыре за счет исключения множителя k_1/n . Однако, при большом числе выборок, данный вклад не существен. Исследования показали, что существующие методы математической статистики не дают возможность существенно уменьшить время и сохранить точность обработки результатов многократных измерительных преобразований физических величин при заданной доверительной вероятности.

Напрашивается вывод о необходимости пересмотра метрологами существующих методов математической статистики, которые основаны на использовании жестких вероятностных моделей обработки данных. Необходимо направить все усилия на разработку новых методов, основанных на использовании вероятностно-физических моделей изменения состояния измерительной системы и действующих значений искомой физической величины. К сожалению, математики в своих исследованиях допустили весьма большое количество парадоксов, которые не обеспечивают решение насущных проблем метрологии и обуславливают необходимость поиска новых методов, условий и алгоритмов обработки.

Решением сугубо метрологических проблем и задач обработки результатов измерительного преобразования физических величин стала заниматься прикладная наука «метрологическая математика» [7], составной частью которой является теория оценивания результатов многократных измерительных преобразований физических величин.

Теория оценивания результатов многократных измерительных преобразований физических величин — это система законов, принципов, методов, математических моделей, положений, критериев и условий, характеризующая новую стратегию оценивания на основе использования вероятностно-физических моделей изменения состояния измерительной системы и действительных значений искомой физической величины, необходимых и достаточных условий динамического усреднения результатов многократных измерительных преобразований физической величины, предлагающая новые методы и алгоритмы обработки данных без нарушения порядка следования случайных величин, без определения их статистической закономерности и предсказывающая достижимые результаты по точности, чувствительности и быстродействию в пределах заданной доверительной вероятности.

Наступило время пересмотра метрологами многих математических догм и используемых решений.

Выводы

Проблеме обработки результатов многократных измерительных преобразований физических величин при воздействии случайных помех и наводок уделяется и будет уделяться особое внимание до ее окончательного решения.

Особенностью методов избыточных измерений является многообразие структур уравнений избыточных измерений II-го и III-го родов, описывающие данные методы, и повышенная точность измерений.

Показано, что структуры зависят от вида функции преобразования, метода обработки и от формы их представления с учетом особенностей проведения пространственно-временного разделения выполняемых операций. Все структуры уравнений избыточных измерений разделены на две большие группы, — используемые при статистической обработке промежуточных результатов по «малому кругу» или по «большому кругу».

Новые перспективы открываются перед теорией оценивания результатов многократных измерительных преобразований физических величин в части решения метрологических задач и проблем обработки данных с использованием вероятностно-физических моделей рассеяния результатов измерительных преобразований физических величин.

Литература

1. Кондратов В.Т. Теория избыточных измерений / В.Т.Кондратов // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. — 2005. — № 1. — С. 7-24.
2. Кондратов В.Т. Теория и методы избыточных измерений / В.Т.Кондратов // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. — 2012. — № 3 — С. 14-22
3. Кондратов В.Т. Методы избыточных измерений физических величин / В.Т.Кондратов // Засоби комп'ютерної техніки з віртуальними функціями і нові інформаційні технології. Зб. наук. праць / НАН України. Ін-т кібернетики ім. В. М. Глушкова, Наук. рада НАН України з проб. „Кібернетика, Редкол.: Романов В.О. (відп. ред.) та ін. — Київ, 2002. — Т.1. С. 38-44.
4. Кондратов В.Т. Методы избыточных измерений: определения и классификация / В.Т.Кондратов // Научные труды IX Международной научно-практической конференции “Фундаментальные и прикладные проблемы приборостроения, информатики и экономики”. Отв. ред. В.Д. Ивченко. — М.: МГУПИ, 2006. Дополнительный сборник “Приборостроение”. — С. 42–57.
5. Кондратов В.Т. Классификация математических моделей избыточных измерений физических величин / В.Т.Кондратов // Научные труды X-й Юбилейной Международной научно-технической конференции „Фундаментальные и прикладные проблемы приборостроения, информатики и экономики”. Книга „Приборостроение”. — М.: МГУПИ, 2007. — С. 127-134.
6. Кондратов В.Т. Математические модели избыточных измерений I-го, II-го и III-го родов / В.Т.Кондратов // Научные труды X-й Юбилейной Междунар. науч.-техн. конф. «Фундаментальные и прикладные проблемы приборостроения, информатики и экономики». Книга «Приборостроение». — М.: МГУПИ, 2007. — С. 134–143.
7. Кондратов В.Т. Меганаука метрология / В.Т.Кондратов // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. — 2014. — № 4. — С. 69–84.

КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ МІЖДИСЦИПЛІНАРНИХ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ СИСТЕМНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СКЛАДНИХ ОБ'ЄКТІВ В УМОВАХ ІНТЕРВАЛЬНОЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ

Анотація. Представлено концепцію побудови математичних моделей характеристик складних об'єктів на основі різницевих операторів за умов інтервальної невизначеності в даних.

Ключові слова: математична модель, різницевий оператор, концепція побудови, інтервальна невизначеність.

М.Р. Dyvak¹, A.V. Pukas²
Ternopil National Economic University
¹⁾ mdy@tneu.edu.ua, ²⁾ apu@tneu.edu.ua

CONCEPT OF CREATING THE INTERDISCIPLINARY MATHEMATICAL MODELS OF SYSTEM CHARACTERISTICS OF COMPLEX OBJECTS UNDER INTERVAL UNCERTAINTY

Abstract. It is presented the concept of creating the mathematical models of characteristics the complex objects based on difference operators under conditions of interval uncertainty in the data.

Keywords: mathematical model, difference operator, concept of creating, interval uncertainty.

Постановка проблеми. У прикладних дослідженнях доволі часто доводиться будувати математичні моделі (ММ) складних об'єктів (СО), системні характеристики яких представляють у вигляді диференціальних рівнянь. Зокрема, обмежимося двома класами задач, де використовують зазначені моделі: диференціальні рівняння, які описують динаміку об'єктів в просторі змінних стану; диференціальні рівняння в частинних похідних, які описують об'єкти з розподіленими параметрами. Незважаючи на абсолютно різні властивості зазначених об'єктів, для отримання розв'язку таких рівнянь в загальному випадку застосовують чисельні методи, попередньо апроксимувавши диференціальні рівняння різницевиими схемами [1]. Загальна схема таких досліджень наступна. Спочатку, виходячи із фізичних міркувань висловлюють гіпотези щодо властивостей об'єкту і на цій основі записують диференціальні рівняння його системних характеристик із відомими деякими сталими у цих рівняннях. Потім дискретизують отримані рівняння і чисельними методами знаходять їх розв'язок. На останньому етапі перевіряють узгодження отриманих розв'язків із фізичними властивостями модельованого об'єкта, наприклад отриманими на основі фізичного експерименту. Зазначений підхід називають дедуктивним.

Проте у випадку дедуктивного підходу виникає ряд складнощів. По-перше якомога точніше урахування усіх властивостей об'єкта призводить до суттєвого ускладнення математичної моделі. По-друге отримані результати по достатньо складній моделі важко зіставляти із результатами експерименту, які завжди отримуємо із деякими похибками. Тому важко перевірити точність складної моделі на неточних даних. По-третє окрім адекватності та точності математична модель характеризується ще і складністю оперування нею. Чим складніша модель, тим складніше її використовувати у чисельних експериментах з метою дослідження об'єкта.

За цих умов найбільш придатним є використання індуктивного підходу для побудови макромоделей об'єктів. У цьому випадку на основі результатів експерименту доводиться розв'язувати задачі структурної ідентифікації моделей [2]. Один із важливих результатів, який витікає із розроблених О.Г. Івахненком алгоритмів МГУА, полягає у тому, що складність макромоделі завжди співставляється із точністю експериментальних даних [3]. Чим більші похибки в даних, тим простішою буде математична модель, яку отримують на їх основі. Саме цей принцип зіставлення точності експериментальних даних із точністю математичної моделі покладено в основу методів побудови макромоделей на основі інтервального підходу [4]. При цьому точність моделі забезпечується в межах точності інтервальних даних, яка визначається обмеженими за амплітудою похибками із прийняттям припущення, що отримані експериментальні дані знаходяться в межах відомих нижнього та верхнього значень. Для моделювання статичних (безінерційних) об'єктів цей підхід є достатньо розробленим. Створено теоретичні основи макромоделювання статичних об'єктів на основі інтервальних даних [4]. На цій основі розв'язано багаточисленні задачі макромоделювання різних об'єктів в таких прикладних галузях, як екологія, економіка, енергетика, медицина, електротехніка, приладобудування тощо [4]. Проте, для випадків моделювання системних характеристик динаміки та СО з розподіленими параметрами, застосування методів інтервального підходу призводить до суттєвого ускладнення методів структурної та параметричної ідентифікації різницеви схем. У літературі наведено окремі задачі макромоделювання зазначених об'єктів на основі інтервальних даних [5, 6]. Проте в цілому теоретичні основи комплексного підходу та загальної концепції розв'язування зазначених задач на основі індуктивного підходу відсутні.

Концепція побудови математичних моделей у вигляді різницеви операторів з теоретично

досягненими прогностичними властивостями. У доповіді розглянуто задачі моделювання на основі різницевого оператора та представлено нову концепцію побудови узагальненого класу математичних моделей з теоретично досягненими прогностичними властивостями на основі індуктивного підходу та аналізу інтервальних даних при цьому отримано такі результати.

1. Встановлено випадки моделювання СО, коли математичні моделі представляють у вигляді різницевого схем (операторів), налаштування яких необхідно здійснювати за допомогою процедур структурної та параметричної ідентифікації із застосуванням індуктивного підходу. Слід зазначити, що незважаючи на абсолютно різні різницеві схеми, які в результаті налаштування можуть бути отримані для різних задач, узагальнений вигляд цих схем є єдиним, оскільки представляє характеристики СО у вигляді макромоделі на основі концепції «чорної скриньки». Основними компонентами в загальному випадку цієї моделі є: значення системної характеристики в різні дискретні моменти часу v_k , $k=1,...,K$, а для об'єктів з розподіленими параметрами на додаток значення системної характеристики ще й у різних точках простору $v_{i,j,h,k}$ – з дискретно заданими просторовими координатами $i=1,...,I$, $j=1,...,J$, $h=1,...,H$ та на часовій дискреті $k=1,...,K$; $\vec{u}_0, ..., \vec{u}_k$, $k=1,...,K$ вектори вхідних змінних (управлінь) в різні дискретні моменти часу, а для об'єктів з розподіленими параметрами – вектори вхідних змінних (управлінь) у різних точках простору $\vec{u}_{i,j,h,0}, ..., \vec{u}_{i,j,h,k}$ – вектори вхідних змінних (управлінь) у точках з дискретно-заданими просторовими координатами $i=1,...,I$, $j=1,...,J$, $h=1,...,H$ та на часовій дискреті $k=0,...,K$; вектор параметрів моделі (різничевої схеми) $\vec{g}$; $F(\bullet)$ – деяке нелінійне перетворення дискретних значень системної характеристики та дискретних значень вхідних змінних.

2. Для налаштування різницевого схем, не залежно від походження невизначеності, дані представлені в інтервальному вигляді – для різних дискретних значень часу $[\tilde{V}_k^-, \tilde{V}_k^+]$, $k=1,...,K$, де $\tilde{V}_k^-, \tilde{V}_k^+$ – відповідно, нижня та верхня межі інтервалу можливих значень та у вигляді інтервалів можливих значень: $[z_{i,j,k}^-, z_{i,j,k}^+]$, $i=1,...,I$, $j=1,...,J$, $k=1,...,K$, де $z_{i,j,k}^-, z_{i,j,k}^+$ – відповідно, нижня та верхня межі інтервалу можливих значень вимірної системної характеристики у точці з дискретно заданими просторовими координатами $i=1,...,I$, $j=1,...,J$, для $k=1,...,K$ наборів вхідних змінних.

3. Через інтервальне представлення вихідних даних для налаштування різницевого схем очевидним є протиріччя між вимогами забезпечення певних прогностичних властивостей моделі при застосуванні традиційного стохастичного підходу та можливостями забезпечення цієї точності для неточних (інтервальних) даних. Звідси сформульовано основний постулат концепції побудови узагальненого класу математичних моделей (на основі різницевого схем) з теоретично досягненими прогностичними властивостями: «теоретично досягнені прогностичні властивості ММ безпосередньо обмежуються величиною похибок в експериментальних даних, тобто шириною інтервалів представлення даних».

Як наслідок сформульоване компромісне рішення, яке стосується складності обчислювальної реалізації різницевої схеми: «складність ММ має бути такою, щоб похибка прогнозування ММ була співставною похибці в експериментальних даних, тобто ширині інтервалів представлення даних».

Вище зазначене призводить до таких вимог щодо налаштування і структури і параметрів різницевого схем:

$$v_k \subset [z_k^-, z_k^+], \forall k=1,...,K \quad (1)$$

- для випадку моделювання динаміки системних характеристик СО, та

$$v_{i,j,h,k} \subset [z_{i,j,h,k}^-, z_{i,j,h,k}^+], \forall i=1,...,I, \forall j=1,...,J, \forall h=1,...,H, \forall k=1,...,K \quad (2)$$

- для випадку СО з розподіленими параметрами.

Спираючись на результати проведеного аналізу можемо констатувати, що для забезпечення умов (1) чи (2) заданої точності макромоделей у вигляді різницевого схем при розв'язуванні задачі налаштування їх структури та параметрів обґрунтованим є застосування методів аналізу інтервальних даних [4]. Якщо хоча б один вектор оцінок $\hat{\vec{g}}$ параметрів $\vec{g}$ у різницевого схем отримано на основі аналізу інтервальних даних, то задаючи початкові інтервальні значення кожного елементу із набору $[\hat{v}_0], ..., [\hat{v}_{k-1}]$ чи $[\hat{v}_{0,0,0,0}], ..., [\hat{v}_{0,0,h-1,0}], [\hat{v}_{i-1,0,0,0}], ..., [\hat{v}_{0,j-1,0,0}], ..., [\hat{v}_{i-1,j-1,h-1,k-1}]$ та вектори вхідних змінних відповідно $\vec{u}_0, ..., \vec{u}_k$ та $\vec{u}_{i,j,h,0}, ..., \vec{u}_{i,j,h,k}$ отримаємо інтервальні оцінки модельованих системних характеристик, відповідно $[\hat{v}_k]$ у дискретні моменти часу та $[\hat{v}_{i,j,h,k}]$ у точках з дискретно заданими просторовими координатами $i=1,...,I$, $j=1,...,J$, $h=1,...,H$ та на часових дискретах $k=1,...,K$, відповідно:

$$[\hat{v}_k] = [\hat{v}_k^-; \hat{v}_k^+] = \tilde{f}^T([\hat{v}_0], \dots, [\hat{v}_{k+1}], [\tilde{u}_0, \dots, \tilde{u}_k] \cdot \hat{g}), \quad k = 1, \dots, K, \quad (3)$$

$$\text{та } [\hat{v}_{i,j,h,k}] = [\hat{v}_{i,j,h,k}^-; \hat{v}_{i,j,h,k}^+] = \tilde{f}^T([\hat{v}_{0,0,0,0}], \dots, [\hat{v}_{0,0,h-1,0}], [\hat{v}_{i-1,0,0,0}], \dots, [\hat{v}_{0,j-1,0,0}], \dots, [\hat{v}_{i-1,j-1,h-1,k-1}], \tilde{u}_{i,j,h,0}, \dots, \tilde{u}_{i,j,h,k}) \cdot \hat{g}, \quad i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad h = 1, \dots, H, \quad k = 1, \dots, K. \quad (4)$$

Враховуючи, що усі обчислення в обох виразах необхідно проводити за правилами інтервальної арифметики [4] зазначені різницеві схеми називатимемо інтервальними різницевими схемами або інтервальними різницевими операторами (ІРО).

Умови узгодження експериментальних даних, представлених в інтервальному вигляді (1), із даними отриманими на основі макромоделі у вигляді ІРО (3) та (4) сформулюємо так:

$$[\hat{v}_k^-; \hat{v}_k^+] \subset [z_k^-; z_k^+], \quad \forall k = 1, \dots, K \quad (5)$$

$$\text{та } [\hat{v}_{i,j,h,k}^-; \hat{v}_{i,j,h,k}^+] \subset [z_{i,j,h,k}^-; z_{i,j,h,k}^+], \quad \forall i = 1, \dots, I, \quad \forall j = 1, \dots, J, \quad \forall h = 1, \dots, H, \quad \forall k = 1, \dots, K. \quad (6)$$

Умови (5) чи (6) забезпечують отримання інтервальних оцінок модельованих системних характеристик об'єктів у межах інтервалів можливих значень характеристики, отриманих експериментально. Саме на цих умовах ґрунтується основний постулат концепції побудови узагальненого класу математичних моделей (на основі різницевих схем) з теоретично досягненими прогностичними властивостями, оскільки вони забезпечують теоретично досягнені прогностичні властивості ММ безпосередньо в межах інтервалів представлення даних. Також зазначені умови дають компромісне рішення щодо складності обчислювальної реалізації різницевої схеми, а саме складність ММ має бути такою, щоб похибка прогнозування ММ була співставною з шириною інтервалів представлення даних.

Висновки. Запропоновано та обґрунтовано загальні принципи та концепцію побудови такого класу моделей, яка ґрунтується на аналізі інтервальних даних. Сформульовано основний постулат концепції: «теоретично досягнені прогностичні властивості ММ безпосередньо обмежуються величиною похибок в експериментальних даних». В межах концепції запропоновано підхід до розв'язання протиріччя між складністю та досягненими прогностичними властивостями: складність ММ має бути такою, щоб похибка прогнозування ММ була співставною похибці в експериментальних даних. В концепції за базові математичні моделі зміни стану процесів та складних об'єктів обґрунтовано використання дискретних моделей динамічних систем та математичних моделей СО у вигляді різницевих схем.

Література

1. Стрейц В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем управления / В. Стрейц // Пер. с англ. Под ред. Я.З. Цыпкина. – М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. литературы, 1985. – 296 с.
2. Дивак М.П. Структурна ідентифікація інтервальних різницевих операторів / М.П. Дивак, І.Ф. Войтюк, В.І. Манжула // Вісник Тернопільського державного технічного університету. – Тернопіль, 2010. – Т. 15, № 4. – С. 154–160.
3. Ивахненко А. Г. Индуктивный метод самоорганизации моделей сложных систем / А. Г. Ивахненко. – Київ : Наукова думка, 1981. – 296 с.
4. Дивак М. П. Задачі математичного моделювання статичних систем із інтервальними даними / М. П. Дивак. – Тернопіль : Видавництво ТНЕУ «Економічна думка», 2011. – 216 с.
5. Дивак М.П. Біохімічний аналіз процесів в біогазових установках та його застосування в задачі макромоделювання процесів виробництва біогазу // М.П. Дивак, І.В. Гураль / Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2014. – №2(47). – С. 152-157.
6. Дивак М.П. Теоретичні основи моделювання економічних збитків довкіллю внаслідок забруднення атмосфери шкідливими викидами автотранспорту із застосуванням інтервального різницевого оператора // М.П. Дивак, Я.П. Стахів, О.К. Кушнір / Економічний аналіз:зб. наук. праць.- 2014.- Том 15.-№1. – С. 154-164.

ФОРМУВАННЯ ПРОФІЛІВ ЕФЕКТИВНОЇ ОЦІНКИ URI В КОМПЛЕКСНИХ СИСТЕМАХ ФІЛЬТРАЦІЇ КОНТЕНТУ

Анотація. В роботі наведено результати аналізу декількох комбінацій процедур оцінювання відповідності унікального ідентифікатора ресурсу (URI) заданим правилам при їх використанні в межах комплексних систем фільтрації контенту. Визначено послідовність, яка є найбільш ефективною для Всеукраїнської системи обмеження доступу до нецільових ресурсів.

Ключові слова: фільтрація контенту, оцінювання відповідності, унікальний ідентифікатор ресурсу

V.A. KAPTUR, I.A. PODNEBESNY
O.S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications
vadim.kaptur@onat.edu.ua

FORMATION OF EFFECTIVE URI EVALUATION PROFILES IN THE INTEGRATED CONTENT FILTERING SYSTEMS

Abstract. The paper analysis several combinations of conformity assessment procedures of unique resource identifier (URI) by set of rules for their use within integrated content filtering systems. The sequence that is most effective for the Ukrainian system of restricting access to inappropriate content presented in the paper.

Keywords: content filtering, conformity assessment, unique resource identifier

Аналіз сучасного стану та перспектив розвитку методів фільтрації контенту в телекомунікаційних мережах дозволяє виділити серед багатьох інших окрему групу технологічних питань, які сьогодні потребують пильної уваги з боку дослідників. Так, наприклад, в [1] було проведено аналіз переваг та недоліків різних засобів фільтрації та запроваджено систему їх позначень. При цьому було введено поняття комплексних систем фільтрації контенту (КСФК), тобто систем, що складаються з двох чи більше засобів фільтрації, кожен з яких може використовувати різні види, методи та підходи до фільтрації контенту. Слід однак зазначити, що недостатній рівень дослідження спільної роботи різних систем фільтрації контенту (СФК) не дозволяє однозначно говорити про доцільність використання КСФК в тих чи інших випадках.

Одним з найбільш перспективних напрямків такого дослідження є визначення комбінації процедур оцінювання відповідності унікального ідентифікатора ресурсу (Uniform Resource Identifier - URI) заданим правилам при їх використанні в межах КСФК.

Структурно процес аналізу URI в КСФК виглядає таким чином (рис. 1):

1. Запити (які в нашому випадку представлені у вигляді URI) надходять до КСФК та оброблюються вбудованою системою прийняття рішень, що базується на відомостях про профіль користувача (або групи користувачів) та прийняту для нього (або групи) політику фільтрації.

2. Система прийняття рішень, відповідно до результатів проведеного аналізу (а також згідно способу отримання запиту: запит надійшов до DNS-серверу, запит надійшов до проху-серверу тощо) формує послідовність засобів фільтрації (один або більше), що мають бути задіяні для оцінки доцільності блокування (або надання доступу) до ресурсу, що представлено відповідним URI.

3. В свою чергу, кожен з засобів фільтрації (проху-сервер, DNS-сервер, міжмережний екран тощо) після отримання для аналізу URI формує послідовність процедур оцінювання відповідності URI заданим правилам з врахуванням доступних конкретному засобу можливостей (аналіз за доменом або доменною зоною, використання регулярних виразів, аналіз за номером порту тощо), а також із використанням відповідних «білих» або «чорних» списків (відповідно до політик фільтрації, що мають застосовуватись до конкретних користувачів).

4. У разі, якщо хоча б одна з процедур підтвердить необхідність блокування ресурсу, що представлено відповідним URI, КСФК має прийняти рішення про його блокування (наприклад, через надсилання у відповідь сторінки із повідомленням про блокування). У разі, якщо жодна з процедур не підтвердить необхідності блокування ресурсу, або хоча б одна з них підтвердить його входження до «білого» списку КСФК має забезпечити доставку запитаного контенту користувачеві.

Очевидно, що при такому процесі тривалість аналізу URI буде безпосередньо залежати від того, яка саме за порядком процедура оцінювання прийме те чи інше рішення. Так, наприклад, у разі позитивного спрацьовування першої ж процедури (наявність ресурсу в «білому» або «чорному» списку) – час обробки запиту буде найменшим, а у разі не відповідності URI жодному з правил жодної з процедур – найбільшим.

Зважаючи на вищезазначене, визначення найкращої (для конкретної групи користувачів) послідовності застосування процедур оцінювання URI з точки зору мінімізації часу обробки є досить актуальним завданням, особливо в контексті КСФК, що оброблюють значні потоки запитів.

З цієї точки зору цікавим є дослідження, яке було проведено авторами роботи на базі дослідного сегменту Всеукраїнської системи обмеження доступу до нецільових ресурсів мережі Інтернет [2]. Загалом

до Системи підключено та успішно працює близько 150 організацій, серед яких більш ніж 120 загальноосвітніх навчальних закладів в Дніпропетровській, Запорізькій, Київській, Львівській, Миколаївській, Одеській, Сумській, Харківській, Херсонській, Черкаській, Чернігівській, а також у м.Київ.

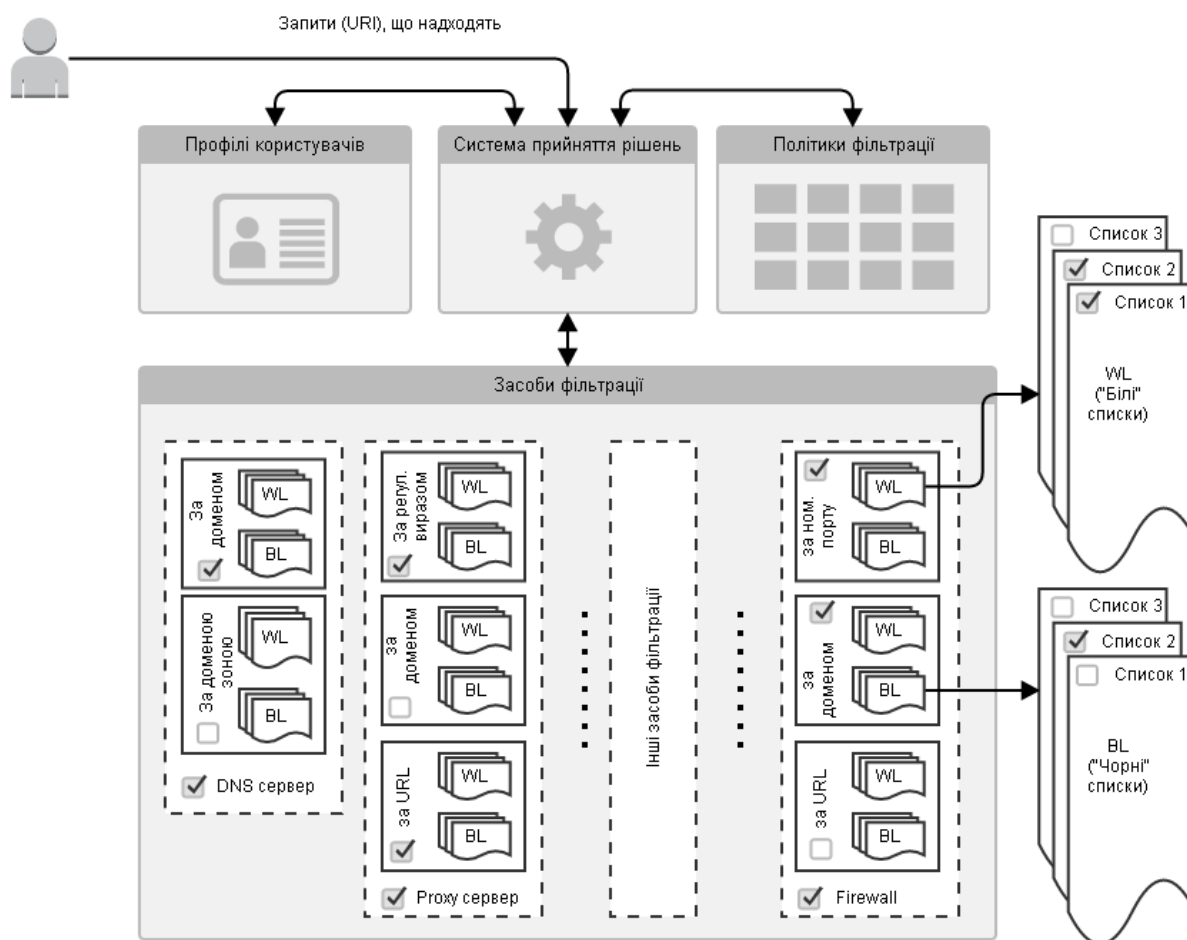


Рисунок 1 – Типова архітектура засобів фільтрації з точки зору аналізу URI

В межах дослідження було проаналізовано 500 тис. запитів на отримання ресурсу, що надходили до проху-серверів, що розташовані в зазначених закладах. Загалом, з врахуванням наявних в навчальних закладах політик фільтрації, а також із використанням списків блокування актуальних на травень 2015 року система контентної фільтрації прийняла рішення про блокування приблизно у 49% випадків (загалом 248119 блокувань). При цьому лише 11 569 (4,6% з заблокованих) запитів було заблоковано за результатами застосування регулярних виразів. Інші ж 95% прийшлися на використання послідовного порівняння URI із наявними у "чорних" списках записами. В свою чергу, серед наведених 95% блокувань 11% заблоковано за категорією порнографічних ресурсів, 12% за категорією «блоги», 23% за категорією «розважальні ресурси», 24% за категорією «соціальні мережі» та 30% за категорією «рекламні банери».

Для вибору найбільш ефективного порядку проходження процедур оцінювання, крім імовірнісних характеристик, необхідно враховувати часові характеристики кожної задіяної процедури. Порядок проходження можна вважати оптимальним у тому випадку, якщо середній час обробки запиту до прийняття того чи іншого рішення буде мінімальним. Приймаючи, що середній час порівняння URI запиту із записом у списку блокування і середній час тестування URI регулярним виразом є величини постійні та приблизно еквівалентні, а середній час обробки запиту залежить від кількості записів в списках фільтрації та кількості регулярних виразів, отримаємо формулу для визначення «коефіцієнту пріоритетності» процедури оцінювання:

$$K = P(A_i) \cdot N_i \cdot \tau_i, \quad (1)$$

де $P(A_i)$ - ймовірність блокування за i -ю процедурою, N_i - кількість записів у i -му списку, τ_i - час порівняння запиту із записом у списку блокування для за i -ю процедурою.

Результати оцінювання із використанням формули (1) зведені до табл. 1. При розрахунку час порівняння одного запиту URI із записом у списку блокування (τ_i) для процедури фільтрації за регулярними виразами було прийнято рівним 10 мкс, а для всіх інших процедур – 1 мкс.

Таблиця 1 – Результати оцінювання імовірнісних і часових характеристик

№ з/п	Назва процедури	Результати вимірювання (ймовірність блокування) $P(A_i)$	Кількість записів в «чорному» списку N_i	Коефіцієнт пріоритетності K	Місце у рейтингу
1	Фільтрація за регулярними виразами	0,05	83	0,0000415	1
2	Фільтрація за чорними списками категорії “соціальні мережі”	0,228	1 917	0,00437076	3
3	Фільтрація за чорними списками категорії “рекламні банери”	0,285	5 267	0,01501095	2
4	Фільтрація за чорними списками категорії “розважальні ресурси”	0,218	12 078	0,02639043	4
5	Фільтрація за чорними списками категорії “порнографічні ресурси”	0,1	827 868	0,86512206	6
6	Фільтрація за чорними списками категорії “блоги”	0,11	119 505	0,1362357	5

Проведені дослідження імовірнісних і часових характеристик Всеукраїнської системи обмеження доступу до нецільових ресурсів мережі Інтернет дозволили сформувати найбільш оптимальний (для чинного стану списків блокування) порядок проведення оцінювання:

1. Фільтрація за регулярними виразами
2. Фільтрація за чорними списками категорії “рекламні банери”
3. Фільтрація за чорними списками категорії “соціальні мережі”
4. Фільтрація за чорними списками категорії “розважальні ресурси”
5. Фільтрація за чорними списками категорії “блоги”
6. Фільтрація за чорними списками категорії “порнографічні ресурси”

Подальші дослідження можуть бути спрямовані на розробку методів агрегації записів зі списків фільтрації в регулярні вирази для підвищення швидкості прийняття рішень (через зменшення кількості оброблюваних записів), розробку методів складання політик фільтрації для груп користувачів з врахуванням накопиченої статистики про реагування системи фільтрації на їх запити, а також, на розробку методів динамічного налаштування структури КСФК під запити конкретних користувачів на основі накопиченої статистики.

Література

1. Каптур В.А. Комплексні системи фільтрації контенту в мережі Інтернет / В.А. Каптур // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2013, №1. – С. 16–21.
2. Воробієнко П.П. Єдина система обмеження доступу до нецільових ресурсів мережі Інтернет в освітніх закладах України / П.П. Воробієнко, В.А. Каптур, В.А. Коляденко, В.О. Самодід // Комп'ютер у школі та сім'ї. – 2009. – №8. – С. 30-34

**ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕХНОЛОГІЇ PLC
НА ВІТЧИЗНЯНИХ МЕРЕЖАХ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ**

Анотація. Представлено результати дослідження швидкості передавання інформації, досяжної технологією PLC при роботі по розгалуженій домашній електропроводці

Ключові слова: домашня електропроводка, мережа електропостачання, швидкість передавання інформації, PLC, BPL

V.A. BALASHOV, L.M. LYAKHOVETSKIY, S.A. ZABLOTSKIY

Odessa national academy of telecommunication a.n. O.S. Popov
lm@oniis.org.ua**PLC TECHNOLOGY CHARACTERISTICS ON DOMESTIC POWER SUPPLY NETWORKS**

Annotation. The results of research of data transmission rate achieved by PLC technology while operation on the branched building wiring are presented

Keywords: building wiring, power supply network, data transmission rate, PLC, BPL

Останні роки стрімкими темпами почали розвиватися технології передавання інформації мережами електропостачання, включаючи домашню електропроводку, під загальною назвою Power Line Communication (PLC) [1]. Широкополосний (високошвидкісний) варіант технології PLC отримав назву Broadband over Power Line (BPL) [2].

Досвід застосування технології BPL в Україні поки що відсутній. Очевидно, становить інтерес оцінити перспективи втілення даної технології в Україні. Оскільки дана технологія була розроблена для використання на закордонних МДЕ, характеристики яких суттєво відрізняються від характеристик вітчизняних мереж (зокрема, конструкцією і типами проводів електропроводки), то для визначення перспектив втілення технології BPL в Україні некоректним буде використовувати як зарубіжний досвід втілення даної технології, так і результати відповідних зарубіжних наукових досліджень. Отже, питання визначення потенційних характеристик технології BPL при роботі по вітчизняних мережах електроживлення потребує проведення відповідних досліджень.

Доповідь присвячено дослідженню досяжних технологією BPL швидкостей передавання для випадку, коли середовищем поширення сигналів є типові фрагменти електропроводки з розгалуженнями. Результати розрахунків досяжної швидкості передачі СП BPL при роботі по типових фрагментах електропроводки з різною кількістю відгалужень та різними навантаженнями на їх полюсах наведено у табл. 1 [3].

*Таблиця 1 Досяжна швидкість передачі СП BPL, Мбіт/с,
для частотного плану 25 MHz-PB при роботі по типових фрагментах МДЕ*

Кількість відгалужень	Навантаження	Спектральна густина потужності		
		- 140 дБм/Гц	- 120 дБм/Гц	- 100 дБм/Гц
1	Хвильовий опір $Z_{\text{хв}}$ (120 Ом)	221,719	209,375	124,531
	Коротке замикання (КЗ)	226,094	215	135,391
	Холостий хід (ХХ)	202,188	192,5	113,438
2	$Z_{\text{хв}}$	229,219	204,375	108,594
	КЗ	275,234	253,125	131,797
	ХХ	181,172	173,359	97,578
7	$Z_{\text{хв}}$	155,469	120	25,938
	КЗ	105,156	104,297	76,797
	ХХ	82,578	82,188	59,219

Література

1. Anatory J. Broadband Power-line Communication Systems. Theory and applications/ J. Anatory, N. Theethayi. – Southampton, Boston: WIT press, 2010. – 174 p.
2. Моррисі Питер. Реализация технологии BPL / Питер Моррисі // Сети и системы связи. – 2007. – №11.
3. Заблоцький С. А. Моделі і характеристики систем передачі широкополосного доступу по мережах електропроводки: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук: спец. 05.12.02 «Телекомунікаційні системи та мережі» / С. А. Заблоцький. – Одеса, 2014. – 20 с.

ТРЕБОВАНИЯ К СПЕКТРАЛЬНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ КАМЕР СИСТЕМ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Аннотация. Рассматриваются подходы к оценке верности цветопередачи в системах телевидения стандартной, высокой и сверхвысокой чёткости и родственных приложениях, зависящей от спектральных характеристик видеокамер, и соответственно требования к спектральным характеристикам. Дана оценка погрешности цветовоспроизведения камер, в которых воплощена колориметрия МКО 1931 г., по отношению к камерам, в которых воплощена колориметрия 2006 г., и показано, что переход от использования колориметрии МКО 1931 г. к использованию колориметрии 2006 г. не привёл бы к заметному повышению верности цветовоспроизведения. Дана оценка верности цветовоспроизведения реальных камер и показано, что “стандартная” камера ТСЧ с линейной матрицей [TECH 3355] по сравнению с “идеальной” камерой обеспечивает практически неискажённую цветопередачу.

Ключевые слова: видеокамера, модель цветовосприятия, равноконтрастное цветовое пространство, сквозной видеотракт “от света до света”, спектральная характеристика, цветопередача, CIECAM02, CAM02-USC

O.G.OFAIZEN, V.PILYAVSKIY

Odessa National A. S. Popov Academy of Telecommunications

SE “Ukrainian Research Institute of Radio and TV”

oleg.gofaizen@gmail.com, v.pilyavskiy@ukr.net

ABOUT THE SELECTION OF SPECTRAL CHARACTERISTICS OF THE DIGITAL TELEVISION CAMERAS

Abstract. Approaches to the evaluation of color fidelity in the standard, high and ultra-high definition television systems and in the related applications, depending on the spectral characteristics of the cameras, and accordingly requirements to the spectral characteristics, are considered. The evaluation of inaccuracy of color reproduction of cameras, which implement CIE 1931 colorimetry, with respect to the cameras which implement CIE 2006 colorimetry is provided, and it is shown that the transition from the use of CIE 1931 colorimetry to the use of CIE 2006 colorimetry wouldn't lead to noticeable increase of color rendering fidelity. The evaluation of the real cameras color rendering fidelity is done and it is shown that the “standard” SDTV camera with linear matrix [TECH 3355] compared to the ideal camera provides practically undistorted color reproduction.

Keywords: video camera, color appearance model, uniform color space, through light-to-light video path, spectral characteristic, color rendering, CIECAM02, CAM02-USC

Основной чертой прогресса ТВ систем и других видеоприложений является тенденция перехода к новым уровням качества изображения и создания новых функциональных возможностей систем. При этом особое место занимает верность цветопередачи, зависящая от колориметрических характеристик систем в целом и их компонентов, определяющая колориметрическое качество изображения.

Когда речь идёт о колориметрическом качестве, следует исходить из оценки верности цветопередачи в сквозном тракте “от света до света” [1–3], поскольку основные искажения цветопередачи имеют место на передающей и приёмной сторонах, а именно, они возникают за счёт возможного несовершенства спектрального состава излучения источника освещения студии и за счёт возможного несовершенства спектральных характеристик камеры, а также колориметрических погрешностей, вносимых воспроизводящим устройством, и погрешности, которую может вносить цифровая обработка изображения на передающей и на приёмной сторонах.

К числу наиболее критичных факторов следует отнести несовершенство спектральных характеристик чувствительности каналов основных цветов камеры. Это означает, что при оценке верности цветопередачи нельзя абстрагироваться от спектральных характеристик отражения объектов сцены и оперировать только их цветовыми координатами. Именно поэтому в работе [1] особое внимание уделено спектральному составу объектов и дано сопоставление искажений цветопередачи оптимальных цветов и примера реальных цветов в виде комбинации гауссовых функций от длины волны излучения и показано, что может иметь место отступление от метамеризма.

Для того, чтобы можно было количественно судить о верности цветопередачи ТВ камер, необходимо иметь возможность сопоставлять характеристики реальных камер с характеристиками идеальных камер, спектральные характеристики каналов R, G, B основных цветов которых обеспечивали бы неискажённую цветопередачу независимо от спектрального состава объектов.

В настоящей работе определены спектральные характеристики идеальных камер систем телевидения стандартной (ТСЧ), высокой (ТВЧ) и сверхвысокой (ТСВЧ) чёткости с точки зрения колориметрии МКО 1931 г., а также системы ТСВЧ с точки зрения колориметрии МКО 2006 г., и приводятся примеры оценок погрешности цветопередачи за счёт расхождения представлений о неискажённой цветопередаче. Также даны примеры оценки искажений для набора цветов Color Checker [4], вносимых оптимально настроенной “стандартной” камерой ТСЧ по отношению к идеальной.

Различие этих характеристик приводит к погрешности цветопередачи, которую вносит камера, в

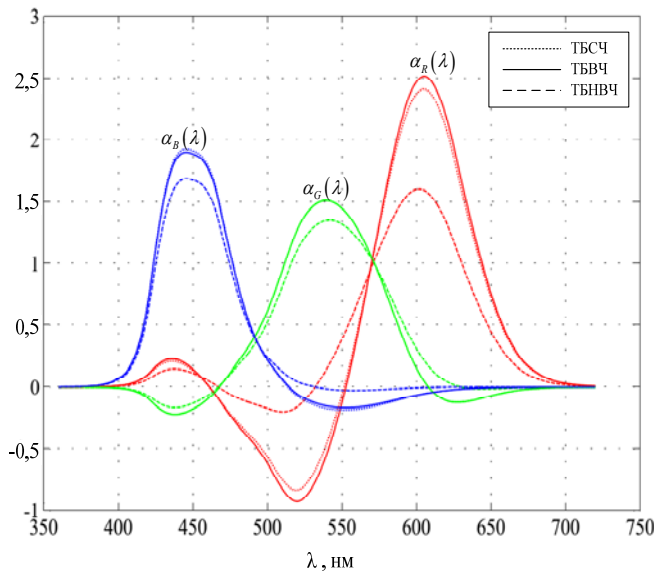


Рисунок 1 – Сопоставление спектральных характеристик чувствительности каналов основных цветов идеальной с точки зрения колориметрии МКО 1931 г. камер ТСЧ, ТВЧ, ТБВЧ

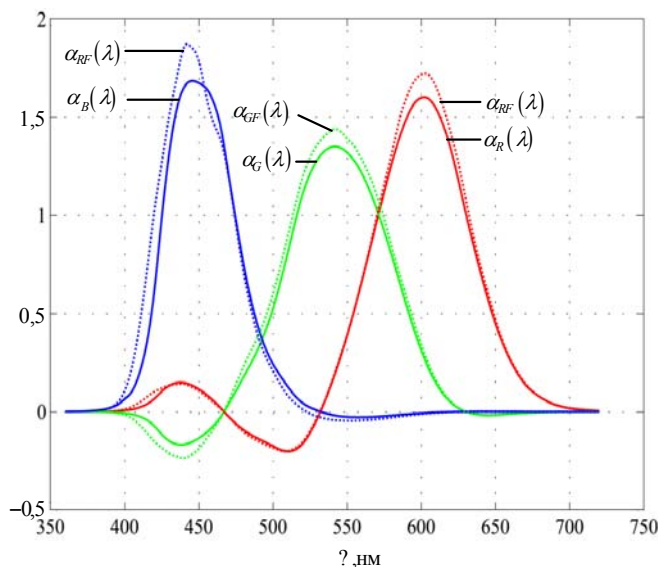


Рисунок 2 – Сопоставление спектральных характеристик чувствительности каналов основных цветов камеры ТБВЧ, идеальной с точки зрения колориметрии МКО 193 г. и МКО 2006 г.

дана оценка сдвига цветов по отношению к исходным цветам для двух моделей – линейной, т.е. без учёта гамма-преобразований, и нелинейной, т.е. с учётом гамма-преобразований. При этом в [4] сдвиги цветности приняты как имеющие место за счёт неидеальности спектральных характеристик камеры совместно с нелинейным преобразованием, и для их компенсации применена оптимизация матрицы.

В настоящей работе принят за исходный другой подход, состоящий в том, что последовательные гамма-преобразования с $\gamma_1 = 0,45 = 1/2,2$ на передающей стороне и с $\gamma_2 = 2,4$ на приёмной стороне приводят к воспроизведению цветов и яркостных полутонов, воспринимаемым наблюдателями как наилучшее. Поэтому в качестве критерия верности цветопередачи представляется предпочтительным оценивать сдвиг цветов по отношению к цветам, определённым для случая использования идеальной камеры и использования последовательно обоих нелинейных гамма-преобразований. Такое сопоставление дано в

которой реализована колориметрия 1931 г. по отношению к камере, в которой реализована более совершенная колориметрия 2006 г., где $\alpha_R(\lambda), \alpha_G(\lambda), \alpha_B(\lambda)$ – векторы спектральных характеристик чувствительности каналов основных цветов ТВ камеры. Индексом F обозначена принадлежность к колориметрии 2006 г.

Для набора Color Checker сигналы основных цветов не выходят за пределы интервала $0; 1$, т.е. они все могут быть переданы системой ТБВЧ. Был также использован набор оптимальных цветов, специально сгенерированный для данного исследования, для которого для некоторых цветов сигналы основных цветов превышали единичный уровень, поэтому в их яркость была введена нормировка, в результате которой уровни сигналов были ограничены интервалом $0; 1$. Точки цветности обоих наборов представлены на рисунке 3.

Оценка искажений цветопередачи “стандартной” камеры по отношению к идеальной. В ТЕСН 3355 [4] представлена оценка верности цветопередачи для “стандартной камеры”, характеристики которой получены как результат усреднения современных камер ТСЧ. Для “стандартной камеры” в [4] рассчитаны результирующие спектральные характеристики с учётом линейной матрицы, которая приближала результирующую спектральную характеристику, насколько это возможно, к идеальной, и

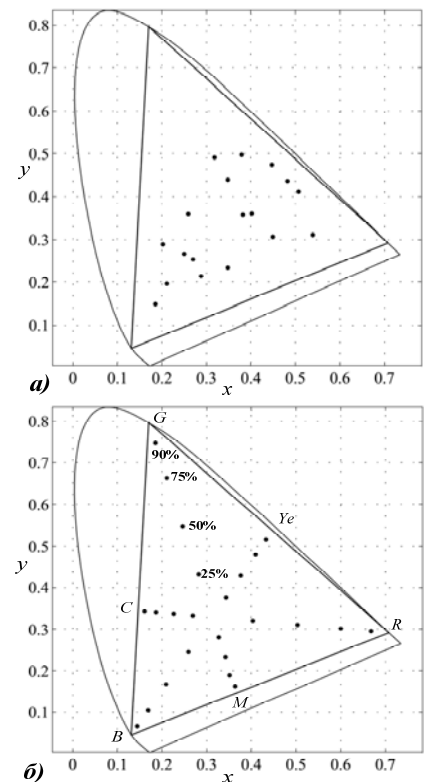


Рисунок 3 – Точки цветности набора Color Checker (а) и набора оптимальных цветов (б) в функции координат цветности X, Y цветового пространства МКО 1931 г.

таблице 1. Из сопоставления следует, что использование камеры с характеристиками “стандартной” камеры с линейной матрицей [4, рисунок 11] обеспечивает практически неискажённую цветопередачу.

Этот вывод может быть распространён на систему ТВЧ, учитывая близость колориметрических систем, стандартизованных для систем ТСЧ и ТВЧ, и согласуются с данными работы [4] для системы ТСВЧ.

Оценка искажений цветопередачи идеальной камеры, в которой реализована колориметрия МКО 1931 г., по отношению к идеальной камере, в которой реализована колориметрия МКО 2006 г., проведена для набора цветов, заданных спектральными характеристиками отражения испытательных объектов: набора Color Checker, нашедшего применение для оценки качества изображения для различных видеоприложений, в том числе, для оценки характеристик ТВ камер. Оценка показала, что ошибка цветопередачи не превышает приблизительно 2 единиц МКО, т.е. её уровень ниже уровня погрешности колориметрических приборов и ниже порога заметности изменения цвета. Таким образом, можно прогнозировать, что переход к использованию колориметрии МКО 2006 г. взамен колориметрии МКО 1931 г. не приведёт к заметному повышению качества цветопередачи в телевизионных и подобных системах.

Представленные оценки верности цветовоспроизведения для “стандартной” камеры ТСЧ, определённой в [4], по сравнению с идеальной камерой, показывает, что в системе с гамма-коррекцией с $\gamma_1 = 0,45$ на передающей стороне и гамма-преобразованием с $\gamma_2 = 2,4$ в воспроизводящем устройстве использование камеры с характеристиками “стандартной” камеры с линейной матрицей обеспечивает практически неискажённое цветовоспроизведение, если принять преобразованное изображение с результирующим показателем $\gamma_{\Sigma} = 0,45 \cdot 2,4 = 1,09$ за оптимальное, и с ним сравнивать оцениваемое изображение.

Представленные оценки колориметрических характеристик и сигналов для цветов набора Color Checker, а также предложенного набора оптимальных цветов могут использоваться для реализации метрологической базы для оценки верности цветопередачи в сквозном телевизионном тракте “от света до света”, а также для расчётной оценки колориметрического качества изображения.

Таблица 1 – Оценка погрешности цветопередачи для набора цветов Color Checker, вносимой “стандартной” камерой, по отношению к идеальной камере, в которой реализована колориметрия 1931 г.

Параметры	Цвет								
	Тёмная кожа человека	Светлая кожа человека	Цвет голубого неба	Листья	Синий цветок	Голубовато-зелёный	Оранжевый	Пурпурно-синий	Средний красный
Погрешность цветопередачи									
ΔE	0,47	0,45	0,74	2,35	2,26	0,58	1,59	1,67	0,98

Параметры	Цвет								
	Фиолетовый	Жёлто-зелёный	Оранжево-жёлтый	Синий	Зелёный	Красный	Оранжевый	Пурпурный	Голубой
Погрешность цветопередачи									
ΔE	1,54	0,68	0,67	2,16	0,44	0,66	0,86	1,27	0,50

Литература

1. Пилявский В. В. Оценка цветовоспроизведения в тракте системы телевидения высокой чёткости по сигналам цветных полос / В. В. Пилявский // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – №3. – 2014. – С.26–33
2. Gofaizen O.V. Problem questions of TV colorimetry / O.V. Gofaizen, V.V. Pilyavskii // Цифрові технології, 2014. – №. 16. – С. 104–110
3. Гофайзен О.В. Новые направления прогресса методов оценки качества изображения в сквозном видеотракте систем цифрового ТВ “от света до света” // О.В. Гофайзен // 69 науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів і студентів. ОНАЗ ім. О.С. Попова. – Одеса, 5–7 грудня 2014 р.
4. TECH 3355. Method for the assessment of the colorimetric properties of luminaires. The television lighting consistency index (TLCI-2012). FTV-LED. Geneva, April 2013

**О ПРЕЦИЗИОННОМ ИЗМЕРЕНИИ ПРИРАЩЕНИЙ УФС ПРИ ПОВЕРКЕ
КАЛИБРАТОРОВ ФАЗЫ НА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЕ**

Аннотация. Дано решение о повышении точности измерения приращений угла фазового сдвига при поверке калибраторов фазы Ф1-4 на высокой частоте 10 МГц до тысячных долей градуса, изменив точку подключения стандарта частоты типа СЧВ -74 минуя синтезатор частоты Ч6-31 через обогатитель спектра сигнала эталона частоты и времени.

Ключевые слова: Государственный эталон единицы угла фазового сдвига, калибратор фазы, спектр сигнала, погрешность

S.A. KRAVCHENKO, V.P. PIASTRO, A.N. PRONIN

ФГУП «ВНИИМ им.Д.И.Менделеева, St Petersburg

S.A.Kravchenko@vniim.ru

**ABOUT PRECISION MEASUREMENTS INCREMENTAL (APS[ANGLE PHASE SHIFT]) FOR VERIFICATION
PHASE CALIBRATOR AT HIGH FREQUENCIES**

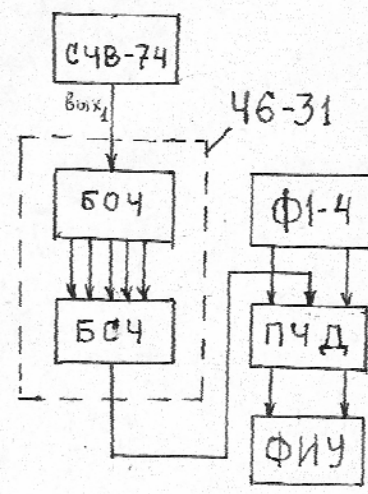
Annotation. Given the decision to increase the accuracy of measurement of the angle of phase shift increments for verification phase calibrators Ф1-4 at a high frequency of 10MHz to thousandths of a degree by changing the connection point of the frequency standard type СВЧ-74 passing frequency synthesizer Ч6-31 through dressing spectrum signal reference frequency and time.

Keywords: State standard of phase shift angle, calibrator phase of the signal, the error

Калибратор фазы типа Ф1-4 первого разряда, серийно выпускавшийся в конце XX века, имеется в распоряжении многих Государственных региональных центрах сертификации и метрологии нашей страны, а также в ведомственных организациях и многих заводских лабораториях и он должен проходить периодическую поверку в центре метрологии, где находится Государственный эталон единицы угла фазового сдвига (УФС), работающий в диапазоне частот от инфразвуковых (инфранизких) до высоких частот. Этим центром для фазовых измерений в таком диапазоне частот является «ВНИИМетрологии им Д.И.Менделеева», где был разработан, располагается и работает Государственный первичный специальный эталон единицы УФС между двумя электрическими напряжениями в диапазоне частот 10^{-2} до $2 \cdot 10^7$ Гц – в диапазоне УФС от 0 до 360° (ГЭТ 61-88) [1].

При поверке прибора Ф1-4 (рис1) измерение приращений УФС производится широкополосным фазоизмерительным устройством (ФИУ) типа ФК2-35, работающим от 1 Гц до 10 МГц. При частотах от 50 Гц до 500 кГц погрешность ФИУ при определении УФС лежит в пределах до $0,03-0,04^\circ$, а в пределах от 1 кГц до 5,0 кГц лежит в пределах до $0,009-0,01^\circ$ с разрешением в $0,001^\circ$. При измерении по среднему из 6 или 10 раз получаются устойчивые значения СКО измеренных УФС до $0,0001-0,0002^\circ$. Но практически это означает, что ФИУ должно видеть эту погрешность, а оно не видит, т.к. оно само на частоте 10 МГц даёт уже погрешность $0,18-0,4^\circ$. Поэтому к ФИУ добавляют на входы - выходы преобразователя частоты двухканального (ПЧД), который для ФИУ понижает частоту с 10 МГц до 17-20 кГц.

Это осуществляют тем, что от стандарта частоты и времени типа СЧВ-74 (нестабильность частоты сигнала 10^{-11}) подают сигнал 5 МГц на вход синтезатора частоты типа Ч6-31, который состоит из блока опорных частот (БОЧ) и блок синтеза частот (БСЧ) и получают диапазон частот на выходе синтезатора Ч6-31 от 0,01 Гц до 49,99999999 МГц (нестабильность 10^{-9}). Т.е. получается потеря знаков нестабильности частоты [2]. У калибратора фазы типа Ф1-4 максимально высшая частота всего-то 10 МГц, но на такой частоте ФИУ типа ФК2-35 работает с большой погрешностью доходящей до значений $0,9^\circ$. Поэтому от синтезатора частоты типа Ч6-31 подают гетеродинный сигнал с частотой 9,980000 кГц на вход ФИУ сигнал с частотой 20 кГц. Если снизить порог частоты на выходе двухканального преобразователя до 5-6 кГц, то это будет режим при котором ФИУ типа ФК2-35 работает хорошо с погрешностью до $0,03^\circ$. При частоте сигналов 1 кГц погрешность ФИУ снижается до $0,001-0,002^\circ$. Но снизить частоту до 1,0 кГц - иногда не удаётся, т.к. внутри синтезатора Ч6-31 происходит около 20 типов преобразований частот (умножения, суммирования, деления, вычитания), что приводит к ухудшению степени нестабильности и чем ближе к 10 МГц, (частота 9,980000 кГц), суммарная нестабильность частоты

**Рис 1**

от гетеродинного сигнала на выходе синтезатора частоты Ч6-31 к преобразователю частоты двухканальному (ПЧД) доходит с нестабильностью до 10^{-7} , а это уже нестабильность по фазе на частоте 20 кГц не лучше $0,01^\circ$, что и показывает ФИУ типа ФК2-35, хотя сама структура прибора Ф1-4 показывает возможность более высокой точности т.е. не $0,1^\circ$ а до $0,04-0,05^\circ$ на частоте 10 МГц.

Возможно пойти другим путём для получения более высокой точности измерения УФС типа ФК2-35 с выходов Ф1-4. Надо через преобразователь частоты ПЧД на входы ФИУ подать сигнал с нестабильностью частоты стандарта частоты и времени СЧВ-74, который даёт значение 10^{-11} для частот 0,1; 1,0 и 5 МГц. На частоте 5,0 МГц (нестабильность 10^{-11}), тогда фазовую погрешность прогретого Ф1-4 на

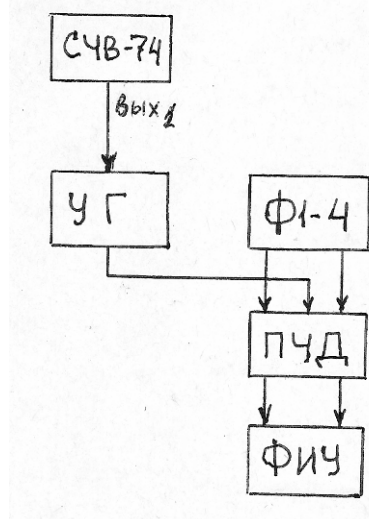


Рис 2

частоте 10 МГц можно увидеть с нестабильностью до $0,0001^\circ$ (при 10 кратных измерениях). Для этого сигнал с выхода СЧВ-74 (частота 5 МГц) надо прямо направить в преобразователь частоты ПЧД, минуя синтезатор частоты типа Ч6-31 (Рис2). Эта идея основана на том, что сигнал 10 МГц в калибраторе фазы типа Ф1-4 никогда не бывает точно равен 10 МГц. Погрешность установки частоты 10 МГц не должна превышать $5 \cdot 10^{-5}$, т.е. 500 Гц. Исследования на многих образцах Ф1-4 показали, что существует недобор или перебор 10 МГц на значение $\pm 0,5-0,8$ кГц. И перед входом в ПЧД надо произвести искажение формы на синусоидального сигнала от СЧВ-74 для получения обогащённого спектра сигнала 5 МГц гармониками от 2-ой, 3-и так далее, но при этом они все будут иметь нестабильность 10^{-11} . Сигнал 5 МГц будет содержать основную гармонику $5 \text{ МГц} \pm (5 \times 2) \text{ МГц}$ ($\pm 5 \times 3$). В ПЧД вторая гармоника от сигнала стандарта частоты и времени типа СЧВ-74 работает с частотой сигнала 10 МГц калибратора фазы Ф1-4 и они дают на выходе ПЧД сигналы частотой до 1 кГц. Остальные частоты 5 МГц, 15 МГц, 20 МГц и т.д. будут блокированы в фильтрующих узлах ПЧД. Как показали исследования при проверке калибраторов фазы типа Ф1-4 погрешность на частоте 10

МГц была улучшена в 2,5-3 раза и равна $0,03-0,04^\circ$ в диапазоне УФС от 0 до 360°

Таким образом калибратор фазы Ф1-4 с помощью обогащения гармониками в блоке умножения гармоник (УГ) перед ПЧД и выдаёт на выход для измерения ФИУ типа (ФК2-35) частоту порядка 1 кГц, что позволит узнать настоящую погрешность калибратора фазы типа Ф1-4 на высокой частоте 10 МГц с разрешающей способностью до $0,001^\circ$ и до $0,0001-0,0002^\circ$ в режиме среднего после десятикратных измерений.

Литература

1. Галахова О.П., Колтик Е.Д., Кравченко С.А. Основы фазометрии.-Л. Изд-во «Энергия», Ленинградское отделение, 1976.- 256с.
2. Сапельников В.М., Кравченко С.А., Чмых М.К., Кокорин В.И., Газизов А.А., Глинченко А.С., Алёшечкин А.М. Фазовращатели, калибраторы фазы, эталоны фазового сдвига, фазовые измерения в радионавигации. Уфа, РИЦ УГНТУ, 2014г.- 275с. ISBN978-5-7831-1160-0

**СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАЗВИТИЯ
СРЕДСТВ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ**

Аннотация. Рассмотрено состояние современного развития вычислительной техники. Сформулированы проблемы, связанные с реализацией ее средств, на нано уровне существования материи.

Ключевые слова. Компьютеростроение, нано уровень, структуры данных, задачи пользователя.

V.A.VYSHINSKIY

V.M.Glushkov Institute of cybernetics of National academy of Science of Ukraine
vyshinskiy@ukr.net**MODERN PROBLEMS OF DEVELOPMENT OF INFORMATION PROCESSING INSTRUMENT**

Annotation: The actual state of modern computer technology development is considered. Formulated problems associated with its instruments implementation at the nano level of the existence of matter.

Keywords: Computer-development, nano-level, data structures, user tasks

В истории вычислительной техники, на каждом этапе ее развития, возникали проблемы, которые не всегда ставились во главу угла научно-технического прогресса. Причиной тому явилось даже не сложность и трудоемкость их разрешения, а не достаточный к ним интерес со стороны пользователей. К семидесятым и восьмидесятым годам прошлого столетия в вычислительной технике уже стало ясным, что для дальнейшего существенного повышения производительности вычислительных машин, снижению объема и сложности, а в конечном итоге, и стоимости программного обеспечения следует использовать новые информационные машинные технологии. Уже тогда, закон развития этой отрасли предлагал переходить от мелких операндов-чисел к более крупным единицам обрабатываемой информации, от четырех арифметических действий в формировании машинных команд к макро командам, соответствующим операциям алгебр сложных структур данных. Для оптимизации перспективных средств вычислительной техники, в этом случае, можно не только согласовать возможности микроэлектронных технологий с особенностями новой машинной технологии обработки информации, но и существенно упростить общение пользователя с новым изделием, т.е. упростить программное обеспечение. Однако, в построении и освоении таких автоматических средств обработки информации, в то время, возникла ситуация, когда требования к новым машинам стали существенно отставать от возможностей, которые в них можно достичь. В результате, на повестку дня устремились потребности в широком тиражировании уже полученных достижений в Computer science, нежели поиски принципиально новых средств вычислительной техники. Так, в ее машиностроении стали преобладать изделия, предназначенные для широкого персонального использования, а, с ориентацией на возможности микроэлектроники, развернулись работы по технической реализации алгоритмов искусственного интеллекта, которые к этому времени уже были прилично наработаны, но не находили своей реализации в технических возможностях элементной базы, предшествующих поколений. Таким образом, развитие компьютеростроения пошло по пути широкого внедрения уже полученных достижений и ориентированных на машинную арифметику.

Указанное выше ослабление интересов к новым средствам обработки информации можно объяснить снижением темпов развития, которое во второй половине 20-о века стало ощущаться в теоретических познаниях природы. Ведь любой эксперимент, позволяющий проверить ту, либо иную гипотезу, высказанную на теоретическом уровне, весьма часто, связан с расчетами, моделями, которые естественно могут быть реализованы на вычислительной машине. В теоретической физике эти темпы настолько снизились, что уместно даже указывать на застой в этой фундаментальной науке. Многие понятия в современной физике остались в том виде, в котором они употреблялись сто, а то и двести лет назад. Например, такие понятия как масса тела, инерция, электрический заряд, магнетизм, теплота, электромагнитная волна и т.п., которые отражают свойства природы, и связаны с определенными теоретическими моделями ее представления, дальнейшего продвижения в их изучении не получили. В этом случае мы имеем дело с кривой развития любой идеи, любого нового предложения в науке, когда количественное их уточнение уже не приводит к существенным качественным результатам. И мы находимся на так называемой кривой развития в зоне ее насыщения, т.е., уже прошли ее линейный участок. Пользователь средствами вычислительной техники привык к тому, что если увеличивать рассчитываемую модель природы в объеме (количество материальных точек, описывающих их распределение, или увеличить количество точек отсчета ее поведения), то можно, более точно, приблизиться к пониманию истины изучаемой природы. Вот откуда у него «рождается» желание иметь средство, на котором можно было бы проводить вычислительные эксперименты адекватные выбранной увеличенной модели природы. И тогда требования к машине непомерно увеличиваются. Так, появились целые классы задач, решение которых возможно, лишь, на вычислительных средствах будущего. Но поскольку, эти средства в аппаратурных

затратах становятся громоздкими (их обычно относят к суперкомпьютерам), и стоимость их весьма велика, особенно это относится к программному обеспечению. В результате, в условиях рыночной экономики, стало выгодней решать задачу насыщения потребителей так называемым вычислительным ширпотребом, и тогда развитие вычислительной техники пошло по пути широкой в обществе компьютеризации, а путь дальнейшего развития структур машин и технологий обработки информации затормозился.

Чтобы продолжить получать нужный эффект от средств обработки информации, а в конечном итоге и в развитии науки, целесообразно перейти к новым гипотезам и моделям природы, в кривой развития которых линейный участок был бы впереди исследовательского процесса. Например, при проектировании сверхзвукового самолета расчетные методы, ориентируемые на цифровую модель его обдува в аэродинамической трубе, включая и решение уравнений Навье-Стокса, истинную картину разрушения его формы не показывают. Оказывается, если взять на вооружение новую модель, новое понимание волны в материальной среде, то приходим и к новому пониманию эффекта Черенкова-Вавилова не как эффекта, а как закона природы, и тогда появляются новые знания. Ведь, при превышении скорости звука, впереди летательного аппарата происходит генерация разрушительных звуковых волн. Эти новые знания о сверхзвуковом движении требуют и новых математических моделей, которые требуют новых методов расчета, новых формул, которые отражают уже линейный участок в исследовательском процессе, и тогда количественное накопление приводит к новому качеству – существенному упрощению цифрового машинного эксперимента в проектировании летательных аппаратов.

Аналогичная ситуация имеет место и в других методах использования математического аппарата для машинного моделирования состояния природы. Можно показать, что увеличение количества метеорологических данных в современных моделях предсказания погоды к существенным сдвигам уточнения прогноза не приводят (тот же участок насыщения в развитии метода). Наоборот, рост данных увеличивает размер матрицы системы уравнений, решение которой стоит в основе предсказания погоды. При этом, точность решения этой системы уменьшается за счет соответствующего роста погрешности машинных вычислений, а это вносит отрицательный эффект в предсказание.

На современном этапе развития вычислительной техники, в области ее элементной базы ощущается прогресс. Если до недавнего прошлого размеры элементов этой базы измерялись микронами, то сегодня вопрос стоит о реализации средств обработки информации на уровне молекул и атомов, т.е. речь идет об элементной базе нано уровня существования материи. На этом уровне, по-видимому, реализация обработки информации не должна повторять, то, как это имело место в начале развития вычислительной техники, т.е. в качестве операндов не должны выступать числа, а командами действия над ними. Ведь вычислительный процесс в машине, в информационных элементах этого уровня, с одной стороны, позволит несравненно увеличить его в объеме, и с другой стороны, сложность управления им соответственно существенно возрастет. Более того, поскольку информационный процесс в этом случае будет представлен в самых мелких единицах информации, то для его аппаратной поддержки потребуются и минимальные по величине сгустки материальной субстанции, передача, хранение и обработка которых потребует минимальных энергетических затрат. Это, конечно, неплохо, но вот выделение полезных (рабочих) сигналов в этом случае будет чрезвычайно проблематичным – ведь они будут соизмеримыми с естественными шумами существования материи на нано уровне. Несмотря на это, анализ научной литературы показывает, что исследования сегодня, в основном, ведутся на использование в новых компьютерных средствах, именно, отмеченной выше машинной арифметики прошлого. Во всяком случае, в будущих квантовых компьютерах в качестве минимальной обрабатываемой единицы информации используется вероятностный аналог бита – q-бит, а в проектах ориентированных на химические элементы ведется поиск структуры, напоминающей триггер, т.е. снова речь идет, о битовом представлении информации в средстве обработки.

Таким образом, на современном этапе развития стоят проблемы поиска такой технологии автоматической обработки информации, которая удовлетворяла бы особенностям поведения материи на рассматриваемом измельченном вещественном (нано) уровне. Для обеспечения универсальности эта технология должна опираться на операторы *универсальной алгоритмической системы*, поиски которой и составляют *проблему*. Не менее сложной, а как оказалось, очень сложной является *проблема поиска материальных образований на нано уровне* (на языке вычислительной техники) для *аппаратурной поддержки операндов и операций над ними*. Эта чрезвычайная сложность проблемы, кроме всего, объясняется недостаточными знаниями о существовании материи на интересующем нас уровне, которые сегодня нам предоставляет физика.

Прежде чем решать эти, отмеченные выше, проблемы, следует обратить внимание исследователя на то, что материальная среда, в которой предстоит помещать свои разработки уже «освоена». Здесь следует напомнить, что природа в живых организмах «организовала» на уровне существования материи в молекулах и атомах переработку информации с помощью мыслительного процесса. В кибернетике известен закон развития кибернетических систем, согласно которому их качество зависит от внешних условий. Одинаковые условия, в которых существуют системы, дают, в своем развитии, одинаковые их экземпляры. Поэтому, следует помнить, что правильное направление в поисках решения отмеченных выше проблемы, может привести нас к пониманию, каким образом природа организует мыслительный процесс в живых организмах.

Итак, решение сформулированных выше проблем позволит выполнить существенный шаг в развитии средств обработки информации.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ МЕТОДИ І ЗАСОБИ ДОСЛІДЖЕНЬ ТА ВИПРОБУВАННЯ НА ДИНАМІЧНУ МІЦНІСТЬ ВИРОБІВ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

Анотація. В доповіді коротко викладені експериментальні методи та засоби тестування виробів РЕА на вібрації та удари. Для виявлення резонансних частот рекомендовано п'єзоелектричний, електретний та оптичний методи. Найкращим є оптичний метод. Вібростійкість та віброміцність здійснюють методом фіксованих частот, або методом коливаючої частоти, або методом випадкової вібрації. Підкреслюється складність випробування на ударну міцність, та ударну стійкість.

Ключові слова: вібрація, удар, вібростійкість, віброміцність, резонанс.

V.P. ROYZMAN, O.K. YANOVITSKY, V.A. MOROZ

Khmelnytsky National University
royzman_v@mail.ru, vik-moroz@yandex.ru

EXPERIMENTAL METHODS AND MEANS OF RESEARCH AND TEST ON DYNAMIC STRENGTH OF RADIO ELECTRONICS PRODUCTS

Annotation. The report summarizes the experimental methods and means testing products of electronic equipment to vibration and shocks. To detect resonant frequencies recommended piezoelectric, electret and optical methods. The best is an optical method. Vibration resistance and vibration strength carried by fixed frequencies, or by swinging frequency, or random vibration. Underlined the complexity of testing for impact strength and impact resistance.

Keywords: vibration, shock, vibration resistance, vibration strength, impact.

Експериментальні методи досліджень динамічних характеристик виробів дають можливість проводити об'єктивний аналіз та синтез конструкцій електроніки з метою подальшого їх вдосконалення та доробки.

Розрізняють два види механічних випробувань радіоелектронної апаратури: стендові, або лабораторні, і натурні – випробування в експлуатаційних умовах.

Стендові випробування РЕА та її елементів відбуваються на вібраційних та ударних стендах, які наближено відтворюють реальні динамічні навантаження, що діють на апаратуру при транспортуванні та експлуатації. Норми стендових випробувань повинні відповідати величинам параметрів динамічних навантажень, отриманих при натурних випробуваннях апаратури.

Так, наприклад, якісна радіоелектронна апаратура, повинна витримувати вплив вібрації з амплітудою прискорення 20 g в діапазоні частот 30 – 2000 Гц [1].

Загальна тривалість стендових випробувань повинна бути цілком обмеженою, якщо не ставиться завдання визначення границі довговічності апаратури.

Існують наступні види механічних випробувань (МВ) на вібрації та удари [2]:

- на виявлення резонансних частот конструкції та перевірку відсутності їх в заданому діапазоні;
- на вібростійкість і віброміцність;
- на ударну міцність і ударну стійкість;
- на вплив одиночних ударів;
- на вплив лінійних прискорень.

Спосіб кріплення електронних виробів (ЕВ) при механічних випробуваннях вказується в нормативно – технічній документації та програмі випробувань з урахуванням можливих варіантів їх розташування при експлуатації. Проте для забезпечення ефективного контролю стабільності виробництва і виявлення стійкості ЕВ допускається використовувати й інші способи кріплення.

При розробці нових конструкцій ЕВ перед випробуваннями на дію вібрацій часто проводять випробування на вияв резонансних частот цих конструкцій. Такі випробування існують для перевірки механічних властивостей і отримання вихідної інформації при виборі методів досліджень на віброміцність та вплив акустичного шуму, а також для вибору тривалості ударного прискорення при випробуваннях на дію механічних ударів (одиночних та багаторазових).

Для визначення резонансних частот виріб підлягає впливу гармонічної вібрації при понижених прискореннях (1...5)g в діапазоні частот (0,2 ÷ 1,5) f_{op} , де f_{op} – розрахункова резонансна частота виробу. Конкретний діапазон частот випробувань встановлюється в програмі випробувань. Пошук резонансних частот проводять плавно змінюючи частоту при підтримці постійної амплітуди прискорення (1 ... 5)g, або амплітуди зсуву (не більше 1,5 мм). Резонансну частоту ЕВ визначають як середнє арифметичне значення резонансних частот, отриманих при випробуванні вибірки. Похибка вимірювань частот повинна складати 0,5% або 0,5 Гц, при цьому враховується значення яке більше.

Для виявлення резонансних частот, п'єзоелектричний метод є найбільш відпрацьованим, він оснований на п'єзоелектричному ефекті та полягає в перетворенні механічних коливань в електричний сигнал, який знімається з п'єзоелектричного перетворювача, що закріплюється на випробовуваному зразку. Метод забезпечує достатню точність вимірювань за умови, коли розміри і маса виробу, що випробовується в 10 і більше разів перевищує розміри і масу п'єзоперетворювача.

Електретним методом визначення резонансних частот проводять з допомогою електретних датчиків

[3]. Для визначення резонансних частот електретний датчик повинен бути розміщений на відстані 1 – 3 мм від випробовуваного зразка. При резонансі зразка збільшується амплітуда його коливань, що викликає збільшення напруги на електретному датчику, яка фіксується по мілівольтметру і осцилографу та реєструється. Резонансну частоту вимірюють частотоміром при максимальній напрузі на електреті. Це безконтактний метод, саме тому він придатний для визначення резонансних частот деталей будь-яких розмірів.

В ємнісному методі використовується збільшення сигналу ємнісного датчика при резонансі, який виникає в результаті зміни ємності між нерухомим штучним електродом та віброуючим випробовуваним зразком. При цьому в електричному колі потече змінний струм, який також як і в електретному методі буде пропорційний швидкості вібрацій. Величина динамічного сигналу залежить від відстані між електродом та віброуючою деталлю. Вагомим недоліком ємнісного методу є його низька завадозахисність та надійність.

В оптичному методі при вібрації ЕВ змінюється яскравість відбитого світлового потоку, який спроектований на екран, а відповідно поверхнева густина енергії випромінювання. Встановивши замість екрану фотоелектричний помножувач, на який з допомогою діафрагми пропускають лише центральну частину відбитого світлового потоку, можна контролювати зміну його густини енергії по реєструючому приладі на виході помножувача, а при відповідній калібровці пристрою – контролювати амплітуду механічних коливань виробу який випробовують. Момент, в який настає резонанс, визначають по різкому збільшенню амплітуди вихідного сигналу. Перевагою даного методу є не тільки простота проведення вимірювань, але й висока чутливість, яка обмежується смугою пропускання фотоелектричного помножувача та реєструючої апаратури.

Випробування на вібростійкість проводять з метою перевірки здатності виробів протистояти руйнівній дії вібрації і виконувати свої функції та зберігати параметри в межах значень, вказаних в ТУ при вібрації в заданих діапазонах частот та прискорень. Випробування проводять під електричним навантаженням, контролюючи в процесі його параметри ЕВ. Для перевірки вібростійкості вибирають такі параметри випробовуваних виробів, по зміні яких можна судити про вібростійкість. Тривалість випробування в кожному напрямку дії визначається часом перевірки працездатності виробу.

Віброміцність визначає здатність апаратури витримувати без руйнування тривалі вібраційні навантаження. Вона характеризується максимальними амплітудами прискорень, власними частотами апаратури і її окремими елементами, демпфувальними властивостями матеріалу конструкції і тривалістю дії вібраційної техніки.

Випробування ЕВ на вібростійкість та віброміцність здійснюють такими методами:

- методом фіксованих частот;
- методом коливаючої частоти;
- методом випадкової вібрації.

Метод коливаючої частоти в даний час є основним методом випробувань на вібростійкість та віброміцність. Суть методу полягає в зміні частоти вібрації в заданому діапазоні – від мінімальної до максимальної та навпаки (цикл коливань), для того щоб послідовно збуджувати резонанси конструкції ЕВ, які знаходяться в області частот випробування.

Метод випробувань на фіксованих частотах полягає в послідовному впливі гармонічної вібрації певної частоти і амплітуди на випробувальну апаратуру.

При використанні методу широкосмугової випадкової вібрації передбачається постійна щільність енергії кожної гармонічної складової коливального процесу, для чого на виріб впливає білий шум та випробування проводять при певних значеннях середнього квадратичного прискорення. При використанні методу проводиться одночасне збудження всіх резонансів конструкції, що дозволяє виявити їх взаємний вплив.

Випробування на ударну міцність і ударну стійкість виробів електроніки проводяться з метою перевірки здатності виробу протистояти руйнівній дії ударних навантажень і виконувати свої функції під час їх дії.

Діючі на електронну апаратуру прискорення при її випробуваннях на удар містять високочастотні і низькочастотні складові коливань. При цьому в елементах апаратури можуть збуджуватися несталі вібрації на частотах власних коливань її елементів. Інтенсивність удару, власна частота коливань елементів і форма ударного імпульсу впливають на величину перевантажень і їх розподіл по окремих вузлах при ударі. На відміну від вібростендів на ударних стендах не вимірюють параметри ударного імпульсу в процесі удару, тому їх періодично піддають таруванню [4]. Вимірювання параметрів ударних імпульсів, що виникають при випробуваннях, а також при експлуатації виробів, складає одне з найбільш складних завдань віброметрії.

Література

1. Дж. Дамер, К. Брунетти. Расчет и конструирование электронной аппаратуры. Изд. «Энергия», 1964.
2. Глудкин О. П. Методы и устройства испытаний РЭС и ЭВС / Глудкин О. П. Учеб. для вузов. – М.: Высшая школа, 1991. – 336 с.:ил.
3. Матвеев С. Е. Методы системного анализа вибрационной прочности изделий / С. Е. Матвеев, Ю. Н. Кофанов, В. П. Ройзман – М. : Радио и связь, 2002. – 180 с.
4. Карпушин В. Б. Вибрации и удары в радиоаппаратуре / В. Б. Карпушин. – М. : Сов. радио, 1971. – 344 с.

References

1. Dzh. Damer, K. Brunetti. Raschet i konstruirovaniye elektronnoy apparatury. Izd. «Energiya», 1964.
2. Gludkin O. P. Metody i ustroystva ispytaniy RES i EVS / Gludkin O. P. Ucheb. dlya vuzov. – M.: Vishaya shkola, 1991. – 336 s.:il.
3. Matveev S. E. Metody sistemnogo analiza vibratsionnoy prochnosti izdeliy / S. E. Matveev, Yu. N. Kofanov, V. P. Royzman – M. : Radio i svyaz, 2002. – 180 s.
4. Karpushin V. B. Vibratsii i udary v radioapparature / V. B. Karpushin. – M. : Sov. radio, 1971. – 344 s.

ОЦЕНИВАНИЕ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ КАЛИБРОВКЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Аннотация. В статье рассматривается калибровка СИТ с использованием неопределенности результатов калибровки. Приведены оценки калибровочных характеристик СИТ для коррелированных и некоррелированных входных величин. Показано оценивание неопределенности по типу А и типу В. Приведены рекомендации по составлению базы данных для оценивания неопределенности.

Ключевые слова: калибровка, неопределенность.

M.T. KOZACHENKO, Y.V. ZHMURKO

Odessa National Academy of Telecommunications n. a. A.S. Popov,
kaf.mcc@onat.edu.ua

EVALUATION OF MEASUREMENT UNCERTAINTY IN THE CALIBRATION OF MEASURING INSTRUMENTS

Abstract. The article discusses the calibration of measuring instruments with the uncertainty of the calibration results. The estimates of the calibration characteristics of measuring equipment for the correlated and uncorrelated input quantities. Displaying estimation of uncertainty of type A and type B. The recommendations for the compilation of a database for the evaluation of uncertainty.

Keywords: calibration, uncertainty.

Качество выпускаемой продукции, в том числе, и качество услуг связи, в значительной степени зависят от метрологического обеспечения средств измерительной техники (СИТ), к которому относятся такие операции, как испытание, поверка и калибровка СИТ.

Рассмотрим одну из этих операций – калибровку с точки зрения проведения её с использованием понятия неопределенность, предусмотренного в нормативных документах при метрологической аттестации СИТ. В частности, в соответствии с международным стандартом ИСО/МЭК 98-3:2008 *неопределенность* измерений это неполное знание о значении измеренной физической величины (ФВ), и для количественного выражения этой неполноты используют закон распределения вероятностей возможных (обоснованно присвоенных) значений измеренной ФВ. Параметр этого распределения количественно характеризует точность результата измерений. Подход, установленный этим стандартом, распространяется на широкий спектр измерений, включая те, что используют для: ... «калибровки эталонов и приборов, а также проведения испытаний в соответствии с национальной схемой обеспечения единства измерений (для обеспечения прослеживаемости к национальным эталонам)» [1].

В общем случае, *методика калибровки* должна содержать описание следующих этапов оценивания неопределенности: описание измерения и представление его модели; оценивание значений входных величин и их стандартных неопределенностей; анализ корреляций; составление базы данных (бюджета) для оценки неопределенности; расчет оценки выходной величины; расчет стандартной неопределенности выходной величины; расчет расширенной неопределенности; представление результатов измерений (как результатов калибрования).

Описания *этапов* оценивания неопределенности в общем виде должны содержать следующее.

Описание измерения и представление его модели.

Описание измерения является, как правило, аналитическим выражением процесса получения значений искомой, в дальнейшем выходной, ФВ на основе реализации принятого физического принципа измерения и вычисления значения выходной ФВ по значениям физических величин, получаемых непосредственно в процессе измерения, а также из справочных и других априори определенных источников. Эти величины являются входными величинами. К ним относятся как величины, непосредственно входящие в расчет оценки выходной величины и ее неопределенности, так и величины, воздействующие на объект измерения, средства измерений, характер взаимодействия средств измерений с объектом и т.п. [2].

Аналитически связь выходной величины с входными в общем случае выражается уравнением.

$$y = f[(x_1, \dots, x_m); (\theta_1, \dots, \theta_L)]. \quad (1)$$

На этом этапе после выделения всех величин, так или иначе влияющих на результат оценивания выходной величины и ее неопределенности, целесообразен анализ на основе априорных данных, а, при необходимости и наличии соответствующих ресурсов, на основе результатов экспериментальных исследований, относительной значимости влияний изменений входных величин на результат оценивания выходной величины. В уравнении (1) переменные $x_1, \dots, x_m$ являются переменными, существенно влияющими на выходную величину, их значения непосредственно используются в расчете выходной величины - «итогового» результата. Следует называть их *вариабельными* входными величинами.

Величины $\theta_1, \dots, \theta_L$ прямо не входят в расчет выходной величины, их изменения можно свести к несущественным. Регламентация совокупности пределов допускаемых значений этих величин определяет условия выполнения измерений. Это фиксированные входные величины. К ним можно отнести предел

обнаружения, характеристики селективности, в достижимых – случаях температуру окружающей среды и другие.

Оценивание значений стандартных неопределенностей входных величин.

Для каждой, входящей в уравнение модели измерения величины должны быть определены действительные значения и стандартная неопределенность. При этом все входные величины рассматриваются, как непрерывные случайные величины, оценками которых являются оценки их математических ожиданий $M(x_1, \dots, x_n)$, а стандартными неопределенностями $H(x_q)$ входных величин будут стандартные отклонения этих величин. Каждую оценку входной величины и связанную с ней неопределенность получают, исходя из сведений о законе распределения вероятности входной величины. Стандартные неопределенности входных величин оцениваются по типу *A* и по типу *B* в зависимости от характера и объема априорной информации и наличия ресурсов для получения экспериментальных статистических оценок [3].

Оценки переменных входных величин при *n* независимых наблюдений получают в виде среднего арифметического:

$$\bar{x}_q = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_{iq} \quad (2)$$

Стандартные неопределенности типа *A* представляют экспериментальным стандартным отклонением среднего значения:

$$H_A(x_q) = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (x_{iq} - \bar{x}_q)^2}. \quad (3)$$

Стандартная неопределенность типа *B* может быть получена из: данных предварительных измерений; данных, полученных в результате накопленного опыта или общих знаний о поведении и свойствах соответствующих материалов или приборов; спецификации изготовителя прибора или эталонного вещества; данных свидетельств о метрологической аттестации, поверке, калибровке; неопределенности, приписываемой справочным данным.

Имеющуюся информацию о входных величинах необходимо адекватно описать функциями распределения плотности вероятности, чтобы затем оценить физические величины и стандартные отклонения. При этом используются основные распределения в виде их стандартных аппроксимаций: прямоугольное (равномерное); треугольное; трапециoidalное; нормальное (Гаусса).

Анализ корреляций основан на том, что входные величины могут быть взаимозависимы, т.е. коррелированы, и, как правило, рассматриваются попарно.

Мерой корреляции двух случайных входных величин x_i и x_j является ковариация.

Ковариация может устанавливаться равной нулю или пренебрежимо малой, если: обе входные величины являются независимыми друг от друга, например, если они в различных независимых друг от друга экспериментах многократно, но не одновременно наблюдались; одна из входных величин может рассматриваться как константа; в наших знаниях и представлениях просто нет никаких оснований для корреляции между x_i и x_j .

База данных (бюджет) неопределенности служит для обобщения и наглядного представления всей проанализированной априорной и полученной экспериментально информации о входных величинах с целью облегчения непосредственно расчета оценки стандартной неопределенности входной величины. База представляет собой таблицу, в которой должна содержаться, как минимум следующая информация: список всех источников неопределенности, т.е. входных величин с принятыми в модели обозначениями; полученные значения оценок входных величин и связанные с ними стандартные неопределенности; коэффициенты чувствительности, как значения частных производных; вклады неопределенностей каждой входной величины.

Занесенные в таблицу числовые значения должны сопровождаться обозначениями соответствующих величин. В таблицу целесообразно заносить также другие необходимые данные, такие как тип оценивания неопределенности, вид распределения диапазона значений величины, процентный вклад от каждого источника в суммарную неопределенность.

Расчет оценки выходной величины.

Оценка выходной величины *y* получается из уравнения(1) измерения заменой входных величин x_i их оценками.

Стандартная неопределенность выходной величины находится по формулам, выражающим законы распределения неопределенностей:

- для некоррелированных входных величин

$$H_{cal}(y) = \sqrt{\sum_{q=1}^n c_{x_q}^2 H_A^2(x_q)}. \quad (4)$$

- для коррелированных входных величин

$$H_{\Sigma}(y) = \sqrt{\sum_{k=1}^m C_{x_k} H_A^2(x_k) + \sum_{k=1}^m \sum_{q=1}^m C_{x_k} C_{x_q} r(x_k, x_q) H_A(x_k) H_A(x_q)}, \quad (5)$$

где $r(x_k, x_q)$ – коэффициент корреляции,

$C_{x_k} = \frac{\partial y}{\partial x_k}$, $C_{x_q} = \frac{\partial y}{\partial x_q}$ – коэффициент чувствительности СИТ.

Коэффициент корреляции, который является мерой относительной взаимной зависимости двух случайных величин, равной отношению их ковариаций к положительному квадратному корню из произведения их дисперсий:

$$r(x_k, x_q) = \frac{\sum_{i,j=1}^n (x_{ki} - \bar{x}_k) \sum_{j=1}^n (x_{qj} - \bar{x}_q)}{\sqrt{\sum_{i,j=1}^n (x_{ki} - \bar{x}_k)^2 \sum_{j=1}^n (x_{qj} - \bar{x}_q)^2}}$$

где $i, j = 1, 2, \dots, n$; $k, q = 1, 2, \dots, m$.

Расширенная неопределенность выходной величины, т.е. соответствующая результату измерений, находится умножением стандартной неопределенности выходной величины на коэффициент охвата k :

$$H_p(y) = k H_{\Sigma(A,B)}(y). \quad (6)$$

Определение значения коэффициента k является достаточно тонким методологическим вопросом, однако, в большинстве случаев, его можно свести к следствию из центральной предельной теоремы теории вероятности, практически применимой в случаях, когда:

- оценку измеряемой величины получают из оценок значительного числа входных величин, описываемых «хорошими» распределениями, например, нормальным и прямоугольным;
- стандартные неопределенности этих величин дают сопоставимые вклады в суммарную стандартную неопределенность входной величины.

В совокупности этих случаев можно допустить нормальное распределение выходной величины. Для этого случая можно привести примеры соотношения уровня доверия (доверительной вероятности) и коэффициента охвата: коэффициент охвата $k = 1$ для уровня доверия 68,27%; коэффициент охвата 1,645 для уровня доверия 90%; коэффициент охвата 1,960 для уровня доверия 95%; коэффициент охвата 2 для уровня доверия 95,45%; коэффициент охвата 2,576 для уровня доверия 99%; коэффициент охвата 3 для уровня доверия 99,73%.

На практике принимают $k = 2$ для уровня доверия 95% и $k = 3$ для уровня доверия 99%.

Представление результатов измерений (как результатов калибрования) – оформляется в виде протокола калибровки, оформленного в соответствии с требованиями ИСО/МЭК 17025.

Литература

1. Стандарт ИСО/МЭК 98-3:2008 Неопределенность измерения. Часть 3. Руководство по выражению неопределенности измерения.
2. Метрологія, стандартизація, сертифікація та управління якістю в системах зв'язку / Л.В. Коломієць, П.П. Воробієнко, М.Т. Козаченко, М.Б. Налісний, В.Л. Серебрін, Л.О. Козаченко, О.В. Грабовський, Л.О. Лебединська. – Одеса: ТОВ «ВМВ», 2009. – 376 с.
3. Вимірювання в системах зв'язку. Книга II. Спеціальні електрорадіовимірювання: Підручник / Л.В. Коломієць, П.П. Воробієнко, М.Т. Козаченко, О.В. Бондаренко, Л.О. Козаченко, В.Л. Серебрін, О.В. Грабовський, М.Б. Налісний. – Одеса: ТОВ «ВМВ», 2011. – 356 с.

References

1. ISO / IEC Guide 98-3: 2008 Uncertainty of measurement. Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement.
2. Metrology, standardization, certification and quality control in communication systems / L.V. Kolomiets, P.P. Vorobienko, M.T. Kozachenko, M.B. Nalisnyy, V.L. Serebrin, L.A. Kozachenko, O.V. Grabowski, L.A. Lebedynska. – Odessa LLC "VMV", 2009. – 376 p.
3. Measurements in communication systems. Book II. Special elektroradiovymiryuvannya: Textbook / L.V. Kolomiets, P.P. Vorobienko, M.T. Kozachenko, O.V. Bondarenko, L.A. Kozachenko, V.L. Serebrin, O.V. Grabowski, M.B. Nalisnyy. – Odessa LLC "VMV", 2011. – 356 p.

С.В. БАБАК¹, И.В. БОГАЧЕВ²Институт технической теплофизики НАН Украины²
Государственное предприятие «НТЦ новейших технологий» НАН Украины¹
sergii.babak@gmail.com¹, biv_vdoe@ukr.net²

КОНТРОЛЬ ЛОПАТОК ТУРБИН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАЛОАПЕРТУРНЫХ СЕНСОРОВ

Аннотация. Представлен новый способ ультразвукового контроля качества лопаток турбин, который базируется на использовании широкополосных малоапертурных магнитострикционных сенсоров.

Ключевые слова: диаграмма направленности ультразвукового преобразователя, акустический импеданс, коэффициент электромеханической связи

S.BABAK¹, I.BOGACHEV²Institute of Engineering Thermophysics NAS of Ukraine²
The State Enterprise "STC latest technology" NAS of Ukraine¹
sergii.babak@gmail.com¹, biv_vdoe@ukr.net²

CONTROL OF SHOULDER-BLADES OF TURBINES WITH THE USE OF LITTLEAPERTURE SENSORS

Annotation. Presented the new method of quality control of the shoulder-blades of turbines which based on the using of littleaperture sensors.

Keywords: the radiation pattern of the ultrasonic transducer, acoustic impedance, electromechanical coupling coefficient

Турбины известны, как один из самых эффективных преобразователей внутренней энергии топлива в механическую энергию двигателя. Они обладают самыми высокими показателями удельной мощности и имеют множество преимуществ по сравнению с остальными типами двигателей. Кроме этого, турбины по сей день остаются единственным устройством для преобразования кинетической энергии воды или пара в механическую энергию вращения вала генератора и последующей выработки электроэнергии.

В любом из таких устройств ключевой деталью являются лопатки турбин (лопасти), поскольку именно они, взаимодействуя с потоком жидкости, газа или пара, заставляют вращаться вал турбины. Причем происходит это в присутствии сразу нескольких агрессивных факторов. Лопатки подвергаются воздействию высоких температур, центробежных и газодинамических сил, что приводит к появлению моментов растяжения, кручения, изгиба, колебаниям и вибрации. Все это требует множества усилий для повышения стойкости лопаток турбин, сопротивляемости коррозии, всевозможным видам износа и усталости.

Безусловно, в самых жестких условиях работают лопатки турбин газовых турбоагрегатов или газотурбинных двигателей. Основную опасность здесь представляет высокая температура сгорания топлива (более 2000°C), способная быстро разрушить большинство материалов. По этой причине приходится снижать температуру газов до 500-700 °C. Так поступают в большинстве стационарных газовых турбин, поскольку это дает возможность применять относительно недорогие конструкционные стали.

В иных случаях – авиационной, космической, военной технике там, где результат важнее цены, используются специальные жаропрочные сплавы. Также разработаны и совершенствуются охлаждаемые лопатки турбин со специальным каналом для прокачки охлаждающего воздуха. На такое усложнение конструкции идут ради возможности повысить температуру газа, поступающего на лопатки, разумеется, такие конструкции резко увеличивают стоимость турбины.

При диагностике состояния рабочих лопаток газотурбинных двигателей в период эксплуатации применяют различные методы неразрушающего контроля, такие как ультразвуковой, вибрационный, вихретоковый, магнитопорошковый, тепловой, оптический, метод измерения частот собственных колебаний лопаток и др.

Ультразвуковой контроль один из наиболее эффективных и универсальных видов неразрушающего контроля и диагностики ответственных изделий из различных металлических и неметаллических материалов[1]. Методы ультразвукового контроля очень многообразны. Они применяются для решения широкого круга задач во многих отраслях промышленности, а так же 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.

В настоящее время в ультразвуковых системах неразрушающего контроля лопаток турбин для излучения и приема акустических сигналов чаще всего используют пьезоэлектрические наклонные преобразователи с углом ввода ультразвукового луча 63 - 65 град. В этом случае в контролируемую лопатку излучается направленная поверхностная волна. Такие преобразователи имеют высокий коэффициент электромеханической связи, являются высокотехнологичными устройствами, хорошо согласуются с

электронными схемами, т.к. имеют электрический импеданс, составляющий десятки-сотни Ом. Однако, площадь излучения пьезопреобразователей достаточно большая, что приводит к низкой чувствительности метода при обнаружении малых трещин.

В литературе описана измерительная система, использующая малоапертурные УЗ преобразователи. Чувствительным элементом таких преобразователей является пьезоэлемент, соединенный с металлическим волноводом малого диаметра. Чувствительность таких преобразователей лежит в диапазоне 4–6 мВ/мкм. К преимуществам таких измерительных преобразователей следует отнести возможность прямого преобразования амплитуды в электрический сигнал и малую площадь контакта с излучающей поверхностью, что позволяет исследовать распределение колебаний на ней.

Существенным недостатком таких преобразователей является искажение принятого УЗ сигнала в точке соединения волновода, имеющего малое поперечное сечение, с пьезопреобразователем, имеющим значительные геометрические размеры. В этой точке происходит не только передача продольных волн, но и трансформация видов волн, что приводит к существенному искажению пришедшего сигнала.

Известны попытки создания малоапертурных преобразователей с использованием различных акустических концентраторов, однако применение таких преобразователей при приеме ультразвуковых колебаний практически невозможно из-за низкой чувствительности.

Для решения вышеперечисленных задач авторами разработаны ультразвуковые преобразователи (рис. 1), использующие магнитострикционный эффект и имеющие малую площадь излучающей поверхности 0,2 ... 0,8 мм² (диаметр волновода 0,5 ... 1,0 мм), что позволяет создать в контролируемом образце полусферическую (ненаправленную) продольную волну [2].

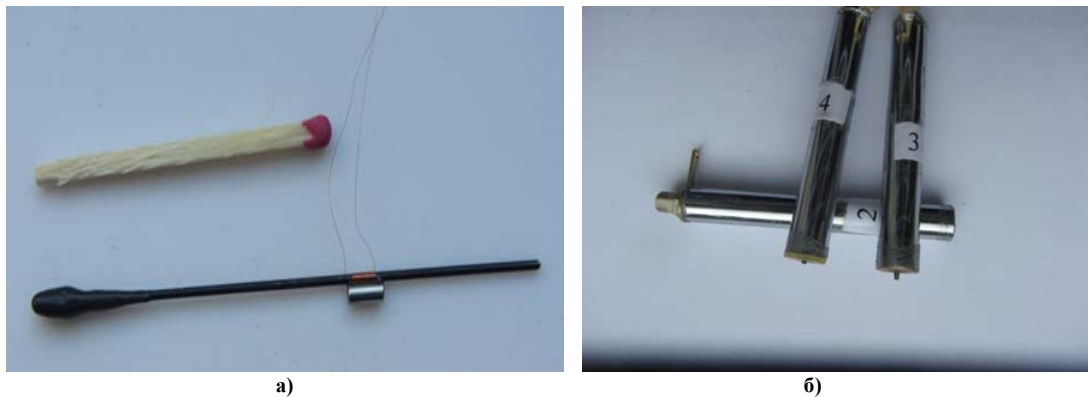


Рис. 1. Малоапертурные магнитострикционные преобразователи
(а – внутренний модуль, б – внешний вид)

Высокая чувствительность преобразователей достигается за счет использования специальных материалов с высоким значением коэффициента магнитострикции, которые подвергаются определенной технологической обработке [3]. Волновод преобразователей имеет акустический импеданс близкий к импедансу контролируемого объекта, что удобно для акустического согласования сенсора и объекта контроля.

Принимающий конец волновода преобразователя может быть зашлифован заподлицо, а может выступать на несколько миллиметров из корпуса. В первом случае для обеспечения акустического контакта необходимо использовать контактную жидкость. Во втором случае можно обойтись без нее.

Экспериментальные и теоретические исследования показали, что наилучшие параметры и характеристики преобразователей достигаются при использовании однослойных маловитковых катушек возбуждения. Для обеспечения высокой мощности излучения возбуждающих преобразователей и повышения чувствительности принимающих преобразователей используются многосекционные катушки, которые позволяют получить эффект акустического суммирования сигналов в волноводе.

Для поглощения дошедшей до второго конца волновода акустической волны используются демпферы каплевидной формы.

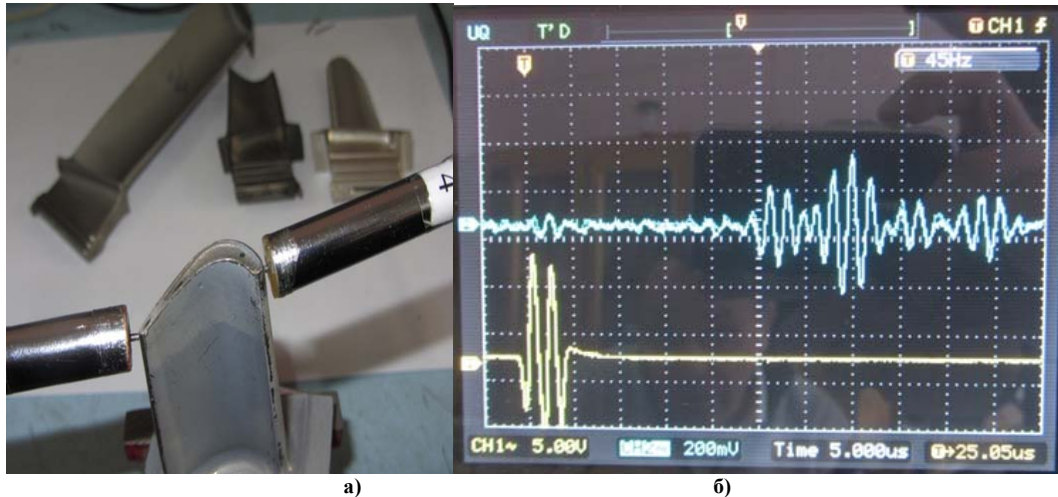
Ниже приведена табл. 1 с основными характеристиками традиционных пьезопреобразователей и разработанных малоапертурных магнитострикционных преобразователей.

На основании анализа данных, приведенных в таблице можно сделать вывод, что магнитострикционные преобразователи имеют площадь излучающей поверхности в несколько десятков раз меньше, чем пьезоэлектрические, что позволяет увеличить разрешающую способность сенсоров и системы контроля в целом в несколько раз.

На рис. 2 представлен процесс контроля лопатки турбины(а) и осциллограммы зондирующего и принятого сигналов (б).

Таблица 1 – Характеристики ультразвуковых сенсоров

	Пьезоэлектрические преобразователи	Магнитострикционные преобразователи
Виды волн	продольные поперечные поверхностные	продольные поперечные поверхностные
Мин. площадь УЗП, мм ²	2-4	0,07-0,2
Продольная разрешающая способность, мм	0,5-1,0	0,02-0,05
Поперечная разрешающая способность, мм	2,0-3,0	0,3-0,5
Частотный диапазон УЗ волн, МГц	0,5-10,0	0,5-10,0
Технология изготовления УЗП	требует сложных технологических процессов	достаточно лабораторных условий



**Рис. 2. Контроль лопаток турбин с применением малоапертурных магнитострикционных преобразователей
(а – контролируемая лопатка турбины с преобразователями,
б – осциллограммы зондирующего и принятого импульсов)**

Для обнаружения дефектов в нашем случае целесообразно использовать подповерхностные волны, которые первыми приходят на принимающий сенсор. Из осциллограмм видно, что принятый сигнал имеет достаточную для дальнейшего анализа величину. В настоящее время ведутся работы по разработке и утверждению методик для контроля лопаток турбин.

Возможно расположение в одном корпусе излучающего и принимающего (или нескольких принимающих) преобразователей. Такой моноблок может использоваться только для контроля определенного вида лопаток.

Литература

1. Неразрушающий контроль и диагностика: Справочник / В. В. Клюев, Ф. Р. Соснин, А. В. Ковалев и др.; Под ред. В. В. Клюева. – М.: Машиностроение, 2003. – 656 с.
2. Пат. 104567 України. Ультразвуковий малоапертурний магнітострикційний перетворювач / В. П. Бабак, І. В. Богачев; заявник і власник патенту ІТТФ НАНУ. – а201306020; заявл. 15.05.13; опубл. 10.02.14, Бюл. №3.
3. Інформаційне забезпечення моніторингу об'єктів теплоенергетики: Монографія / В.П. Бабак, С.В. Бабак, В.С. Берегун та ін.; за ред. чл.-кор. НАН України В.П. Бабака / - К., 2015. – 512 с.

**МОДЕЛИРОВАНИЕ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ АВТОРЕГРЕССИИ**

Аннотация: В докладе представлены выражения, позволяющие осуществлять моделирование стационарных случайных процессов с заданной формой спектральной плотности при помощи модели авторегрессии.

Ключевые слова: модель авторегрессии, корреляция, акустическое зондирование, оценка, спектр.

V.M. KARTASHOV, R.S. SHPONIYAK, E.H. TOLSTYKH

Kharkov National University of Radio Electronics
reqbel@gmail.com**SIMULATION OF RANDOM PROCESSES USING AUTOREGRESSIVE MODEL**

Abstract: The report presents the calculation to perform simulations of stationary random processes with a given spectral density using the autoregressive model.

Keywords: autoregressive model, correlation, acoustic sounding, evaluation, spectrum.

Модель авторегрессии (АР) обладает рядом преимуществ по сравнению с другими математическими моделями, что обуславливает ее широкое применение для решения целого ряда прикладных задач. К основным достоинствам данной модели следует отнести ее конструктивность, что даёт возможность просто синтезировать схемы и алгоритмы, позволяющие генерировать случайные процессы с заданными свойствами [1].

Модель АР основана на существовании корреляционной зависимости отсчета случайного сигнала в текущий момент времени с некоторым конечным или бесконечным числом отсчетов в предшествующие моменты времени. Корреляция выражается в наличии влияния текущего отсчета случайного процесса на предыдущие. Такой вид зависимости называется авторегрессией. Уравнение авторегрессии может быть записано в следующем виде

$$X_t = \sum_{j=1}^P \Phi_j X_{t-j} + a_t,$$

где Φ_j – коэффициенты АР, a_t – некоррелированные случайные отсчеты типа белого шума, P – порядок АР модели.

Процесс АР можно рассматривать как выход X_t фильтра, на вход которого подаются некоррелированные отсчеты a_t . Используя теорию z-преобразований можно записать

$$X_t(Z) = H(Z)a_t(Z),$$

где $H(Z)$ – передаточная функция фильтра.

Для проведения метрологической аттестации и проверки работоспособности сложных измерительных систем с цифровой обработкой информации необходимо получать тестовые случайные процессы с известными параметрами. В системах акустического зондирования атмосферы основным информационным параметром является доплеровская частота отраженного сигнала. Поэтому тестовый случайный процесс должен характеризоваться заданными параметрами энергетического спектра – центральной частотой ω_h и шириной полосы $\Delta\omega$ по уровню половинной мощности. В ряде случаев для проверки эффективности работы систем под воздействием помех со сложной формой энергетического спектра или же помех от нескольких источников необходимо иметь многомодовые информационные сигналы.

Выражение, применяемое при параметрическом спектральном оценивании, имеет вид

$$S(f) = \frac{\rho_a^2}{\left| 1 - \sum_{i=1}^P \Phi_i \exp(-ji2\pi fT) \right|^2} \quad (1)$$

где ρ_a^2 – дисперсия некоррелированного шума, T – интервал квантования.

В качестве параметров, характеризующих спектральную оценку случайного процесса, выступают коэффициенты АР и порядок модели. При использовании ограниченной выборки отсчетов процесса, АР спектральное оценивание имеет ряд преимуществ перед классическими методами спектрального

оценивания.

Получены отношения, связывающие коэффициенты АР с параметрами одномодового энергетического спектра $\Delta\omega$ и ω_h

$$\Phi_1 = 2e^{-\frac{\Delta\omega T}{2}} \cos\omega_h T,$$

$$\Phi_2 = -e^{-\Delta\omega T}.$$

Получены также выражения, определяющие связь коэффициентов АР 4-го порядка и параметров двумодового спектра

$$\begin{aligned}\Phi_1 &= 2e^{-\frac{\Delta\omega_1 T}{2}} \cos\omega_{h1} T + 2e^{-\frac{\Delta\omega_2 T}{2}} \cos\omega_{h2} T, \\ \Phi_2 &= -\left[e^{-\Delta\omega_1 T} + e^{-\Delta\omega_2 T} + 4e^{-\frac{T}{2}(\Delta\omega_1 + \Delta\omega_2)} \cos\omega_{h1} T \cos\omega_{h2} T \right], \\ \Phi_3 &= 2e^{-\frac{T}{2}(\Delta\omega_1 + 2\Delta\omega_2)} \cos\omega_{h1} T + e^{-\frac{T}{2}(2\Delta\omega_1 + \Delta\omega_2)} \cos\omega_{h2} T, \\ \Phi_4 &= e^{-T(\Delta\omega_1 + \Delta\omega_2)}.\end{aligned}$$

Используя полученные математические соотношения и задаваясь центральными частотами и шириной полосы спектральных мод, можно осуществлять моделирование на практике случайных процессов, имеющих требуемую форму спектральной плотности.

При моделировании вначале необходимо задаться центральной частотой спектра ω_h и шириной его полосы по уровню половинной мощности $\Delta\omega$, затем найти коэффициенты авторегрессии, а далее осуществить генерацию случайного процесса с заданными параметрами спектра.

Задаваясь параметрами спектра случайного процесса $\omega_h = 50$ рад/с, $\Delta\omega = 10$ рад/с, получим следующие значения коэффициентов АР: $\Phi_1 = -1,98$ и $\Phi_2 = -0,99$

Принимая значения рассчитанных коэффициентов, с использованием выражения для спектральной плотности мощности СП, осуществим моделирование спектра искомого случайного процесса. Результаты моделирования спектра с заданными характеристиками представлены на рисунке 1.

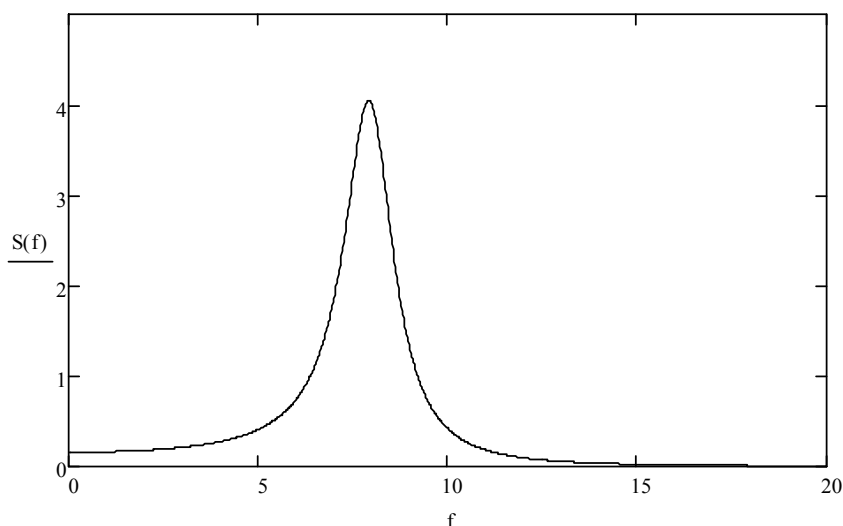


Рисунок 1 – Энергетический спектр случайного процесса, полученный методом моделирования, с параметрами:
 $\omega_h = 50$ рад/с $\Delta\omega = 10$ рад/с

Литература

1. Математическое моделирование систем связи: учебное пособие / К. К. Васильев, М. Н. Служивый. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 170 с.
2. Радіотехнічні системи Карташов В.М., Ситнік О.В. Навч. Посібник. Х.: Сміт, 2009. -448 с.

ПЕРСПЕКТИВИ ВПРОВАДЖЕННЯ ШКІЛЬНОГО ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМУ З ФІЗИКИ (ЕЛЕКТРИКА І МАГНЕТИЗМ)

Представлено методологію та практичну розробку лабораторного практикуму з курсу фізика (електрика та магнетизм) для загальноосвітніх шкіл України, приведено переваги та ефективність, у порівнянні із існуючими. Вперше пропонується комплексний підхід до вирішення проблем із практичною підготовкою з фізики у середніх школах України, шляхом впровадження лабораторного практикуму який органічно поєднує в собі сучасні електронні компоненти, макетну плату, вимірювальні прилади (мультиметри), а також має електронний стимулятор, для моделювання лабораторних завдань. За своїми можливостями, лабораторний комплекс не поступається (в рамках вимог середньої школи) сучасним зарубіжним початковим комплексам провідних фірм, наприклад - NI ELVISTM II. Вартість комплексу при стандартному наборі не буде перевищувати 100доларів США.

Ключові слова: лабораторний практикум, лабораторний комплекс, електронний симулятор, шкільна програма з фізики.

I.V. TROTSYSHYN, M.I. TROTSYSHYN
 ONAT. A.S. Popov vottp.tiv@gmail.com
 N.I.YEVTVSHENKO, L.P. LEONOVA
 NVK 49 m. Odesa

FUTURE IMPLEMENTATION OF SCHOOL LABORATORY WORK ON PHYSICS (ELECTRICITY AND MAGNETISM)

Abstract. Presented methodology and practical development of laboratory work on the course Physics (Electricity and Magnetism) for schools Ukraine, given the benefits and efficiency compared with existing ones. For the first time offer a comprehensive approach to solving problems with practical training in physics in secondary schools in Ukraine, by implementing practical laboratory that combines the art electronics, breadboard, measuring instruments (multimeters) and an electronic stimulator for simulation laboratory tasks. In terms of features, laboratory complex is not inferior (within the requirements of high school) date foreign Initial complexes leading companies such as - NI ELVISTM II. The cost of the complex with a standard set will not exceed 100 US

Keywords: laboratory practice, laboratory complex, electronic simulator, physics curriculum.

Вступ. Актуальність роботи

На даний час в Україні відсутні вітчизняні аналоги сучасних лабораторних комплексів з електродинаміки та магнетизму для загальноосвітніх закладів, а існуючі зарубіжні комплекси коштують дорого. Вирішення проблеми з одного боку технічної, з іншої – матеріальної, потребує сучасного лабораторного комплексу за доступну вартість. Створений навчальний лабораторний комплекс з курсу «Фізика» (електрика і магнетизм) для загальноосвітніх навчальних закладів відповідає сучасним потребам.

З 2015-2016 навчального року починається вивчення фізики за новим державним освітнім стандартом. У зв'язку із реформуванням середньої освіти та введення нового Державного освітнього стандарту база для виконання практичної частини курсу прикладних дисциплін, таких, як фізика, потребує оновлення.

Методологія та принципи реалізації.

Основними керуючими документами у вказаній розробці виступають приведені на сайті МОН України «КОНЦЕПЦІЯ РОЗВИТКУ ОСВІТИ УКРАЇНИ НА ПЕРІОД 2015–2025 РОКІВ» та «Програма з курсу Фізика» [1,2]. Вихідними також являлись сучасний стан рівня підготовки випускників з природничих наук (Фізика), та досвід їх адаптації до сучасних вимог для підготовки у ВНЗ за напрямком підготовки «Радіотехніка, зв'язок та телекомунікації». Але найкращими є дані що наведено у вказаних документах, які вказують на мету та засоби для досягнення цілей з практичної підготовки учнів середньої школи і покращення їх рівня підготовки до вимог вступу до ВНЗ на технічні спеціальності, де профільним предметом є саме Фізика.

КОНЦЕПЦІЯ РОЗВИТКУ ОСВІТИ УКРАЇНИ НА ПЕРІОД 2015–2025 РОКІВ [1]

Кількість загальноосвітніх навчальних закладів у 1991–2013 роках скоротилася з 21,8 тис. до 19,3 тис., кількість учнів у них - з 7,132 млн. до 4,204 млн. Так само за цей період зменшилася кількість учителів — з 537 тис. до 508 тис.

У сфері професійно-технічної освіти: з 1991-го до 2013 року кількість закладів скоротилася з 1251 до 968, а кількість учнів — з 648,4 тис. до 391,2 тис. За той самий період кількість вишів III—IV рівнів акредитації зросла від 149 до 325, а кількість студентів, які здобувають вищу освіту у ВНЗ I–IV рівнів акредитації, — з 1,6154 млн. до 2,0527 млн. Протягом усього періоду існування незалежної України в освітньому секторі країни накопичувалися численні проблеми системного характеру [1-5]:

Головна мета навчання фізики в середній школі полягає в розвитку особистості учнів засобами фізики як навчального предмета, зокрема завдяки формуванню в них предметної компетентності на основі фізичних знань, наукового світогляду й відповідного стилю мислення, розвитку експериментальних умінь і

дослідницьких навичок, творчих здібностей і схильності до креативного мислення. Засвоєння учнями системи фізичних знань та здатність застосовувати їх у процесі пізнання і в практичній діяльності є одним із головних завдань навчання фізики в середній школі. Фізика ґрунтується на експерименті. Завдяки навчальному фізичному експерименту учні оволодівають досвідом практичної діяльності людства в галузі здобуття фактів та попереднього їх узагальнення на рівні емпіричних уявлень, понять і законів. За таких умов експеримент виконує функцію методу навчального пізнання, завдяки якому у свідомості учня утворюються нові зв'язки й відношення, формується особистісне знання, що надає конструктор [4,5].

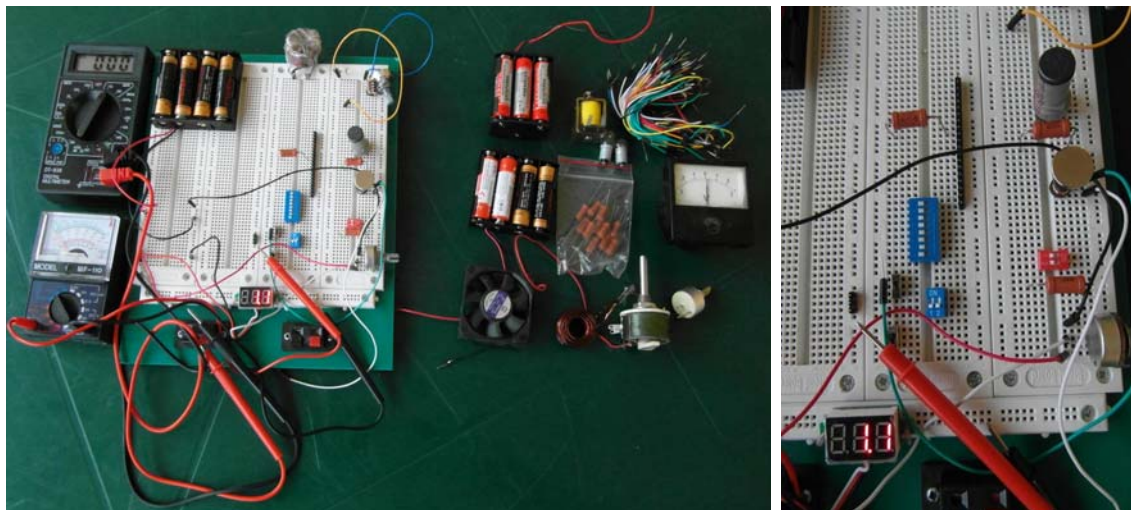


Рис.1. Загальний вигляд та складові Комплекту навчально-лабораторного обладнання з фізики (електрика і магнетизм)

Широкі можливості при виконанні лабораторного експерименту з фізики має використання комп'ютерної техніки на різних етапах цієї роботи. Використання комп'ютера дозволяє графічно подати будь-яку математичну функцію (залежність між певними фізичними величинами), моделювати фізичні процеси, складні фізичні та технологічні установки, розглядати фізичні процеси в динаміці. Застосування аналого-цифрових перетворювачів дає можливість використовувати комп'ютер під час виконання лабораторних робіт для вимірювання фізичних величин та графічної інтерпретації протікання фізичних процесів.

Поряд із тим, використовуючи комп'ютер у лабораторному експерименті, слід пам'ятати, що моделювання фізичних процесів на комп'ютері мало сприяє формуванню в школярів експериментаторських умінь та навичок. Адже комп'ютер лише моделює фізичний експеримент, а модель ніколи не може подати вичерпні відомості про явище. Тому використання комп'ютера в лабораторному експерименті повинне доповнювати, але не підміняти його. Учні повинні вміти працювати з реальними фізичними приладами, збирати експериментальні установки, користуватись вимірювальними приладами. Моделювання ж різноманітних ситуацій, наприклад під час роботи "конструкторами електричних кіл" та іншими аналогічними комп'ютерними програмами, дозволить швидше пізнати закономірності тих чи інших процесів і явищ.

Склад навчально-лабораторного комплексу:

- Комплектація навчально-лабораторного обладнання "Електрика та магнетизм" з курсу ФІЗИКА.
- Макетна безпечна плата
- Комплект вимірювальних приладів (Амперметр, вольтметр, мультиметр).
- Комплект резисторів
- Комплект конденсаторів.
- Комплект котушок індуктивності (електромагніт).
- Комплект елементів живлення
- Комплект сполучних проводів.
- Магазин опорів.
- Керівництво по експлуатації.
- Методичні рекомендації з проведення лабораторних робіт.

Обовязковий перелік лабораторних робіт з Фізики (програма)

- № 4. Вимірювання сили струму та електричної напруги.
- № 5. Вимірювання опору провідника за допомогою амперметра й вольтметра.
- № 6. Дослідження електричного кола з послідовним з'єднанням провідників.
- № 7. Дослідження електричного кола з паралельним з'єднанням провідників

Приблизний мінімальний перелік додаткових лабораторних робіт

Повірка вольтметра з магнітоелектричною системою, Повірка амперметра з електромагнітною системою
Вивчення цифрового мультиметра, Вимірювання постійного струму і напруги
Вимірювання змінного струму і напруги, Розширення меж вимірювання вольтметра і амперметра за

допомогою шунта і додаткового опору, Вимірювання опору непрямим методом
Вимірювання опору мостом постійного струму, Вимірювання опору мультиметром
Вивчення принципів ЦАП і АЦП, Вивчення ЦАП на основі матриці R-2R

Електронні стимулятори [3-5].

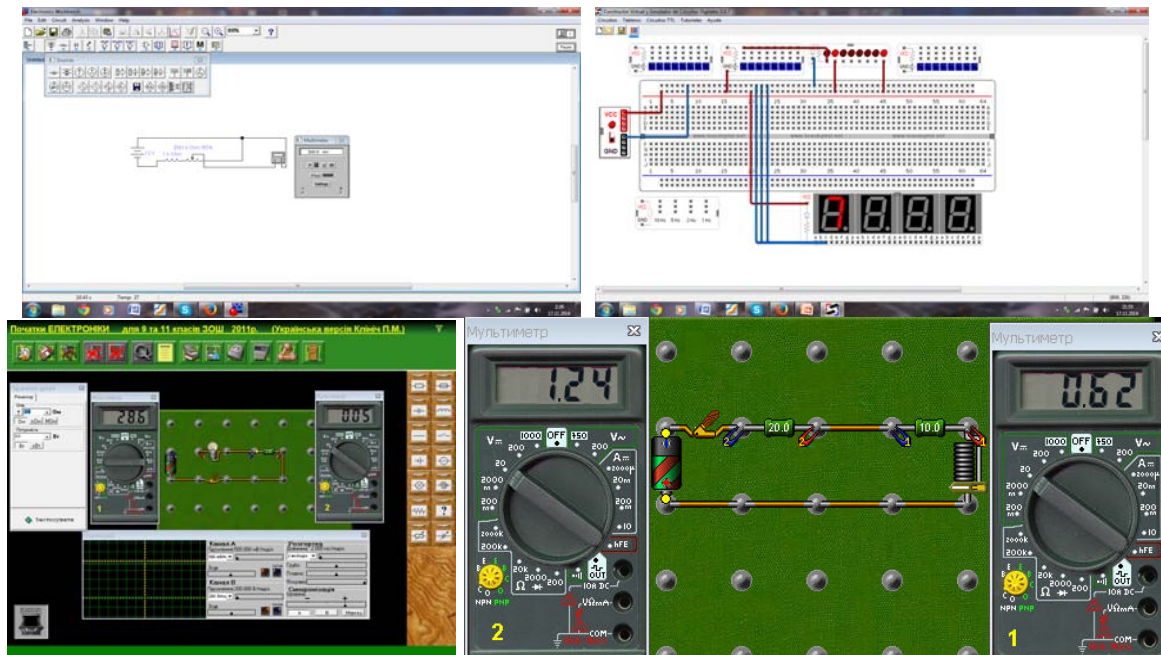


Рис. 7. Електронні стимулятори для лабораторного комплексу

Висновки

Продукт призначений в допомогу учням (і викладачам) середніх, а також середніх спеціальних навчальних закладів для вивчення розділів курсу фізики "Електрика і магнетизм". Він природним чином доповнює класичну схему навчання, що складається з засвоєння теоретичного матеріалу та спрямований на вироблення практичних навичок експериментування у фізичній лабораторії.

Конструктор можна також використовувати в рамках його можливостей і для інших задач у самостійній творчій роботі учнів. Програмний продукт являє собою електронний конструктор, що дозволяє імітувати на екрані монітора процеси збірки електричних схем, досліджувати особливості їх роботи, проводити вимірювання електричних величин так, як це робиться в реальному фізичному експерименті. Однією з головних особливостей комплексу є максимально можлива імітація реального фізичного процесу.

За своїми можливостями, лабораторний комплекс не поступається (в рамках вимог середньої школи) сучасним зарубіжним початковим комплексам провідних фірм, наприклад - NI ELVISTM II. Вартість комплексу при стандартному наборі не буде перевищувати 100доларів США.

Література

1. Концепція розвитку освіти України на період 2015–2025 років, <http://www.mon.gov.ua>.
2. <http://www.ni.com>
3. <http://www.sotvorimvmeste.ru>
4. Троцишин І.В. Новітні підходи у сучасних методах та засобах організації навчального процесу та наукових досліджень в галузі радіоелектроніки / І. В.Троцишин, М. І.Троцишин // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.- 2014.- №2.- С.215-228.
5. Троцишин І.В. Сучасна методологія та технічні засоби виконання лабораторного практикуму з фізики (електрика і магнетизм)/ І.В. Троцишин // Матеріали конференції, 69-ма науково-технічна конференція професорсько викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів, Одеса, 4-6 грудня 2014р. - 60-70 С.

References

1. Konzeptsia rozvyvku osvity Ukrainy na period 2015-2015 rokiv/ <http://www.mon.gov.ua>.
2. <http://www.ni.com>.
3. <http://www.sotvorimvmeste.ru>.
4. I.V Trotsyshyn , M.I. Trotsyshyn Novitni pidkhody u suthasnykh metodakh ta zasobakhnavthalnogo prozesu ta naukovykh doslidszen v galuzi radioelektroniky. Vymiruvalna ta obthysluvalna tekhnika v tekhnologithnykh procesakh.- 2014.- №2.- P.215-228.
5. I.V.Trotsyshyn. Suthasna metodologia ta tekhnithni zasoby vykonannia laboratornogo praktykumu z fizyky (elektryka I magnetyzm). Materialy konferencii , 69-a - naukovo-tehnithna konferencia profesorskogo vykladazkogo skladu, naukovziv ta studentiv, Odessa, 4-6 December 2012. S. 60-70.

С.Л. ГОРЯЩЕНКО, Є.О. ГОЛІНКА

Хмельницький національний університет
GSL7@ukr.netМОДЕЛЮВАННЯ РУХУ ПОТОКУ РІДИНИ
ПРИ РОЗПИЛЕННІ ЇЇ НА ПОВЕРХНЮ

Анотація: Представлено моделювання процесів розпилення невеликим соплом при різних початкових умовах. Отримано значення оптимальних швидкостей потоку.

Ключові слова: модель, потік.

S.L. HORIASHCHENKO, E.O. GOLINKA

Khmelniysky National University
GSL7@ukr.net

SIMULATION OF FLUID FLOW WHEN SPRAYING IT ONTO THE SURFACE

Abstract: Presented by modeling processes spray a small nozzle at different initial conditions. The value of optimal flow rates

Keywords: model, fluid flow

При формуванні розпилення полімерів виникають певні питання пов'язані з формуванням в рідкій фазі додаткових внутрішніх пружних напружень на стадії утворення розтягнення багато молекулярних частин при швидкоплинному процесі. В інтенсивному русі полімерні частини переорієнтовуються відповідно до руху потоку і їх гідродинамічна дія веде до утворення опору загальної течії. Існує проста модель, що описує деформацію макромолекул в інтенсивному потоці з розвитком пружних напружень в рідині:

$$\frac{DA}{Dt} = A \nabla v + \nabla v^T A - \frac{1}{\theta} (A - I) \quad \sigma = -pI + 2\mu E + G(A - I) \quad (1)$$

де σ – тензор напружень, p – тиск, G – модуль пружності, A – тензор пружних деформацій, I – одиничний тензор, t – час, θ – час релаксації, ∇v – градієнт швидкості.

Використаємо ПП SolidWorks для створення моделі розпилювача та CosmosWork для дослідження процесів руху потоків і залежності від тиску, температури та початкової швидкості (рис.1-2).

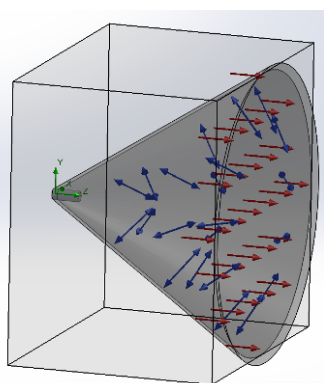


Рис.1 – Умови та зона нанесення

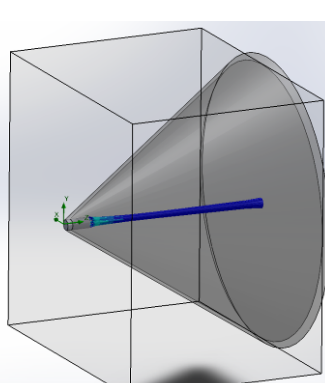


Рис. 2 – Моделювання руху потоків рідини при різних умовах

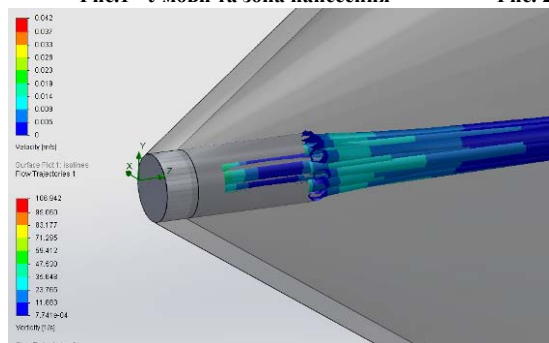
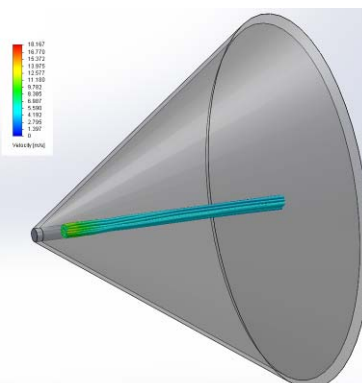
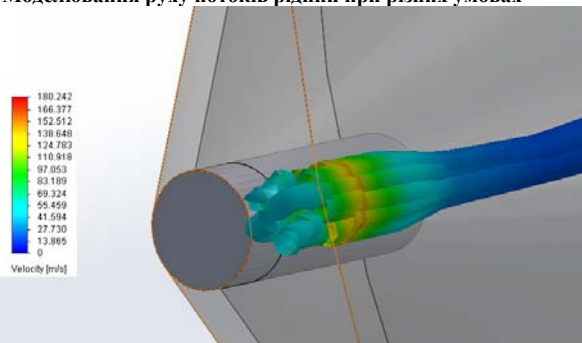


Рис.3 – Моделювання руху потоків рідини в соплі розпилювача при різних умовах



Таким чином було змодельовані процеси, що протікають в розпилювачі. Ефективна швидкість руху рідини на виході в межах 7,5-8,2 м/с, при якій тиск всередині системи є оптимальним.

ОБРОБКА СИГНАЛУ ДОПЛЕРІВСЬКОГО УЛЬТРАЗВУКОВОГО ВИТРАТОМІРА

Анотація. Розглянуто застосування ультразвукового методу на основі ефекту Доплера для вимірювання витрати рідких і газоподібних середовищ. Описано обробку сигналу методом Хартлі.

Ключові слова: енергозбереження, рідкі і газоподібні середовища, доплерівський витратомір, спектр, дискретне перетворення Фур'є, дискретне перетворення Хартлі.

Y.Y. BILYNSKY, M.O. STASIUK
Vinnytsia National Technical University
marina28.2@mail.ru

DOPPLER ULTRASONIC FLOW METER SIGNAL PROCESSING

Abstract. The application of ultrasonic method based on the Doppler's effect for the flow measurement of liquids and gases is reviewed. Signal processing based on the Hartley's method is described.

Keywords: energy saving, liquids and gases, Doppler's flow meter, spectrum, discrete Fourier transform, discrete Hartley transformation.

Енергозбереження, енергоефективність, оптимальне використання виробничих потужностей і природних ресурсів стали ключовими напрямками розвитку сучасного промислового підприємства. Максимально точне визначення витрати рідких і газоподібних середовищ є одним із головних методів підвищення енергоефективності.

Завдяки своїй надійності, зручній діагностиці роботи, відсутності рухомих частин і частин, які виступають в потік, найперспективнішими витратомірами є ультразвукові. Найбільшого поширення набули часово-імпульсні і доплерівські витратоміри.

Принцип дії доплерівського витратоміра полягає у визначенні різниці частот (доплерівського зсуву) при взаємодії із частинкою падаючої і відбитої хвилі:

$$\Delta f = \frac{2 \cdot v_q \cdot f_1 \cdot \cos \alpha}{c}, \quad (1)$$

де Δf – різниця частоти падаючої і відбитої ультразвукової хвилі, v_q – швидкість частинки в потоці, f_1 – частота падаючої хвилі, $\cos \alpha$ – кут, під яким опромінюється частинка в потоці, c – швидкість звуку в середовищі.

В реальних умовах вимірювання у формуванні сигналу об'ємного розсіювання бере участь велика сукупність розсіювачів, які випадково розташовані у просторі і мають різні вектори швидкості. Тому перспективним є вимірювання доплерівського спектру. Ширина спектру залежить від діаграми спрямованості, яка формується випромінювачем і приймачем ультразвуку, тобто чим вона ширша, тим ширшим є спектр сигналу [1].

Для практичного застосування необхідно в якості Δf використовувати центр ваги розподілу енергетичного спектру відбитого сигналу.

Згортка і перетворення Фур'є є одними з найбільш важливих операцій при обробці сигналу доплерівського ультразвукового витратоміра. Однак дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) вимагає достатньо багато часу і складної програмної реалізації. Тому актуальним є використання дискретного перетворення Хартлі (ДПХ), де знаходяться значення дійсного вектора a з певними координатами [2].

ДПХ представляє собою різницю дійсної (парної) і уявної (непарної) частин перетворення Фур'є. ДПХ можна записати у вигляді:

$$h_k = \sum_{j=0}^{N-1} a_j \left(\cos \frac{2\pi kj}{N} + \sin \frac{2\pi kj}{N} \right), \quad k = 0, 1, \dots, N-1; \quad (2)$$

Зворотне перетворення Хартлі відрізняється від прямого лише наявністю множника $\frac{1}{N}$:

$$h_k = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} a_j \left(\cos \frac{2\pi kj}{N} + \sin \frac{2\pi kj}{N} \right); \quad (3)$$

Таким чином особливістю ДПХ є можливість застосування однієї і тієї ж функції як для прямого, так і для зворотного перетворення, при чому між ДПХ і ДПФ існує однозначний зв'язок, який визначається виразом:

$$\begin{aligned}\operatorname{Re}_{y_k} &= \frac{1}{2}(h_k + h_{N-k}); \\ \operatorname{Im}_{y_k} &= \frac{1}{2}(h_k - h_{N-k});\end{aligned}\quad (4)$$

ДПХ розділяє масив $x(n)$ довжиною N на два масиви довжиною $N/2 - x_1(n)$ і $x_2(n)$. Результуючий масив $X_h(k)$ визначається за виразом:

$$X_n(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n) \cos((2\pi/N)2nk) + \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1) \cos((2\pi/N)(2n+1)k). \quad (5)$$

Подібно до ДПФ другий доданок у рівнянні (5) не є ДПХ, оскільки часова послідовність $x_2(n)$ зсунута вліво. Послідовність $x_2(n)$ повинна бути зміщеною вліво на одиницю згідно виразу:

$$x_h(k+c) = x_h \cos(c) + x_h(-k) \sin(c), \quad (6)$$

де c – деяка константа. Після зміщення $x_2(n)$ за виразом (6), вираз (5) набуває вигляду:

$$X_h(k) = X_{h1}(k) + \cos((2\pi/N)k)X_{h2}(k) + \sin((2\pi/N)k)X_{h2}(-k), \quad (7)$$

де $X_{h1}(k)$ – це перетворення Хартлі від $x_1(n)$, а X_{h2} – відповідно від $x_2(n)$. Із використанням правила зсуву два $N/2$ -точкових перетворення Хартлі можуть бути об'єднані в одне.

Правила обчислення значень $X_h(k)$ при $k \leq N/2$ ті самі, що і для перетворення Фур'є. Використання періодичних властивостей дозволяє обчислювати значення $X_h(k)$ для всього діапазону N за допомогою виразу, який є базовим для побудови перетворення ДПХ [2]:

$$X_h(k) = \begin{cases} X_{h1}(k) + \cos((2\pi/N)k)X_{h2}(k) + \sin((2\pi/N)k)X_{h2}(-k), & \text{при } \left(0 \leq k \leq \frac{N}{2} - 1\right), \\ X_{h1}(k - N/2) - \cos((2\pi/N)k - N/2)X_{h2}(k - N/2) - \\ \sin((2\pi/N)k - N/2)X_{h2}(-k + N/2), & \text{при } \left(\frac{N}{2} \leq k \leq N - 1\right). \end{cases} \quad (8)$$

Таким чином, метод Хартлі значно спрощує обробку сигналу, оскільки для обчислень достатньо використовувати значення спектру.

Література

1. Fundamentals of ultrasonic flow measurement for industrial applications [Електронний ресурс] // KROHNE. – 2001. – Режим доступу до ресурсу: http://www.investigacion.frc.utn.edu.ar/sensores/Caudal/HB_ULTRASONIC_e_144.pdf.
2. Сергеев В. В. Преобразование Хартли в задачах цифровой обработки двумерных сигналов / В. В. Сергеев, А. В. Усачев. // Компьютерная оптика. – 1992. – №10. – С. 168–177.

References

1. Fundamentals of ultrasonic flow measurement for industrial applications. KROHNE. Retrieved from http://www.investigacion.frc.utn.edu.ar/sensores/Caudal/HB_ULTRASONIC_e_144.pdf.
2. Serheev, V. V., & Usachev, A. V. (1992). Preobrazovanye Kharltly v zadachakh tsyfrovoy obrabotky dvumernykh syhnalov [Hartley Transform in two-dimensional digital signal processing tasks]. *Komp'yuternaia optika – Computer Optics*, 10, 168–177 [in Russian].

**ЧУТЛИВІСТЬ ЗОРУ ЛЮДИНИ ДО НИЗЬКОЧАСТОТНИХ
ІМПУЛЬСІВ ВИДИМОГО СВІТЛА**

V.V. BRAYILOVSKYY, M.M. IVANCHUK, I.V. PYSLAR, M.H. ROZHDESTVENSKA

Chernivtsi National University
brailovsky@ukr.net**SENSITIVITY TO VIEW THE HUMAN LOW PULSES VISIBLE LIGHT**

Проблема сприйняття людиною світлових імпульсів видимого діапазону вивчається тривалий час і становить інтерес для різних сфер науки, техніки, мистецтва. Чергового поштовху ці дослідження набули з появою так званих Li-Fi систем, призначених для передавання потоків інформації за допомогою видимого світла. Можливості сучасної елементної бази (програмовані генератори, потужні світлодіоди тощо) дозволяють виявляти і реалізовувати інші прикладні застосування таких систем передавання даних, у зв'язку з чим постають питання уточнення загальновідомих закономірностей щодо чутливості зору людини [1].

У попередньо проведених експериментах [2] було досліджено сприйняття світлових імпульсів у прямому та периферичному полі зору людини в області частот вище 10 Гц при різних рівнях фоновго освітлення. Отримані результати свідчать про можливість забезпечення прихованої (непомітної для спостерігача) роботи систем передачі інформації на променях видимого діапазону. Однак ситуація в області частот нижче 10 Гц залишилась нез'ясованою.

Для розв'язання поставленої задачі був проведений експеримент за методикою, аналогічною до описаної в [2], в новому діапазоні частот слідування імпульсів - нижче 10 Гц. Структурна схема експериментальної установки зображена на рис.1. Для генерування сигналів було використано генератор імпульсних сигналів на мікроконтролері PIC18F2550. Мікроконтролер генерує імпульси з перемінними параметрами: тривалість T_1 (від $8 \cdot 10^{-9}$ с до 1 с); період слідування імпульсів T_2 (від $9 \cdot 10^{-9}$ с до 3 с). Оскільки генеровані мікроконтролером імпульси змінювалися підсилювачем на протифазні, то фактичні величини тривалості та частоти слідування імпульсів необхідно було розраховувати за заданими величинами T_1 , T_2 , що було основним недоліком при проведенні експерименту. Для його усунення була написана і застосована програма для обчислення параметрів T_1 , T_2 , які необхідно ввести в мікроконтролер для отримання на виході підсилювача імпульсів із заданими параметрами. Як основний елемент підсилювача потужності використано транзистор KT826Б. Необхідність наявності підсилювача потужності зумовлена тим, що рівень вихідного сигналу з генератора становив 5 В, а порогова напруга, вище якої починає випромінювати світло світлодіодна матриця — 6 В. Попередній підсилювач реалізований на транзисторі KT315.

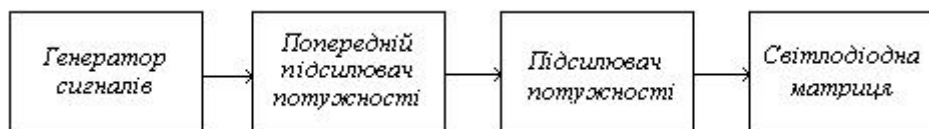


Рис.1 Структурна схема експериментальної установки

Під час проведення досліджень було враховане припущення авторів [3] щодо реакції зору людини саме на паузи між імпульсами світла. Навіть при досить високих частотах світлових імпульсів (100 Гц) спостерігач бачить мерехтіння (переривчастий характер світлового потоку), якщо тривалість паузи між імпульсами перевищує інтервал інерційності його зору. Враховуючи складну залежність сприйняття людиною світлових імпульсів від багатьох їх параметрів, в [3] встановлений показник 440 мкс, при якому мерехтіння світла від світлодіоду стає непомітним.

З отриманих в даному дослідженні результатів випливає, що і в областях нижче 10 Гц існують такі значення параметрів світлових імпульсів та рівня фоновго освітлення, при яких можлива передача світлових потоків, непомітна для людського зору. Так, наприклад, при фоновому рівні освітлення $E=32$ Лк, $T_1=1$ мкс., $F=1/T_2=0.1$ Гц вдалось забезпечити приховану передачу світлового сигналу в прямому полі зору спостерігача при потужності світлових імпульсів порядку 10 Вт.

Література

1. Петрусь І.П. Аспекты практического использования беспроводной оптической технологии передачи данных./ Петрусь І.П., Гузенкова Е.А. // Интернет-журнал «НАУКОВЕДЕНИЕ». – 2014.-№2, "http://naukovedenie.ru/" http://naukovedenie.ru 85TVN214.
2. В. В. Браиловский, М.Г. Рождественская, И.В. Пислар, О.В. Пошак. Физиологические аспекты проектирования систем скрытой передачи информации на оптическом излучении видимого диапазона // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.—2015.—No.—С. 13—16
3. Баранов В. Визуальная различимость миллисекундного выключения светодиодного источника света // Полупроводниковая светотехника. – 2011. - №1. – С. 41-43.

МІКРОЕЛЕКТРОННІ ГАЗОВІ СЕНСОРИ

Анотація. Наведено основні типи мікроелектронних газових сенсорів. Запропоновано класифікацію таких сенсорів відповідно до фізико-хімічних процесів, що відбуваються у чутливій структурі.

Ключові слова: газ, сенсор, контроль, напівпровідниковий матеріал.

A.O. SEMENOV, O.S. KOTSYUBYNSKIY, Y.V. SHEVCHUK, Y.Y. TARASYUK

Vinnytsia national technical university
Semenov79@ukr.net

THE MICROELECTRONIC GAS SENSORS

Annotation. The basic types of microelectronic gas sensors are presented. Classification of sensors according to physical and chemical processes that occur in sensitive structure.

Keywords: gas, sensor, control, semiconductor material.

Газові сенсори використовуються для аналізу широкого спектру газів у найрізноманітніших галузях: при вимірюванні атмосферного тиску, для запобігання аварій, для охорони оточуючого середовища від шкідливих впливів. Широке застосування мають плівкові сенсори для контролю складу вихлопних газів двигунів внутрішнього згорання – так звані λ -зонди.

На сьогодні газові сенсори знаходять широке застосування в контрольно-вимірювальній техніці технологічних процесів. Перш за все, це сигналізатори витікання газу і диму в приміщеннях, вентиляційних системах і кондиціонерах. На практиці вже давно використовуються автоматичні системи, які приводяться в дію за рахунок вихідних сигналів цих сенсорів.

Функціонування сенсорів газу ґрунтується на таких методах контролю: електрохімічних, термохімічних, калориметричних, спектроскопічних методах, що використовують ядерний електронний резонанс, а також механічний резонанс (визначення маси вимірюваного компонента). Для їх виготовлення найчастіше використовуються напівпровідникові матеріали.

Сенсори газу можуть бути побудовані на основі як традиційних напівпровідникових елементів (резисторів, діодів, МДН-транзисторів), так і нетрадиційних – у вигляді первинних перетворювачів у складі гібридних структур (пристрої на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), оптичні сенсори), їх можна класифікувати, наприклад, за характером зміни поверхневих або об'ємних властивостей меж розділу середовище-напівпровідник, середовище-діелектрик і середовище-метал в МДН-структурах в залежності від концентрації аналізованої компоненти. Однак така класифікація не охоплює всієї різноманітності газових сенсорів, зокрема тих, в яких не використовуються напівпровідникові матеріали. Другий підхід, який розглядає сенсори, як низку компонентів (резистор, конденсатор, діод, транзистор, оптрон тощо), дозволяє систематизувати не лише самі сенсори, але й схеми первинної обробки сигналу, що особливо важливо при створенні багатofункціональних приладів. Доцільніше проводити класифікацію відповідно до фізико-хімічної природи процесів, які мають місце в структурі сенсора (рис. 1).

1 Сенсори резистивного типу.

Даний тип сенсорів є одним з найбільш поширених. Для сенсорів на основі окислів металів як чутливий матеріал застосовують SnO_2 , ZnO , Fe_2O_3 , WO_3 , Co_3O_4 . На поверхні цих напівпровідників при хемосорбції кисню виникає локальний заряд, утворений захопленими електронами, що призводить до збіднення при поверхневої області напівпровідника. Відповідно його повна провідність, в якій домінуючу роль відіграє поверхнева компонента, досить мала. Коли ж сорбується другий аналізований газ, який каталітично взаємодіє з хемосорбованим киснем, провідність приповерхневої області напівпровідника суттєво збільшується. Швидкість цих процесів та їх зворотність залежать від температури, яка повинна бути порядку кількох сотень градусів.

У сенсорах на органічних напівпровідниках як чутливий матеріал в основному використовують плівки фталоціанінів, які мають високу термічну та хімічну стійкість. Ці плівки є напівпровідниками р-типу, причому на механізм їх провідності великий вплив має кисень повітря. Після обробки у вакуумі провідність плівок стає n-типу, але під дією кисню повітря вона збільшується і знову переходить у провідність р-типу. Провідність плівок фталоціанінів змінюється в присутності тих газів, спорідненість до електрона яких більша, ніж у кисню. До них належать галогени та галогеновмісні гази, а також NO_2 . Для пониження повного опору чутливої плівки струмопровідні електроди звичайно мають гребінчасту структуру. Найбільша чутливість газових сенсорів – до NO_2 , причому вона збільшується при легуванні плівок важкими металами (легування магнієм викликає селективну чутливість тільки до парів HCl).

Каталітичні сенсори працюють за принципом реєстрації кількості тепла, яке виділяється під час каталітичних реакцій на поверхні каталізатора. Як термочутливий параметр звичайно використовують зміну

опору півки самого каталізатора або тонкого платиного дроту, розміщеного поблизу його поверхні, тому каталітичні газові сенсори часто розглядають як сенсори резистивного типу, хоча можливі й інші способи вимірювання температури.

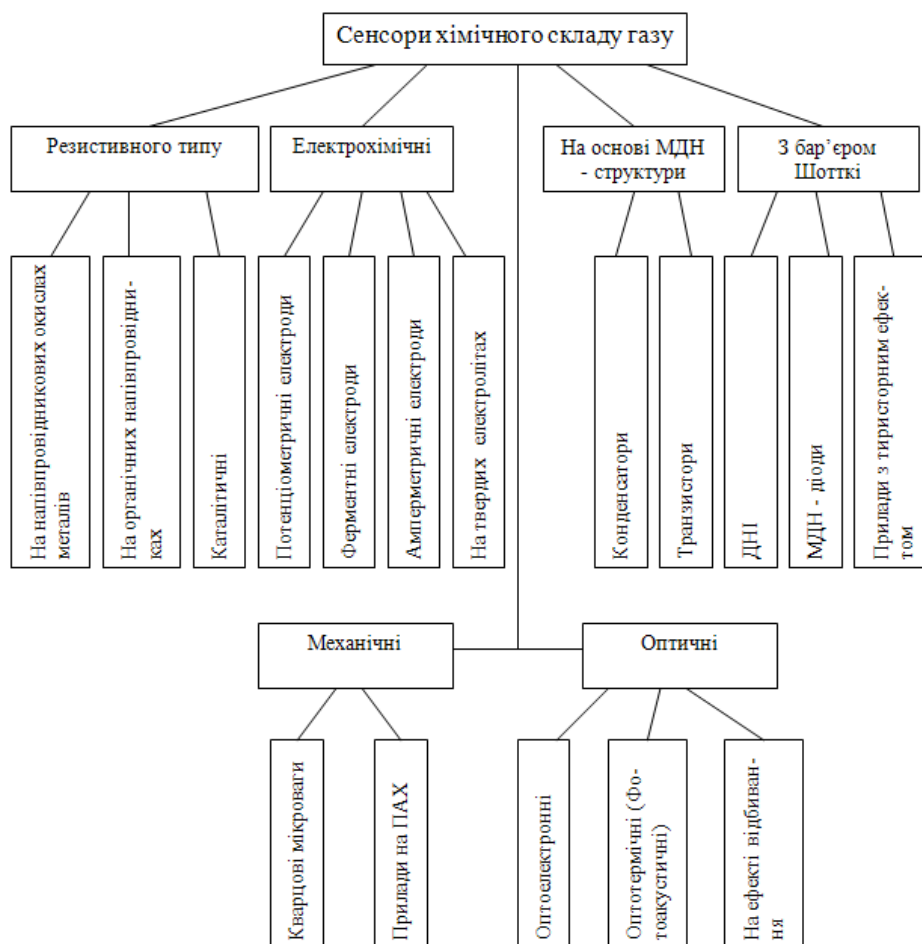


Рисунок 1 – Класифікація мікроелектронних сенсорів хімічного складу газів

2 Електрохімічні газові сенсори.

В основі роботи цієї групи сенсорів лежать закономірності протікання електричного струму через електрохімічне коло, основними елементами якого є металеві чи напівпровідникові іоноселективні електроди, провідники другого роду (розчини електролітів, їх розплави або тверді електроліти) і межі розділу фаз між металом (напівпровідником) і електролітом, двома різними провідниками першого роду, двома різними електролітами. Різновидом електрохімічного кола є таке, в якому два провідники другого роду розділені мембраною, селективно проникною для певного іона. Струм через таке коло (або різниця потенціалів між електродами) визначається, в основному, характеристиками використовуваних мембран.

Іоноселективні електроди з газопроникною мембраною використовують для вимірювання концентрації CO_2 , NH_3 і деяких інших газів. Ферментні електроди також є модифікацією традиційних іоноселективних. Їхня робота побудована на ферментативних реакціях, які відбуваються в шарі іммобілізованого ферменту, який відокремлює досліджуване середовище від іоноселективного електрода, за допомогою якого реєструють утворені продукти ферментативної реакції.

При використанні амперометричних електродів у електрохімічному колі вимірюють струм, величина якого залежить від концентрації газу, що проникає через мембрану в досліджуване середовище. Амперометричний метод лежить в основі роботи газових сенсорів на твердих електролітах, які застосовують, як правило, для визначення вмісту кисню, а також окисів сірки. Електролітом звичайно слугує двоокис цирконію з різними домішками.

3 Сенсори на основі МДН-структур.

МДН-структури, які є базовим елементом конструкції багатьох напівпровідникових приладів та ІС, знайшли широке застосування як сенсори, тобто прилади, призначені для перетворення характеристик зовнішнього середовища в електричний сигнал. Принцип роботи МДН-приладів полягає в зміні концентрації носіїв заряду в приповерхневій області напівпровідника під впливом прикладеної напруги. Дослідження показали, що МДН-структури, металевий електрод яких виготовлений з перехідних металів (паладій, платина, нікель), змінюють свої характеристики під дією газів, які є в середовищі. При цьому в МДН-конденсаторах спостерігають зсув CU -характеристики вздовж осі напруг без зміни її форми, а в МДН-транзисторах – зміну порогової напруги і, як наслідок, зсув вольт-амперних характеристик. Такий зсув

характерний для МДН-структур з паладієвим заслоном при введенні в середовище газоподібного водню.

Повний відгук МДН-структури складається зі здатної до зворотності зміни роботи виходу електронів з внутрішньої поверхні паладію та складного явища часового дрейфу, зумовленого дифузією водню в глибину діелектрика SiO_2 . Протони, попадаючи в перші шари, не можуть просуватися далі внаслідок сильного наведеного електричного поля. При регенерації в безкисневому середовищі швидко звільняються активні центри поблизу внутрішньої поверхні паладію, після чого повільно починають виходити протони з глибоких шарів SiO_2 . У присутності кисню ефективність цього процесу значно вища, оскільки водень різко видаляється з зовнішньої поверхні паладію в результаті взаємодії з киснем та утворенням води.

Для зменшення повільного часового дрейфу замість SiO_2 використовують двошарові діелектрики Al_2O_3 - SiO_2 , Si_3N_4 - SiO_2 , Ta_2O_5 - SiO_2 , але при цьому помітно знижується і повний відгук сенсора, тому що протони, за механізмом, який було описано вище, не проникають вглиб діелектрика. Однак серйозною проблемою, яка обмежує термін придатності водневих сенсорів на основі МДН-структур з паладієвим заслоном, є часткове відшарування в процесі роботи паладієвої плівки від поверхні SiO_2 . Відомі МДН-структури з різними двошаровими металевими заслонами: Pt/Pb , Pd/Pt , Nb/Pd , Pd/Nb , V/Pd , Pd/V , Ti/Pd , Pd/Ti , Au/Pd , Pd/Au .

Селективність газових сенсорів на основі МДН-структур можна підвищити, наносячи на поверхню металу додатковий шар цеоліту, діаметр пор якого залежить від складу та методу нанесення.

Газові сенсори на основі діодів Шотткі (ДШ) з контактом з паладію з'явилися одночасно з сенсорами на основі МДН-структур. З виразів для вольт-амперних характеристик ДШ видно, що струм ДШ сильно залежить від висоти потенціального бар'єра Шотткі. Цим можна пояснити експериментально високу чутливість газових сенсорів на основі ДШ.

На сьогодні вважають, що водневу чутливість пристроїв на основі ДШ визначають два основні механізми: 1) дифузія атомів водню через металевий контакт з паладію (платини, золота) з утворенням на межі розділу метал-напівпровідник дипольного шару, який виливає на висоту бар'єра Шотткі; 2) зміна заряду поверхневих сигналів на межі розподілу метал-напівпровідник у присутності водню.

4 Газові сенсори, чутливі до механічних змін.

Відомо, що генератори на основі п'єзокристалів надзвичайно чутливі до змін маси електронів, а також сторонніх частинок, адсорбованих на поверхні. Однак самі по собі п'єзоелектричні кристали є абсолютно неселективними приладами. Щоб створити хімічний сенсор на їх основі, необхідно забезпечити переважну адсорбцію молекул досліджуваного газу на поверхні кристала. Для цього її покривають тонким шаром адсорбувального матеріалу. Таким чином, при збільшенні концентрації досліджуваного газу в середовищі збільшується і його маса, адсорбована на поверхні п'єзокристала при цьому пропорційно знижується частота вихідного сигналу генератора, що дозволяє використовувати п'єзокристалічні кристали, як мікровагу у діапазоні нанограмів.

Розрізняють два типи приладів, чутливих до змін маси. У першому випадку використовують об'ємні механічні хвилі в п'єзокристалі кварцу, тому прилади називають кварцовими мікровагами. У другому випадку збуджують поверхневі акустичні хвилі.

5 Оптичні газові сенсори.

Оптичні газові сенсори можна поділити на чотири групи. Оптикоелектронні прилади – це комплекс з джерела світла (світлодіод, напівпровідниковий лазер) і фотоприймача (фотодіод, фоторезистор), між якими знаходиться оптично прозоре середовище. Зміна оптичних властивостей середовища при появі в ньому певного газу впливає на вихідний сигнал фотоприймача, що використовується для визначення концентрації цього газу в середовищі. Наприклад, можливе детектування газоподібного водню за допомогою фотодіода з напівпроникною плівкою з паладію.

Оптоволоконні прилади також містять джерело світла (лазер) і фотоприймач, однак поширюється світло між ними вздовж оптоволоконна, оптичні властивості якого також залежать від концентрації досліджуваного газу, що викликає зміну вихідного сигналу фотоприймача.

Оптермічний (або фотоакустичний) прилад містить п'єзоелектричний кристал з наскрізним отвором, через який на сапфірову підкладку подаються імпульси світла. Під дією поглинутого світла змінюються механічні властивості сапфіру, які реєструються п'єзокристалом. Якщо на зовнішню поверхню нанести чутливий шар, тоді внаслідок поглинання ним світла змінюється температура сапфіру, що призводить до зміни сигналу сенсора.

ВИМІРЮВАННЯ РІВНЯ ПОГЛИНАННЯ В ОПТОВОЛОКНІ

Відомо декілька методів визначення пошкодження оптичної лінії зв'язку. Метод імпульсної рефлектометрії дозволяє встановити місце пошкодження точно, але потребує достатньо вартісного обладнання. Пропонується застосування оцінки рівня поглинання для визначення ступені пошкодження лінії.

Ключові слова: оптоволокно, поглинання.

O.E. ZEMLIANSKYI, K.L. GORYASCHENKO

Khmelnytsky national university, Ukraine
kostyakst@ukr.net

INCREASE EFFICIENCY OF USE BATTERIES IN CYCLIC MODE

There are several methods of determining the damage of the fiber channel. Well-known method of Time Domain Reflectometry allows to measure distance to every damage in line. But required high- cost equipment. Measuring of absorption level allows to measure line quality.

Keywords: fiber, absorption.

На даний момент використовуються три базових підходи в обслуговуванні кабельних ліній:

- позапланове технічне обслуговування;
- планове технічне обслуговування;
- обслуговування, що базується на аналізі стану самої лінії [2].

Застосування попередньої діагностики стану провідникової лінії дозволяє визначати поточні характеристики системи, а також прогнозувати подальшу зміну стану лінії.

Стан лінії та її придатність до роботи слід визначати не тільки на початку встановлення лінії та введенні її в роботу, а також і при роботі цієї лінії. При експлуатації типовою ситуацією є робота з лініями, що вже введені в роботу за минулі десятиліття, а тому їх початковий стан визначити не можливо. Фактично, визначення стану лінії потребує визначення процесів, що мають місце в лінії.

Оскільки розмір кабельної лінії $l \gg 0$, кабельна лінія характеризується часом розповсюдження сигналу в лінії. А тому вихідний стан лінії буде визначатись поточним та попередніми станами системи.

Тоді враховуючи зміну значення параметрів системи в момент вимірювання t , отримаємо відгук системи на ці зміни.

$$\begin{aligned} X_t &= \{x_1, x_2, \dots, x_n\} = X(t); & x_{t_n} &= F_x(x_{t_{n-1}}); \\ Q_t &= \{q_1, q_2, \dots, q_k\}; & q_{k_n} &= F_q(q_{k_{n-1}}); \\ Y_t &= \{y_1, y_2, \dots, y_m\}; & y_{m_n} &= F_y(x_{m_{n-1}}). \end{aligned} \quad (0.1)$$

де t_{n-1}, t_n – послідовні моменти часу, для яких визначається стан системи, $n \in [0..N]$.

F_x – функція зміни вхідного параметру, зазвичай є незалежна від стану лінії;

F_q – функція зміни стану системи, визначається самою системою;

F_y – функція вихідних станів системи, визначається самою системою.

Графічно, виходячи з виразу (1), взаємодію провідникової кабельної лінії з її параметрами X, Q, Y в момент часу t можна

представити у вигляді взаємозв'язаних блоків (рис. 1), що і обумовлено сукупністю значень всіх параметрів окремих елементів кабелю, а також параметрів, що міняються в часі – струму та напруги, механічних навантажень та таке інше. Оптична система, що застосовується для вимірювання представлена на рис. 2.

Принцип роботи системи полягає у наступному. Система керування (СК) встановлює потрібний рівень оптичного випромінювання. Далі, напівпровідниковий лазерний випромінювач, що працює у режимі постійного випромінювання генерує сигнал. Оптичний сигнал проходить через розділювач випромінювання (РВ) який направляє частину потужності випромінювання на фотоприймач 1 (ФП1), а іншу частину потужності на напівпрозоре дзеркало (НПД). З напівпрозорого дзеркала оптичне випромінювання потрапляє на об'єкт дослідження (ОД) та відбиваючись назад до напівпрозорого дзеркала, випромінювання направляється на фотоприймач 2 (ФП2). Таким чином, формується два вимірювальних сигнали на виході ФП1 та ФП2. Сигнали приймаються та направляються на вимірювач (ФВ). Результат вимірювання через



Рис. 1. Взаємодія кабелю із зовнішнім середовищем

систему керування (СК) подається на інтерфейс оператора.

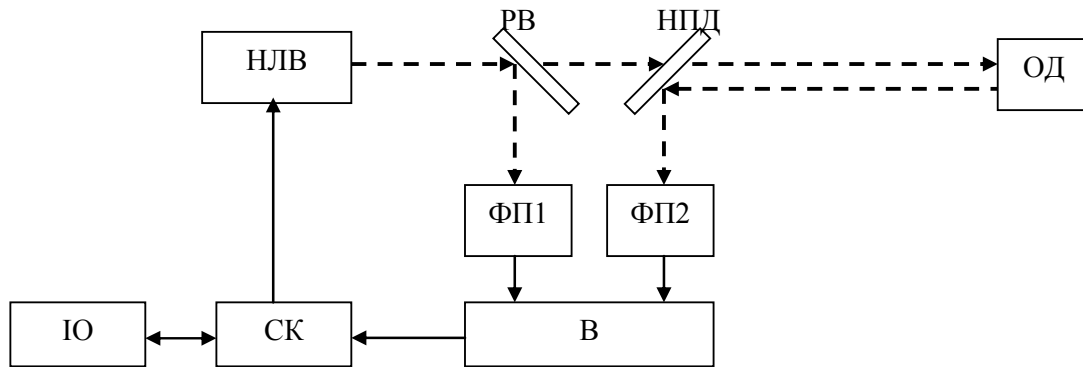


Рис. 2. Оптична система вимірювання згасання сигналу в оптичному середовищі:

НЛВ – напівпровідниковий лазерний випромінювач; ОД – об'єкт дослідження; В – вимірювач; СК – система керування; ІО – інтерфейс оператора; РВ – розділювач випромінювання; НПД – напівпрозоре дзеркало; ФП1, ФП2 – фотоприймачі

Для представленої на рис. 3 структурної схеми вимірювача основними вузлами вимірювальної установки є оптична пара "випромінювач – фотоприймач".

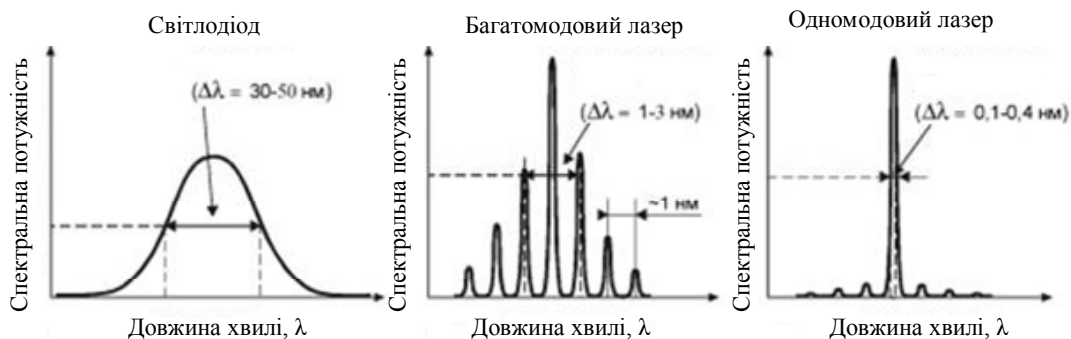


Рис. 3. Спектральна характеристика джерел оптичного випромінювання

У якості випромінювача використовується джерело оптичного випромінювання (рис. 2). Враховуючи те, що на відміну від низькочастотних генераторів електричних сигналів, для оптичних джерел випромінювання характерно достатньо широкий спектр випромінювання. Другою принциповою проблемою є дуже мала довжина хвилі. В оптичному діапазоні довжина хвиль випромінювання всього 400-680 нм. Застосування джерел інфрачервоного діапазону збільшує довжину хвиль до 800-2000 нм.

Сигнал від ФП1 буде $U_{\text{ФП1}}$, а від ФП2 – $U_{\text{ФП2}}$, відповідно. Сигнал $U_{\text{ФП1}}$ застосовується для оцінювання стабільності світлового потоку від джерела сигналу НЛВ. Незважаючи на стабілізацію струму живлення, джерело – лазер буде нагріватись протягом часу роботи, а отже його параметри будуть змінюватись – це рівень випромінювання та довжина хвилі λ . Сигнал від ФП2 $U_{\text{ФП2}}$ тоді дозволить виконати відносне оцінювання рівня згасання сигналу як:

$$\alpha = \frac{U_{\text{ФП2}}}{U_{\text{ФП1}}} - \alpha_{\text{РВ}}(\lambda) - \alpha_{\text{НПД}}(\lambda),$$

де $\alpha_{\text{РВ}}(\lambda)$ – згасання розділювача випромінювання, а $\alpha_{\text{НПД}}(\lambda)$ – згасання напівпрозорого дзеркала.

Література

1. Reder W., Flaten D. Reliability Centered Maintenance for Distribution Underground Systems // IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 1, 2000, pp. 551-556.
2. Горященко К.Л. Розробка пристрою вимірювання кута зсуву фази сигналу відбиття в оптичному середовищі / К.Л. Горященко, І.В. Гула // Вісник Хмельницького національного університету. – 2014. – №6. – С. 262-264

Reference

1. Reder W., Flaten D. Reliability Centered Maintenance for Distribution Underground Systems // IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 1, 2000, pp. 551-556.
2. Horyaschenko K.L., Gula I.V. Development of phase shift angle measurement system for signal reflection at optical media. Khmelnytskyi. Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu. Technical sciences. 2014. Issue 6. P. 262-264

ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ РАЗВИТИЯ ПРОЦЕССОВ ХАОТИЗАЦИИ В ГОРНЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССАХ

Аннотация: Хаотические процессы в технических системах часто являются аварийными режимами их работы; предложен метод упреждающего контроля хаотизации динамических процессов.

Ключевые слова: хаотические процессы, диагностика технических систем

N.A. IKONNIKOVA

National Mining University, Dnepropetrovsk, Ukraine

THE FEATURES OF MEASURING SYSTEMS FOR CONTROL THE PROCESSES DEVELOPMENT OF CHAOS IN THE MINING PROCESSES

Abstract: Chaotic processes in technical systems are often the emergency mode of operation; the method of preventive control of chaotization of dynamic processes is offered.

Keywords: chaotic processes, diagnosis of technical systems

В горных геотехнических системах, прежде всего, в силу специфики геологического строения породных массивов, высокой фрактальной размерности пород и полезных ископаемых, являющихся одновременно объектами, вмещающими шахты, рудники и подземные сооружения, и объектами добычи и переработки, возможно как самопроизвольное возникновение процессов самоорганизации, так и хаотических процессов. Эти процессы могут быть доминирующими или частичными, а в зависимости от положения равновесия – устойчивыми или неустойчивыми, потеря устойчивости может быть мягкой или жесткой [1]. Хаотические процессы в технических системах часто являются опасными и аварийными режимами их работы, поэтому заблаговременный контроль динамических процессов является актуальной научной задачей.

Примером мягкой потери устойчивости в природе может служить образование циклонов при температурной конвекции воздуха, примером жесткой потери устойчивости могут служить землетрясения. В горных системах и электрических сетях, в особенности работающих на переменном токе и подверженных вибрационным воздействиям, колебаниям напряжений и изменению нагрузок, априори преобладает мягкая потеря устойчивости системы, однако возможная и жесткая потеря устойчивости в результате механических разрушений конструкций, электрических пробоев и так далее. Диагностика жесткой потери устойчивости (землетрясений, выбросов пород, угля и газа, обрушений кровли выработок) на финишном этапе практически не возможна, поэтому на практике обычно осуществляется предварительный прогноз с применением предупреждающих, но не всегда достаточных, мероприятий. При *мягкой потере устойчивости устанавливается колебательный периодический режим*, который на начальном этапе мало чем отличается от состояния равновесия. Теория мягкой потери устойчивости равновесных состояний применима во всех областях науки (механике, электротехнике, физике, химии, биологии, экономике и так далее) как для колебательных систем с конечным числом степеней свободы, так и для слоистых (шихтованные сердечники, статоры, роторы, якоря) диссипативных сред, в которых возбуждаются вынужденные колебания. При *жесткой потере устойчивости система скачком уходит из стационарного режима равновесия и переходит на другой режим движения, как правило, установившийся колебательный периодический режим*. Режим, установившийся после потери устойчивости равновесного состояния, называется странным аттрактор (не равновесие и не предельный цикл). Такой режим означает, что в системе наблюдаются сложные непериодические колебания, для внешнего экспериментатора – *турбулентные*. Переход от устойчивого состояния равновесия к странному аттрактору может совершаться непосредственно сразу скачком при жесткой потере устойчивости, так и после возникновения мягкой потери устойчивости.

Различают хаотические стохастическое (случайное) и детерминированное (ограниченное, определенное) движения. Случайное движение – это движение, когда действующие на систему силы неизвестны, а известны только их статистические характеристики. Хаотическое детерминированное динамическое движение – это движение, в котором все же существует зависимость от начальных условий и *фазовая траектория системы возвращается в ограниченную область пространства*. Но при этом *весьма малая неточность в начальном состоянии системы обуславливает большую разницу между параметрами системы в ее конечном состоянии* [2,3]. В этой связи при хаотических колебаниях теряется информация о начальном состоянии, и предвидеть изначально дальнейшее поведение системы становится невозможно. Для такого движения характерно наличие хаотического изменения периодов возвратов Пуанкаре, канторово подобие рассеивания траекторий в сечениях Пуанкаре, непрерывного спектра частот, расположенного ниже частоты бифуркации, рис. 1. Устойчивость и, соответственно, неустойчивость определяют по Лагранжу (траектория остается в замкнутой области), Пуассону (траектория многократно возвращается в $\mathcal{E}$ -окрестность стартовой точки) и Ляпунову (две близкие на старте траектории остаются

близкими всегда). Если непериодическая траектория устойчива по Пуассону и Ляпунову, то она квазипериодическая. Критерием хаоса является наличие положительного старшего ляпуновского показателя. Если старший показатель нулевой, то это может свидетельствовать о недостаточности анализа устойчивости по Ляпунову. Если все показатели отрицательны, то это говорит об асимптотической устойчивости траектории [3].

Наиболее простым и доступным способом диагностики динамических процессов является анализ акустических и электрических сигналов. Информационными параметрами перехода процессов к хаотическим могут быть: удвоение периода, равномерное распределение энергии в широкой полосе частот спектра, быстрое затухание автокорреляционной функции и чередование колебаний в разных плоскостях. На основе моделирования процессов хаотизации усовершенствован метод диагностики в реальных технических системах. Этот метод базируется на контроле акустических сигналов конусными датчиками по взаимно перпендикулярным направлениям и отражает тенденцию возможных фазовых переходов. Это позволяет учесть поляризацию колебаний и повысить информативность измерений известных параметров: начальной потери устойчивости системы, удвоение периода, потеря устойчивости удвоенного цикла, потеря дискретности спектра.

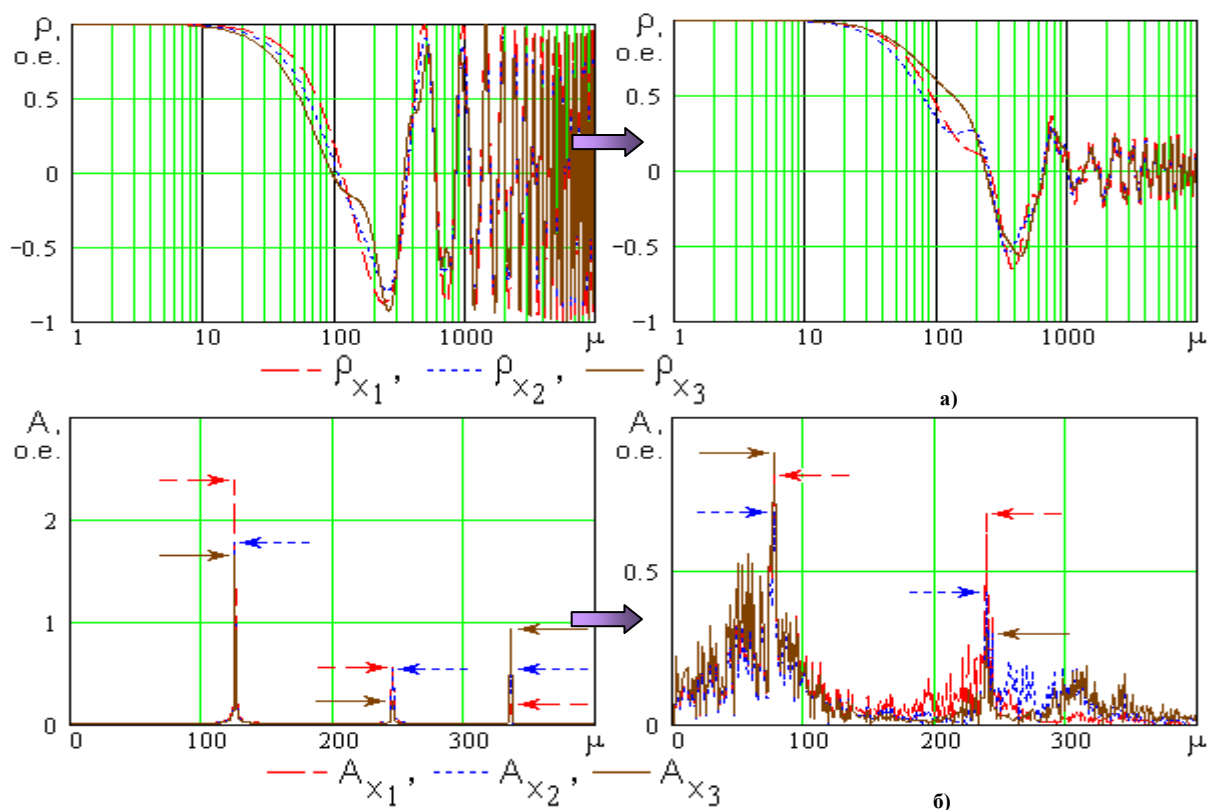


Рисунок 1 – Хаотизация полностью связанной системы из трех пружинных маятников введением дополнительной нелинейности: а) графики автокорреляционных функций; б) спектрограммы/

Литература

1. Арнольд В.И. Теория катастроф / В.И. Арнольд. – М.: Наука, 1990. – 128 с.
2. Горобець Ю.І. Фрактальна геометрія у природознавстві: Навчальний посібник / Ю.І. Горобець, А.М. Кучко, І.Б. Вавилова. – К.: Наук. думка, 2008. – 232 с.
3. Кузнецов С.П. Динамический хаос / С.П. Кузнецов. – М.: Физматлит, 2001. – 295 с.

References

1. Arnold V.I. (1990) *Catastrophe theory*, Science, Moscow, Russia, p. 128.
2. Gorobets Yu.I. (2008) *Fractal geometry in natural science*, Naukova dumka, Kyiv, Ukraine, p. 232.
3. Kuznetsov S.P. (2001) *Dynamic chaos*, Physmatlit, Moscow, Russia, p. 295.

В.В. ГОРИН

Одесская государственная академия технического регулирования и качества
gorin53@ukr.net

Р.И. СЕМЧУК

ГП «Киевский экспертно-технический центр Госгорпронадзора Украины»
semchuk.r@gmail.com

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ТЕПЛОПЕРЕДАЧИ В АППАРАТАХ ВОЗДУШНОГО ОХЛАЖДЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ ПРОДОЛЬНОГО ПРОФИЛИРОВАНИЯ ВНУТРИ ТРУБ

Аннотация. Приведена методика расчета теплопередачи в аппаратах воздушного охлаждения для труб с продольным внутренним оребрением и труб с гладкой внутренней поверхностью

Ключевые слова: коэффициент теплопередачи, продольное внутреннее оребрение, аппараты воздушного охлаждения

V.V. GORIN

Odessa state Academy of technical regulation and quality
gorin53@ukr.net

R.I. SEMCHUK

State enterprise "Kyiv expert-technical center of Gosgorpromnadzora of Ukraine"
semchuk.r@gmail.com

THE METHOD OF CALCULATION OF HEAT TRANSFER IN AIR-COOLED HEAT EXCHANGERS WITH THE USE OF LONGITUDINAL PROFILING INSIDE THE TUBES

Annotation. The method of calculation of heat transfer in the air-cooling apparatus for tubes with longitudinal internal fins and tubes with a smooth inner surface.

Keywords: The heat transfer coefficient, internal longitudinal fins, air coolers

Введение

Аппараты воздушного охлаждения газа (АВО) предназначены для охлаждения газа до температуры не выше 45 °С с целью повышения устойчивости линейной части, улучшения условий работы антикоррозионной изоляции и увеличения производительности газопровода. В настоящее время в АВО в качестве теплообменных труб применяются трубы с наружным оребрением. Параметры оребрения представлены в [1].

Одним из путей совершенствования АВО является увеличение коэффициента теплопередачи теплообменных труб аппаратов. Интенсификация теплопередающей способности труб может быть достигнута за счет профилирования внутренней поверхности труб.

Ниже приведены расчеты коэффициентов теплопередачи для двух вариантов:

а) базовый - несущие трубы (наружный диаметр $d_n=25$ мм, толщина стенки $\delta=2$ мм) оребренные снаружи (коэф. оребрения $\varphi=20$, материальное исполнение секции Б-5 [1]) и гладкие внутри ;

б) модернизированный - несущие трубы (наружный диаметр $d_n=25$ мм, толщина стенки $\delta=2$ мм) оребренные внутри (коэф. оребрения $\varphi=3$) и оребренные снаружи (коэф. наружного оребрения $\varphi=20$, материальное исполнение секции Б-5 [1]).

Исходные данные взяты для серийного АВО типа АВГ-9-6.3-6-1-8.0. Тепловые расчеты выполнены в соответствии с [1], а теплофизические свойства теплоносителей взяты из [2]

1. Методика расчет коэффициента теплопередачи труб базового АВО.

Алгоритм определения коэффициента теплопередачи $k_{\text{баз}}$ сводится к расчету коэффициентов теплоотдачи со стороны охлаждаемого газа $\alpha_{\text{г.баз}}$ и со стороны охлаждающего воздуха $\alpha_{\text{в.баз}}$.

Расчет коэффициента теплоотдачи со стороны охлаждаемого газа $\alpha_{\text{г}}$

По средней температуре газа в АВО равной $\bar{t}_{\text{г}} = 47^\circ\text{C}$ из [2] находим теплофизические свойства и определяем критерий $\text{Pr} = (\mu \cdot c_p) / \lambda$, и, зная его среднюю скорость, режим течения газа в трубах $\text{Re} = (w_{\text{г}} \cdot d_{\text{вн.}}) / \nu$.

В данном случае режим течения газа в трубах является турбулентными, поэтому коэффициент теплоотдачи определяется по соответствующей формуле из [3]:

$$\alpha_{\text{г.баз}} = 0,021 \cdot \frac{\lambda}{d_{\text{вн}}} \text{Re}^{0,8} \text{Pr}^{0,43} \quad (1)$$

Коэффициент теплоотдачи со стороны охлаждающего воздуха $\alpha_{\text{в.баз}}$ определяется из [1] для скорости воздуха в узком сечении $w_{\text{в}} = 8$ м/с, коэффициента оребрения $\psi = 20$, материальное исполнение секции Б-5 и $\bar{t}_{\text{в}} = 25^\circ\text{C}$ (включает в себя также термическое сопротивление материала стенок трубы и

контактное термическое сопротивление в биметаллических трубах).

Искомый коэффициент теплопередачи $k_{баз.}$, с учетом загрязнений внутри труб, определялся по формуле:

$$k_{баз.} = \frac{1}{\frac{\varphi}{\alpha_{г.баз.}} + \varphi \cdot r_{з.вн.} + \frac{1}{\alpha_{в.баз.}}} = 19,74 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \text{ К})$$

где $\varphi = F_{нар.}/F_{вн.}$ - коэффициент увеличения поверхности, зависящий от типа оребрения и материального исполнения труб;

$F_{нар.}$ и $F_{вн.}$ - соответственно полная наружная и внутренняя поверхность трубы;

$r_{з.вн.}$ - тепловое сопротивление загрязнений внутри труб [1].

2. Расчет коэффициента теплопередачи труб модернизированного АВО.

Расчет коэффициента теплоотдачи $\alpha_{г.мод.}$ со стороны охлаждаемого газа проводился аналогично п. 1, с учетом коэффициента загромождения сечения ребрами $K_{з.р.} = 1,2$. Поэтому средняя скорость газа в трубах по зависимости $w_{г.мод.} = w_{г.} \cdot K_{з.р.}$. Критерий Рейнольдса определялся по формуле:

$$Re = \frac{w_{г.мод.} \cdot d_{экв.}}{\nu}$$

где $d_{экв.} = 4f/p$ - эквивалентный внутренний диаметр.

Также, как и в предыдущем случае, режим движения газа - турбулентный, поэтому коэффициент теплоотдачи определялся по формуле (1) с учетом эквивалентного диаметра:

$$\alpha_{г.мод.} = 0,021 \cdot \frac{\lambda}{d_{экв.}} Re^{0,8} Pr^{0,43}$$

Расчет коэффициента теплоотдачи со стороны охлаждающего воздуха $\alpha_{в.мод.}$ также проводился аналогично п. 1 и равнялся ему.

Коэффициент теплопередачи труб с внутренним продольным оребрением $k_{мод.}$, отнесенный к полной наружной поверхности труб, с учетом загрязнений внутри труб находился по зависимости

$$k_{мод.} = \frac{1}{\frac{\varphi'}{\alpha_{г.мод.}} + \varphi' \cdot r_{з.вн.} + \frac{1}{\alpha_{в.мод.}}} = 33,17 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \text{ К})$$

где $\varphi' = F_{нар.}/F_{вн.} = 8,23$ - коэффициент увеличения поверхности теплообменной трубы с продольным внутренним оребрением (модернизированная труба);

$F_{нар.}$ и $F_{вн.}$ - соответственно полная наружная и внутренняя поверхность модернизированной трубы.

Выводы

1. Трубы с продольным профилированием внутренней поверхности имеют значения коэффициента теплопередачи примерно в 1,7 раза выше по сравнению с базовым вариантом.

2. Применение в АВО труб с продольным профилированием внутренней поверхности повышает тепловую эффективность аппаратов, что позволяет при сохранении теплотехнических характеристик модернизированного АВО уменьшить его габариты и стоимость примерно на 30...60 %.

Литература

1. Методика теплового и аэродинамического расчета аппаратов воздушного охлаждения / ВНИИНЕФТЕМАШ, 1982 г.
2. Варгафтик Н.Б. Справочник: Справочник по теплофизическим свойствам газов и жидкостей / Н.Б. Варгафтик. - М., 1972 г. - 720 с.
3. Михеев М.А. Основы теплопередачи / М.А. Михеев. - М.: Госэнергоиздат, 1961. - 237 с.

**ПІДВИЩЕННЯ РОЗДІЛЬНОЇ ЗДАТНОСТІ АЗИМУТАЛЬНОГО
КАНАЛУ АВІАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ПОСАДКИ**

Анотація. Наводяться результати розрахунків коефіцієнтів стиснення азимутального сигналу в системі посадки сантиметрового діапазону та відповідні втрати щодо відношення сигнал/шум за рахунок використання фільтра укорочення.

Ключові слова: Коефіцієнт стиснення сигналу, фільтр узгоджений з сигналом, інверсний фільтр, невизначені множники Лагранжа, фільтр укорочення, кутомірний канал авіаційної системи посадки.

A. JU. VOLOVIK, VOLOVIK JU.M., M. A. SHUTILO, O. P. CHERVAK
Vinnitsa national technical university

RAISE OF RESOLVING POWER OF THE AZIMUTHAL CHANNEL AVIATION LANDING SYSTEM

The abstract. Results of calculation of achievable factors of shortening of an azimuthal signal of a landing system of a centimetric range and matching losses in the relation a signal/noise are resulted.

Keywords: Factor of compression of the signal, the co-ordinated filter, the shortening filter, the inverse filter, uncertain multipliers of Lagranzha, the goniometric channel of an aviation landing system

Однією з болючих проблем систем посадки літаків, що працюють у сантиметровому діапазоні є захист від сигналів, відбитих від місцевих об'єктів та при аеродромних споруд [1]. У зв'язку з цим постає актуальною задача покращення роздільної здатності азимутального каналу посадкової системи. Класичне розв'язання цієї задачі шляхом збільшення тривалості корисного сигналу практично неможливе через жорсткі обмеження на ширину діаграми направленості передавальної антени [2]. Таким чином задача переводиться у площину обробки сигналів заданої форми, тобто пошуку оптимального фільтра.

Сигнал на виході довільного лінійного фільтра може бути записаним у вигляді

$$S_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} W(t, \tau) S_1(\tau) d\tau, \quad (1)$$

де $W(t, \tau)$ – вагова (імпульсна) характеристика фільтра, $S_1(\tau)$ – вхідний сигнал.

Ідеальне розрізнення сигналів можливе у тому разі, коли $S_2(t) = \delta(t)$, і у цьому випадку частотний еквівалент формули (1) матиме вигляд $W(\omega) S_1(\omega) = 1$, де $W(\omega)$ – частотна характеристика фільтра, $S_1(\omega)$ – низькочастотний спектр вхідного сигналу.

Отже, частотна характеристика ідеального роздільного фільтра повинна дорівнювати $W(\omega) = S_1^{-1}(\omega)$.

Обвідну азимутального сигналу посадкової системи прийнято описувати моделлю [1]

$$S_1(t) = [\sin(k\omega_c t) / (k\omega_c t)]^2 = [\sin(\alpha t) / (\alpha t)]^2, \quad (2)$$

де ω_c – частота сканування передавальної антени по азимуту, k – безрозмірний коефіцієнт. Тривалість головного пелюстка сигналу (2) становить $T = 2\pi / \alpha$. Оцінимо ефективну тривалість вхідного сигналу, використовуючи енергетичний критерій [4]

$$T_e = \Phi \left[\int_{-\infty}^{\infty} g(t) |U(t)|^2 dt \right], \quad (3)$$

де $\Phi(X) = X / \max |U(t)|^2$, і при $g(t) = 1$, $T_e = E_c / |U(t_0)|^2$, E_c – енергія вхідного сигналу, t_0 – момент досягнення модулем обвідної вхідного сигналу максимального значення. За таких умов ефективна тривалість сигналу (2) становитиме $T_e = 2\pi / 3\alpha$.

Якщо знайти перетворення Фур'є для сигналу (2) $S_1(\omega) = \begin{cases} (\pi - \frac{\alpha}{2}) / \alpha^2 & \text{при } |\omega| \leq 2\alpha \\ 0, & \text{при інших значеннях } \omega \end{cases}$, то

неважко буде визначити частотну характеристику інверсного фільтра $W_{in}(\omega) = [\pi(\alpha - \omega / 2) / \alpha^2]^{-1}$, спектр

вихідного сигналу $S_2(\omega) = \begin{cases} \pi / \alpha & \text{для частот } |\omega| \leq 2\alpha; \\ 0 & \text{для інших частот,} \end{cases}$ та вихідний сигнал $S_2(t) = [\sin(2\alpha t) / (2\alpha t)]$,

і оцінити гранично допустиме стиснення вхідного сигналу $\theta = T_{1.вх} / T_{1.вих} = \frac{2\pi / \alpha}{\pi / \alpha} = 2$.

Аналогічно за критерієм (3) маємо $\theta = T_{e.вх} / T_{e.вих} = 4/3$. Різниця пояснюється тим, що зростає рівень бокових пелюсток з $-26,4$ дБ до $-13,2$ дБ. Якщо застосовується узгоджений фільтр, то коефіцієнт стиснення дорівнює $\theta = T_{e.уф} / T_{e.вих} = 1,8$. Проте ці граничні значення коефіцієнтів стиснення недосяжні, оскільки ідеальний інверсний фільтр практично не можливо реалізувати.

У роботі [3] запропонований варіант компромісу між регламентованою роздільною здатністю та припустимим зростанням рівня шумів за рахунок вибору оптимальної тривалості вихідного сигналу, математична модель якого має вигляд функції Гауса.

$$\rho_{вих}(t) \sim k \exp[-t / 2\sigma]^2, \quad (4)$$

При цьому за міру оптимальності фільтра запропоновано використовувати величину

$$M(\sigma, \tau, \rho) = [E^{-1}(\sigma, \tau) + \rho^{-1}]^{-1},$$

де $E(\sigma, \tau) = R_{11}(0) / R_{11}(\tau)$, $R_{11}(\tau)$ – автокореляційна функція вихідного сигналу. Для сигналу (4)

$E(\sigma, \tau) = \exp[\tau / 2\sigma]^2$ – міра роздільної здатності, $\rho_{вих}$ – вихідне відношення сигнал / шум. Проте обмеження, накладені на вибір форми вихідного сигналу суттєво обмежують клас, фільтрів, що допускають оптимізацію. Більш коректна пропозиція зроблена у роботі [4], де рекомендується застосовувати оптимізовані фільтри укорочення, які забезпечують максимальне значення коефіцієнта стиснення за рахунок обмеження не на форму сигналу, а на відношення сигнал / шум на виході фільтра

$$\rho_{вих} = \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} S(t_0 - \tau) W(\tau) d\tau \right]^2}{N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |W(\tau)|^2 d\tau} = const.$$

Шляхом вибору частотної характеристики фільтра $W(\omega)$ можна мінімізувати величину ефективної тривалості вихідного сигналу $T_{e.вих} = f[W(\omega)]$, при цьому частотна характеристика укороченого фільтра, який підлягає оптимізації описується виразом []

$$W(\omega) = K \frac{S_1^*(\omega) e^{-j\omega t_0}}{[1 + \lambda^{-1} |S_1(\omega)|^2]}, \quad (5)$$

де λ – невизначений множник Лагранжа.

Для сигналу (2) були розраховані характеристики стиснення θ , які можливо досягнути завдяки оптимізації укороченого фільтра при певних значеннях множників Лагранжа та різних значеннях рівня шумів на вході. Результати обчислень наведені на рис. 1. При цьому передбачалось, що

$$\theta = T_{e.уф} / T_{e.укф}, \quad \rho_{вих} = \rho_{уф} / \rho_{укф}.$$

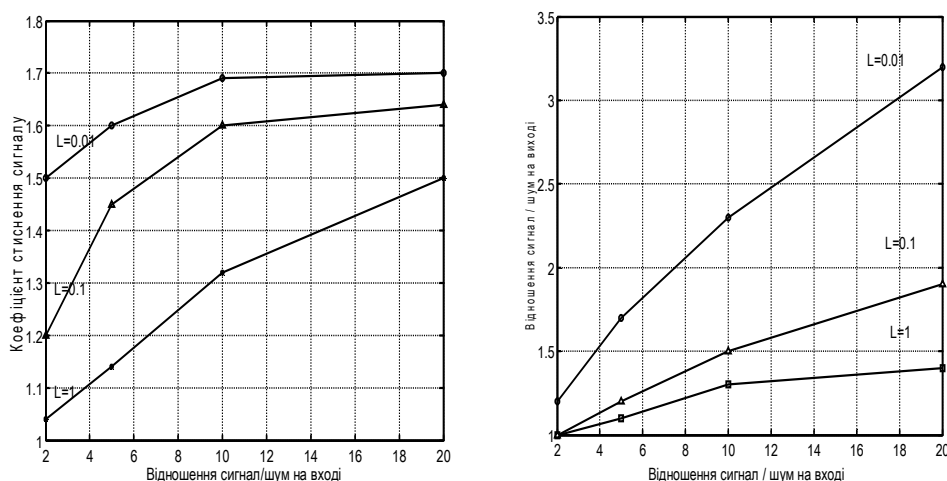


Рисунок 1– Характеристики ефективності оптимального фільтра укорочення

Література

1. Сантиметровые системы посадки самолетов / [В. М. Бенин, Е. И. Шолупов, В. А. Кожевников, И. А. Хаймович]. – М. : Машиностроение, 1985. – 224 с.
2. O'keeffe H. B. The development of interscan – a new microwave approach and landing guarantee system for International Civil Aviation / H. B. O'keeffe, W. G. Feige // Proc. of IREE. – 1975. – Vol. 36. – P. 145–148.
3. Senmoto S. Signal resolution via digital inverse filtering / Senmoto S., Cyilders D.G. // IEEE Trans., 1998, vol.28. – 175–178.
4. Ипатов В. П. Методы обработки сигналов РТС / Ипатов В.П. // –Л.: ЛЭТИ, 1993. – 203 с.

НОВИЙ СПОСІБ ВИМІРЮВАННЯ ТОЧКИ РОСИ ПРИРОДНОГО ГАЗУ

Анотація. Запропоновано новий спосіб прецизійного вимірювання точки роси по волозі чистих газів і газової суміші, в тому числі складної вуглеводної суміші природного газу.

Ключові слова: точка роси, гігрометр точки роси.

V.M. SHAPAR, E.P. VENGHER, I.I. DROZHCHA, A.V. SAVCHUK

¹V. Lashkaryov Institute of Semiconductor Physics of the National Academy of Sciences of Ukraine.

²Міжнародний центр «Інститут прикладної оптики» НАНУ.

v_shapar@rambler.ru

NEW METHOD OF MEASURING OF DEW POINT OF NATURAL GAS

Annotation. We advance a radically new measurement technique that makes it possible to improve the measurement accuracy of dew point hygrometer for different gas mixtures.

Keywords: dew point, dew point hygrometer.

При транспортуванні природного газу по магістральному газопроводу важливим завданням є забезпечення неперервної надійної роботи газопроводу, оскільки при низьких температурах в газопроводі можливе утворення конденсату і льодових пробок, що є вкрай небажаним. Це залежить від вмісту вологі і важких вуглеводнів присутніх в газі, кількість яких визначає температуру точки роси газу. Тому питання контролю вмісту вологі і важких вуглеводнів в природному газі є надзвичайно актуальним.

Для визначення вище названих показників краще за все підходять пристрої, які забезпечують пряме вимірювання температури утворення роси в газі (точки роси). До таких пристроїв відносяться гігрометри що працюють на принципі конденсації.

Конденсаційний метод вимірювання має низку переваг: - забезпечує безпосереднє вимірювання температури точки роси в широкому діапазоні зміни температури; володіє високою чутливістю до малих величин водяної пари присутньої в газі; дозволяє автоматизувати процес вимірювання.

В гігрометрах, які працюють на інших фізичних принципах, результат виміру є не прямим. Такі пристрої потребують постійного калібрування. Причому, оскільки не відомо в якій мірі змінюються характеристики датчиків в процесі забруднення їх робочих поверхонь, калібрування можливе тільки в спеціальних стандартизованих лабораторіях оснащених зразковим вологоміром. або зразковим генератором вологі.

Разом з тим, конденсаційні гігрометри теж мають обмежену точність вимірювання, обумовлену складною природою фізичного процесу конденсації і неідеальністю конструкції пристроїв. Особливо великої похибки можна очікувати при наявності в газі значного вмісту важких вуглеводнів, температура конденсації яких знаходиться вище точки роси по волозі. В цьому випадку похибка може становити більше десяти градусів.

На точність вимірювання конденсаційними пристроями значно впливають також установлений поріг спрацьовування компаратора, по якому фіксується момент конденсації, швидкість охолодження конденсаційної поверхні, а також швидкість потоку газу через вимірювальну камеру. З останньої причини ГОСТ-20060-83 регламентує обмеження максимальної швидкості охолодження дзеркала до $0,5^{\circ}\text{C}/\text{хв}$. З іншої сторони повільний темп охолодження поверхні дзеркала може також негативно вплинути на точність вимірювання точки роси, особливо коли в газі присутні гігроскопічні механічні домішки. Останні під час вимірювання постійно осідають на поверхню дзеркала (липнуть) і розсіюють світлові промені подібно до краплин води, причому вплив їх тим більший, чим довше іде процес вимірювання (дане явище спостерігалось автором цієї доповіді на одному з газопроводів ГТС за допомогою мікроскопа вбудованого в газову вимірювальну камеру). Для таких газів використання традиційних гігрометрів є проблематичним.

Для прикладу, на рис.1 приведені експериментальні криві температурної залежності інтенсивності оптичного сигналу відбитого від дзеркала в традиційному гігрометрі точки роси при різних швидкостях V

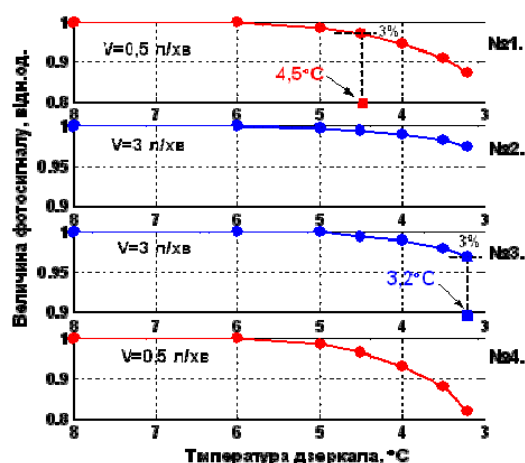


Рис. 1. Експериментальні криві оптичного сигналу відбитого від дзеркала при його охолодженні, отримані для різних швидкостей потоку газу через камеру.

поток газу через вимірювальну камеру.

Заміри проводились послідовно через 5 хвилин після виконання попереднього заміру. Поріг спрацювання компаратора, по якому фіксувалась точка роси в пристрої, був встановлений на трьохвідсоткове зменшення величини фотосигналу.

З рис.1 неважко бачити, що зменшення швидкості потоку газу через камеру від 3 л/хв до 0,5 л/хв приводить до зниження заміряної точки роси від 4,5°C до 3,2°C. Різниця становить 1,3°C, в той час як вимоги до точності сучасних гігрометрів становлять 0,2°C.

Для вирішення проблеми впливу швидкості потоку газу через камеру і швидкості охолодження поверхні дзеркала на точність вимірювання точки роси в даній роботі запропоновано новий метод вимірювання. Нами було експериментально засвідчено, що швидкість конденсації на переохолоджену дзеркальну поверхню залежить від температури поверхні, якщо остання встановлена нижче точки роси. Оскільки такі процеси супроводжуються відповідними змінами в кінетиці розсіювання світла мікрокраплинами води, що утворюються на поверхні дзеркала при конденсації, в запропонованому методі в якості параметра швидкості росту конденсату на поверхні дзеркала прийнята швидкість зміни фотосигналу, відбитого від дзеркала.

На рис. 2 (нижній рисунок) приведені експериментальні криві 1, 2, 3 охолодження дзеркала, трьохкаскадним модулем Пельтьє до постійної температури $T = +0,5^{\circ}\text{C}$, $-0,5^{\circ}\text{C}$ і $-2,0^{\circ}\text{C}$. На верхньому рисунку показані експериментальні криві фотосигналу I_{ϕ} , відбитого від дзеркала, отримані для вище названих відповідних температур T поверхні дзеркала. По даним залежностям були отримані похідні dI_{ϕ}/dt швидкості зміни фотосигналу в часі.

На рис. 3 приведений графік, на якому по осі ординат відкладені значення похідної фотосигналу для даних температур поверхні дзеркала, а по осі абсцис відкладені значення точок роси, отримані для тих же значень температури поверхні дзеркала, взяті з графіків на рис. 2. Вимірювання проведено в закритій камері на порозі 3%.

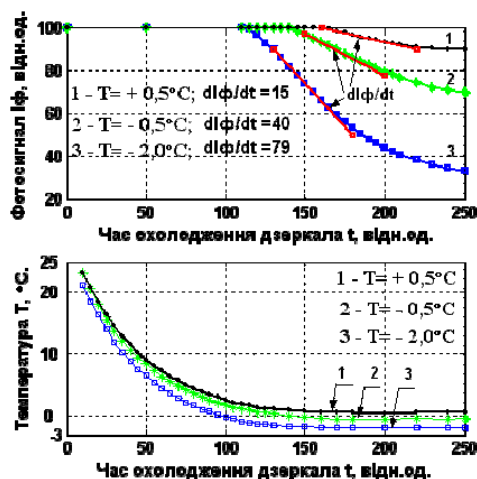


Рис.2. Експериментальні криві зміни температури дзеркала і фотосигналу, відбитого від дзеркала в часі.

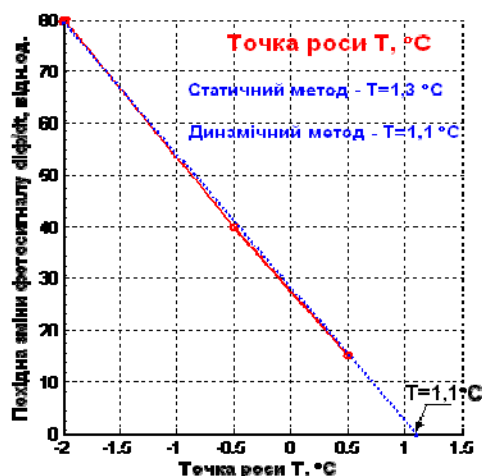


Рис.3. Експериментальні дані точок роси, отримані при температурах дзеркала $+0,5^{\circ}\text{C}$, $-0,5^{\circ}\text{C}$ і $-2,0^{\circ}\text{C}$ і похідні фотосигналу, отримані для цих температур.

Побудована по цих експериментальних значеннях залежність є прямою. Апроксимація цієї прямої до перетину з віссю абсцис при $dI_{\phi}/dt = 0$ відповідає точці роси при теоретично нульовому темпі охолодження дзеркала. В нашому прикладі вона становить $1,1^{\circ}\text{C}$. Точка роси, яка була отримана традиційним методом при темпі охолодження дзеркала $0,2^{\circ}\text{C}/\text{хв}$ становила $1,3^{\circ}\text{C}$.

**ТЕРМОМЕТРИЧНИЙ МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ КІЛЬКІСНОГО ВМІСТУ
СКРАПЛЕНОГО НАФТОВОГО ГАЗУ ТА ЙОГО ФУНКЦІЯ ПЕРЕТВОРЕННЯ**

Анотація. Запропоновано реалізацію функціональних перетворень термометричного методу визначення кількісного вмісту скрапленого нафтового газу.

Ключові слова: пропан, бутан, скраплений нафтовий газ, quantitative content, метод.

Y.Y. BILYNSKY, B.P. KNYSH
Vinnitsia National Technical University
tutmos-3@i.ua

**THERMOMETRIC METHOD FOR DETERMINING QUANTITATIVE CONTENT OF LIQUEFIED PETROLEUM
GAS AND ITS FUNCTION TRANSFORMATION**

Abstract. The realization of functional transformation of thermometric method of quantitative content determination of liquefied petroleum gas is proposed.

Keywords: propane, butane, liquefied petroleum gas density, method.

На сьогодні знаходить широке використання скраплений нафтовий газ (СНГ), який являє собою суміш пропану (C_3H_8), бутану (C_4H_{10}) і домішок (приблизно 1%) – етилен, пропілен, бутилен, амілен, гексилен, гептилен тощо [1]. Дослідження СНГ передбачає наявність різноманітних методів вимірювання таких його параметрів як тиск, маса, густина, кількісний вміст тощо. Для визначення кількісного вмісту найбільш відомими методами є хроматографічний, хімічний, радіохвильовий та радіочастотний методи. На їх основі реалізовано сенсори, такі як одориметри, хроматографи, різноманітні мірники тощо. Але основними недоліками зазначених сенсорів є висока вартість, складність процесу вимірювання та низька точність, що пов'язана з визначенням співвідношення суміші пропан-бутан, тоді як наявність домішок не завжди враховується. Таким чином, метою роботи є розробка термометричного методу визначення кількісного вмісту СНГ при використанні різних температурних режимів. В роботі [2] запропоновано термометричний метод визначення кількісного вмісту СНГ шляхом вимірювання його густини при нагріванні або охолодженні з певним кроком. Отримані таким чином характеристики порівнюються з еталонними та на їх основі шляхом математичних перетворень визначають кількісний вміст СНГ. Одна із реалізацій функціональних перетворень термометричного методу дозволяє визначати кількісний вміст СНГ наступним чином. При зміні температури T СНГ змінюється його густина ρ , яка складається з густин пропану ρ_1 , бутану ρ_2 та домішок ρ_3 , які можна представити в кількісних співвідношеннях як k_1 , k_2 , k_3 , відповідно. Густина ρ СНГ при певній температурі прямо пропорційна показнику заломлення n , який може бути визначений на основі імерсійного методу за зміщенням променя Δx , який поступає на складений фотоприймач. Струм I фотоприймача дозволяє отримати на виході вимірювального каналу значення напруги U , що пропорційна густині ρ . При цьому температура СНГ T_c контролюється сенсором температури, що дає змогу через зміну величини його опору R отримати значення напруги U_T на його виході. В подальшому отримані значення напруг оцифровуються за допомогою АЦП. Отримані значення кодів N_U та N_T для вимірювального каналу та сенсора температури обчислюються для декількох значень температури згідно [2], що дає змогу визначити концентрації пропану, бутану та домішок, відповідно. Таким чином, запропоновано термометричний метод визначення кількісного вмісту СНГ, який дає змогу при різних температурних режимах визначати кількісний вміст не тільки основних компонентів суміші (пропан і бутан), але й вміст домішок.

Література

1. Рачевский Б.С. Сжиженные углеводородные газы / Б.С. Рачевский. – М.: Нефть и газ, 2009. – 640 с.
2. Книш Б. П. Визначення кількісного вмісту компонентів скрапленого нафтового газу [Текст] / Б. П. Книш, Й. Й. Білинський // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2014. – №1. – С. 112 – 119.

References

1. Rachevskiy B.S. Szhizhennyye uglevodородные gazy / B.S. Rachevskiy. – M.: Neft i gas, 2009. – 640 s.
2. Knysh B.P. Vyznachennyya kilkinsogo vmistu komponentiv skraplenogo naftovogo gazu [Text] / B.P. Knysh, Y.Y. Bilynsky // Visnyk Vinnytskogo politehnichnogo instytutu – 2014. – №1. – S. 112 – 119.

СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА ГОРЕНИЯ НА ОСНОВЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО КИСЛОРОДНОГО ЗОНДА

Аннотация. Представлено новый технологический способ регулирования качества процесса горения в котлоагрегатах малой и средней мощности, который базируется на использовании широкополосных кислородных зондов.

Ключевые слова: воздушно-топливная смесь, кислородный зонд, коэффициент избытка воздуха, контроль, регулирование, горение

A. ZAPOROZHETS

Institute of Engineering Thermophysics NAS of Ukraine
lektron2007@gmail.com

COMBUSTION CONTROL SYSTEM BASED ON WIDEBAND OXYGEN PROBE

Annotation. Presented the new technological method of quality control of the combustion process in boilers of low and medium power which based on the using of the wideband oxygen sensors.

Keywords: air-fuel mixture, oxygen sensor, excess air ratio, control, combustion, regulation, boiler

Проблемы повышения эффективности использования топливных ресурсов и уменьшения выбросов вредных веществ особенно актуальны в тех отраслях промышленности, где сжигание большого количества топлива происходит с недостаточной полнотой и относительно низким КПД. К этой группе потребителей относятся котельные ЖКХ, промышленные предприятия и бытовые пользователи с котлами мощностью до 5 МВт.

Главной проблемой в области совершенствования сжигания топлива является необходимость одновременного решения сложных и часто взаимоисключающих задач: повышение экономичности процесса горения, уменьшение выбросов вредных веществ в атмосферу, снижение капитальных затрат при модернизации. Наиболее приемлемым решением данной задачи является использование систем управления процессом сжигания топлива и систем автоматического регулирования расхода воздуха, работа которых направлена на поддержку наиболее экономичного режима горения в топке котла.

Среди зарубежных систем автоматического регулирования качества процесса горения наибольшее распространение получили стационарные многофункциональные устройства, работа которых основана на использовании большого числа сенсоров (O_2 , CO , CO_2 , NO_x и др.) [1-2]. Такие системы не являются универсальными и могут быть использованы только вместе с котлами определенного типа. К тому же, большая стоимость данных устройств делает их неконкурентоспособными на отечественном рынке теплотехнического оборудования.

Достаточная актуальность и перспективность в настоящее время получили системы, использующие коэффициент избытка воздуха (КИВ, α) в качестве главного контролирующего параметра, который определяется путем измерения остаточного кислорода в дымовых газах.

Некоторое распространение на территории Украины получила адаптивная система тягодутьевыми механизмами котельных агрегатов ЭКО-3 [3]. Применение такого комплекса позволяет оптимизировать режим сгорания топлива с учетом фактических условий, режимов работы котлоагрегата и характеристики топлива, что позволяет повысить КПД котла на 2,6-3,9%. Однако сложность при инсталляции и высокая стоимость комплекса делает невозможным широкое применение в теплоэнергетической промышленности данного комплекса, доказывая тем самым необходимость создания адаптивной и недорогой системы регулирования качества сгорания воздушно-топливной смеси в котлоагрегатах.

В основу предлагаемого способа поставлена задача усовершенствования способа автоматического регулирования процесса горения в котлоагрегатах путем непрерывного измерения концентрации кислорода в дымовых газах с помощью кислородного зонда, контролирующего полноту сгорания топливных ресурсов независимо от количества поступающего газа в топку котла, и обеспечивает значительное повышение уровня энергосбережения системы котельной.

Поставленная задача решается тем, что в схеме автоматического регулирования процесса горения с применением частотно-регулируемых вентиляторов дутья и дымососов содержание кислорода в дымовых газах непрерывно измеряется с помощью кислородного α -зонда, размещенного в начале газового тракта дымохода. Далее происходит фиксирование результатов измерения зондовым α -индикатором с предварительно заданным стехиометрическим соотношением «воздух-топливо», а подача топлива к горелке корректируется по сигналам обратной связи от кислородного сенсора, при этом коэффициент избытка воздуха в дымовых газах поддерживается на постоянном уровне ($\alpha=1-1,1$).

Использование кислородного зонда в начале газового тракта дымохода имеет ряд преимуществ перед традиционными средствами газового анализа (газоанализаторами): увеличение точности измерения

концентрации остаточного кислорода, отсутствие систем отбора и подготовки пробы, стабильная работа и долгий срок эксплуатации, простота замены деталей без демонтажа, адаптация к установке на разные типы тепловых агрегатов.

Коррекция подачи топлива к горелке по сигналам обратной связи от кислородного α -зонда позволяет поддерживать стехиометрическое соотношение «воздух-топливо» в топке котла, снизить уровень выбросов токсических веществ в атмосферу и повысить КПД котла путем недопущения нехватки или избытка воздуха в дымовых газах. Теоретические значения стехиометрического соотношения «воздух-топливо» для некоторых органических веществ приведены в таблице 1.

Таблица 1

Стехиометрическое соотношение «воздух-топливо» углеводородов

Топливо	Хим. формула	Стехиометрическое соотношение		Топливо	Хим. формула	Стехиометрическое соотношение	
		объемное	массовое			объемное	массовое
Метан	CH_4	17,20	15,60	Гексан	C_6H_{14}	15,21	13,80
Этан	C_2H_6	16,06	14,57	Гептан	C_7H_{16}	15,14	13,74
Пропан	C_3H_8	15,64	14,19	Ацетилен	C_2H_2	13,25	12,02
Бутан	C_4H_{10}	15,43	13,99	Пропин	C_3H_4	13,77	12,49
Пентан	C_5H_{12}	15,30	13,88	Этилен	C_2H_4	14,75	13,38

Способ автоматического регулирования процесса горения в котлоагрегатах, который базируется на применении кислородного зонда, реализуется с помощью принципиальной схемы, изображенной на рис. 1.

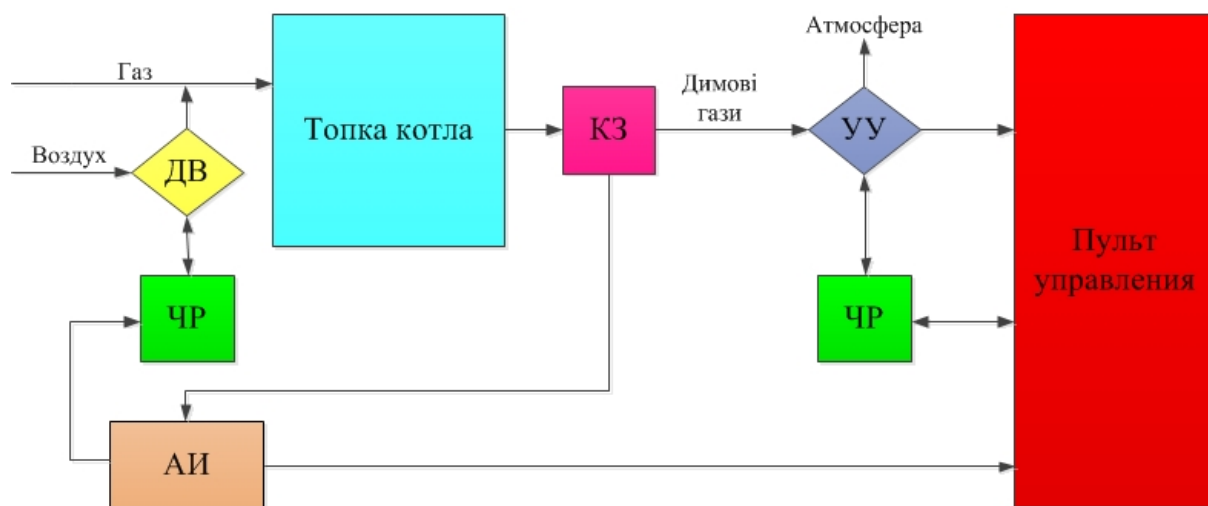


Рис. 1. Принципиальная схема автоматического процесса регулирования соотношения воздушно-топливной смеси горелки по сигналам α -зонда (ДВ – дутьевой вентилятор, ЧР – частотный регулятор, КЗ – кислородный зонд, АИ – альфа-индикатор, УУ – узел учета вредных веществ)

Предложенный способ реализуется следующим образом. Необходимое соотношение «воздух-топливо» в процессе эксплуатации котлоагрегата задается пультом управления (на основании таблицы 1) и сравнивается с текущим значением, полученным от кислородного зонда. Частотный регулятор при помощи изменения частоты выходного силового сигнала руководит электродвигателем дутьевого вентилятора подачи воздуха в топку котлоагрегата. Кислородный зонд, находящийся в начале дымового тракта, непрерывно анализирует и регистрирует содержание кислорода в дымовых газах, формируя информационный сигнал, напряжение которого характеризует величину коэффициента избытка воздуха α . Цифровой зондовый альфа-индикатор преобразует полученный от широкополосного кислородного зонда сигнал на линейке светодиодов и вместе с предварительно введенными данными о типе топлива образует сигнал, подаваемый на блок частотного регулятора, который в свою очередь изменяет режим работы вентилятора для коррекции подачи количества воздуха на горелку. Таким образом, коэффициент избытка воздуха поддерживается в постоянном диапазоне ($\alpha=1-1,1$). Узел учета вредных веществ служит для анализа и коррекции при помощи частотных регуляторов содержания токсичных веществ в дымовых газах.

Основной для создания автоматической системы регулирования избытка воздуха стал широкополосный кислородный зонд производства фирмы Bosch (рис. 2а). Главный узел системы регулирования качества процесса горения (рис. 2б) и его технические характеристики (таблица 2) приведены ниже. Более подробно о разработанной системе можно узнать в работе [4].

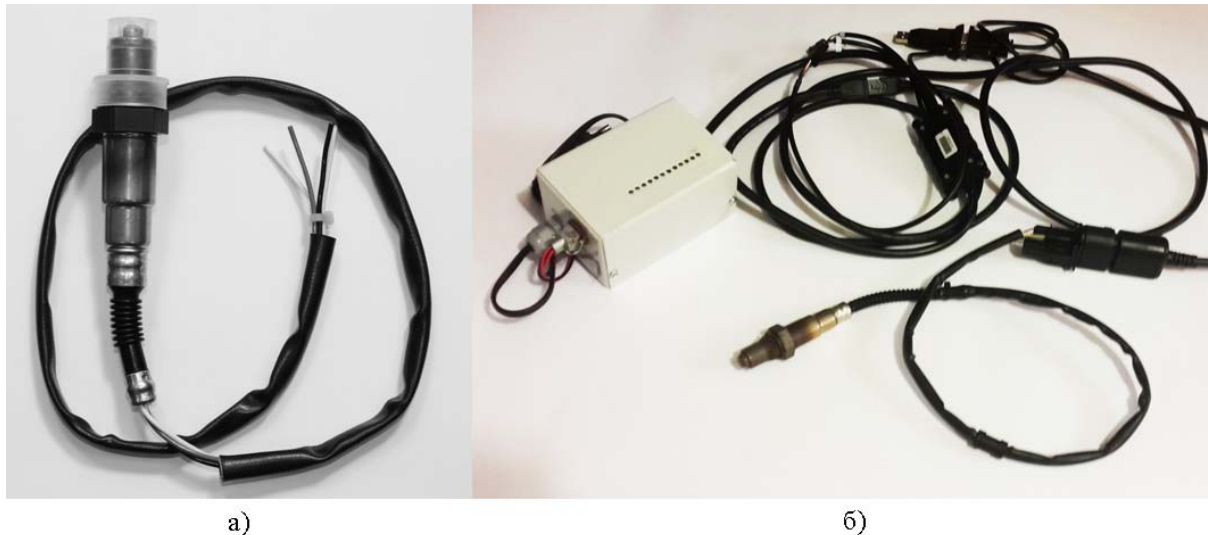


Рис. 2. Система регулирования процесса горения
(а – широкополосный кислородный зонд, б – главный узел)

Таблица 2

Главные технические характеристики системы регулирования качества процесса горения

Выходной сигнал измерительного зонда, В	+0,1...+5,0
Отклик системы, сек	0,1...0,3
Время подготовки работы системы, сек	≤30,0
Диапазон измерения коэффициента избытка воздуха	0,5...1,5
Относительная погрешность, %	3
Индикация результатов измерения	светодиодная

Техническая реализация и промышленное внедрение системы регулирования качества процесса горения в котлоагрегатах позволяет решить вопрос неразрушающей модернизации котлов малой и средней мощности путем совершенствования горелки системой автоматического регулирования соотношения воздушно-топливной смеси с использованием разработанного устройства. Такая комплексная реализация подхода позволит:

- реализовать непрерывную энергосберегающую работу котлоагрегата;
- уменьшить уровень выбросов оксидов азота;
- сэкономить расходы топливных ресурсов;
- снизить энергопотребление дутьевых вентиляторов и дымососов;
- повысить надежность работы механического и теплотехнического оборудования.

Литература

1. Patent № 5585547 USA, IPC G01N 27/26. Oxygen sensor probe for boiler / Ki S. Kim, Han S. Song, Geun C. Yum, Dae J. Ko (Rep. of Korea) – № 369537; fil. 5.01.1995; publ. 17.12.1996. – 8 p.
2. Patent № 7756591B2 USA, IPC G05B 13/02. System for optimizing oxygen in a boiler / J. Jia, S. Piche, H. Beaver (USA) – № 11/680084; fil. 25.04.2006; publ. 13.07.2010. – 22 p.
3. Барский В.А. Адаптивная система управления тягодутьевыми механизмами котельных агрегатов ЭКО-3 / В.А. Барский, А.Е. Фришман, А.Ю. Лысенко // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – №3. – 2012. – С. 199-201.
4. Бабак В.П., Запорожець А.О. Система контролю якості горіння повітряно-паливної суміші в котлоагрегатах малої та середньої потужності // В.П. Бабак, А.О. Запорожець – Методи та прилади контролю якості. – № 2 (33). – 2014. – С. 106-114.

К ВОЗМОЖНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОАКТИВНОГО АЭРОЗОЛЯ В АТМОСФЕРЕ

Аннотация: В статье рассмотрена возможность радиолокационного обнаружения радиоактивного аэрозоля, выбрасываемого в атмосферу объектами ядерной энергетики. Информативным радиолокационным параметром является поляризация электромагнитной волны, параметры которой взаимосвязаны с температурой на высоте выброса радиоактивного аэрозоля.

Ключевые слова: Радиоактивный аэрозоль, круговая поляризация, магнитное поле, радиояркостная температура, параметры Стокса, коэффициент преломления.

V.KH. KORBAN, D.V. KORBAN, L.N. DEGTJARJEVA, V.I. VOITYUSHENKO

Odessa national academy of telecommunication a.n. O.S.Popov
kafedra.autp@onat.edu.ua

TO THE POSSIBILITY OF RADAR DETECTION OF RADIOACTIVE AEROSOL IN THE ATMOSPHERE

Abstract. The article considers the possibility of radar detection of radioactive aerosol emitted into the atmosphere by nuclear energy facilities. Informative radar parameter is the polarization of an electromagnetic wave, the parameters of which are interrelated with the temperature at the height of the release of radioactive aerosol.

Key words: Radioactive aerosol, circular polarization, magnetic field, radio arkestra temperature, the Stokes parameters, refractive index.

Радиолокационная информация о состоянии атмосферы может быть основана на использовании поляризации электромагнитной волны, как на излучение, так и на прием. Причем особый интерес вызывает использование электромагнитных волн, поляризованных по кругу. При взаимодействии такой электромагнитной волны с атмосферой, отраженная волна в общем случае будет частично поляризована со степенью поляризации до нескольких десятков процентов, а знак поляризации однозначно связан с направлением магнитного поля волны. Измеряя поляризацию отраженной волны, можно получить величину ее магнитного поля.

Ортогональная составляющая отраженной волны имеет больший коэффициент поглощения p , чем параллельная. При показателе преломления n близком к единице, ортогональная составляющая имеет минимальную амплитуду.

В соответствии с [1], радиояркостная температура атмосферы определяется из закона Рэлея – Джинса:

$$T = \int_0^{\tau} T_K(t) e^{-t} dt \quad (1)$$

где T_K – кинетическая температура; $\tau = \int p ds$ – оптическая толщина атмосферы.

Коэффициент поглощения p связан с электронной плотностью, частотой излучения f и комплексным показателем преломления m следующей зависимостью:

$$p = \frac{e^2 N_e}{4\pi m} \frac{1}{f^2} \quad (2)$$

где N_e – число электронов в радиолокационном объеме;

$\mathcal{G}_{cm} = \mathcal{G}(N_e T_K)$ – частота столкновений электронов с ионами, а m – комплексный показатель преломления атмосферы.

При наличии продольного магнитного поля коэффициент поглощения имеет различную величину для электромагнитной волны правого и левого направления вращения. Величина m имеет следующую зависимость [1]

$$m = n - j \cdot p \quad (3)$$

где n – действительная часть комплексного показателя преломления, а p – показатель поглощения.

Скорость распространения электромагнитной волны правого и левого направления вращения будет определяться значением m , а электромагнитная волна испытывает ослабление. Сдвиг фаз между электрическими составляющими правого и левого направления вращения и магнитной составляющей имеет вид:

$$\phi = \arctg \frac{p_{\Sigma}}{n_{\Sigma}} \quad (4)$$

где $p_{\Sigma} = p_n + p_{\lambda}$, $n_{\Sigma} = n_n + n_{\lambda}$.

Величина магнитной составляющей эхо-сигнала находится из условия:

$$H_m = \frac{\sqrt{n_\Sigma^2 + p_\Sigma^2}}{z_0} I \quad (5)$$

где I – первый параметр Стокса,

$$I = E_{np}^2 + E_n^2 \quad (6)$$

z_0 – волновое сопротивление атмосферы.

Измерив с помощью радиолокационного метеорологического поляриметра первый параметр Стокса, можно определить величину магнитного поля значение которой и характеризует наличие радиоактивного аэрозоля в атмосфере [2].

Степень поляризации однозначно связана с параметрами Стокса и радиояростной температурой атмосферы следующими соотношениями:

$$K = \frac{\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2}}{I} \quad (7)$$

$$K = \frac{T_{яп} - T_{ял}}{T_{яп} + T_{ял}} \quad (8)$$

где I, Q, U, V – параметры Стокса, а $T_{яп}$ и $T_{ял}$ – радиояростная температура для составляющих электромагнитной волны правого и левого направления вращения из (7) и (8) следует:

$$\sqrt{Q^2 + U^2 + V^2} = \frac{T_{яп} - T_{ял}}{T_{яп} + T_{ял}} = K \quad (9)$$

Радиояростная температура характеризует интенсивность излучения радиоактивного объема атмосферы.

Полученная зависимость (9) позволяет обнаружить радиолокационным методом радиоактивный аэрозоль в атмосфере путем измерения степени поляризации, величина которой определяет концентрацию радиоактивного аэрозоля.

Литература

1. Н.Ф. Павлов Аэрология радиометеорологии и техника безопасности. – Ленинград, Гидрометеиздат. – 1980. – С.431.
2. В.Х. Корбан Поляризаційна селекція хмар і опадів. Тов. «Зовнішрекламсервіс», Одеса. . – 2004. – С.248.

А.Д. КУПКО, В.В. ТЕРЕЩЕНКО
Национальный научный центр «Институт метрологии», г. Харьков
Kupko@meta.ua; Tereshchenko.valerii@yandex.ru

АНАЛИЗ ПРИМЕНИМОСТИ УПРОЩЕННОГО МЕТОДА КОРРЕКЦИИ ИЗМЕРЕНИЙ СИЛЫ СВЕТА

Аннотация. На основе предложенной модели получена аналитическая формула и разработан упрощенный метод коррекции силы света на больших расстояниях. Установлены границы применимости метода. Ключевые слова: сила света, расстояние, погрешность, измерение, методика, стенд, фара.

A. KUPKO, V. TERESHCHENKO
National Scientific Centre «Institute of metrology»
Kupko@meta.ua; Tereshchenko.valerii@yandex.ru

ANALYSIS OF APPLICATION OF THE SIMPLIFIED METHODS OF CORRECTION MEASUREMENTS LUMINOUS INTENSITY

The abstract. On the basis of proposed model an analytical formula is got and the simplified method of correction of luminous intensity on large distances is developed. The scopes of applicability of method are set.

Keywords: luminous intensity, distance, error, measurement, methods, stand, headlight.

При измерении силы света источник оптического излучения принято считать точечным. Освещенность, создаваемая точечным источником света, обратно пропорциональна расстоянию от источника до поверхности, т.е. сила света не должна изменяться с увеличением расстояния. Однако, при реальных измерениях, где источники света далеки от идеальных, возникают существенные погрешности. Для неточечных источников с увеличением расстояния значения силы света будут существенно меняться. Известен метод введения поправки к расстоянию, которая позволяет минимизировать значение погрешности. Недостатком данного метода является необходимость проведения многократных измерений в большом диапазоне расстояний, что, зачастую, в реальных условиях невозможно.

Целью работы является разработка методики коррекции результатов измерения силы света на малых расстояниях от источника и исследование условий ее применимости.

Необходимость проведения точных измерений силы света на больших расстояниях приобретает особое значение при поверке и калибровке измерителей силы света фар транспортных средств и измерении светотехнических характеристик транспортных световых приборов. Это обусловлено тем, что в реальности измерения проводятся в непосредственной близости от фары. В соответствие с действующим стандартом Украины [1], описывающим общие требования к состоянию транспортного средства и его систем, измерения характеристик автомобильных фар необходимо проводить на расстоянии 5 м с регистрацией светотеневого пятна на измерительном экране с приемником. В свою очередь, в предыдущем издании стандарта измерения проводились на расстоянии 3 м. Вследствие того, что в реальных условиях расстояния, освещаемые транспортным средством, значительно превосходят 3 или 5 м, то логично обеспечить возможность проведения измерений на удаленной дистанции. Это позволило бы оценить характер изменения силы света и сформировать методики коррекции. В соответствии с требованиями к ассиметричным автомобильным фарам, изложенным в [2], измерения необходимо проводить на расстоянии 25 м. При измерения на таких расстояниях модель точечного источника работает достаточно хорошо, но зачастую размеры помещения не позволяют этого сделать. Необходимо провести экспериментальные исследования и на основе анализа распределения силы света на различных дистанциях предложить простую модель, по которой возможно проводить коррекцию результатов измерений на малых расстояниях (3 и 5 м) с тем, что бы получить результаты, которые соответствовали бы результатам, полученным на стенде 25 м или более.

В качестве базы для проведения измерений использовались стенд [3] ННЦ «Институт метрологии» и эталонный телецентрический осветитель ЭТО-2 [4] фирмы «Мета». В [3-4] описаны работы по исследованию и анализу погрешности измерений силы света при использовании соответствующих установок, а также предложены способы их нейтрализации или коррекции.

В ННЦ «Институт метрологии» был разработан и сконструирован метрологический стенд [3], предназначенный для поверки и калибровки измерителей силы света транспортных средств, а также измерения светотехнических характеристик фар дальнего и ближнего света. Разработанный стенд, структурная схема которого приведена на рис.1 [3], обеспечивает высокоточные измерения силы света при помощи эталонного приемника оптического излучения и его системы позиционирования (5). Стенд основан на принципе имитации фары транспортного средства (2) с источником излучения применяемым на транспорте (1). Воспроизводимость результатов измерения обеспечивалась при помощи стабилизированного блока питания (7). Для получения пространственного распределения оптического излучения был разработан специальный экран (6), позволяющий проводить измерения в двух пространственных координатах.

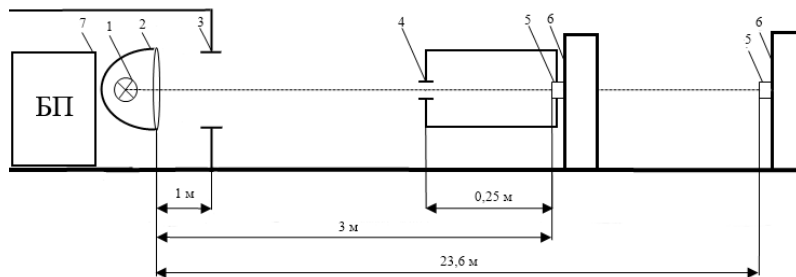


Рис. 1 – Схема стенда ННЦ «Институт метрологии»

Стенд позволяет проводить измерения на расстояниях более 20 м. Измерялась зависимость регистрируемой силы света источника от расстояния. При проведении исследования экспериментально установлено, что с увеличением расстояния значение силы света изменяется. На графике (рис. 2) представлены типичные результаты измерений для одного из источников (кривая 1).

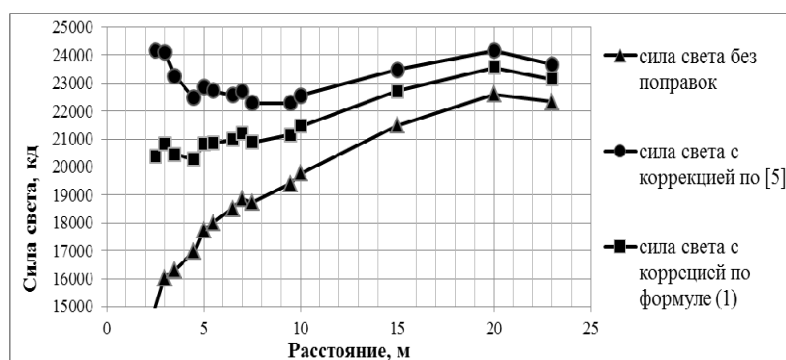


Рис. 2 – Распределение силы света на различных расстояниях

Существенное изменение силы света послужило основанием для разработки методики коррекции результатов измерения силы света. Известен метод, коррекции результатов по минимизации среднеквадратичного отклонения силы света [5]. Результат коррекции, проведенной данным методом, представлен на верхней кривой. В силу того, что проводить измерения на большом расстоянии не всегда возможно, применение метода изложенного в [5] может быть нецелесообразно. Вследствие этого, было предложено вводить поправку по измерениям на двух расстояниях (3 и 5 метров) и при ее помощи оценивать результаты, которые получились бы при измерениях на очень большой дистанции.

Приравняв силы света на расстояниях 3 и 5 м нетрудно получить формулу:

$$\Delta = \frac{L_5 - L_3 \sqrt{\frac{E_3}{E_5}}}{\sqrt{\frac{E_3}{E_5}} - 1}, \quad (1)$$

где E_3 - освещенность на расстоянии 3 м;

E_5 - освещенность на расстоянии 5 м;

L_3 и L_5 - расстояние 3 м и 5 м соответственно.

Результаты, полученные с применением данной формулы представлены на средней кривой. Результат хуже, чем при применении метода [5], но лучше, чем без коррекции. Представленная кривая получена в предположении, что погрешности измерения отсутствуют. Реальные измерения происходят с некоторой погрешностью. Для выяснения влияния погрешности на применимость метода производилось искажение результатов. Величина искажения указана в таблице (1) в строке: «Искажение результатов, %». Очевидно, что наибольшее искажение результатов произойдет в том случае, когда результат измерения при меньшем расстоянии (3 м) увеличится (уменьшится), а результат измерения при большем расстоянии (5 м) уменьшится (увеличится). Величина искажения менялась с шагом 0,5%, т.е. результат измерения умножался на 1,005 0,995; 1,010, 0,990 и т.д.. Рассчитывалась сила света в соответствии с формулой (1) и соответствующим искажением. Критическим значением был принят результат, выходящий за рамки неоткорректированного значения силы света, т.е. определялась погрешность измерения, при которой введение коррекции предложенным способом становится бессмысленным. В таблице 1 данные значения относительной силы света выделены полужирным шрифтом.

Для каждой поправки 0,1...0,6 м были рассчитаны силы света, полученные при соответствующих искажениях.

Таблиця 1 – Диапазон применения поправки к расстоянию по формуле (1).

Коэффициент искажения и поправка к расстоянию	Расстояние измерения	Относительная сила света						
		без поправок	с учетом поправок				критические значения	
Коэффициент искажения результатов, %	3	1	+0,5	-0,5	+1,	-1	+1,5	-1,5
	5	1	-0,5	+0,5	-1	+1	-1,5	+1,5
Поправка к расстоянию - 0,1	3	0,936	0,974	1,025	0,950	1,052	0,927	1,052
	5	0,961	0,984	1,015	0,969	1,031	0,955	1,031
Коэффициент искажения результатов, %	3	1	+1,5	-1,5	+2,	-2	+2,5	-2,5
	5	1	-1,5	+1,5	-2	+2	-2,5	+2,5
Поправка к расстоянию - 0,2	3	0,878	0,925	1,082	0,902	1,111	0,880	1,141
	5	0,924	0,954	1,050	0,939	1,067	0,925	1,086
Коэффициент искажения результатов, %	3	1	+3	-3	+3,5	-3,5	+4	-4
	5	1	-3	+3	-3,5	+3,5	-4	+4
Поправка к расстоянию - 0,3	3	0,824	0,856	1,177	0,834	1,210	0,814	1,245
	5	0,889	0,909	1,108	0,895	1,128	0,882	1,149
Коэффициент искажения результатов, %	3	1	+3,5	-3,5	+4	-4	+4,5	-4,5
	5	1	-3,5	+3,5	-4	+4	-4,5	+4,5
Поправка к расстоянию - 0,4	3	0,778	0,832	1,215	0,811	1,250	0,791	1,288
	5	0,857	0,892	1,133	0,878	1,154	0,865	1,177
Коэффициент искажения результатов, %	3	1	+5	-5	+5,5	-5,5	+6	-6
	5	1	-5	+5	-5,5	+5,5	-6	+6
Поправка к расстоянию - 0,5	3	0,734	0,767	1,334	0,748	1,375	0,730	1,149
	5	0,826	0,848	1,207	0,835	1,231	0,823	1,257
Коэффициент искажения результатов, %	3	1	+6	-6	+6,5	-6,5	+7	-7
	5	1	-6	+6	-6,5	+6,5	-7	+7
Поправка к расстоянию - 0,6	3	0,694	0,726	1,428	0,708	1,474	0,690	1,522
	5	0,797	0,819	1,266	0,806	1,294	0,794	1,323

Выводы. Предложен метод измерения силы света неточных источников оптического излучения. Обработка результатов измерения при помощи описанного метода не требует наличия стенов большого размера, а также позволяет повысить точность измерений. В работе сформирована аналитическая формула, позволяющая вносить поправку к расстоянию между источником оптического излучения и приемником. Исходя из результатов расчетов можно увидеть, что в зависимости от величины поправки изменяются требования к погрешности измерений, при которых метод успешно работает. Предложенная методика после аттестации конкретного стенда позволяет вводить поправки, повышающие точность измерения. Экспериментальное исследование метода проводилось на базе стенда разработанного ННЦ «Институт метрологии» и эталонного телецентрического осветителя ЭТО-2 фирмы «Мета».

Литература

1. ДСТУ 3649:2010. Колісні транспортні засоби. Вимоги щодо безпечності технічного стану та методи контролювання /прийнято та надано чинності: наказ Держспоживстандарту України від 28 грудня 2010р. № 630. – На заміну: ДСТУ 3649-97.– Київ: Держспоживстандарт України, 2011. – 56 с.
2. ДСТУ UN/ECE R 20-02:2002 Єдині технічні приписи щодо офіційного затвердження автомобільних фар з асиметричними вогнями ближнього світла та/або вогнями дальнього світла, призначених для використання з галогенними лампами розжарювання. – Надано чинності наказом Держстандарту України від 24 липня 2002 р. № 461. Введено вперше. - Національний стандарт України. - Киев: Державний комітет України з питань технічного регулювання та споживчої політики. – 2002.- 51 с.
3. Купко О.Д. Аналіз похибок вимірювання силі світла автомобільних фар / О.Д. Купко, В.В. Терещенко // Метрологія та прилади. – 2014. – № 4. – С.32-37.
4. Терещенко В.В. Дослідження похибок вимірювання світлотехнічних характеристик імітаторів світлових приладів транспортного засобу // Метрологія та прилади. – 2015. – №1. – С 35-39.
5. Купко А. Д. Совершенствование методики передачи световых единиц / А. Д. Купко // Український метрологічний журнал. – 2001. - №1.- С.45-47.

O.V. SHYNKARENKO¹, M. ARICI², S.A. KRAVCHENKO¹,
YU.V. USHENIN¹, G.V. BEKETOV¹

¹ -V.E. Lashkaryov Institute of Semiconductor Physics NAS of Ukraine, Kyiv, UKRAINE

² -Kocaeli University, Engineering Faculty, TURKEY
o.v.shynkarenko@gmail.com

APPLICATION OF SURFACE PLASMON RESONANCE ENHANCED EVANESCENT WAVE MICROSCOPY FOR NANO OBJECTS

Annotation. The potential of surface plasmon resonance-enhanced total internal reflection microscopy for visualization of submicron particles has been demonstrated using submicron-sized silicon rods as a test object. The study was aimed at development of a novel type of SPR-based biosensor relied upon direct count of biological species of interest (bacteria, viruses, large biomolecular complexes).

Keywords: surface plasmon resonance, total internal reflection microscopy, submicron Si-rods, counting biosensor, pathogen detection.

О.В. ШИНКАРЕНКО¹, М. АРІСІ², С.О. КРАВЧЕНКО¹, Ю.В. УШЕНИН¹, Г.В. БЕКЕТОВ¹

¹ Інститут фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України, м. Київ, Україна

² Університет Коджаелі, м. Коджаелі, ТУРЕЧЧИНА

ВИКОРИСТАННЯ МІКРОСКОПІЇ ЗГАСАЮЧОЇ ХВИЛІ ПІДСИЛЕНОЇ ПОВЕРХНЕВО-ПЛАЗМОННИЙ РЕЗОНАНСОМ ДЛЯ ВІЗУАЛІЗАЦІЇ НАНООБ'ЄКТІВ

Анотація. Продемонстрована можливість використання мікроскопії повного внутрішнього відбиття підсиленого поверхнево-плазмонним резонансом для візуалізації субмікронних частинок на прикладі кремнієвих стрижнів субмікронного розміру в ролі тестового об'єкту. Мета дослідження полягала в розробці нового типу ППР біосенсору, який направлений на безпосередній підрахунок біологічних об'єктів, які представляють інтерес (бактерії, віруси, біологічні комплекси великого розміру).

Ключові слова: поверхнево-плазмонний резонанс, мікроскопія повного внутрішнього відбиття, субмікронні кремнієві стрижні, підрахунковий біосенсор, виявлення патогенів.

Introduction of SPR biosensors more than 2 decades ago provided a strong impact on progress in biochemical science and related disciplines, allowing label-free realtime characterization of biomolecular interactions [1]. Growing use of SPR has stimulated research focused on developing new SPR-related techniques: label-enhanced SPR, surface plasmon fluorescence spectroscopy, SPR microscopy (SPRM), also referred to as SPR imaging (SPRI). SPRM was first to demonstrate by B. Rothenhäusler and W. Knoll for imaging of low-contrast samples with high lateral resolution [2]. Recent studies aimed at SPR-assisted visualization of single cells and viruses utilize optical arrangement very similar to that used in SPR imaging [3, 4]. General drawback of this technique is strong interference effects arising from light diffraction on particles, which size is comparable with the wavelength. Interference patterns result in splattering of the image, thus hampering true visualization of the particles.

We demonstrated advantages of alternative approach, based on scattering of electromagnetic field associated with surface plasmons into the external medium. Similar principle lies at the core of the Total Internal Reflection Microscopy (TIRM) [5]. SPR results in enhancement of the evanescent electromagnetic field compared to ordinary TIR, therefore this method can be referred to as an SPR-enhanced TIRM. Phenomenon underlying the proposed approach consists in scattering of light into the external medium from relatively large particles placed on the surface of the SPR sensor. Surface plasmons are associated with the evanescent electromagnetic field, spreading outside the Au surface over the distance of $\sim 1/4$ of the wavelength. When the surface is microscopically homogeneous, no light is transmitted into the ambience. However, local inhomogeneities with size, comparable to or less than the wavelength, distort the space distribution of the evanescent field, which makes them the effective emitters of light. Exploration of confined electromagnetic fields and their interactions with conduction electrons at metallic interfaces or small metallic nanostructures has become now a subject of the emerged field of nanophotonics and plasmonics [6]. SPR-assisted visualization of small particles by light scattering may appear a promising concept for development of fast, sensitive, and robust method for revealing pathogenic microorganisms and viruses.

Sample preparation and experimental techniques

Feasibility of visualization of submicron particles located at the surface of the plasmon-supporting metal film by light scattering was investigated using submicron-sized silicon rods as a test object. This choice was made owing to their easily recognizable shape, as well as high index of refraction ($n = 3.865$) and relatively low optical absorption ($k = 0.015$) for $\lambda = 0.65 \mu\text{m}$, which were conducive to high intensity of light scattering. The rods were grown by VLS process in a closed volume using the chemical gas-conveying reaction with Au nanodroplets as a catalyst [7].

Microscopic images of Si-rods deposited onto Au layer were obtained using custom-built experimental setup based on the model Plasmon-6 biosensor (ISP NASU, Ukraine) [8] (Fig. 1). The optical layout of the setup is shown in Fig. 2.



Fig. 1. Experimental setup for visualization of submicron particles by SPR-enhanced total internal reflection microscopy.

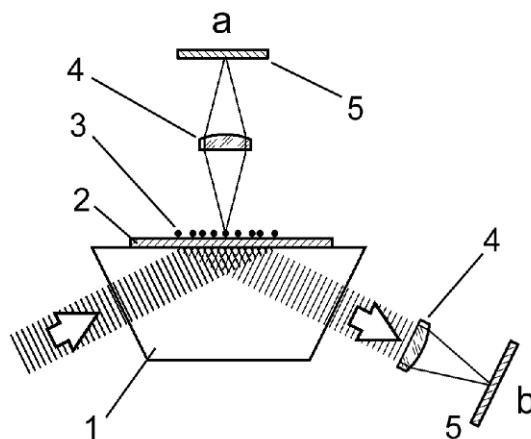


Fig. 2. Layout of optical configuration employed for visualization of submicron particles by SPR-enhanced total internal reflection microscopy (a) and surface plasmon resonance microscopy (b): 1 – total internal reflection prism, 2 – plasmon-supporting Au layer, 3 – test objects, 4 – microscope lens, 5 – solid-state focal plane.

Experimental results

Typical images of Si-rods are shown in Fig. 3. The Si-rods look like bright touches on a dark background, whose length generally does not exceed $100\ \mu\text{m}$. Ideally, at the resonance angle no radiation should be transmitted into the air through the Au layer. Nevertheless, numerous luminous spots and faintly glowing nebulas can also be observed in the background. This radiation was attributed to initially existing surface defects resulted from contamination or imperfect technology. These defects can clearly be seen in Fig. 4.

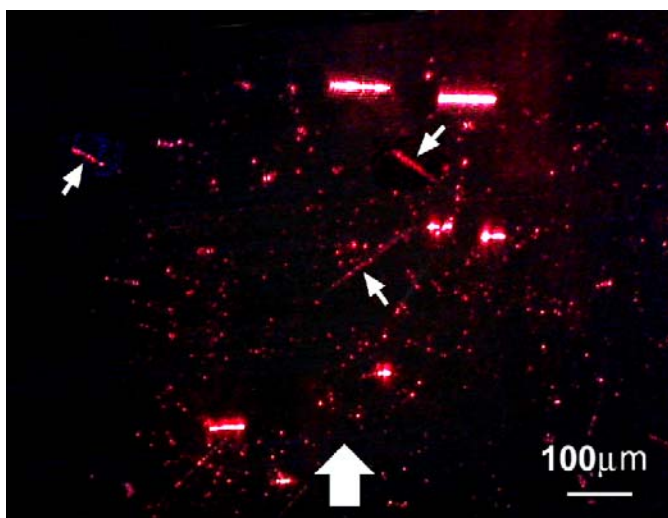


Fig. 3. Typical images of Si-rods obtained by the SPR-enhanced total internal reflection microscopy. The thick arrow shows direction of SPs propagation; small arrows indicate weak images of Si-rods misoriented against the perpendicular to this direction.

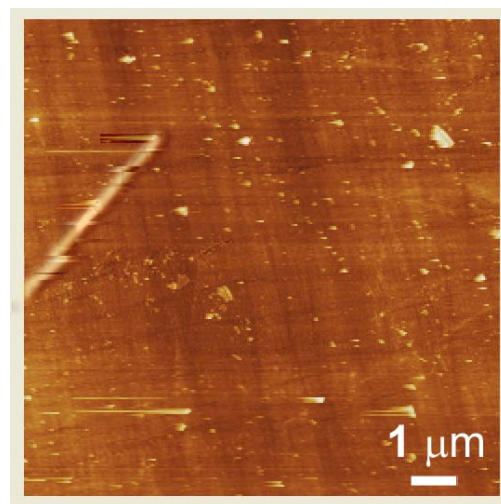


Fig. 4. AFM image of typical submicron Si-rod after separation by size using the sedimentation method.

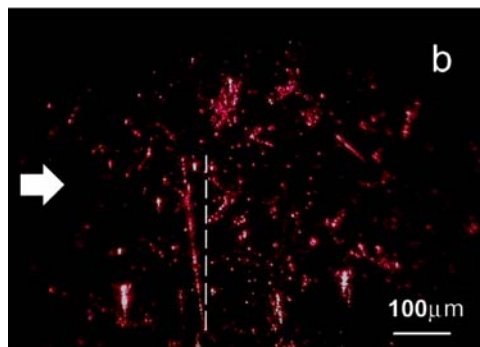
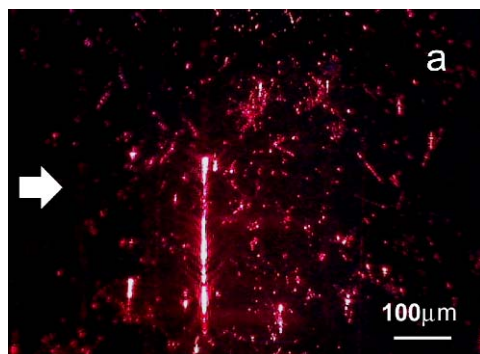


Fig. 5. Images of Si-rod obtained by the SPR-enhanced total internal reflection microscopy with different orientations against the perpendicular to the direction of SPs propagation.

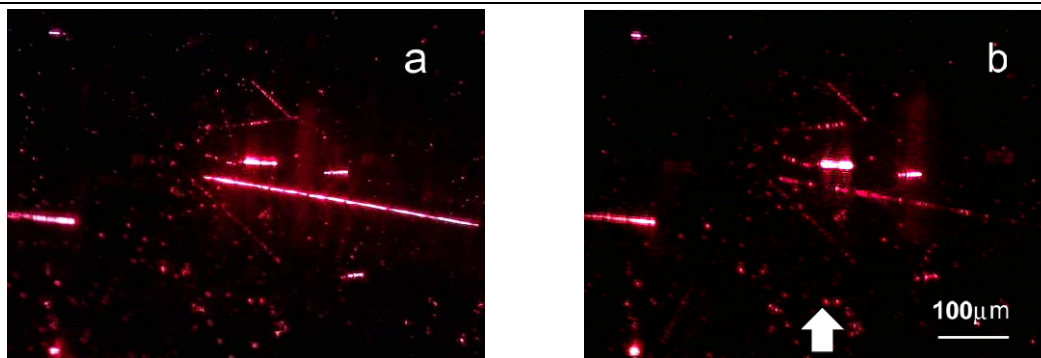


Fig. 6. Images of Si-rod obtained using objective lenses with numerical aperture 0.4 (a) and 0.11 (b).

In principle, the scattering intensity can be influenced by several factors. In particular, in case of evanescent field, it is dependent on the distance between the scattering particle and the surface [5]. To ascertain that scattering is really orientation-dependent, images of the same Si-rod acquired at different angular orientations were compared (Figs 5a and 5b). It is clearly seen that for the Si-rod the angular deviation of only $\sim 10^\circ$ causes drastic drop of light scattering intensity, while brightness of dot-like scatterers remains practically unchanged. Images of the same area of the surface which were obtained using objective lenses with different numerical aperture are shown in Figs 6a and 6b. The image obtained with the numerical aperture 0.4 evidently contains more details than that obtained with the numerical aperture 0.11.

The image of the sample obtained in the SPRM configuration is presented in Fig. 7. The contrast of this picture is much lower in comparison with the images obtained with the SPR-enhanced TIRM, though no dependence of brightness of Si-rods on orientation can be observed. Highly heterogeneous brightness of the background also hampers visualization of the point-like scatterers, which are clearly resolved with the use of the SPR-enhanced TIRM arrangement.

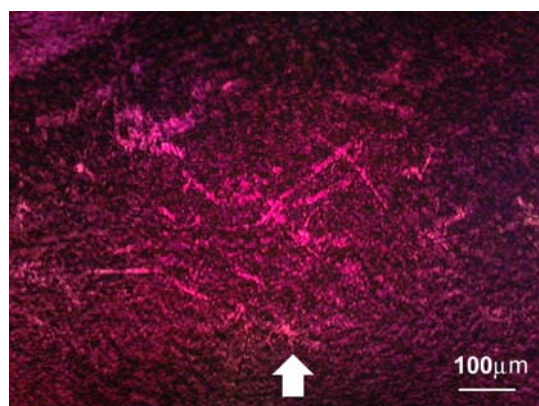


Fig. 7. Typical images of Si-rods obtained using surface plasmon resonance microscopy configuration

The experimental results presented above demonstrate advantages of the SPR-enhanced TIRM for imaging of submicron objects located at the surface of the plasmon-supporting film. This method can find applications in biosensor technology for detection of trace amounts of infectious microorganisms in various media.

References

1. R.J. Green, R.A. Frazier, K.M. Shakeshe, M.C. Davies, C.J. Roberts, S.J.B. Tendler, Surface plasmon resonance analysis of dynamic biological interactions with biomaterials // *Biomaterials*, 21p. 1823-1835 (2000).
2. B. Rothenhäusle, W. Knoll, Surface-plasmon microscopy // *Nature*, 332, p. 615-617 (1988).
3. A. Zybin, Y.A. Kuritsyn, E.L. Gurevich, V.V. Temchura, K. Überla, K. Niemax, Surface plasmon resonance for detection of dielectric nanoparticles and viruses // *Plasmonics*, 5, p. 31-35 (2010).
4. V. Shpacovich, Application of surface plasmon resonance (SPR) for the detection of single viruses and single biological nano-objects // *J. Bacteriol. Parasitol.* 3(7), p. 1000e110 (2012).
5. D.C. Prieve, F. Luo, F. Lanni. Brownian motion of a hydrosol particle in a colloidal force field // *Faraday Discussions of the Chemical Society*, 83, p. 297-307 (1987).
6. S.A. Maier, *Plasmonics: Fundamentals and Applications*. Springer Science+Business Media LLC (2007).
7. Heon-Jin Choi, *Vapor-Liquid-Solid growth of semiconductor nanowires*, Chap. 14 in: *Semiconductor Nanostructures for Optoelectronic Devices*, Ed. Gyu-Chul Yi, p. 1-36, Springer-Verlag Berlin Heidelberg (2012).
8. "Plasmon" line of Surface Plasmon Resonance spectrometers from Surface Plasmon Resonance Spectrometry Group of ISP NASU, <http://www.plasmon.org.ua/PRODUCTS.HTM>

ВЗАЄМОДІЯ ЕЛЕКТРОННОГО СТРУМЕНЯ І ВИЩИХ
СИНХРОННИХ ХВИЛЬ ПОЛІВ ВІДБИВНИХ ПЕРІОДИЧНИХ ҐРАТ

Досліджуємо взаємодію нерелятивістського електронного струменя з вищою хвилею НВЧ поля періодичних ґрат. Для кращої енергетики взаємодії при збільшенні номера p синхронної хвилі використовуємо смугу аномалій Вуда [1]. Доводимо, що при цьому омичні втрати не катастрофічні для енергетики.

V.V. SCHERBAK

Institute of Radio Physics and Electronics them. O.Ya.Usykova National Academy of Sciences of Ukraine, Kharkiv
shcherbak@ire.kharkov.uaINTERACTION OF ELECTRONIC JETS AND HIGH SYNCHRONOUS WAVES
PERIODIC FIELDS REFLECTIVE GRATING

We investigate interaction of nonrelativistic electronic stream with microwave field of periodical grating at synchronism with its higher wave. For best energetics of interaction at increase of index p of synchronous wave we use a band of Wood's anomalies [1]. We prove, that at that ohmic losses are not catastrophic for energetics.

Вступ. У радіофізиці актуальне удосконалення вакуумних генераторів електромагнітних коливань для субмм. і мм хвиль. Однак, антагонізм між вимогами до параметрів електронно-оптичної (ЕОС) і електродинамічної систем утруднює укорочення довжини хвилі λ генеруємих коливань. Для генераторів дифракційного випромінювання (ГДВ) і ладертрона [2,3]) маємо співвідношення $\kappa \approx \beta \cdot p$ між уповільненням β електронного струменя і безрозмірним хвильовим числом κ (або між прискорюючою напругою $U \sim 250 \cdot \beta$ і періодом $D = \kappa \cdot \lambda$ ґрат) при заданому номері p синхронної з електронним струменем гармоніки поля ґрат. Для $p=1$ при $\beta \leq 0.1$ й інших нерелятивістських β неможливий вибір періоду D , значно більшого $\lambda/10$. Тобто утруднено освоєння субмм. хвиль і підвищення потужності у мм. діапазоні. Збільшення p до 2 і 3 лише зм'якшувало ситуацію. Радикальна міра – значно більші p . Однак, при цьому ймовірний невірний вибір відносної ширини θ щілин ґрат, що знижує ефективність взаємодії електронного струменя з полем. Ми досліджуємо питання про оптимальний вибір θ та вплив омичних втрат. Знайшли шлях значного поліпшення енергетики ГДВ. Це – використання високодобротних резонансів Вуда, наприклад, при $\kappa \approx 1$. Якщо режим $p=3$ досліджуємо при $\beta \sim 1/3$, то при $\beta \sim 0.125$ значення p збільшуємо до 8. Ми тут аналізуємо і варіанти $p \geq 12$ ($\beta \leq 1/12$) Для всіх $p \geq 2$ енергетику коливань аналізуємо при $\kappa \approx 1$, щоб порівняти з квазістатичним $\kappa \ll 1$ режимом.

1. Постановка і розв'язок задачі самозбудження. Нехай електронний струмінь J рухається біля відбивних ґрат з канавками розмірів L і $2\pi\theta$ на активному дзеркалі $z=0$ відкритого резонатора (ОР) ГДВ між екрануючими стінками w (рис 1) плоского хвильоводу ширини $TD=2\pi T$. На іншому кінці $z=L_2$ хвильоводу маємо елемент зворотного зв'язку у вигляді пасивного дзеркала f , вигнутого для концентрування поля ОР у центр ґрат і селекції мод. Так що об'ємні поля ОР обмежені каустиками, що відстоять по x від стінок w . Електронний струмінь рухається при $L_1 > z > 0$ і модульований на частоті самозбудження. Спростимо дво-мірну теорему ГДВ до аналога коливальної системи ладертрона [3]. Замінімо неплюске дзеркало f екраном, здатним відбивати лише хвилю TEM . Шукаємо поля як нескінченну суму хвиль TM_{nT} хвильоводу (хвиль TM_{nT} ґратки) системи ладертрона [3]. Тобто. шукаємо поле при $0 < z < L_2$ у вигляді рядів Фур'є

$$H_y = \sum_n [C_n \exp\{i\gamma_n z\} + v \cdot H_n \exp\{-i\gamma_n(z - L_3)\} + D_n \exp(-i\gamma_n(z - L_2))] \cdot \exp\{i(n+s)x\} \quad (1)$$

де $v = \text{sign}(z - L_3/2)$; $\gamma_n = \sqrt{\kappa^2 - (n+s)^2}$. C, D_n – шукані амплітуди гармонік, розсіяних ґраткою і пасивним дзеркалом; H_n – амплітуди поля пучка; $s \leq 1/2$ – постійна Флоке (нуль для коливань нуль типу). Тут врахована періодичність ґрат по x й інші умови строгої самоузгодженої лінійної постановки задачі. Безрозмірне (при періоді ґрат $D=2\pi$) хвильове число κ комплексне. Тобто поставлена задача відноситься до спектральної теорії дифракції [4]. Зв'язок між модами з різними s не враховуємо з огляду на ідеальну селекцію мод ОР.

Використовуючи метод матричних операторів [5] для аналізу розсіювання полів (1) на дзеркалах ОР, зв'яжемо вектори $\vec{C}, \vec{D}$ шуканих амплітуд C_n та D_n з $H_n = H_n \sqrt{e_n^3}$

$$\vec{D} = \mathbf{R}^b \mathbf{e}^2 (\vec{C} - \mathbf{e}^3 \vec{H}); \quad \vec{C} = \mathbf{R}^a (\mathbf{e}^2 \vec{D} + \vec{H}); \quad \mathbf{e}^k = ((e_n^k \delta_m^n)); \quad e_n^k = \exp\{i\gamma_n L_k\}, \quad (2)$$

де $\mathbf{R}$ – матричні оператори відбиття гармонік поля від активного (g) і пасивного (f) дзеркал. З іншого боку, використовуючи лінеаризоване диференціальне рівняння [2] для перемінної складової струму пучка $J(x)$, модульованого полем $E \sim \partial/\partial x$ від функції (1), одержимо характеристичне рівняння

$$\vec{H} = q \gamma \mathbf{F} (\vec{C} - \mathbf{e}^2 \mathbf{e}^3 \vec{D}); \quad \gamma = ((\gamma_n \delta_m^n)); \quad \mathbf{F} = ((F_m^{n+} - F_m^{n-})), \quad (3)$$

$$(g_{\pm} - n - s) \cdot \Omega \cdot F_m^{n\pm} = -2i \sigma_m \sigma_n \beta \cdot \left\{ \frac{1 - \exp(i(g_{\pm} - m - s)\pi)}{g_{\pm} - m - s} - \frac{1 - (-1)^{m-n-s}}{p - m - s} \right\}, \quad g_{\pm} \beta = \kappa \pm \Omega. \quad (4)$$

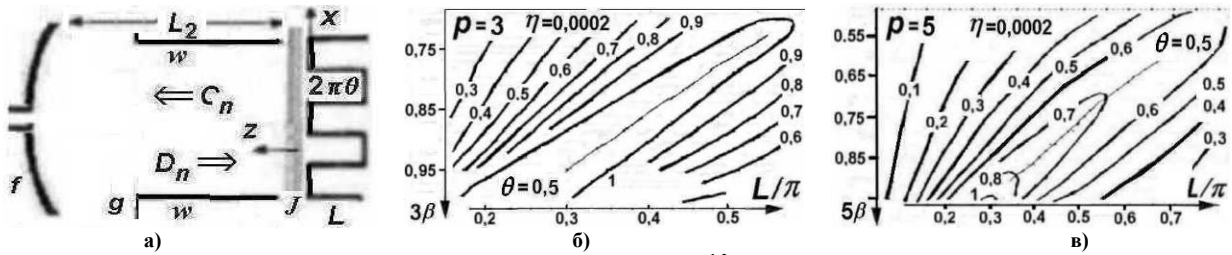


Рис.1. Двовірний ГДВ. Залежність енергетичної ефективності $W(p)=|R_0^{p,b}|^2$ ґратки від L й $p\beta$ для $p=3$ та 5 при $\theta=0.5$ і $\eta=0.0002$.

F – розсинхронізм поля і струму, q – первеанс пучка; Ω_s – плазмова частота, $\sigma_n = \sin(\pi\gamma_n L_3) / \pi\gamma_n L_3$ – коефіцієнти використання пучка, c – швидкість світла. Матричний оператор СЛАР (2) і (3) ядерний [4], тобто обґрунтування розв'язку задачі можливе. При $\kappa < 1$ зневажаємо взаємодією між дзеркалами по затухаючим хвилям і несинхронними хвилями струму та менш добротним режимом ЛОВ. Одержимо рівняння

$$1 - R_0^{0,a} R_0^{0,b} (e_0^2)^2 \approx \gamma_0 q \cdot R_0^{0,b} (e_0^2)^2 F_p^p (R_0^{p,a})^2, \quad (5)$$

де індекс p величин R , F знаходимо з умови $\kappa \approx [\beta - \Omega A(s)] \cdot (p+s)$ оптимального розсинхронізму ($F_p^p = \max$).

2. Аналіз енергетики. Зіставимо при $\beta \ll 1$ енергетику порога самозбудження для малих і великих p . Нехай $\kappa_0 c$ – власна частота коливаль "холодного" ГДВ, де при цілому $\ell \gg 1$ маємо

$$2\kappa_0 L_2 \approx \ell\pi - i \ln(R_0^{0,a} R_0^{0,b}). \quad (6)$$

Тоді для $q > 0$ та $s=0$ уточнимо звідси власне значення κ як

$$(\kappa_q - \kappa_0) 2L_2 \approx i q \kappa_0 (R_0^{0,a})^{-1} F_p^p (R_0^{p,a})^2. \quad (7)$$

При інших рівних величинах (F_p^p , $Im(\kappa_0)$ та q) інкремент наростання власних коливаль $Im(\kappa_q)$ залежить від модуля коефіцієнта перетворення $R_0^{p,a}$ з p -ї гармоніки поля у нульову, точніше, від $G_p = \kappa_0 (R_0^{p,a})^2$. Необхідна табуляція залежності величини $W(p) = |R_0^{p,b}|^2$ чи G_p від κ, L та θ . Для цього використаємо регуляризовані алгоритми [6] задачі про ступінчастий стик $z=0$. Через їх ефективність обрахунки нетрудомісткі. До того ж, тут застосований плотер "Shcherbak" з цілеспрямованим пошуком ліній рівня, більш економічний від відомих, оскільки ініціює проходження лінії рівня через точку топограми по консенсусу округлень чисел із сусідніх точок і потребує більш рідку таблицю чисел. Обрахунок на PC наших топограм зайняв час менше 1 сек.

Обговоримо спочатку результати розрахунку для $\kappa \ll 1$. Дані рис.1,б-в при $\theta=0.5$ начебто підтверджують вердикт експериментаторів, що при зростанні p енергетика ГДВ погіршується. Однак з рис.2 видно, що при оптимальному виборі θ максимумами від функції $W(p)$ не зменшуються, а для G_p зростають (через збільшення κ при рості p). Тобто негативний висновок експериментаторів невірний (через вибір ними неоптимальних θ й L та з інших причин, включаючи вплив шорсткості металу ґрат). Тим часом будь-яка зміна режиму ГДВ вимагає корекції θ й L (виготовлення іншого екземпляру ґрат, що не завжди відбувалось). Тут можливе посилення на те, що врахування омичних втрат у металі решітки може спростувати наш вердикт. Однак наші дані отримані при скінчених значеннях імпедансу η металу (адекватним нешорсткуватості міді у мм. діапазоні). І вони мало відрізняються від випадку $\eta=0$, що пов'язано з низькою добротністю при $\kappa \ll 1$ коливаль у щілинах ґрат. При $\kappa \sim 1$, що приводять до росту добротності щілин як резонаторів, або при значному збільшенні η врахування впливу омичних втрат потрібне. Тому для задачі про розсіяння хвиль на ґратах з металу скінченної провідності побудовані алгоритми, що замінюють алгоритм [6] при зміні нульового імпедансу η металу скінченим. Проекційний метод [6] доповнено процедурою напівзвернення, що розділяє статичну асимптотику і динамічні поправки. Одержано розв'язок у термінах добре збіжних СЛАР.

$$a_v^j = \sum_n [a_n^1 \zeta_n - 2\delta_n^p \delta_j^1 i \gamma_n] y_{v,j}^{n,1} + \sum_m [2\delta_m^l \delta_j^2 i \gamma_m / \theta - a_m^2 \zeta_{m/\theta} e_m / (\alpha + e_m)] y_{v,j}^{m,2}, \quad \zeta_n = n + i \gamma_n \quad (8)$$

$$\alpha = (1 + \eta) / (1 - \eta), \quad e_m = \exp\{i \Gamma_{m/p} L\}, \quad \Gamma_m(\eta) = \sqrt{\kappa^2 - \tilde{g}_m^2}, \quad (\tilde{g}_m - m) \sim \eta \ll 1, \quad (9)$$

що виражає коефіцієнти розсіяння $R_{n \leftarrow p}^{k \leftarrow j} = a_n^k$ хвиль на ґратках у широкому 2π і вузькому $2\pi\theta$ каналі через їх нормовані значення $y_{n,j}^{p,k}$ для $\kappa, \alpha=0$. Звідси маємо $R_0^{n,b}$ для (5) і ін. елементи $R_{n \leftarrow p}^{1 \leftarrow 1} = R_n^{p,b}$ матриці R^b .

3. Варіації режимів. Проведемо подальший аналіз, щоб довести, що використання режиму Вуда $\kappa \approx 1$ успішно вирішує поставлену проблему. Табулюємо величини $W(p) = G_p / \kappa \approx G_p$. Порівняємо їх залежності від κ та θ при оптимальних $L(\kappa, \theta)$ для різних p . Якщо κ менше від 1 на мале Δ , то внаслідок явища аномалій Вуда при малих θ і малих резонансних значеннях L або $L - \lambda/2$ різко росте поле усередині щілин і з ним функція W . При заданому імпедансі η металу W досягає максимуму при оптимальних θ_{opt} , розташованих між $\theta_{min} \sim (2k+1)/2p$, при яких W дорівнює нулю (див. пунктири рис.3). При $\eta > 0$ найкраще θ_{opt} більше, ніж $1/2p$.

Омічні втрати усе-таки погіршують енергетику генерування (у Вудівському режимі) при зростанні номера p синхронної гармоніки поля. Однак, некатастрофічно. Адже навіть при $p=8$ функція W істотно краща, ніж при $p=3$ у довгохвильовому режимі рис.1,б. Зі зменшенням η зростають максимуми $W(p)$, а Δ і шири-

на резонансної смуги частот логарифмічно спадають. Та викликані цим підвищені технологічні допуски на точність L/D (на відміну від L/λ) не надмірні (1%). Тобто практична реалізація режиму $p \gg 1$ можлива. Ілюструємо її даними рис.2 для $p=5$ й 8 при $\beta \approx 1/p$. При оптимальних $L(\kappa, \theta)$ маємо для $\kappa \approx 1$ енергетику взаємодії не гіршу, ніж при $p \leq 3$ для $\kappa \ll 1$. При цьому період D ґраток можемо збільшити на порядок у порівнянні з випадком $p=1$ (перетворити їх у більш технологічні) при збільшенні β лише у 2 або 5/8 раз (тобто використовуючи джерела живлення з анодною напругою 10 або 4 кВ). Або зменшуємо у 10 раз довжину хвилі λ . Ціна цього (замість релятивістських напруг U) – вузька смуга генерації. Зауважимо що, якщо зменшимо у 10 раз діапазон Δ відмінності κ від 1, то $\max W(p)$ збільшимо. Та цей процес обмежує заданий імпеданс металу.

Омічні втрати враховуємо згідно властивостям міді у мм діапазоні або у кілька раз більше. До речі, на дні канавок ґрат їх можна занулити. Це відповідає заміні відбивної ґратки на рис.1,а прохідною товщини $2L$ з розташованим позад неї віддзеркаленням структури рис.1,а .справа наліво відносно $z=-L$. Така заміна енергетично вигідна (замість топограми рис.2,в з піком >5 при $\theta=0.28$ отримали більш цікаву з піком >6).

4. Удосконалювання алгоритмів. Через гарну збіжність СЛАР (8) та (2) наші алгоритми обрахунку функції $G_p(\kappa, \theta, L)$ економні. Перерахунки з (5)-(7) на модель самозбудження –також. Через багатопараметричність нашої задачі і її оптимізаційну природу проведені додаткові удосконалення. Так, метод [5] дозволив замінити (8) на СЛАР з експонентною збіжністю і з неї одержати простий явний вираз G_p .

Інші модернізації відносимо до СЛАР (8). Її коефіцієнти $y_{n,j}^{p,k}$ обчислюємо з проєкційних алгоритмів [6], реалізованих у СЛАР з гіршою ніж для (8) збіжністю. Можна обчислити їх лише раз і далі апроксимувати їх залежність від θ через інтерполяцію. Кількість величин $y_{n,j}^{p,k}$ для цієї апроксимації невелика, бо при $\kappa < 1$ ми усіаємо (8) до $n, m\theta < N=3$. Більш радикальний інший шлях: Згідно [7] замість (8) запишемо подібну до неї СЛАР, що виражає величини $R_{n \leftarrow p}^{k \leftarrow j} = a_n^k$ через реактивності $Y_{n,j}^{p,k}$, визначені при $\kappa \sim 1$ замість $\kappa=0$ для $y_{n,j}^{p,k}$. Аналоги параметрів ζ_n у ній дозволять усікти її до порядку 1 замість $N+1=4$ для (8).

Висновки. Вивчено вплив індексу p поверхневої хвилі, синхронної з електронним струменем у ГДВ, на збудження коливаль. Це допомогло знайти режими, що дозволяють уникнути погіршення енергетики приладу при високому номері p синхронізму. До того ж енергетика значно поліпшена використанням Вудовського режиму $\kappa \approx 1$ замість квазістатички. Доведена можливість зменшити на порядок довжину хвилі λ генерації при заданому періоді D ґратки. Або при заданому D/λ прогнозуємо зменшення пускового первеансу генерації. У тому числі за рахунок зміни конструкції, еквівалентної подавленню омічних втрат на дні щілин відбивних ґраток ГДВ. Поліпшені також алгоритми розрахунку фізичних величин задачі.

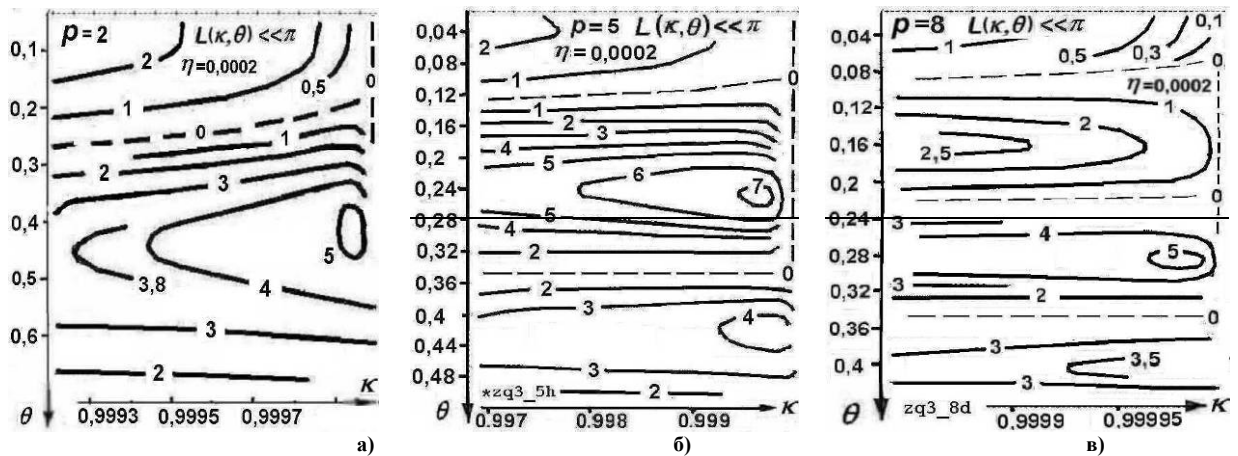


Рис.2. Топограма залежності $W(p)$ для $p=2$, $p=5$ та $p=8$ від параметрів κ й θ при $\kappa \approx \beta p \approx 1$ для $\eta=0.0002$.

Література

1. Wood R.W., Anomalous Diffraction Grating // Physic Rev., vol. 48, pp.928-936, Dec. 1935.
2. Шестопапов В.П., Дифракционная электроника. Харьков: Выща школа, 1976, -400 с.
3. Фуисава К. Ладдертрон –новый мощный генератор мм. диапазона// Зарубежная радиоэлектроника, № 4, 1965, С.45-59
4. Шестопапов В.П., Морсовские критические точки дисперсионных уравнений. Киев: Наукова думка, 1992., -400 с..
5. Shestopalov V.P. and Shcherbak V.V., Matrix operators in the diffraction problems// Radiophysics and Quantum Electronics, Springer NY, 11, 2, 1968, pp. 162-166.
6. Щербак В.В., Регуляризация розв'язку задач дифракції хвиль на стику часткових областей різної ширини // ДАН УРСР, сер. А, № 7, 1983, С.63-66
7. Shcherbak V.V., Matrix Operators in the diffraction problems. Generalized reactance matrix method// Telecommunication and Radio Engineering , Begell House, v. 51, 1997, p.175-182.

**ВЛИЯНИЕ РАДИАЦИИ НА НАПРЯЖЕНИЕ
ВКЛЮЧЕНИЯ ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ**

Аннотация. В работе рассмотрена возможность использования однопереходного транзистора в качестве датчика различных видов ионизирующего излучения.

Ключевые слова: однопереходный транзистор, ионизирующее излучение.

I.M. VIKULIN, V.E. GORBACHEV, S.N. POLAKOV
Odessa national academy of telecommunication a.n. O.S. Popov
phys@onat.edu.ua

INFLUENCE OF RADIATION ON SWITCHING VOLTAGE OF UNIJUNCTION TRANSISTORS

Abstract. The possibility of use of the unijunction transistor as a detector of various types of an ionising radiation is considered.

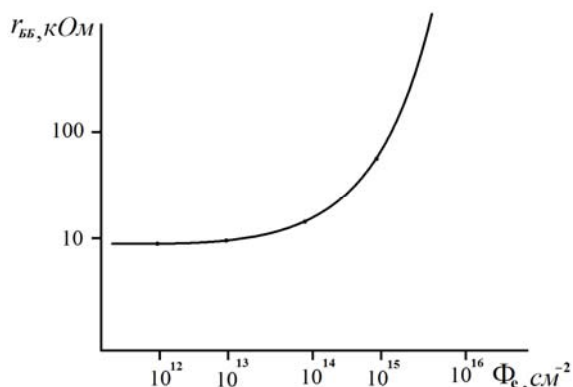
Keywords: unijunction transistor, ionising radiation.

Однопереходный транзистор (ОПТ) состоит из бруска полупроводника с двумя омическими контактами на противоположных концах и эмиттерным р-п-переходом между ними [1]. Его вольтамперная характеристика относится к S-типу, где основной величиной является напряжение переключения эмиттера V_{Π} из высокоомного состояния в низкоомное. Его можно определить как

$$V_{\Pi} = I_{\text{Б}} r_{\text{ББ}}, \quad (1)$$

где $I_{\text{Б}}$ – межбазовый ток, а $r_{\text{ББ}}$ – сопротивление модулируемой части базы.

Поскольку $r_{\text{ББ}}$ пропорционально удельному сопротивлению материала базы ρ , то определение влияния радиации на V_{Π} сводится к изменению ρ при облучении. Изменение ρ происходит при облучении базы электронами, гамма-квантами или быстрыми нейтронами. При этом возникающие в полупроводнике дефекты приводят к уменьшению концентрации основных носителей и их подвижности, а следовательно и к росту V_{Π} . На рисунке показана зависимость сопротивления базы промышленного ОПТ типа КТ – 117 из n-кремния с $\rho=200 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ от потока Φ электронов с энергией 4 МэВ.



Рис/1. Зависимость сопротивления ОПТ от потока электронов

Аналогично изменяется величина $V_{\Pi}(\Phi)$ с увеличением Φ . ОПТ часто используется в качестве генератора релаксационных колебаний, для чего достаточно к эмиттеру и контакту к модулируемой части базы подключить конденсатор. Период колебаний определяется как

$$T = \frac{1}{f} = RC \cdot \ln \frac{E}{E - V_{\Pi}}, \quad (2)$$

где E – напряжение источника питания, R – внешнее сопротивление между эмиттером и источником, C – емкость конденсатора. Соответственно частота колебаний f уменьшается с ростом ρ при увеличении интенсивности облучения базы. В указанном на рисунке интервале потоков излучения частота изменилась в 5-10 раз в зависимости от режимов питания.

Таким образом, генератор на ОПТ может использоваться в качестве датчика различных видов радиации, выходным параметром которого является частота сигнала как функция интенсивности потока электронов, гамма-излучения или нейтронов.

Литература

1. Викулин И.М. Физика полупроводниковых приборов/ Викулин И.М., Стафеев В.И. – М.: Радио и связь, 1990, – 152 с.

ДАТЧИКИ РАДИАЦИИ НА ОСНОВЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Аннотация. Разработан датчик ионизирующего излучения на основе мостовой схемы из четырех полевых транзисторов. Одна пара полевых транзисторов имеет положительный знак радиационной чувствительности, а другая – отрицательный. Экспериментальная проверка проведена на примере определения чувствительности датчика при облучении гамма-квантами.

Ключевые слова: полевой транзистор, мостовая схема измерения, ионизирующее излучение, чувствительность датчика.

S.D. KURMASHEV, A.V. VEREMJOVA, P.Y. MARKOLENKO

Odessa national academy of telecommunication a.n. O.S. Popov
phys@onat.edu.ua

DETECTORS OF RADIATION BASED ON FIELD-EFFECT JUNCTION TRANSISTOR

Abstract. The detector of an ionising radiation on the basis of a bridge circuit from four unipolar transistors is developed. One pair of unipolar transistors has a positive sign of radiation sensitivity, and another - subzero. The experimental checkout on an example of determination of sensitivity of a detector at an exposure by gamma-quantums has been fulfilled.

Keywords: field-effect junction transistor, bridge circuit of measurement, ionising radiation, sensitivity of detector.

Классической схемой датчика является измерительный мост из четырех элементов, два из которых являются пассивными, а два других чувствительными к потоку радиации. Выходным параметром датчика является напряжение в диагонали моста, растущее с увеличением интенсивности облучения. При измерении уровней радиации в качестве активных элементов могут быть использованы полевые транзисторы (ПТ) при двухполюсном включении (затвор замкнут с истоком). Ток насыщения ПТ с р-п-переходом в качестве затвора определяется как

$$I_n = A \cdot \mu \cdot n^2, \quad (1)$$

где A – постоянная, μ – подвижность, n – концентрация носителей в канале. Под действием радиации в канале ПТ образуются дефекты, уменьшающие μ и n , в результате чего ток уменьшается с ростом интенсивности облучения [1].

Для увеличения чувствительности мостового датчика с двумя ПТ и двумя резисторами, вместо резисторов можно использовать два других ПТ, с противоположным знаком чувствительности, то есть в данном случае ПТ, ток через которые растет при облучении. В этом качестве можно использовать некоторые ПТ с затвором МДП-типа (металл-диэлектрик-полупроводник). В таких ПТ при облучении диэлектрика, например SiO_2 , в нем образуется положительный заряд, который увеличивает количество электронов в канале и ток через него увеличивается [2].

Использование в мостовой схеме датчика радиации четырех ПТ, два из которых с положительным знаком чувствительности расположены в противоположных по диагонали плечах моста, а два других с отрицательным в остальных, должно на порядок увеличить чувствительность датчика к потоку излучения.

В эксперименте использовались промышленные ПТ типа 2П202Г (с p - n переходом в качестве затвора) и МДП транзисторы КП 306. Измерялся ток насыщения ПТ до облучения и после облучения гамма-квантами с энергией 1 МэВ. У транзисторов 2П202Г ток после облучения уменьшается в 1,5 – 2 раза. Транзисторы КП 306 разбивались на две группы. У первой, с током до облучения больше 3 мА наблюдалось также уменьшение тока, а у транзисторов с меньшим начальным током происходило увеличение тока в 1,5 – 3 раза. Последняя группа и использовалась в схемах датчиков.

Для каждого датчика подбирались пары ПТ с близкими значениями тока до облучения. Эксперименты показали, что использование в схеме датчика четырех ПТ вместо двух, увеличивает его радиационную чувствительность в 5 – 10 раз.

Литература

1. Викулин И.М. Физика полупроводниковых приборов/ Викулин И.М., Стафеев В.И. – М.: Радио и связь, 1990, – 152 с.
2. Кулаков В.М. Действие проникающей радиации на изделия электронной техники/ Кулаков В.М., Ладыгин Л.Е. и др. – М.: Сов. радио, 1980, – 121 с.

УДК 621.317.08

О.В. АЛЕКСАШИН¹, В.В. ГОРКУН², К.Л. ШЕВЧЕНКО²¹Одеська національна академія харчових технологій²Київський національний університет технологій та дизайну,
autom1@meta.uaПРИДУШЕННЯ ДЗЕРКАЛЬНИХ ЗАВАД
В МОДУЛЯЦІЙНИХ ГЕТЕРОДИННИХ РАДІОМЕТРАХ

Анотація. Представлені результати розробки пристрою для вимірювання спектральної щільності потужності низькоінтенсивних електромагнітних випромінювань, який дозволяє суттєво зменшити вплив шумів приймальної широкосмугової антени, гетеродинного перетворювача частоти та гетеродина. Також виключений вплив завад по дзеркальному каналу гетеродинного перетворювача частоти.

Ключові слова: радіометр, дзеркальна завада, електромагнітне випромінювання, гетеродинне перетворення.

O.V. ALEKSASHIN¹, V.V. GORKUN², K.L. SHEVCHENKO²¹Odesa national academy of food technologies²Kiiv national university of technologies and design
autom1@meta.ua

NOISE SUPPRESSION MIRRORED IN MODULATION HETERODYNE RADIOMETER

Annotation. The results of the development of a device for measuring the power spectral density of low-intensity electromagnetic radiation. The device can significantly reduce the impact of noise receiving broadband antenna, heterodyne frequency converter and local oscillator. Also excluded the impact of noise on the mirror channel heterodyne frequency converter.

Keyword: radiometer, mirror to noise ratio, electromagnetic radiation, heterodyne conversion.

Відомо, що при аналізі біологічних об'єктів, харчових та зернових продуктів, дослідженні електромагнітних полів природного та техногенного походження часто використовуються модуляційні гетеродинні перетворювачі. Вони дозволяють виявляти області резонансних взаємодій мікрочасток і молекулярних систем залежно від інтенсивності і частоти спектральних складових електромагнітних випромінювань (ЕМВ) [1].

Проте, існування паразитної модуляції власних шумів в модуляційних гетеродинних радіометрах суттєво зменшує потенційні можливості їх використання.

В [2] показано, як можна зменшити вплив паразитної модуляції власних шумів радіометра, що сприяє підвищенню чутливості та точності вимірювання слабких ЕМВ у діапазоні надвисоких частот. Однак, дане рішення не виключає впливу дзеркальних завад гетеродинного перетворення частоти.

Авторами розроблена функціональна схема пристрою (рис. 1), що дозволяє значно зменшити вплив зазначених завад [3].

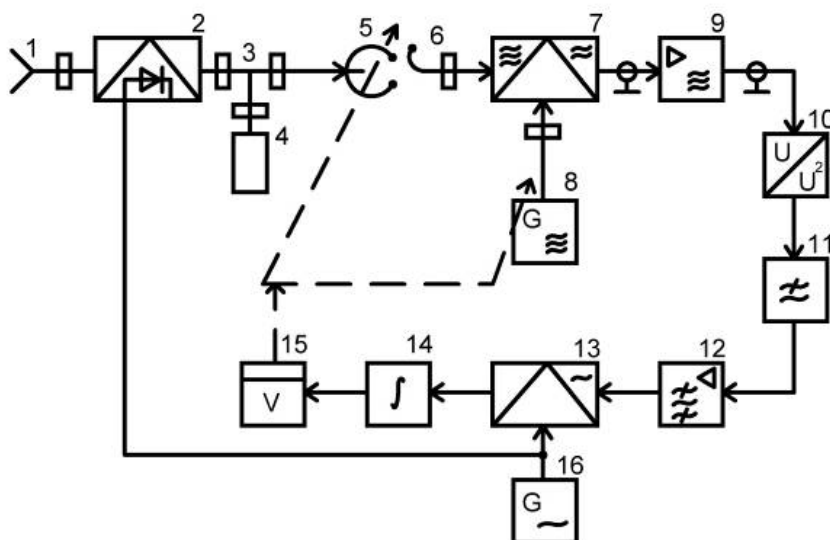


Рис.1. Функціональна схема модуляційного гетеродинного радіометра з придушенням дзеркальних завад.

Робота пристрою здійснюється таким чином. Низькоінтенсивне ЕМВ, що найчастіше має шумовий характер, приймається антеною 1 і перетворюється на сигнал надвисокої частоти (НВЧ). Діодний ключ 2,

який керується напругою генератора 16 низької частоти, періодично перериває вихідний НВЧ-сигнал приймальної антени 1.

При відкритому діодному ключі НВЧ-сигнал, який є сумішшю зовнішнього шумового сигналу та власних шумів антени, надходить через хвильовдний трійник 3 на регульований резонатор 5. НВЧ-шуми відрізка хвильоводу 4 з поглинаючим навантаженням при цьому шунтуються низькоомним опором приймальної антени, що перешкоджає їх потраплянню у резонатор. У закритому стані діодного ключа антена відключається і НВЧ шуми відрізка хвильоводу 4 поступають в резонатор 5. При періодичній роботі діодного ключа 2 на вхід резонатора 5 в різні напівперіоди поступають радіоімпульси, заповнені прийнятим НВЧ сигналом з шумами приймальної антени та шумами відрізка хвильоводу 4.

В резонаторі 5 з шумових НВЧ сигналів виділяються вузькі ділянки їх суцільного спектру. Ширина ділянок спектрів визначається смугою пропускання резонатора 5 на резонансній частоті. Початкове значення резонансної частоти резонатора задається положенням стрічкопротягувального механізму ресетруючого вольтметра 15. Одночасно за допомогою кінематичного зв'язку встановлюється і початкова частота гетеродина 8, яка повинна бути нижча за резонансну частоту f_p резонатора 5 на значення проміжної частоти підсилювача 9. Частоту налагодження підсилювача вибирають з умови

$$f_n \geq \frac{\Delta f_p}{2}, \quad (1)$$

де Δf_p - ефективна ширина смуги пропускання налагоджуваного резонатора 5.

При виконанні умови (1) в смугу пропускання підсилювача проміжної частоти потрапляють тільки сигнали проміжної (різницевої) частоти вигляду

$$\Delta f_n = f_c - f_G, \quad (2)$$

де f_c - частота спектральної складової радіоімпульсних сигналів що виділяються регульованим резонатором 5; f_G - встановлена частота гетеродина 8.

Сигнали по дзеркальному каналу перетворення частоти з сусідніх ділянок спектрів з частотою

$$\Delta f'_n = f_G - f_c \quad (3)$$

у смугу пропускання підсилювача проміжної частоти не потрапляють. Завдяки цьому не відбувається ослаблення і спотворення сигналів проміжної частоти через дзеркальні перешкоди. Смугою пропускання підсилювача проміжної частоти вибирають достатньо вузькою. В результаті цього з виділених резонатором 5 ділянок суцільних спектрів НВЧ сигналів формуються вузькосмугові сигнали проміжної частоти в смузі Δf_n з інтервалом частот:

$$\sum f_c = f_G + (f_n \pm \Delta f_n). \quad (4)$$

Вузькосмугові радіоімпульси проміжної частоти детектуються детектором 10 і згладжуються фільтром 11 нижніх частот. На виході фільтру 11 утворюються відеоімпульси, що слідує з низькою частотою перемикання діодного ключа 2. При відкритому стані діодного ключа 2 амплітуда відеоімпульсів має вигляд:

$$U_1 = S(J_X + J_A + J_{ГП})\Delta f_n, \quad (5)$$

де S - крутість гетеродинного перетворення НВЧ радіоімпульсів в напругу відеоімпульсів; J_X , J_A і $J_{ГП}$ - спектральна щільність потужності відповідно прийнятого випромінювання, шумів приймальної антени 1 і шумів гетеродинного перетворювача частоти.

У закритому стані діодного ключа 2 амплітуда відеоімпульсів зменшується до значення

$$U_2 = S(J_H + J_{ГП})\Delta f_n, \quad (6)$$

де J_H - спектральна щільність потужності шумів відрізка хвильоводу 4 з поглинаючим навантаженням.

При періодичній роботі діодного ключа 2 в часовій послідовності відеоімпульсів з амплітудами (5) і (6) з'являється змінна складова напруги з амплітудою

$$U_3 = \frac{U_1 - U_2}{2} = \frac{S}{2}(J_X + J_A - J_H)\Delta f_n. \quad (7)$$

Вибірковий підсилювач 12 налагоджений на частоту генератора 16. Змінна напруга з амплітудою (7) виділяється з низькочастотних шумів квадратичного детектора 10 і підсилюється до значення

$$U_4 = \frac{SK_1}{2}(J_X + J_A - J_H)\Delta f_n + \Delta U_{ш}, \quad (8)$$

де K_1 - коефіцієнт підсилення вибіркового підсилювача 12 низької частоти; $\Delta U_{ш}$ - середньоквадратична напруга шумів, що потрапляють в смугу пропускання вибіркового підсилювача 12.

Підсилена змінна напруга випрямляється синхронним детектором 13, який керується напругою

генератора 16. Випрямлена напруга в суміші з низькочастотними шумами (8) інтегрується інтегратором 14 з постійною часу 3...5 с, напруги вимірюється і реєструється вольтметром 15:

$$U_4 = \frac{SK_1K_2K_3}{2}(J_X + J_A - J_H)\Delta f_{\Pi}, \quad (9)$$

де K_2 - коефіцієнт випрямлення синхронного детектора 13; K_3 - коефіцієнт передачі інтегратора 14.

Опір відрізка хвилеводу 4 з поглинаючим навантаженням обирають так, щоб компенсувати власні шуми приймальної антени 1:

$$J_A = J_H. \quad (10)$$

Умова (10) забезпечується калібруванням пристрою при спрямуванні приймальної антени 1 на нейтральний фон. В результаті калібрування реєструючий вольтметр 15 фіксує напругу

$$U_6 = S_0 J_X \Delta f_{\Pi}, \quad (11)$$

де S_0 - результуюча крутість перетворення спектральної щільності потужності ЕМВ в постійну напругу.

З виразу (11) слідує, що результат вимірювання є пропорційним спектральній щільності потужності прийнятого ЕМВ в смузі частот вузькосмугового підсилювача 9 проміжної частоти. При цьому результат вимірювання не залежить від рівня шумів як приймальної широкосмугової антени 1, так і шумів гетеродинного перетворювача частоти. Також виключені завади по дзеркальному каналу гетеродинного перетворювача частоти.

При роботі стрічкопротяжного механізму вольтметра 15 відбувається подальше перестроювання резонансної частоти Δf_n і f_G регульованого резонатора 5 і гетеродина 8 в бік зростання.

При цьому в процесі перестроювання зберігається різниця частот резонатора 5 і гетеродина 8

$$f_P - f_G = \text{const} = f_n. \quad (12)$$

При перестроюванні частоти резонатора 8 відбувається нове вимірювання спектральної щільності потужності ЕМВ згідно (11), але при новому значенні частоти гетеродина 8. Результат вимірювання реєструється на діаграмній стрічці реєструючого вольтметра. При цьому відображається значення спектральної щільності потужності на кожній сусідній, зміщеній по частоті, ділянці спектральної характеристики ЕМВ. При повільному перестроюванні частоти резонатора 5 і гетеродина 8 відбувається безперервне вимірювання спектральної щільності потужності досліджуваного ЕМВ залежно від поточної частоти сканованої ділянки його спектру.

Таким чином, використання запропонованого пристрою для вимірювання спектральної щільності потужності низькоінтенсивних електромагнітних випромінювань дозволяє:

- виявляти в спектрі шумових ЕМВ техногенного походження (радіотеплові і плазмові випромінювання, випромінювання систем зв'язку, систем радіолокації та ін.) існуючі нерівномірності, пов'язані з розповсюдженням і поглинанням радіохвиль в різних середовищах;
- аналізувати в біологічних об'єктах характер ЕМВ залежно від будови біотканин і глибини розташування джерел випромінювання, їх температури і розмірів клітинних структур;
- виявляти області резонансних взаємодій мікрочасток і молекулярних систем органів і фізіологічних систем людини залежно від інтенсивності і частоти спектральних складових ЕМВ;
- реєструвати нерівномірність частотних характеристик елементів приймальних трактів радіометрів та інших НВЧ вимірювальних систем при порівнянні з ЕМВ зразкових джерел широкосмугових шумів.

Література

1. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону: [навч. посібник] / Скрипник Ю. О., Манойлов В. П., Яненко О. П. - Житомир: ЖІТІ, 2001. - 374 с.
2. Патент України на корисну модель № 43418, МПК G01R29/08, Модуляційний гетеродинний радіометр / Скрипник Ю. О., Шевченко К. Л., Ваганов О. А.; Опубл. 10.08.2009 р; Бюл. № 15.
3. Патент України на корисну модель № 80837, МПК G01R29/08, Модуляційний надвисокочастотний спектроаналізатор / Скрипник Ю. О., Шевченко К.Л., Василенко М. П.; Опубл. 10.06.2013 р; Бюл. № 11.

References

1. Modulyatsiyni radiometrychni prystroji ta systemy NVCH-diapazonu: [navch. posibnyk] / Skrypnyk YU. O., Manoylov V. P., Yanenko O. P. - Zhytomyr: ZHITI, 2001. - 374 s.
2. Patent Ukrayiny na korysnu model № 43418, MPK G01R29/08, Modulyatsiynyy heterodynnyy radiometr / Skrypnyk YU. O., Shevchenko K. L., Vahanov O. A.; Opubl. 10.08.2009 r; Byul. № 15.
3. Patent Ukrayiny na korysnu model № 80837, MPK G01R29/08, Modulyatsiynyy nadvysokochastotnyy spektroanalizator / Skrypnyk YU. O., Shevchenko K.L., Vasylenko M. P.; Opubl. 10.06.2013 r; Byul. № 11.

ВИЗНАЧЕННЯ МІСЦЯ ТА ВИМІРЮВАННЯ ГЛИБИНИ ЗАЛЯГАННЯ І ЕЛЕКТРИЧНИХ ПОТЕНЦІАЛІВ ПІДЗЕМНИХ ТРУБОПРОВОДІВ

Анотація. Описано будову та застосування переносного малогабаритного приладу МГП.

Ключові слова: підземні трубопроводи, обстеження, протикорозійний захист, вимірювання

R.M. DZHALA¹, B.Y. VERBENETC¹, A.B. MYTSYK², M.I. MELNYK¹, O.M. SEMENYUK¹

¹Karpenko Physico-Mechanical Institute of the NAS of Ukraine,

²UMG "Lvivtransgaz" PAT "Ukrtransgaz" NAK "Naftogaz of Ukraine"

LOCATION AND MEASUREMENTS THE DEPTH AND ELECTRICAL POTENTIAL OF UNDERGROUND PIPELINES

Annotation: Structure and use of the portable compact device MGP is described.

Keywords: underground pipelines, observation, corrosion protection, measurement.

Наявні прилади для обстежень підземних трубопроводів (ПТ) здебільшого призначені для вимірювання одного параметра із ручним записом вимірів у польовий журнал, що збільшує затрати праці і недостатньо інформативно. Відома зарубіжна апаратура з автоматичним записом вимірів також орієнтована на визначення одного параметра, коштує дорого, що ускладнює придбання її у кількості достатній для забезпечення практичних потреб контролю стану і діагностування ПТ.

У ФМІ НАН України розроблено та виготовлено новий переносний малогабаритний прилад МГП для визначення місця та вимірювань глибини залягання ПТ і електричних потенціалів (три в одному). МГП складається з аналогової і цифрової частин, змонтованих у малогабаритному корпусі, обладнаному клавіатурою, рідкокристалічним цифровим індикатором і клемми для приєднання зовнішніх пристроїв. У корпусі вмонтовані мікропроцесор, модуль GPS для визначення координат місця і часу вимірювання, електронна пам'ять, блок живлення та заряду з акумулятором, інтерфейс.

Аналогова частина апаратури містить чотири канали: два – для вимірювань глибини, та канали визначення місця осі ПТ і вимірювання потенціалу. Канал осі складається з індуктивного сприймача магнітного поля, розміщеного всередині корпусу приладу для зручного визначення осі та напрямку залягання трубопроводу, попереднього підсилювача з низьким рівнем шумів, прецизійного масштабного підсилювача, двох активних смугових фільтрів, ключа та випрямляча. Для вимірювань глибини використовуємо два індуктивні сприймачі магнітного поля, розміщені на фіксованій відстані між собою. У канали підсилення входять попередні підсилювачі з низьким рівнем шумів, прецизійні масштабні підсилювачі, по два активні смугові фільтри на канал, ключ для вибору робочої частоти, випрямляч та блок синхронізації для правильної роботи АЦП. Канал вимірювання потенціалу має високоомний вхідний дільник, підсилювач, детектор для випрямлення двополярного сигналу і детектор полярності.

Прилад МГП працює у **двох режимах**: "Вимірювання" та "Зчитування". У режимі "Вимірювання" визначають місце і напрям струмопроводу, безконтактно міряють глибину залягання ПТ. З підключенням електродів міряють електричні потенціали "труба-земля" чи градієнт потенціалів „земля-земля”. Виміри з координатами і часом виводяться на індикатор і по команді оператора заносяться у пам'ять.

У режимі "Зчитування" всі виміри можна переглядати на індикаторі та переводити їх у персональний комп'ютер для документування і подальшого опрацювання. Додатково на цифровий індикатор МГП виводяться стан заряду акумулятора, кількість записаних даних та робоча частота. При роботі в умовах недостатньої освітленості забезпечена можливість підсвітки індикатора.

Проведено експериментальні вимірювання та натурні випробування на трасах магістральних підземних газопроводів УМГ „Львівтрансгаз”. Виміри глибини залягання на ділянці газопроводу Опари-Угерсько використано для планування ремонтних робіт на лінійній частині газопроводу. Випробування підтвердили ефективність використання МГП для обстежень і контролю параметрів протикорозійного захисту підземних трубопроводів; підвищується оперативність та інформативність обстежень ПТ та пов'язаних з ними металевих конструкцій в електропровідному середовищі. Результати МГП можна використати для занесення координат просторового положення системи трубопроводів у електронні карти Держкомзему України.

ЗАСТОСУВАННЯ ЛІНІЙНО-ІНТЕРПОЛЮЮЧОГО ФІЛЬТРА ДЛЯ ТОЧНОГО ВИМІРЮВАННЯ ЧАСУ ЗГАСАННЯ КОЛИВАНЬ ЗБУДЖЕНИХ В LC-КОНТУРІ

Анотація. Наявність детектора з лінійною зв'язності-інтерполяційного фільтра для часу загасання коливань чутливого вимірювання розглядається в статті. Необхідність такого підходу для чутливого вимірювання доведена. Пропонується функціональна структура детектора з лінійною зв'язності-інтерполяційного фільтра і принципової схеми на його основі.

Ключові слова: LC-контур, лінійний інтерполюючий фільтр, час вимірювання.

V.Y. KUCHERUK, K.V. OVCHYNNYKOV, M.D. MOLCHANIUK

Vinnitsia National Technical University
k_ovchinnikov@mail.ru

THE USAGE OF THE LINEAR INTERPOLATING FILTER FOR AN ACCURATE FLUCTUATION FADING TIME MEASURING ACTIVATED IN LC-CIRCUIT

Annotation. The availability of detector with arcwise-interpolational filter for oscillations attenuation time sensitive measurement is considered in article. The necessity of such approach for sensitive measurement is proved. The functional structure of detector with arcwise-interpolational filter and schematic circuit based on it is proposed.

Keywords: LC-circuit, linear interpolation filter, time measurement.

На сучасному етапі розвитку вимірювальної техніки, отримання вимірювальної інформації обов'язково супроводжується аналого-цифровим перетворенням. Не зважаючи на те, що аналоговою величиною може бути не лише напруга, сьогодні під аналого-цифровим перетворенням розуміють саме перетворення напруги в цифровий код. Точність перетворення залежить від розрядності аналого-цифрового перетворювача тому основним методом підвищення точності перетворення є збільшення розрядності. Але збільшення розрядності супроводжується зростанням похибки перетворення внаслідок дії завад в процесі перетворення, тому розрядність сучасних аналого-цифрових перетворювачів обмежена, і виникає необхідність шукати нові підходи та вдосконалювати інші методи перетворення та отримання вимірювальної інформації.

Як альтернатива перетворенню напруги в цифровий існують високоточні аналого-цифрові перетворювачі побудовані на принципі перетворення в код тривалості інтервалів часу [1]. Такі перетворювачі забезпечують вимірювання інтервалів часу з точністю порядку 250 пс, що еквівалентне перетворенню напруги в цифровий код з розрядністю 30, а збільшення розрядності такого перетворювача обмежене лише часом вимірювання.

Такий аналого-цифровий перетворювач пропонується застосовувати при вимірюванні товщини діелектричних покриттів металевих поверхонь [2] для визначення тривалості перехідного процесу збудженого в коливальному контурі первинного вимірювального перетворювача.

Тривалість перехідного процесу (час загасання збуджених коливань $t_{зг}$) в коливальному контурі визначається, як час за який амплітуда вільних коливань зменшиться в e раз. Тому для визначення тривалості перехідного процесу необхідно виділяти огинаючу сигналу та порівнювати значення амплітуди

огинаючої зі зразковою напругою $\frac{U_0}{e}$, де U_0 – максимальна напруга в контурі (рис. 1). Виділення

огинаючої такого сигналу не є тривіальною задачею тому, що застосування відомих методів не забезпечує необхідної точності відтворення, а відповідно зростає похибка вимірювання.

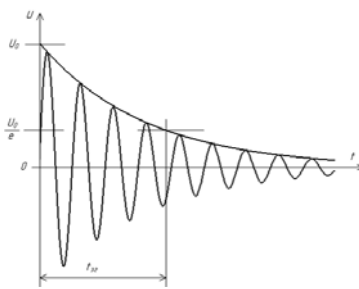


Рисунок 1 – Визначення тривалості перехідного процесу

А оскільки зміна тривалості перехідного процесу суттєво більше за період коливань, і відповідно більше за зону "ідеального" відтворення АВ (рис. 2), то забезпечити мінімальну похибку відтворення по

всьому діапазону вимірювання такий підхід не дозволяє.

Для розширення зони "ідеального" відтворення пропонується використати детектор з лінійно-інтерполюючим фільтром описаний в [3]. Основною ідеєю прецизійного відтворення огинаючої сигналу є застосування лінійної інтерполяції по локальним максимумам гармонійного сигналу.

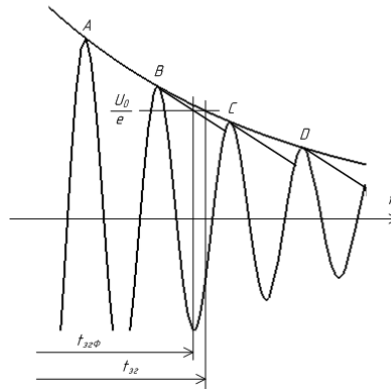


Рисунок 2 – Неідеальне відтворення огинаючої сигналу

Застосування найпростіших схем фільтрів нижніх частот не дають задовільних результатів оскільки огинаюча має складну форму далеку від гармонійної з широким спектром, який не дозволяє найпростішими методами відтворити модулюючий сигнал [4].



Рисунок 3 – Результат роботи лінійно-інтерполюючого фільтра

Застосування більш складних схем, наприклад пікового детектора [4], забезпечує близьке до ідеального відтворення сигналу лише в визначеній зоні *AB* (рис. 2), оскільки номінали задаючих елементів схеми лишаються сталими.

Результати роботи схеми наведені на рис. 3. На екрані осцилографа відображені сигнали з виходу коливального LC-контур, та з виходу лінійно-інтерполюючого фільтра.

Література

1. <http://www.acam.de/products/time-to-digital-converters/tdc-gp1/>
2. Шабатура Ю.В. Дослідження вимірювальних перетворювачів товщини діелектричного покриття металевих поверхонь з часовим представленням інформації / Ю.В. Шабатура, К.В. Овчинников // Вісник національного університету "Львівська політехніка": Автоматика, вимірювання та керування. – Вип. №551. – Л., 2006. – С.63 – 69.
3. Карцев Е. Стереодекoder с кварцевым резонатором / Е Карцев, В Чулков // Радио. – 1986. №2. – С.38 – 42.
4. Пат. 2365910 Российская Федерация, МПК G01N27/90. Способ и устройство для его осуществления / Кибрик Г.Е., Налдаев Н.Д.; Заявитель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственностью Научно-производственное предприятие "ТИК" (ООО НПП "ТИК"). – 2007103265/28; заявл. 26.01.2007; опубл. 27.08.2009. – 3 с.: ил.
5. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с., сил.
6. Przegląd elektrotechniczny, issn 0033-2097, т. 89 nr 8/2013. – р. 68-70.

ПОВЫШЕНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ КОНТРОЛЯ ЗАЩИТНОГО ПОТЕНЦИАЛА АНТИКОРРОЗИОННОЙ ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ НАГРЕВАТЕЛЕЙ ВОДЫ

В работе предложен метод повышения достоверности контроля защитного потенциала в катодной защите от коррозии внешним током электрических нагревателей воды. Метод базируется на измерении импеданса границы раздела металл-стеклоэмаль-вода в широком диапазоне частот, который учитывает влияние двойного электрического слоя.

Ключевые слова: электрический нагреватель воды, катодная защита внешним током, защитный потенциал.

V.V. MARTYNYUK, V.V. KOTENEV

Khmelnytskyi National University

INCREASING OF THE PROTECTION POTENTIAL CONTROL RELIABILITY OF THE ELECTRIC WATER HEATERS ANTICORROSION PROTECTION

Abstract – The work presents the method of the protection potential control reliability in the cathodic protection of the outer current for the electric water heaters. The method is based on the impedance measurement of the metal-glass-water interface in the wide frequency range, which takes in account the influence of the electric double layer.

Keywords: electric water heater, cathodic protection of the outer current, protection potential.

Электрические нагреватели воды (ЭНВ) являются одним из наиболее распространенных видов эмалированной бытовой нагревательной аппаратуры. Основной причиной, сокращающей срок эксплуатации ЭНВ и приводящей к выходу их из строя, является коррозия их внутренних стальных баков. Стеклоэмалевое покрытие внутренних стальных баков ЭНВ не обеспечивает их полной защиты от коррозии, потому что в процессе эксплуатации из-за циклических термических нагрузок могут образовываться микротрещины и другие малоразмерные дефекты [1].

Для предотвращения коррозии дефектных участков покрытия внутренних стального бака ЭНВ (не защищенных стеклоэмалевым покрытием) используется катодная защита внешним током (КЗВТ), которая является эффективным методом коррозионной защиты, по сравнению с другими методами. Основным критерием КЗВТ является защитный потенциал (для ЭНВ он должен быть равным -550 мВ), при котором скорость растворения металла принимает предельно низкое значение, допустимое для данных условий эксплуатации.

Достоверность контроля защитного потенциала КЗВТ имеет большое значение для повышения эффективности устройств антикоррозионной защиты ЭНВ. Чем выше достоверность контроля защитного потенциала КЗВТ, тем точнее устройство КЗВТ сможет поддерживать этот потенциал в процессе эксплуатации ЭНВ, а их коррозия будет минимально допустимой.

Процесс контроля потенциала обеспечивается постоянным измерением разности потенциалов ЭНВ и титанового анода. После этого с помощью расчетов определяется необходимая сила внешнего тока. Такой принцип дает возможность использовать только один анод, который создает внешний ток между ЭНВ и анодом, а также определяет защитный потенциал ЭНВ.

Недостатком указанного метода является низкая достоверность контроля защитного потенциала. Причиной этого является дополнительное падение напряжения на сопротивлении воды и образование объемного заряда, вследствие заряда двойного электрического слоя. Поэтому защитный потенциал на внутреннем стальном баке ЭНВ будет меньше требуемого значения -550 мВ. В результате заниженного защитного потенциала ЭНВ его катодная защита будет не полной, что к увеличению скорости коррозионного процесса.

Для преодоления указанного недостатка авторы предлагают метод повышения достоверности контроля защитного потенциала ЭНВ, который базируется на измерении импеданса границы раздела металл-стеклоэмаль-вода в широком диапазоне частот и аппроксимации измеренного годографа комплексного сопротивления предложенной математической моделью коррозионного процесса. Это позволит определить параметры элементов его эквивалентной схемы замещения, которая моделирует импеданс границы раздела металл-стеклоэмаль-вода в широком диапазоне частот.

Зная значения параметров элементов эквивалентной схемы замещения импеданса границы раздела металл-стеклоэмаль-вода можно рассчитать требуемый ток КЗВТ таким образом, чтобы значение защитного потенциала на внутреннем стальном баке ЭНВ составляло требуемое значение -550 мВ.

Литература

1. Мартынюк В.В. Анализ математических моделей коррозии для приборов контроля антикоррозионной защиты электрических нагревателей воды / В.В. Мартынюк, В.В. Котенев // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький, 2014. – №4. – С. 79 – 83.

References

1. Martynyuk V.V. Analiz matematicheskikh modeley korrozii dlya priborov kontrolya antikorrozionnoy zaschity elektricheskikh nagrevateley vody / V.V. Martynyuk, V.V. Kotenev // Vymiryuvalna ta obchyslyuvalna tehnika v tehnologichnyh procesah. – Hmelnytskyi, 2014. – № 4 – S. 79 – 83.

**АНАЛИЗ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ
АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ**

Аннотация. Проведены оценка и анализ весовых коэффициентов двухэлементной адаптивной антенной решетки для использования ее в качестве антенны базовой станции системы мобильной связи.

Ключевые слова: адаптивная антенная решетка, весовые коэффициенты, система мобильной связи

А.А. IAREMENKO, A.G. LAKTYUKHINA, M.B. PROTSSENKO

Odessa National Academy of Telecommunications n.a.A.S. Popov
m_protzenko@mail.ru**ANALYSIS OF WEIGHT COEFFICIENTS FOR TWO-ELEMENTS ADAPTIVE ANTENNA ARRAY**

Annotation. Evaluation and analysis of weight coefficients of two-elements adaptive antenna array for use as base station antenna for mobile communications system are performed.

Keywords: adaptive antenna array, weight coefficients, mobile communication system

Адаптивные антенные решетки (ААР) находят широкое применение в современных радиотехнических системах, в том числе в системах мобильной связи. С их помощью обеспечивается максимизация отношения сигнал/шум+помеха за счет динамического изменения характеристик ААР [1]. ААР в общем случае состоит из совокупности антенных элементов заданным образом расположенных в пространстве [2] и блока динамического управления, который обеспечивает оптимальное «взвешивание» принятых антенными элементами радиосигналов или, точнее, их перемножение с комплексными весовыми коэффициентами, и их дальнейшее суммирование. При многочисленных публикациях по теме ААР [3] аналитическому решению задачи определения комплексных весовых коэффициентов уделяется мало внимания. Поэтому целью данной работы явилось аналитическое определение комплексных весовых коэффициентов двухэлементной ААР, их оценка и анализ.

В работе на основе аналитического решения получены математические соотношения для оптимального выбора комплексных весовых коэффициентов двухэлементной ААР по критериям максимизации наводимой мощности в направлении прихода полезного сигнала и минимизации наводимой мощности в направлении прихода помехи. Проведено моделирование характеристик ААР для различных направлений прихода полезного сигнала и помехи. Обсуждается применение данной технологии к антенне базовой станций мобильной связи типа KATHREIN 739632 [4].

Развитие технологий ААР с учетом поляризационно-чувствительных моделей распространения радиоволн в урбанизированных условиях позволит выявить и реализовать потенциальные возможности методов и аппаратуры адаптации, и как следствие, повысить качественные показатели системы мобильной связи.

Литература

1. Sarkar T. K. Smart Antennas / T. K. Sarkar, M. C. Wicks, M. Salazar-Palma, R. J. Bonneau —Wiley-IEEE Press, 2003. — 472 p.
2. Protsenko M. Analysis of Curvilinear Antenna Array and Optimization of its Parameters / M. Protsenko, A. Iaremenko // Proc. of 12th International Conf. «Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2014)». – Lviv-Slavske, Ukraine. – February 25 – March 1, 2014.– P.140-141.
3. Protsenko M.B. Summary of results in the field of small element antenna arrays for mobile communication systems /M. B. Protsenko, C.V. Nesteruk, I.Yu. Rozhnovskaya, A.A. Iaremenko // Proc. of X-th International Conf. «Antenna Theory and Techniques (ICATT)». – Kharkiv, Ukraine. – 21-24 Apr. 2015.– P.41-44.
4. <https://www.kathrein.com/>

Reference

1. 1 Sarkar T. K. Smart Antennas / T. K. Sarkar, M. C. Wicks, M. Salazar-Palma, R. J. Bonneau —Wiley-IEEE Press, 2003. — 472 p.
2. 2 Protsenko M. Analysis of Curvilinear Antenna Array and Optimization of its Parameters / M. Protsenko, A. Iaremenko // Proc. of 12th International Conf. «Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2014)». – Lviv-Slavske, Ukraine. – February 25 – March 1, 2014.– P.140-141.
3. 3 Protsenko M.B. Summary of results in the field of small element antenna arrays for mobile communication systems /M. B. Protsenko, C.V. Nesteruk, I.Yu. Rozhnovskaya, A.A. Iaremenko // Proc. of X-th International Conf. «Antenna Theory and Techniques (ICATT)». – Kharkiv, Ukraine. – 21-24 Apr. 2015.– P.41-44.
4. <https://www.kathrein.com/>

АНАЛИЗ ПОЛОСОВЫХ СВОЙСТВ СОГЛАСУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА

Аннотация. На основе теории длинных линий получена инженерная математическая модель для расчета и анализа полосы согласования четвертьволнового трансформатора. Проведен анализ применимости данной формулы. Проведены оценка и анализ полосы согласования четвертьволнового трансформатора для произвольных значений коэффициента трансформации и уровня допустимого рассогласования.

Ключевые слова: полоса согласования, четвертьволновый трансформатор, коэффициент трансформации, уровня рассогласования, теория длинных линий

A.V. YAKIMENKO, M.B. PROTSSENKO

Odessa National Academy of Telecommunications n.a. A.S. Popov
m_protzenko@mail.ru

ANALYSIS OF BANDPASS PROPERTIES OF MATCHING TRANSFORMER

Annotation. An engineering mathematical model for calculation and analysis of the matching band of quarter-wave transformer on the basis of the theory of long lines has been deduced. An analysis of the applicability of this formula was conducted. Evaluation and analysis of the matching band of quarter-wave transformer for arbitrary values of the transformation ratio and the level of the acceptable mismatching were performed.

Keywords: matching band, quarter-wave transformer, transformation ratio, level of mismatching, theory of long lines

Под согласованием понимается обеспечение в линии передачи режима, близкого к режиму бегущей волны в заданной полосе частот. Когда требуемая полоса частот незначительна (практически не более 5% от центральной частоты), согласование считается узкополосным, а при существенных требованиях на полосу частот – широкополосным, и даже широкодиапазонным. Сегодня на практике широко используются метод трансформации активных сопротивлений на основе четвертьволнового трансформатора [1]. Для согласования комплексного сопротивления нагрузки с волновым сопротивлением линии передачи предлагается либо включать четвертьволновый трансформатор в определенное сечение линии передачи либо соответствующим образом выбирать длину и волновое сопротивление согласующего трансформатора [2]. Для расширения полосы частот согласования методом трансформации частот применяются многоступенчатые трансформаторы [1]. Однако анализ полосовых свойств одноступенчатого согласующего трансформатора не приводится, что послужило целью данной работы.

Рассмотрим отрезок линии передачи с волновым сопротивлением Z_0 , нагруженной через четвертьволновый трансформатор на чисто активное сопротивление R_n не равное волновому сопротивлению линии передачи, $R_n \neq Z_0$. Трансформатор характеризуется следующими параметрами: $l^{mp} = \lambda_0 / 4$, где λ_0 – длина волны электромагнитных колебаний, соответствующая центральной частоте ω_0 полосы частот $2\Delta\omega$; Z_0^{mp} – волновое сопротивление трансформатора, $Z_0^{mp} = \sqrt{Z_0 R_n}$.

Определим входное сопротивление трансформатора для произвольной частоты. Для этого воспользуемся теорией длинных линий, согласно которой с учетом введенных выше обозначений можно записать:

$$Z_0^{mp} = Z_0 \frac{R_n + iZ_0^{mp} \operatorname{tg}(kl^{mp})}{Z_0^{mp} + iR_n \operatorname{tg}(kl^{mp})}, \quad (1)$$

где $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число; λ – длина волны электромагнитных колебаний.

Введем в рассмотрение коэффициент трансформации равный $N = \sqrt{R_n / Z_0}$ и относительную полосу согласования $\Delta\omega / \omega_0$ на основании которых можем записать (1) в виде

$$Z_0^{mp}(\Delta\omega / \omega_0) = Z_0 N^2 \frac{\operatorname{tg}(\frac{\pi}{2} \Delta\omega / \omega_0) - iN^{-1}}{\operatorname{tg}(\frac{\pi}{2} \Delta\omega / \omega_0) - iN}. \quad (2)$$

Предположим, что требуемое согласование осуществляется в ограниченной и незначительной полосе частот $2\Delta\omega$, в пределах которой сопротивление нагрузки можно считать постоянной величиной $R_n = \text{const}$.

С учетом данного предположения упростим (2) путем исключения слагаемых второй степени малости. После преобразования (2) получаем:

$$Z_0^{mp}(\Delta\omega / \omega_0) \cong Z_0 (1 + i \operatorname{tg}(\frac{\pi}{2} \Delta\omega / \omega_0) (N - N^{-1})). \quad (3)$$

Для определения полосы частот $2\Delta\omega$, в которой обеспечивается требуемый уровень согласования, воспользуемся определением коэффициента стоячей волны (КСВ), его зависимость в полосе частот

$$КСВ(\Delta\omega/\omega) = \frac{1 + |\Gamma_n(\Delta\omega/\omega)|}{1 - |\Gamma_n(\Delta\omega/\omega)|}, \quad (4)$$

где $|\Gamma_n(\Delta\omega/\omega)|$ – частотная зависимость модуля коэффициента отражения в рассматриваемом сечении линии передачи (вход четвертьволнового трансформатора).

В свою очередь, модуль коэффициента отражения с учетом введенных обозначений можно вычислить из выражения:

$$|\Gamma_n(\Delta\omega/\omega)| = \sqrt{\frac{[R_e(Z_{ex}^{mp}(\Delta\omega/\omega_0)) - Z_0]^2 + [I_m(Z_{ex}^{mp}(\Delta\omega/\omega_0))]^2}{[R_e(Z_{ex}^{mp}(\Delta\omega/\omega_0)) + Z_0]^2 + [I_m(Z_{ex}^{mp}(\Delta\omega/\omega_0))]^2}}, \quad (5)$$

где $R_e(Z_{ex}^{mp}(\Delta\omega/\omega_0)), I_m(Z_{ex}^{mp}(\Delta\omega/\omega_0))$ – активная и реактивная составляющая входного сопротивления четвертьволнового трансформатора при изменении частоты.

Для количественной оценки полосы частот четвертьволнового трансформатора решим уравнение (4), в котором вместо КСВ подставим $КСВ_{дон}$, а также значение $Z_{ex}^{mp}(\Delta\omega/\omega_0)$ из (3):

Результат преобразования можно представить в виде

$$\frac{КСВ_{дон} - 1}{\sqrt{КСВ_{дон}}} = \left| \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} \Delta\omega/\omega_0\right)(N - N^{-1}) \right|. \quad (6)$$

Учитывая, что относительная полоса частот равна $\xi = 2\Delta\omega/\omega_0$, а также приближения $\operatorname{tg}(x) \approx x$ при малых значениях x , из (6) получаем

$$\xi = 2\Delta\omega/\omega_0 = \frac{4}{\pi} \frac{КСВ_{дон} - 1}{\sqrt{КСВ_{дон}}} |N - N^{-1}|. \quad (7)$$

Выражение (7) является инженерной формулой для оценки полосы частот четвертьволнового трансформатора с заданным коэффициентом трансформации N и граничным уровнем рассогласования $КСВ_{дон}$.

Для более точного определения полосы частот без введенных упрощений численно решим (7) с учетом (2) относительно одной из границ полосы частот $\Delta\omega/\omega_0$ при заданном уровне допустимого рассогласования $КСВ_{дон}$ в виде

$$\xi^* = 2\Delta\omega/\omega_0 = 2\operatorname{root}(КСВ(\Delta\omega/\omega_0) - КСВ_{дон}, \Delta\omega/\omega_0). \quad (8)$$

Тогда относительную погрешность инженерной формулы (7) с использованием (8) можно оценить на основании формулы

$$\delta_\xi = \left| \frac{\xi^* - \xi}{\xi^*} \right| \times 100, \%. \quad (9)$$

Согласно полученным выше формулам для инженерной оценки (7), численного расчета (8) полосы частот согласующего трансформатора, а также относительной погрешности (9) инженерной формулы (7), проведены соответствующие расчеты. Анализ данных расчетов для произвольных значений коэффициента трансформации и уровня допустимого рассогласования показал как применимость инженерной формулы (7), так и потенциальную возможность значительного расширения полосы частот согласования четвертьволнового трансформатора при малых значениях коэффициента трансформации.

Таким образом, в результате получены соответствующие формулы для расчета и анализа полосы частот согласующего трансформатора, проведен анализ точности и, соответственно, применимости инженерной формулы (7). В развитии данной работы предлагается исследовать влияние на полосовые свойства согласующего трансформатора изменяющегося в полосе частот комплексного сопротивления нагрузки.

Литература

1. Пименов Ю.В. Техническая электродинамика / Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Под ред. Ю.В. Пименова. Учеб. пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 2002. — 536 с.
2. Пат. 57278 Україна МПК Н 01 Р 1/20, Р 01 Р 5/00. Узгоджуючий трансформатор / Білявцев В.Б., Короленко Р.О., Приймак В.Ю.; заявник і патентовласник Харків, Харківський національний університет радіоелектроніки. — №u2010 04286; заявл. 13.04.10 ; опубл. 25.02.11, Бюл. № 4.

References

1. Pimenov Yu.V. Tekhnicheskaja elektrodynamika / Yu.V. Pimenov, V.I. Volman, A.D. Muravtsov. Pod red. Yu.V. Pimenova. Ucheb. Posobie dlja vusov. — M.: Radio i svjas, 2002. — 536 s.
2. Pat. 57278 Ukraine MPK H 01 P 1/20, P 01 P 5/00. Uzgodchujuchiy transformator / Biljanstev V.B., Korolenko R.O., Priymak V.Yu.; zajavnyk i patentovlasnyk Kharkiv, Kharkivskiy natsionalniy universytet radioelektroniky. — №u2010 04286; zajavl. 13.04.10 ; opubl. 25.02.11, Bjul. № 4.

ШИРОКОПОЛОСНИЙ ПОГЛИНАЧ З НЕПРЕЦИЗИЙНИМИ ҐРАТАМИ

Стрічкові ґрати усередині шару діелектрика можуть бути вузлом НВЧ з рівномірною, зверхширокою характеристикою пропускання і містити немініатюрні елементи. При наявності втрат у діелектрику маємо ефект безвідбивного абсорбера. Ключ до удосконалювання пристрою - перехід до строгих теоретичних моделей від моделей квазістатистики з їхнім невірним прогнозом у пошуку ефективних конструкцій.

V.V. SHCHERBAK

A. Usikov Institute of Radio Physics and Electronics, National Academy of Sciences of Ukraine

BROADBAND ABSORBER WITH UNPRECISE GRATING

Strip grating inside of the dielectric layer can be as microwave module with uniform ultrabroadband transmission characteristic and to contain unextrasmall elements. If there is dielectric losses, then we have effect of the non-reflective absorber. Basic moment in the device perfecting is strict electrodynamic models instead of quasistatic models with wrong prediction in the search of efficient constructions.

Вступ. У радіофізиці актуальна розробка вузлів з поліпшеними діапазонними властивостями. Наприклад, у електроніці необхідне подавлення відбиття хвиль від слюдяних вакуумних вікон, щоб усунути паразитні резонанси, що приводять до нерівномірної частотної характеристики генератора у смузі комбінованого перестроювання [1]. Для цього у [2] використована тонка діафрагма у слюдяному вікні. Її індуктивність компенсує реактивність шару діелектрика, ємнісну при малій його товщині. Якщо ж ввести фактор діелектричних втрат, то одержимо ефект безвідбивного абсорбера.

У обох застосуваннях зазначеного пристрою, його безвідбивні властивості виявилися неідеальними, що погіршуються при русі до краю робочої смуги частот. Уводимо новацію. Вона полягає у розміщенні діафрагми між двома шарами діелектрика (рис. °1). При цьому маємо ефект взаємодії двох резонансних об'єктів, що породжує плосковершинну характеристику пропускання вузла і звідси - його рівномірну робочу характеристику як абсорбера. Додатково поліпшимо діапазонні властивості пристрою за рахунок спеціального підбору конфігурації діафрагми. Ця робота націлена на вирішення вказаних проблем.

1. Постановка ключової задачі. Почнемо з однієї з найпростіших структур. Це - вузол мал. °1 при заміні у ньому чотириреберної симетричної діафрагми на двореберну симетричну типу "а" з мал. °2. Встановлено [3], що така модифікація структури може забезпечити широкополосну безвідбивну властивість пристрою. Притому, у діапазоні $1 < \kappa^2 \leq 4$, де $\kappa = 2\pi/\lambda$ - безрозмірне хвильове число коливань, λ - довжина хвилі, 2π - ширина хвилеводу, а ε - діелектрична константа. На перший погляд це одномодовий діапазон ($1 < \kappa < 2$). Однак, врахуємо, що $\varepsilon > 1$, і вже при $\varepsilon > 4$ наш діапазон перетворюється у двомодовий (включає значення $\kappa > 2$). Так що потрібні додаткові заходи по поліпшенню діапазонності пристрою. Зробимо це за рахунок спеціального підбору конфігурації діафрагми. Ця робота націлена на вирішення такої проблеми. Конкретно намітимо мету, щоб незатухаючі вищі TE -хвилі не збуджувалися у діелектричних шарах структури у діапазоні $1 < \kappa^2 \leq 25$. Тобто, ми хочемо, щоб хвиля $TE_{1,0}$ не збуджувала у структурах класу мал. °1÷2 хвиль типу $TE_{n,0}$ з номерами від $n=2$ до $n=4$ включно. Чи доб'ємось ми цього за допомогою періодичних діафрагм? - Так, доб'ємось. Але не все так просто. Якщо діафрагма мал. °2, а із двома напівперіодами на перетині 2π хвилеводу не дозволяє хвилі $TE_{1,0}$ збуджувати лише $TE_{2,0}$ -хвилю, то діафрагма з чотирма напівперіодами (мал. °1 при $\Delta=1/2$) має ту ж властивість. Потрібне нам розрідження спектру розсіювання хвилі $TE_{1,0}$ забезпечить лише більш складна структура, - діафрагма із шістьма напівперіодами, що зображена на мал. °2, b. Лише вона забезпечує незбудження $TE_{n,0}$ -хвиль з номерами $n=2\div 4$. Чи не занадто це велике ускладнення структури? Що ж, - пошукаємо вихід: Візьмемо у структурі мал. °1 значення параметру $\Delta=1/3$.

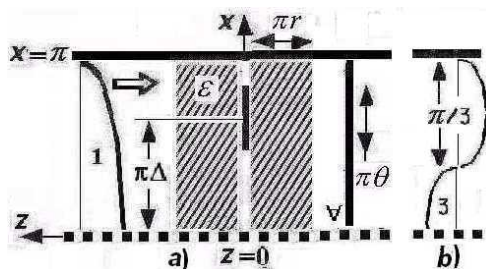


Рис. °1.

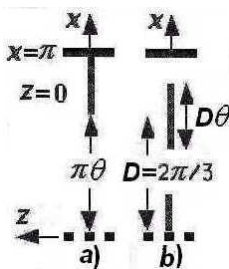


Рис. °2.

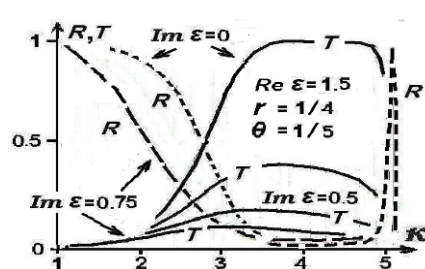


Рис. °3.

Рис.1+3. Розглянуті структури. Залежність від κ модулів коефіцієнтів відбиття і передачі R, T (без екрану ∇).

Тобто розташуємо центри її двох стрічок у вузлах $TE_{3,0}$ -хвилі (див. мал.°2,б), щоб придушити її збудження. Оскільки через симетричність діафрагми хвилі з $n=2$ і $n=4$ при цьому теж не збуджуються, то потрібне розрідження спектру ми досягли у структурі з лише з чотирма ребрами. Приступимо до побудови алгоритмів аналізу розсіювання хвиль на ній та на інших згаданих структурах.

2. Розв'язок ключової задачі. Якщо збудимо вузол мал.°1 (поки без екрана ∇) синфазно й протифазно зі сторін $z=\pm\infty$ $TE_{1,0}$ -хвилею, то виникнуть хвилі $\sim \exp[inx \pm i\gamma_n z]$ з постійними поширення у вакуумі

$$\gamma_n = \sqrt{\kappa^2 - n^2} \quad \text{й} \quad \gamma_n^\varepsilon = \sqrt{\kappa^2 \varepsilon - n^2} \quad \text{у середовищу. Зшивши шукані поля при } z=0 \text{ та } \pm\pi r, \text{ маємо рівняння}$$

$$\sum_n x_n (|n|d_n - \zeta_n) \exp(inx) = i\kappa \delta_n^0, \quad \pi\theta \leq |x| \leq \pi; \quad \zeta_n = |n|d_n + (2 - d_n)i\gamma_n^\varepsilon;$$

$$\sum_n x_n d_n \exp(inx) = 0, \quad |x| \leq \pi\theta; \quad d_n = 1 \mp r_n \exp\{2i\pi\gamma_n^\varepsilon r\}; \quad r_n + 1 = 2\gamma_n / [\gamma_n + \gamma_n^\varepsilon], \quad (2)$$

що свідчать про факт Фур'є розкладання полів по хвилях $TE_{n,0}$. Тут виділені регулярні члени з $\zeta_n \sim \kappa^2/n$. Напівзвернувши (2) методом задачі Рімана-Гільберта [3], маємо швидко збіжну систему рівнянь (СЛАР)

$$m \quad x_m d_m = \sum_n x_n \zeta_n y_m^n + i \kappa y_m^0, \quad (3)$$

де $y_m^n(\theta)$ - явно обчислені статичні реактивності. Шукані x_n просто зв'язані з коефіцієнтами перетворення хвиль $R_{n \leftarrow 0}^\pm$ при синфазному і протифазному ($\pm$) збудженні вузла. Через ускладнений чим у [1], виразу ζ_n , СЛАР (3) відноситься до вузла мал.°1 у цілому без окремих розрахунків для биттів хвиль між межами $z=\pm\pi$. Точність розрахунків поліпшимо, замінивши (3) на СЛАР з реактивностями $y(\theta, \Omega)$, визначеними при $\kappa=\Omega>0$, і з параметрами малості ζ_n^Ω типу $\sim \gamma_n - \gamma_n|_{\kappa=\Omega}$ замість $\sim \gamma_n - i|n|$. Вибравши опорне $\kappa=\Omega$, рівним ≈ 1 , ми істотно зменшимо параметри малості ζ_n навіть при $\kappa \approx 1$. Забезпечивши ефективний розрахунок коефіцієнтів відбиття і проходження $R, T = (R_{0 \leftarrow 0}^+ \pm R_{0 \leftarrow 0}^-)/2$ дифрагуючої хвилі $n=1$, ми знайдемо оптимальні параметри θ та r для широкополосної ситуації безвідливності якості вузла. Далі, уводячи ненульові $Im \varepsilon$, ми обчислимо дані для вузла мал.°1 (поки без екрана ∇) з різко зменшеними значеннями T при гарному показнику відсутності відбиття R . Далі досить просто обчислені дані мал.°3 для каскаду з двох таких вузлів. Як перейти звідси до даних для абсорбера? - Додавши екран ∇ у вузол мал.°1 (точніше, -у каскад з двох чи більше таких вузлів), проведемо перерахунок коефіцієнта відбиття, як $R := R + T^2/(1-R)$. Або при вже досягнутих малих R, T як $R := R + T^2$ (тобто як більш мале T у каскаді з подвійної кількості вузлів мал.°1 без екрана ∇). Дистанція між блоком і екраном ∇ ненульова, щоб послабити взаємодію по вищих хвилях.

Висновки. Розвитий підхід і побудовані для вузлів мал.°1÷2 алгоритми переносяться на випадок більшого, ніж на мал.°2,б, числа напівперіодів діафрагми (і більшого числа пара шарів діелектрика) з відповідним поліпшенням робочих характеристик пристрою. Поліпшуємо й характеристики блоків типу мал.°1÷2 у круглому багатомодовому хвилеводі з квазіперіодичною багатошліпінною діафрагмою, якщо згідно [5] знайдемо її параметри, що розріджують спектр розсіювання.

Література

1. Шестопапов В.П.. Дифракционная электроника. –Харьков, Выща школа, 1976, -242 с.
2. Демченко М.Ю., Щербак В.В.. О широкополосном согласовании с нагрузкой диэлектрического вакуумного окна СВЧ генераторов// Вісник ХНУ ім. В.Н.Каразіна, №570, 2002 -С. 139–141.
3. Диэлектрические окна с плосковершинной характеристикой радиопрозрачности. Радиофизика и радиоастрономия РИ НАНУ, 18, 3, 2013, С. 272-277.
4. Щербак В.В. Розв'язок задач дифракції хвиль на неоднорідностях з довільною кількістю стрічок та щілин на періоді// ДАН УРСР, сер. А, 12, 1982, С.51-54
5. Щербак В.В. Многоэлементные диафрагмы в круглых волноводах. Препр. ИРЭ НАНУ 1-96, Харьков, 1996. 16 С.

АППРОКСИМАЦИЯ СИГНАЛОВ И ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЗИЧЕСКИ РЕАЛИЗУЕМЫХ ФИЛЬТРОВ ФУНКЦИЯМИ С ОГРАНИЧЕННЫМ СПЕКТРОМ

Аннотация. Показано, что для аппроксимации сигналов и импульсных характеристик физически реализуемых фильтров можно использовать функции с ограниченным спектром.

Ключевые слова: аппроксимация, сигнал, импульсная характеристика, функция с ограниченным спектром

A.N. DEGTYARYOV, V.N. MIRYANOVA
Sevastopol State University

THE APPROXIMATION OF SIGNALS AND PHYSICALLY REALIZED FILTERS IMPULSIVE DESCRIPTIONS

Annotation. The approximation of signals and physically realized filters impulsive descriptions by the limited spectrum functions are possible.

Keywords: approximation, signal, impulsive description, limited spectrum function

Введение. Как известно, идеальный фильтр с прямоугольной АЧХ имеет импульсную характеристику, путем смещения которой на кратные интервалы времени получают функции отсчетов.

При практической реализации фильтров используют методику синтеза по заданным передаточным функциям [1]. Используя данную методику, разработчики стремятся создать фильтры с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), которая имеет форму, близкую к прямоугольной.

Однако фильтры, получаемые с помощью методики [1], обладают импульсными характеристиками, которые будучи смещены на кратные интервалы времени не образуют ортогональные системы функций.

Представляется актуальным рассмотреть вопрос об аппроксимации сигналов и импульсных характеристик физически реализуемых фильтров функциями с ограниченными спектрами.

1. Метод ортогонализации линейно независимых функций. Рассмотрим систему N неслучайных линейно независимых функций $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_N(t)$. Введем в рассмотрение функцию $h(t)$ такую, что

$$\int_{t_1}^{t_2} \varphi_i(t) \varphi_j(t) h(t) dt = \begin{cases} 1, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases}$$

где (t_1, t_2) — интервал выполнения условий (1).

Можно говорить о том, что функции $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_N(t)$ являются ортогональными с весом $h(t)$ на интервале (t_1, t_2) .

2. О выборе базисных функций. Для аппроксимации импульсных характеристик физически реализуемых фильтров $g(t)$ будем использовать линейную комбинацию функций вида

$$\varphi_{mk}(t) = \frac{\sin^m b_{mk} \pi t}{(b_{mk} \pi t)^k}, \text{ где } b_{mk} \text{ — коэффициент, от которого зависит ширина спектральной плотности}$$

функций $\varphi_{mk}(t)$, $k \leq m$, t — нормированное время. Таким образом, импульсную характеристику можно представить в виде

$$g(t) = \sum_m \sum_k a_{mk} \varphi_{mk}(t) = \sum_m \sum_k a_{mk} \frac{\sin^m b_{mk} \pi t}{(b_{mk} \pi t)^k},$$

где a_{mk} — коэффициенты разложения импульсной характеристики $g(t)$ по функциям $\varphi_{mk}(t)$.

Для аппроксимации сигналов, передаваемых по каналам связи с импульсными характеристиками вида (4) целесообразно использовать функции вида

$$g_n(t) = \sum_m \sum_k a_{mk} \varphi_{mk}(t - n) = \sum_m \sum_k a_{mk} \frac{\sin^m b_{mk} \pi (t - n)}{(b_{mk} \pi (t - n))^k}.$$

В пользу такого выбора говорит следующее. Во-первых, если $k \leq m$, то интегралы от произведения четырех любых функций $\varphi_{mk}(t)$ сходятся, следовательно, для линейно независимых функций $\varphi_{mk}(t)$ можно определить вес их ортогональности и составить из них ортогональный базис.

Во-вторых, функции вида $g_n(t)$ имеют одинаковые модули спектральной плотности.

В-третьих, все функции $\varphi_{mk}(t)$ обладают ограниченной спектральной плотностью.

В-четвертых, спектральные плотности $F_{mk}(j\omega)$ функций $\varphi_{mk}(t)$ имеют вид полинома по степеням ω , и при соответствующем выборе b_{mk} ширина их спектральной плотности будет одинаковой.

В работе [2] доказана следующая теорема.

Теорема 1. Функции вида $\varphi_m(t) = \frac{\sin^n \pi(t-m)}{\pi^n(t-m)^n}$, где m — целые числа, ортогональны на

бесконечном интервале изменения аргумента с весом $h(t) = \sum_{i=1}^{\frac{n}{2} - \frac{1+(-1)^{n-1}}{2} + 1} \lambda_i (\sin \pi t)^{\left(i - \frac{1+(-1)^{i-1}}{2}\right)}$, где λ_i — коэффициенты тригонометрического полинома.

Вес ортогональности функций вида $\psi_m(t) = \sum_{n=1}^K a_n \frac{\sin^n \pi(t-m)}{\pi^n(t-m)^n}$ имеет вид тригонометрического полинома по четным степеням $\sin \pi t$, причем степень этого полинома определяется числом K .

Действительно, составим уравнения для определения неизвестных коэффициентов λ_k веса $\sum_{k=0}^N \lambda_k \sin^k \pi t$ ортогональности функций $\psi_m(t) = \sum_{n=1}^K a_n \frac{\sin^n \pi(t-m)}{\pi^n(t-m)^n}$.

$$\begin{cases} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n=1}^K a_n \frac{\sin^n \pi t}{(\pi t)^n} \right)^2 \sum_{k=0}^N \lambda_k \sin^k \pi t dt = 1, \\ \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n=1}^K a_n \frac{\sin^n \pi t}{(\pi t)^n} \right) \left(\sum_{n=1}^K a_n \frac{\sin^n \pi(t-m)}{\pi^n(t-m)^n} \right) \sum_{k=0}^N \lambda_k \sin^k \pi t dt = \\ = 0, \quad m \neq 0. \end{cases}$$

Раскрывая произведения под знаками интегралов, меняя местами операции интегрирования и сложения, учитывая свойства четности или нечетности подынтегральных функций, а также тот факт, что

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^{2n+k} \pi t}{t^n(t-m)^n} dt &= A_1 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^{2n+k} \pi t}{t} dt + A_2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^{2n+k} \pi t}{t^2} dt + \dots + A_n \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^{2n+k} \pi t}{t^n} dt + \\ &+ B_1 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^{2n+k} \pi t}{t-m} dt + B_2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^{2n+k} \pi t}{(t-m)^2} dt + \dots + B_n \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^{2n+k} \pi t}{(t-m)^n} dt, \end{aligned}$$

можно записать и решить систему уравнений для определения коэффициентов λ_k .

Аналогично определяется вес ортогональности функций вида $\varphi_{mk}(t) = \frac{\sin^m b_{mk} \pi t}{(b_{mk} \pi t)^k}$. При определении этого веса необходимо выбирать b_{mk} так, чтобы все попарные произведения функций из множества всех функций $\varphi_{mk}(t)$ не совпадали с квадратом любой функции из этого множества.

Литература

1. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры / Г. Лэм. — М.: Мир, 1982. — 592 с.
2. Дегтярев А.Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации / А.Н. Дегтярев. — Монография. — Москва, Вузовский учебник. Инфра-М. 2015. — 152 с.

**ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНОГО ДВОПАРАМЕТРИЧНОГО
ІНДУКТИВНОГО НЕГАСЕНСОРА НА L-НЕГАТРОНІ**

Досліджені схеми однопараметричного та двопараметричного автогенераторних індуктивних негасенсорів, проведений аналіз впливу L-негатрона на чутливість негасенсорів, визначені коефіцієнти збільшення абсолютної та відносної чутливостей, дослідження впливу дестабілізуючих факторів на параметри негасенсорів.

Ключові слова: сенсор, автогенераторний сенсор, L-негатрон.

FILINYUK M.A., LAZAREV O.O., LISHCHYNSKA L.B., BONDARYUK D.V., KOZIN D.O.

Vinnitsia National Technical University
bondaryuk@yandex.ru

**INVESTIGATION OF AUTOGENERATING TWO-PARAMETER
INDUCTIVE NEGASENSORS BASED ON L-NEGATRON**

Investigational circuit of two-parameter autogenerating inductive negasensors conducted analysis of influence of L-negatron on the sensitiveness, certain coefficients of increase of absolute and relative sensitivity, research of influence of destabilizing factors on the parameters of negasensors.

Keywords: sensor, autogenerating sensor, L-negatron.

Стан будь-якого біологічного об'єкту може бути описаний множиною психофізіологічних процесів, кожен з яких характеризується певним комплексом медико-біологічних параметрів і показників, які можуть бути виміряні або обчислені за відповідними методиками.

Сучасний стан розвитку автоматизованих систем контролю та управління різноманітними технологічними та фізичними процесами характеризується широким використанням первинних засобів збору та обробки інформації. Досить широкого використання набули двопараметричні сенсори (рис. 1)

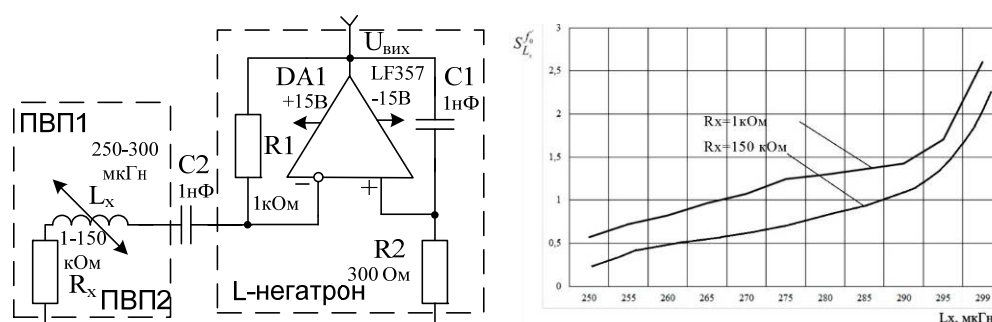


Рисунок 1 – Схема двопараметричного автогенераторного негасенсора (а) та залежність відносної чутливості від значення індуктивного та резистивного первинних вимірювальних перетворювачів

Двопараметричний сенсор працює на частотах (357– 520) кГц. Розраховані коефіцієнти збільшення чутливості за параметром індуктивності при введенні L-негатрона відбулося збільшення чутливості у $(L_x + L^{(-)})^2 / L_x^2$ та $-(L_x + L^{(-)}) / L_x$ разів відповідно. За резистивним параметром R_x відбулося збільшення тільки абсолютної чутливості на величину $R_x(L_x + L^{(-)}) / L_x^2$. Досліджений вплив температури від -40 °C до $+60$ °C в двопараметричному сенсорі температурний коефіцієнт частоти для значень індуктивності 250 мкГн, 300 мкГн та для значень опору фоторезистора 1 кОм, 150 кОм. $\alpha_{t_3} = -0,0176$ (кГц / °C), $\alpha_{t_4} = -0,0931$ (кГц / °C), $\alpha_{t_5} = -0,061$ (кГц / °C), $\alpha_{t_6} = -0,0172$ (кГц / °C). Коефіцієнти які характеризують зміну вихідної частоти генерації негасенсора, при зміні напруги живлення $\alpha_{U_1} = -1,22$ (кГц / В), $\alpha_{U_2} = -1,72$ (кГц / В), Коефіцієнт корисної дії негасенсора дорівнює 63%.

Використання L-негатрона дозволяє збільшити чутливість двопараметричного негасенсора до 5 разів.

Література

1. Лазарєв О.О. Дослідження впливу L-негатронів на чутливість та стійкість індуктивних сенсорів / О.О. Лазарєв, М.А. Філінюк, Л.Б. Ліщинська, Д.В. Бондарюк // Вісник Хмельницького національного університету. – 2015. – №1(221). с. 140-144.

PLANAR LOW PROFILE INVERSE L- AND C-SHAPED ANTENNAS

Anotation: The data of calculations and comparisons of frequency dependences of an input impedance, directivity and patterns of antennas as the "turned" (inverted) L or similar on "turned" C are resulted.

Keywords: inverted antennas; input impedance; resonances; bandwidth.

ТАМЕРЛАН АМРАНОВИЧ ЦАЛІЄВ, АННА ІВАНІВНА АРТЕМЕНКО-ДІДЕНКО

Одеська національна академія зв'язку імені О. С. Попова
antenna@mail.ru

ПЛАНАРНІ НИЗЬКОПРОФІЛЬНІ L- ТА C-АНТЕНИ

Наведені дані розрахунків інверсних L- та C-антен і порівнянь частотних залежностей вхідного імпедансу та їхні геометричні моделі.

Ключові слова: інверсні антени; вхідний імпеданс; резонанс; ширина смуги

Widespread development and implementation of wireless technologies defines scientific interest and relevance of studying the characteristics low-profile antenna elements. An asymmetric inverted L-shaped antenna element (hereinafter L-antenna) is known in the form of wire or planar structures located on a relatively small height above the flat conductive screen [1].

The main disadvantages of such antennas are relatively narrow frequency bandwidth and small value of the active input impedance at the first resonance frequency.

In the region of low frequencies, the dependence of the L-antenna input impedance is analogical to dependence of the open-end balanced line. Similarly, the frequency dependence of L- antenna with second end connected to the screen (called C- antenna) should resemble dependence of the short-circuited balanced line. Properties of this variant of low-profile planar radiator hitherto not sufficiently studied.

All considered antennas are co-planar monopole located above a screen on height of h (fig. 1).

Profile of planar antenna elements may be in the form of "inverted" letter L (Inverted L Antenna or ILA, fig. 1a), either type of "inverted" letter C (Inverted C Antenna or ICA, fig. 1b).

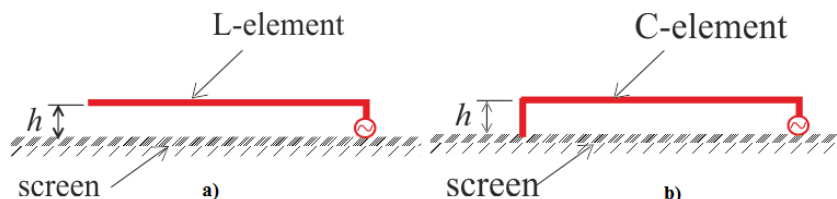


Figure 1. Sideview of ILA (a) and ICA (b)

The results of researches, presented in this report, are based on computer simulation in a program environment FEKO, as a task of determination of amplitude-phase distribution (APD) of currents on the surface of antennas. Reducible illustrations show the frequency characteristics of antennas. On the charts are marked by number such variants of antennas: 1- Inverted C Antenna 1, ICA1; 2- Inverted C Antenna 2, ICA2 (this is another constructive variant, where the vertical element has a rectangular shape); 3- Inverted L Antenna, ILA.

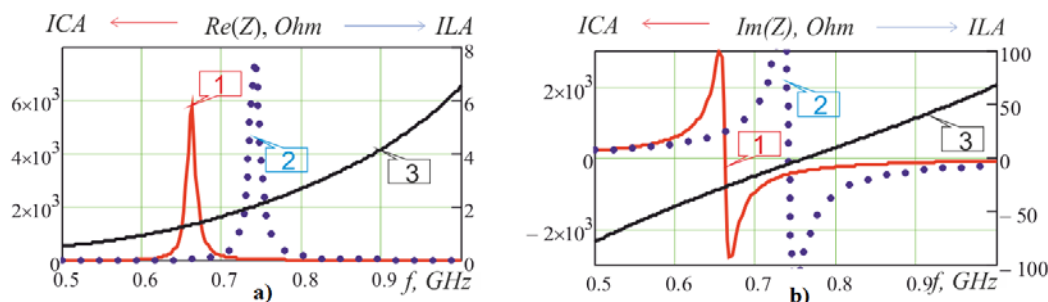


Figure 2 -The frequency dependence of an input impedance, a - of the real part, b -of the imaginary part.

The first (low-frequency) resonance for ILA is sequential type (Ohm), while for ICA1 and ICA2 this resonance are parallel type (6000 Ohm and 8000 Ohm, respectively) (figure 2).

Hence the main advantage of inverse C-antennas: active high input impedance in the first resonance provides a matching such antennas with feeder, providing application such antennas in arrays. Moreover, since the total length of the antenna elements exceeds , the values of the first resonant frequency lies below 1 GHz.

References

1. Wong Kin. Lu. Planar Antennas for Wireless Communications, New York: Wiley-Interscience, 2003.

ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ СВОЙСТВ МОНОПОЛЕЙ НА ОСНОВЕ МНОГОКОЛЬЦЕВЫХ ПРЕФРАКТАЛОВ

Аннотация. Представлены результаты исследования электродинамических характеристик антенн построенных на основе многокольцевых префракталов.

Ключевые слова: многокольцевой префрактал, кольцевой фрактальный монополю, входной импеданс, коэффициент стоячей волны

K. V. KUTSUK

Odessa national academy of telecommunication a.n. O.S. Popov
kirkuck@gmail.com

NUMERICAL ANALYSIS OF THE PROPERTIES OF MONOPOLES BASED ON MULTIRINGS PREFRACTALS

Annotation. The results of the study of dynamic characteristics of antennas constructed on the basis of the multirings prefraктals are presented.

Key word: multirings prefraктal, ring fractal monopole, input impedance, standing wave ratio

Процесс развития радиоэлектронных средств различного назначения приводит к необходимости поиска новых конструкций антенн и исследование их характеристик. Использование фрагментов фрактальной геометрии при конструировании антенных элементов позволяет реализовать ряд преимуществ, таких как малые электрические размеры и многодиапазонность.

Началом теории фрактальных множеств послужили работы французского математика Бенуа Мандельброта [1]. Дальнейшие исследования в этом направлении нашли отражение, например, в работах [2,3]. Особенности практического применения фрактальных конструкций в антенных элементах были рассмотрены в работах [4,5].

Элементы конструктивных фрактальных множеств, в зависимости от их топологии, можно рассматривать как линейные или как криволинейные. Однако электродинамические параметры антенн на основе иных возможных конструкций многокольцевых фракталов полностью не изучены. Цель данной работы - представить топологию многокольцевых фракталов и путем компьютерного моделирования проанализировать электродинамические характеристики антенных монополей формируемых на их основе.

Одним из примеров самозаполняемых фрактальных множеств являются многокольцевые фракталы. Такое множество образуется путем заполнения внутреннего пространства инициатора фрактала аналогичными конструкциями уменьшенного масштаба. Один из алгоритмов построения на примере итерации первого порядка может быть следующим: в окружность с радиусом r_0 , вписан генератор - касательная окружность уменьшенного масштаба. При итерации второго порядка подобная процедура (с новым уменьшенным генератором) повторяется. Радиусы окружностей - генераторов определяются по формуле: $r_n = m^n \cdot r_0$, где $n = 1, 2 \dots$ - порядок итерации, m - масштабный коэффициент. Обозначим полученные фрактальные конструкции символами c_m^n , причем сам инициатор (нулевую итерацию) будем обозначать как c^0 . Особенностью данного фрактального множества является возможность произвольного выбора радиуса вписываемой окружности, изменяя значение масштабного коэффициента.

Исследуемые конструкции представляют собой проволочные монополю (рис. 1), в которых излучающим элементом являются многокольцевые фракталы первого и второго порядков итерации (префракталы) при $m = 0,75$ (рис. 1 а) и $m = 0,9$ (рис. 1 б). Радиус инициатора (фрактала нулевой итерации) равен $\lambda_0 / 4$, где λ_0 - длина волны соответствующая частоте 2 ГГц. Возбуждение монополю осуществляется источником, находящимся в нижней части короткого проводника длиной $\lambda_0/50$, соединяющего прямоугольный экран с фрактальным элементом.

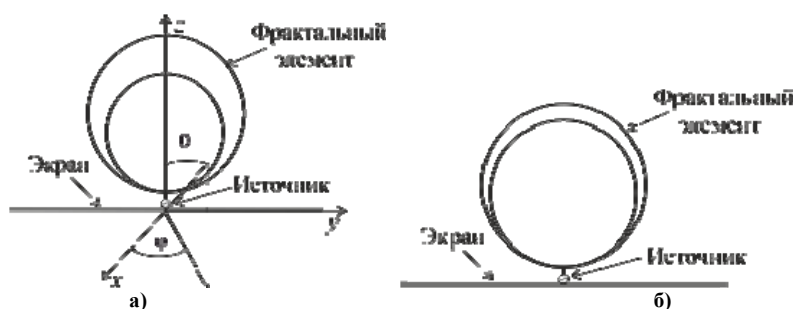


Рис. 1. Конструкция исследуемых фрактальных монополю

Расчет электродинамических свойств антенн основан на методе моментов, предусматривающем разбиение антенных элементов на малые по сравнению с длиной волны сегменты и последующее решение системы линейных алгебраических уравнений.

При исследовании свойств антенн анализировались частотные зависимости входного импеданса и коэффициента стоячей волны. Для сравнения рассчитывались аналогичные характеристики проволочного кольцевого монополя.

Графики, приведенные на данных рисунках 2 и 3, позволяют сравнивать параметры входного импеданса фрактальных кольцевых монополей итераций первого и второго порядка $c_{0,75}^1, c_{0,75}^2$ (рис. 2 кривая 2 и 3) и $c_{0,9}^1, c_{0,9}^2$ (рис. 3, кривая 4 и 5) с аналогичным параметром проволочного кольцевого монополя (кривая 1).

Приведенные на рисунках зависимости позволяют определить характерные особенности фрактальных монополей в сравнении с проволочным кольцевым монополем:

- частота первого резонанса не изменяется
- увеличение числа точек резонансов
- смещение всех точек резонансов в область низких частот
- «уплотнение» резонансов в низкочастотной области
- уменьшение максимумов действительной части входного импеданса

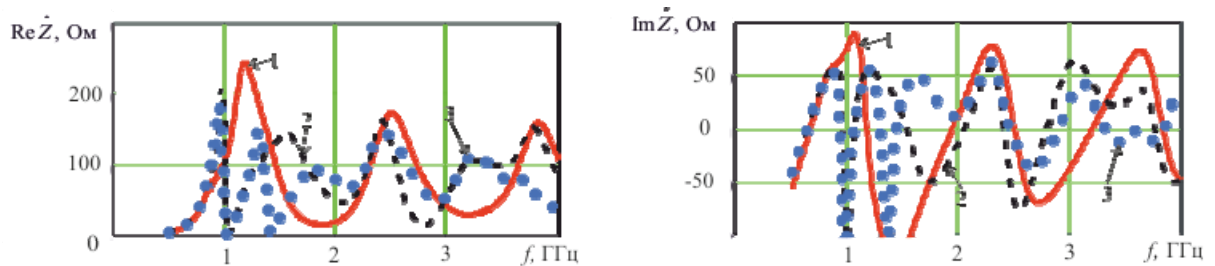


Рис. 2. Частотные зависимости входного импеданса фрактальных антенн при $m = 0,75$

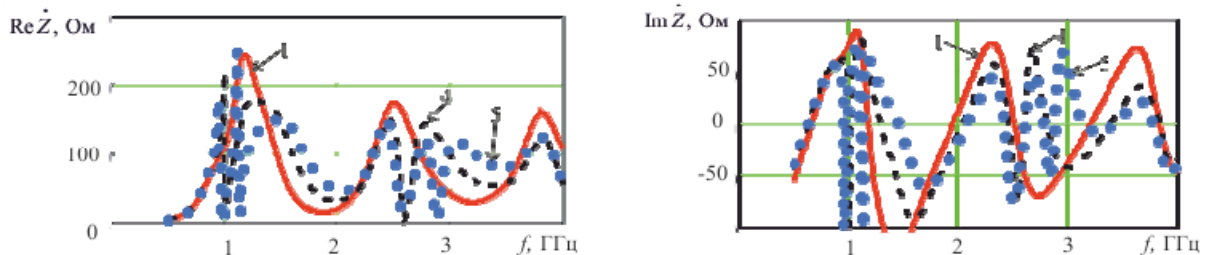


Рис. 3. Частотные зависимости входного импеданса фрактальных антенн при $m = 0,9$

Сравнение зависимостей, представленных на рисунках 2 и 3, позволяет определить, что с увеличением масштабного коэффициента наблюдается «уплотнение» точек резонансов как в низкочастотной так и в средне частотной области. Так же увеличивается наклон кривой $\text{Im } \tilde{Z}$. В свою очередь, повышение порядка итерации приводит к увеличению числа резонансов в областях «сближения» резонансов.

На рисунке 4 представлены частотные зависимости КСВ на входе антенн при выборе сопротивления нагрузки R_n равным значению входного импеданса на частоте первого резонанса. Анализ зависимостей представленных на рисунках 6 позволяет установить, что фрактальные антенны обладают большим числом участков частот при которых $\text{КСВ} \leq 2$. Однако ширина данных участков у фрактальных монополей меньше чем у кольцевой антенны. С ростом порядка итерации число участков в низкочастотной области увеличивается. При увеличении масштабного коэффициента наблюдается сужение полос частот участков при которых $\text{КСВ} \leq 2$

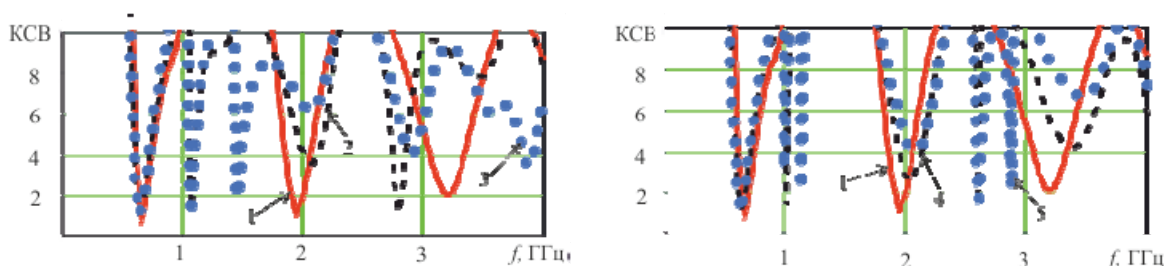


Рис. 4. Частотные зависимости КСВ на входе антенн

В табл. 1 приведены результаты, отображенные на рис 2...4, такие, как частоты первого f_{01} и второго f_{02} резонансов, соответствующие им значения $\text{Re } \dot{Z}$, величина смещения δf_0 резонансной частоты относительно кольцевого монополя и относительная ширина полосы частот $\Delta = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0}$, в пределах которой $\text{КСВ} \leq 2$.

Таблица 1

Тип фрактала	Первый резонанс				Второй резонанс		
	f_{01} , ГГц	δf_{01} , %	$\text{Re } \dot{Z}$, Ом	Δ , %	f_{02} , ГГц	δf_{02} , %	$\text{Re } \dot{Z}$, Ом
c^0	0,66	-	14,83	8,8	1,172	-	244
$c_{0,75}^1$	0,65	1,51	13,49	9,2	0,963	17,8	200
$c_{0,75}^2$	0,64	3,03	12,53	9,1	0,939	19,88	175
$c_{0,9}^1$	0,636	3,63	12,91	7,9	0,988	15,7	210
$c_{0,9}^2$	0,63	4,54	12,18	8,7	0,951	18,85	181

Результаты, приведенные в табл. 1, показывают, что частота первого резонанса у фрактальных и кольцевых монополей практически не изменяется ($\delta f_{01} < 5\%$). Наибольшее значение величины смещения частоты первого резонанса относительно кольцевого монополя наблюдается с повышением масштабного коэффициента и порядка итерации.

Начиная со второго резонанса уменьшается значение $\text{Re } \dot{Z}$ и увеличивается величина δf_0 ($\delta f_{02} > 15\%$), что является основным преимуществом фрактальных монополей в сравнении с кольцевым монополем. Так же следует отметить, что повышение масштабного коэффициента приводит к уменьшению относительной ширины полосы частот.

Литературы

1. Mandelbrot B. B. The Fractals Geometry of Nature. N.Y.: Freeman, 1982. 468 p. 2. Морозов А. Д. Введение в теорию фракталов. Москва-Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2002. 160с. 3. Кириллов А. А. Повесть о двух фракталах. М.: МЦНМО, 2010. 180с. 4. Fractal antennas and fractal resonators. US Patent No.: US 76,750,856 B2 / Nathan Cohen filed: Jul. 17, 2007, date of patent: Jul. 6, 2010. 5. Слюсар В. И. Фрактальные антенны. Принципиально новый тип "ломаных" антенн // Электроника НТБ. 2007. №. 5. С. 78-83.

References

1. Mandelbrot B. B. The Fractals Geometry of Nature. N.Y.: Freeman, 1982. 2. Morozov, A. D. Introduction to the theory of fractals. Moscow - Izhevsk: Institute of computer science, 2002 3. Kirillov, A. A. The story about two fractals. Moscow: MCCME, 2010 4. Fractal antennas and fractal resonators. US Patent No.: US 76,750,856 B2 / Nathan Cohen filed: Jul. 17, 2007, date of patent: Jul. 6, 2010. 5. Slusar, V. I. "Fractal antennas. A fundamentally new type of "broken" antennas." Electronic NTB №5 (2007)

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Предлагается метод высокочастотной диагностики электрических машин, основанный на использовании их резонансных свойств. Представлены результаты экспериментальных исследований и имитационного моделирования для одной фазы двигателя.

Ключевые слова: высокочастотная диагностика, электрические машины, схема замещения, резонанс

M.S. MIROSHNICHENKO

Sevastopol State University
miramacha84@mail.ru

MEASURING THE EQUIVALENT CIRCUIT PARAMETERS OF THE ELECTRIC MOTOR AT HIGH FREQUENCIES

Annotation: Highfrequency method of diagnosis of electrical machines based on their resonance properties is proposed. The results of experimental researches and simulation for motor single-phase are presented.

Keywords: high frequency diagnostics, electrical machines, equivalent circuit, resonance

Существующие на сегодняшний день методы диагностики неисправностей электрических машин, несмотря на большое количество разработок, исследований, отработанных методик имеют недостатки, которые оставляют пространство для поиска новых более эффективных и менее громоздких методов диагностики.

Метод высокочастотной диагностики электрических машин основан на представлении электрической машины в виде многополюсника и состоит в анализе амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) последнего. Предполагается, что роль емкостей в многополюснике выполняют паразитные емкости: емкость воздушного зазора и емкости между проводами обмоток и магнитопроводами статора и ротора [1]. Структурная схема экспериментальной установки показана на рисунке 1.

С целью проверки адекватности предлагаемого метода исследовались резонансные свойства асинхронного двигателя с фазным ротором при различных вариантах подключения зажимов фаз ротора и статора к измерительному тракту. На рисунке 2 показаны АЧХ экспериментальной установки и двигателя при подключении зажимов одной фазы статора двигателя.

АЧХ экспериментальной установки показана на рисунке 2 как кривая 1. АЧХ двигателя при различном порядке подключения зажимов одной фазы статора иллюстрируется кривыми 2 и 3. Несовпадение кривых 2, 3 обусловлено несимметрией измерительного тракта.

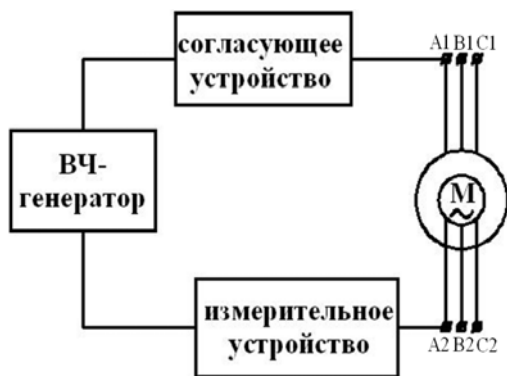


Рисунок 1 — Структурная схема экспериментальной установки

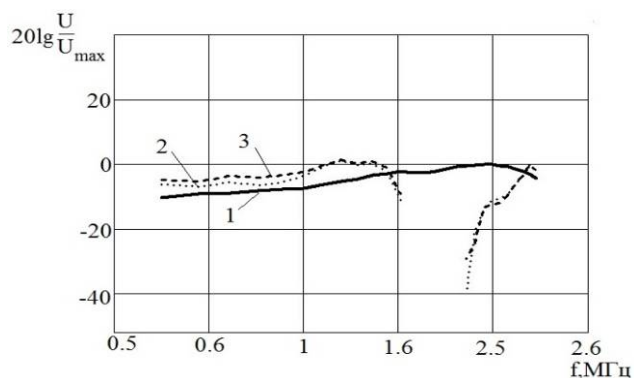


Рисунок 2 — АЧХ измерительного тракта и одной фазы статора двигателя

Анализ результатов исследований показал, что исследуемая машина проявляет себя как устройство, имеющее резонансы на частоте 1,7—1,8 МГц.

Данные предположения являются основой для разработки схемы замещения исследуемого двигателя.

В первом приближении схему замещения фазы статора можно представить в виде параллельного колебательного контура, в ветвь индуктивности которой включено сопротивление, определяющее добротность контура. Схема имитационного моделирования одной фазы двигателя в среде *Electronics Workbench*. Результат имитационного моделирования в виде АЧХ схемы замещения одной фазы двигателя показаны на рисунке 4.

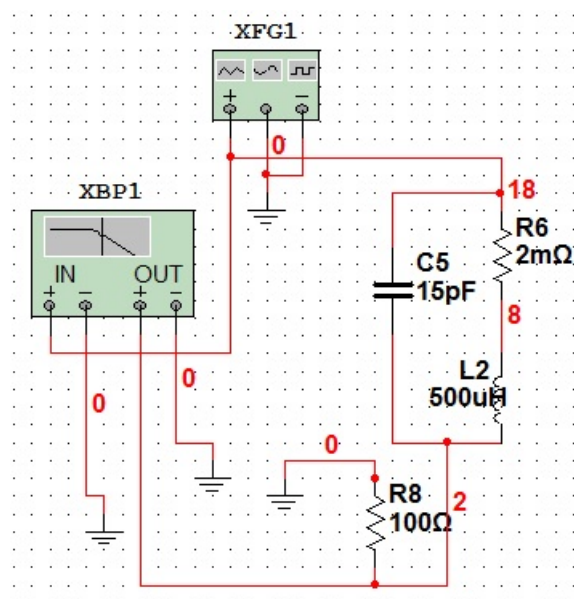


Рисунок 3 — Схема имитационного моделирования одной фазы двигателя в среде Electronics Workbench

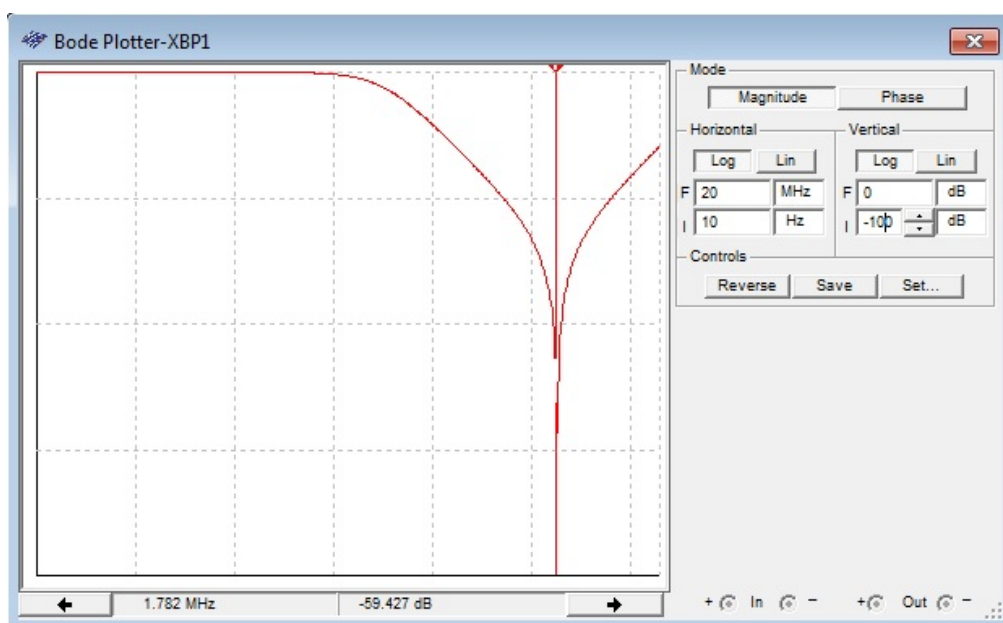


Рисунок 4 — АЧХ схемы замещения одной фазы двигателя

Задача дальнейших исследований состоит в разработке схемы замещения всей электрической машины, и обосновании этой схемы замещения. Расчет параметров элементов схемы замещения машины целесообразно проводить с использованием метода наименьших квадратов. При составлении уравнений следует учитывать результаты, полученные в ходе эксперимента.

Литература

1. Мирошниченко М. С., Дегтярёв А. Н. Экспериментальное исследование резонансных свойств электродвигателя с фазным ротором на высоких частотах / Электричество, 2015. — № 2. — С. 64—67.

РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИЙ МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ ГАЗУ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ

Анотація. В роботі досліджено мікроелектронний сенсор концентрації газу, який представляє собою автогенераторну схему, що складається з двозатворного польового і біполярного транзисторів, в коло зворотного зв'язку автогенератора включено газочутливий резистивний елемент. При дії газу на газочутливий резистивний елемент відбувається перетворення зміни концентрації газу на зміну частоти генерації, що значно покращує метрологічні характеристики сенсора. Отримано аналітичні функції перетворення і чутливості сенсора. Чутливість сенсора складає 100-15,5 Гц/ppm.

Ключові слова: сенсор газу, частота, функція перетворення, чутливість, від'ємний опір.

V.S. OSADCHUK, O.V. OSADCHUK, Y.O. OSADCHUK
Vinnytsia National Technical University (Ukraine)
osadchuk69@mail.ru

RADIOMEASURING MICROELECTRONIC SENSOR GAS CONCENTRATION WITH FREQUENCY OUTPUT

Abstract. We have studied the gas concentration sensor, which is an autogenerating circuit consisting of two gate field effect and bipolar transistors in the feedback loop of the oscillator is enabled gas sensitive resistive element. When exposed to gas at a gas-sensitive resistive element is converted into a gas concentration change of oscillation frequency change, which significantly improves the metrological performance of the sensor. The analytical function of conversion and sensitivity of the sensor. The sensitivity of the sensor is 100-15.5 Hz/ppm.

Keywords: gas sensor, the frequency conversion function, sensitivity, negative resistance.

Вступ

Задачі контролю і управління технологічними процесами в різних галузях промисловості неможливі без використання сенсорів газу. Проте багато з розроблених раніше методів те сенсорів несумісні з сучасною обчислювальною технікою [1].

Одним нових напрямків в розробці мікроелектронних сенсорів газу є створення приладів вимірювання концентрації газу з частотним виходом на основі напівпровідникових структур з від'ємним опором. Використання принципу «концентрація газу - частота» на основі транзисторних структур з від'ємним опором викликає використання аналого-цифрових перетворювачів при подальшій обробці сигналів, що знижує собівартість систем контролю і управління. Крім того, мікроелектронні сенсори газу з частотним вихідним сигналом поєднують як простоту так і універсальність, які властиві аналоговим пристроям, а також точність і завадостійкість, що характерні для пристроїв з кодовим виходом, мають високу чутливість до вимірювальних параметрів, малу масу, габарити, інформаційну, конструктивну і технологічну сумісність з мікроелектронними засобами обробки інформації. Це є їх перевагою перед існуючими перетворювачами концентрації газу [2-4].

Теоретичні та експериментальні дослідження

Схема радіовимірювального мікроелектронного сенсора газу подано на рис. 1. Внаслідок різної провідності каналу польового транзистора VT1 і бази біполярного транзистора VT2 на електродах стоку польового транзистора VT1 і колектора біполярного транзистора VT2 вольт-амперна характеристика має спадаючу ділянку, що відповідає появі від'ємного диференційного опору. Робоча точка автогенератора з постійного струму обирається на спадаючій ділянці вольт-амперної характеристики.

Коливальна система автогенератора (рис. 1) складається з ємності, яка існує на електродах стоку VT1 і колектора VT2, а також зовнішньої ємності C1 та індуктивності L1. Опори R1-R6 забезпечують режим роботи транзисторів VT1 і VT2 з постійного струму.

Радіовимірювальний мікроелектронний сенсор концентрації газу працює наступним чином. Вибором постійної напруги джерела U1 домагаємось генерації електричних коливань автогенератора. При наступній дії концентрації газу на фазочутливий резистор R₂ змінюється його опір, що приводить до зміни еквівалентної ємності коливального контуру автогенератора, а це, у свою чергу, змінює частоту генерації.

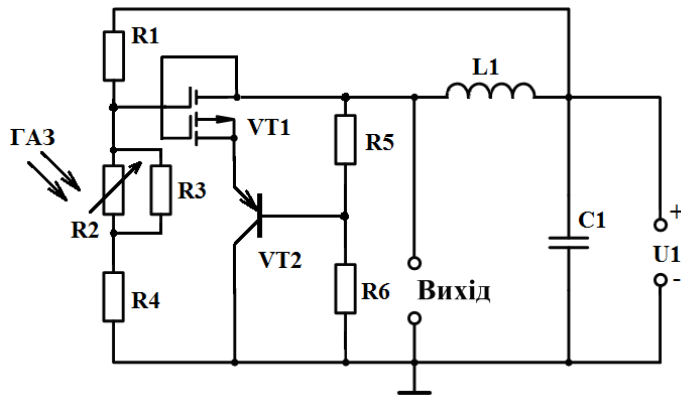


Рис. 1. Електрична схема сенсора газу з частотним виходом

Функція перетворення і чутливість радіовимірювального сенсора газу визначаються на основі еквівалентної схеми пристрою, що подано на рис. 2.

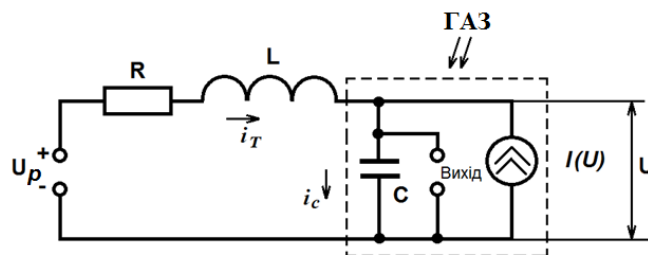


Рис. 2. Еквівалентна схема радіовимірювального сенсора газу

На схемі (рис. 2) сумарна індуктивність L містить у собі зовнішню індуктивність виводів схеми, ємність C містить в собі зовнішню ємність C_1 та внутрішню ємність польового транзистора VT1 і біполярного транзистора VT2 на електродах стік-колектор. Опір містить в собі опір навантаження схеми і опори виводів схеми.

Еквівалентна схема сенсора газу (рис. 2) описується рівняннями Кірхгофа.

$$U_p = Ri_T + L \frac{di_T}{dt} + U, \quad (1)$$

$$i_T = C \frac{dU}{dt} + I(U). \quad (2)$$

з яких визначається умова рівноважної роботи схеми.

В стані рівноваги схеми (U_0, i_{T0}) струми і напруги у схемі не змінюються, тому

$$\left. \frac{di_T}{dt} \right|_{i_T=i_{T0}} = 0, \quad \left. \frac{dU}{dt} \right|_{U=U_0} = 0. \quad (3)$$

з умови (3) та рівнянь (1) і (2) визначаємо

$$U_p = i_{T0}R - U_0 = 0, \quad i_{T0} - I(U_0) = 0. \quad (4)$$

Стан схеми у відповідності з (4) реалізується у точці перетину спадаючої ділянки вольт-амперної характеристики та лінії навантаження

$$I(U_0) = (U_1 - U_0) / R, \quad (5)$$

яке відповідає стану рівноваги досліджуваної схеми.

Динамічний режим роботи схеми описується диференціальним рівнянням другої степені, в якому змінна напруга на виході схеми залежить від часу. Його розв'язок складається з двох частин, які описують періодичний процес, амплітуда якого наростає по експоненціальному закону. Умови виникнення синусоїдальних коливань у системі визначаються нерівностями.

$$\left(\frac{1}{R_g C} + \frac{R}{L} \right) < 0, \quad \frac{1}{LC} \left(\frac{R}{R_g} + 1 \right) > 0. \quad (6)$$

де R_g – диференційний опір у робочій точці схеми, R – опір втрат в коливальній системі, C – еквівалентна ємність коливальної системи, L – індуктивність коливальної системи. Резонансна частота, яка

залежить від концентрації газу, представляє собою функцію перетворення сенсора. Вона визначається на основі рівняння нулю реактивної складової повного вхідного опору схеми (рис. 2) і має вигляд

$$F(C) = \frac{1}{2\pi R_g C(C)} \left[\frac{R_g^2 C(C)}{L} - 1 \right]^{1/2}. \quad (7)$$

Чутливість сенсора газу визначається на основі виразу (7) і описується рівнянням

$$S_C^{F_p} = -\frac{1}{2} \frac{\sqrt{\frac{R_g^2 C(C)}{L} - 1} \left(\frac{dC(C)}{dC} \right)}{\pi R_g^2 C(C)} + \frac{1}{2} \frac{\frac{dC(C)}{dC}}{\pi L \sqrt{\frac{R_g^2 C(C)}{L} - 1}}. \quad (8)$$

На рис. 3 подано функцію перетворення, тобто залежність резонансної частоти від концентрації газу. Як видно з графіка, функція перетворення має нелінійний характер від 500 ppm до 4000 ppm.

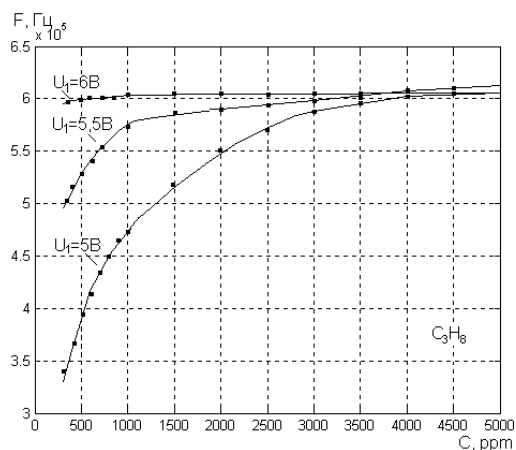


Рис.3. Залежність частоти генерацій від концентрації газу

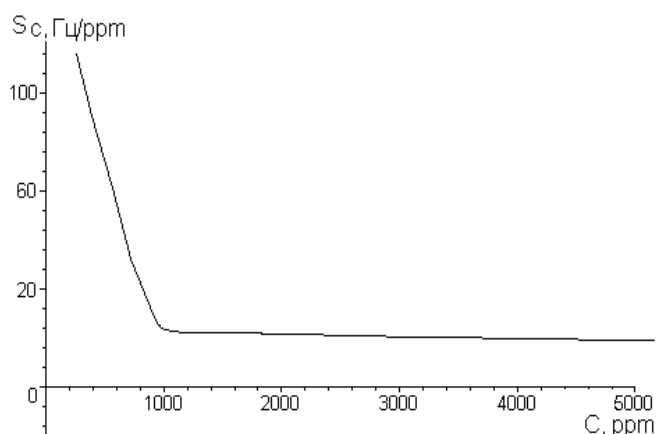


Рис. 4. Залежність чутливості від концентрації газу

На рис. 4 подано залежність чутливості сенсора від зміни концентрації газу. Аналіз графіка показує, що найбільша чутливість пристрою лежить в діапазоні від 100 до 500 ppm та складає 100 Гц/ppm, а в діапазоні від 500 до 1000 ppm складає 40 Гц/ppm, найменше значення чутливості складає 15,5 Гц/ppm в діапазоні від 1000 до 5000 ppm.

Висновки

Запропоновано схему радіовимірювального мікроелектронного сенсора концентрації газу з частотним вихідним сигналом. Схема складається з польового і біполярного транзисторів, які утворюють автогенераторний пристрій, в коло якого включено газочутливий резистивний елемент. Отримано аналітичні вирази функції перетворення і рівняння чутливості. Чутливість сенсора складає 100-15,5 Гц/ppm.

Література

1. Арутюнян В.М. Микроэлектронные технологии – магистральный путь для создания химических твердотельных сенсоров / В.М. Арутюнян // Микроэлектроника. – 1991. - № 4. – С. 337 – 355.
2. Пат. 47906 Україна, МКІ G 01 N 27/12. Пристрій для вимірювання газу/ В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова (Україна). – №2001107208; Заявлено 23.10.2001; Опубл. 15.07.2002, Бюл. № 7.
3. Пат. 48601 Україна, МКІ G 01 N 27/12. Напівпровідниковий вимірювач газу/ В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, М.О. Прокопова (Україна). – № 2001107209; Заявлено 23.10.2001; Опубл. 15.08.2002, Бюл. № 8.
4. Пат. 48600 Україна, МКІ G 01 N 27/12. Мікроелектронний давач газу/ В.С. Осадчук, О.В. Осадчук (Україна). – № 2001107207; Заявлено 23.10.2001; Опубл. 15.08.2002, Бюл. № 8.

ПІДВИЩЕННЯ ККД РАДІОВИМІРЮВАЛЬНИХ ГЕНЕРАТОРІВ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СТРУКТУР З ВІД'ЄМНОЮ ПРОВІДНІСТЮ

Анотація. Розглянуто можливість підвищення ККД генераторів на основі транзисторних структур з від'ємною провідністю шляхом введення глобального від'ємного зворотного зв'язку.

Ключові слова: генератор, від'ємна провідність, транзисторна структура.

А.О. SEMENOV
Vinnytsia national technical university
Semenov79@ukr.net

IMPROVE THE EFFICIENCY OF RADIOMEASURING GENERATORS BASED ON A TRANSISTOR STRUCTURES WITH NEGATIVE CONDUCTANCE

Annotation. The possibility of increasing the efficiency of the generators on the basis of transistor structures with negative conductivity by introducing global negative feedback.

Keywords: generator, negative conductivity, transistor structure.

Принцип дії більшості генераторів синусоїдальних коливань на ТСВО полягає у такому - з певного рівня напруги живлення вихідна диференціальна провідність активного елемента стає від'ємною та при виконанні умови самозбудження в генераторі виникають синусоїдальні коливання [1]. При класичному підході побудови генераторів на твердотілих приладах із від'ємним опором або від'ємною провідністю синусоїдальна форма генерованих коливань зумовлена наявністю високовибірчого коливального контуру у коливальній системі генератора. Режим роботи активного елемента таких генераторів близький до режиму А, що зумовлює їхній низький ККД. Зменшення споживаної потужності генераторів на приладах із від'ємною провідністю можливе за рахунок зменшення струму споживання керуючому входу активного елемента генератора. Але при цьому відбувається незначне підвищення ККД при суттєвому зменшенні потужності генерованих коливань.

Тому основною метою роботи є збільшення ККД генераторів і стабілізація амплітуд синусоїдальних коливань на основі транзисторних структур з від'ємною провідністю, до складу яких входять коливальні контури.

Поставлену задачу можна вирішити декількома шляхами:

- 1) застосування схемотехнічних рішень і додаткових засобів у колах живлення для режимної або теплової стабілізації форми генерованих коливань;
- 2) застосування схемотехнічних рішень і додаткових засобів у колах налаштування для стабілізації частоти або спектрального складу генерованих коливань;
- 3) використання локального і/або глобального від'ємного зворотного зв'язку.

На рис. 1 наведено електричну схему генератора з підвищеним ККД на біполярно-польовій ТСВО з від'ємною провідністю.

Генератор синусоїдальних коливань працює таким чином [2].

Напруга живлення, при якій диференціальна провідність активного елемента 1 стає від'ємною, є робочою напругою генератора. Рівень порогової напруги, починаючи з якої диференціальна провідність активного елемента 1 генератора від'ємна, визначається характеристиками подільника напруги, утвореного другим 6 і третім 12 резисторами, величиною опору першого резистора 4 і напругою відсічки польового транзистора 2. У результаті того, що напруга, достатня для відкриття другого біполярного транзистора 5, складає величину біля 0,6...0,8 В, напруга відсічки польового транзистора 2 залежно від його конкретного типу складає від доль вольта до декількох одиниць вольт, порогова напруга живлення генератора не перевищує декількох вольт.

Коливальний контур генератора утворений котушкою індуктивності 9 та другим конденсатором 13. За умови коли абсолютна величина від'ємної диференціальної провідності, що вноситься до цього коливального контуру, стане рівною його резонансній провідності, тоді в генераторі встановляться синусоїдальні коливання стаціонарної амплітуди. Другий біполярний транзистор 5, другий 6 і третій 12 резистори, перший конденсатор 7 утворюють коло автоматичної стабілізації амплітуди генерованих коливань. Таким чином, даний генератор синусоїдальних коливань має високий ККД, досягнутий за рахунок зниження величини порогової напруги живлення, при якому диференціальна провідність активного елемента генератора стає від'ємною [2].

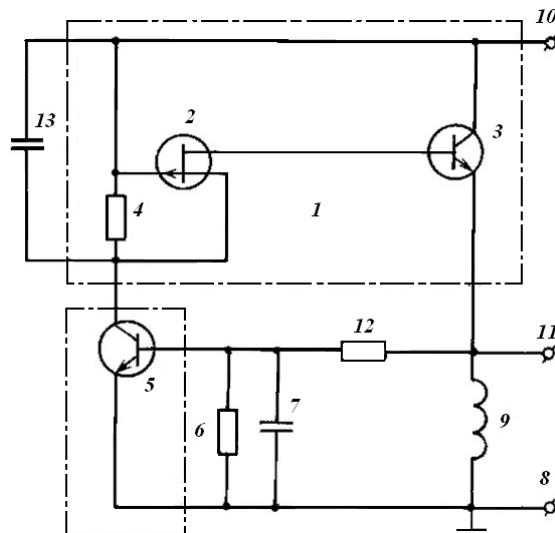


Рис. 1. Електрична схема генератора із локальним ВЗЗ [2]

Величина від'ємної диференціальної провідності змінюється в широких межах залежно від положення робочої точки на спадній ділянці ВАХ активного елементу генератора, стабільності напруги джерел живлення та керування, амплітуди і частоти генерованих коливань. Застосування високо стабільних джерел постійної напруги значно здорожує вартість радіовимірювального обладнання. Тому актуальною задачею є розширення діапазону робочих напруг живлення та підвищення стабільності амплітуди генерованих коливань. Підходи до вирішення такої задачі запропоновано в роботі [3].

Генератор, електрична схема якого наведена на рис. 2, має активний елемент як на схемі рис. 1. При включенні живлення з його певного рівня від'ємна диференціальна провідність активного елементу 1 генератора стає від'ємною, і при виконанні умови по самозбудженню в коливальному контурі генератора, що складається з котушки індуктивності 13 і другого конденсатора 9, установлюються синусоїдальні коливання. При малих значеннях напруги живлення генератора діє додатний зворотний зв'язок по колу від вихідної шини до керуючого входу активного елемента (першого резистора 4 крізь біполярний транзистор 5), що прискорює процес виникнення коливань. При підвищенні напруги живлення діє від'ємний зворотний зв'язок по колу від вихідної шини до керуючого входу активного елемента, що стабілізує амплітуду коливань генератора. Інтервал напруги живлення, в якому амплітуда синусоїдальних коливань стабілізується, є робочим інтервалом напруги живлення генератора [3].

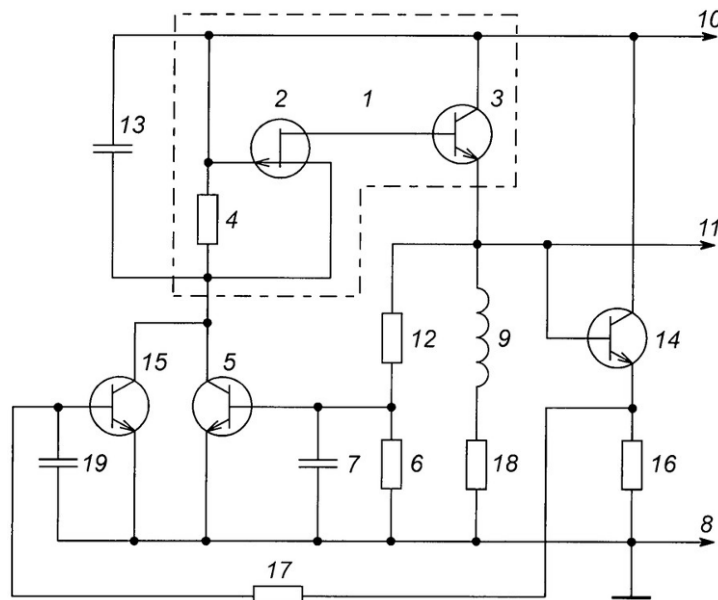


Рис. 2. Електрична схема генератора із глобальним ВЗЗ [3]

Таким чином досягнення технічного результату стабілізації амплітуди генерованих синусоїдальних коливань і розширення діапазону робочих напруг живлення досягається за рахунок застосування двох глобальних зворотних зв'язків – додатного та від'ємного.

У роботі [3] наведено результати експериментальних досліджень розробленого макету генератора синусоїдальних коливань. Робочий інтервал напруг живлення $U_{\text{ж}}$ складає від 5 до 25 вольт, у межах цього інтервалу амплітуда вихідної синусоїдальної напруги $U_{\text{вих}}$ відхилялась від свого максимального значення

$U_{\text{вих max}}$ не більше ніж на 1% (рис. 3). Максимальне значення вихідної синусоїдальної напруги $U_{\text{вих max}}$ складало 0,5 В, частота генерації 100 кГц, струм споживання не перевищував 4,5 мА, напруга живлення, яка відповідає початку генерації, не перевищувала 2,7 В.

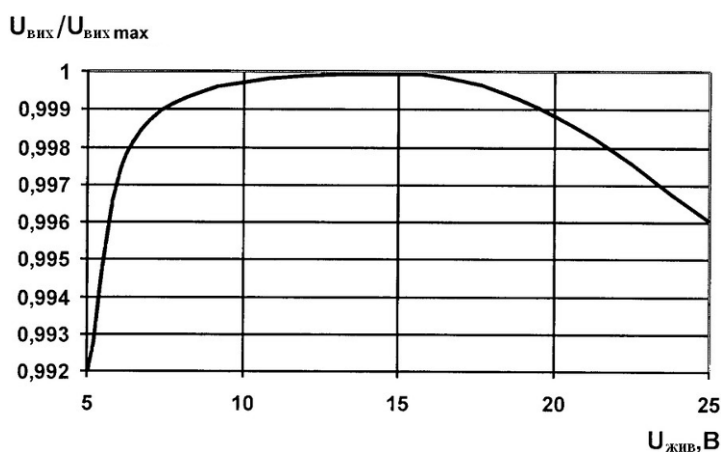


Рис. 3. Графік зміни амплітуди генерованих коливань при зміні напруги живлення

Висновки

Введення локального і глобального від'ємного зворотного зв'язку у генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором дає змогу підвищити ККД таких генераторів, розширити діапазон напруг живлення та стабілізувати амплітуду генерованих коливань.

Література

1. Осадчук В.С. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором : монографія / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, А.О. Семенов. – Вінниця: ВНТУ, 2009. – 184 с.
2. Патент РФ № 2012124, МКИ H03B7/02. Генератор синусоидальных колебаний / Ильин О.П. – Заявлено 03.05.1991. Опубл. 30.04.1994. Патентообладатель: Научно-производственное предприятие "Мифотекс". – 6 с.
3. Патент РФ № 2445726, МКИ H03B7/02. Генератор синусоидальных колебаний / Ильин О.П. – Патентообладатель: Ильин Олег Петрович (RU). Заявлено 04.02.2011. № заявки 2011104047/08. Опубл. 20.03.2012. Бюл. № 8. – 9 с.

References

1. Osadchuk V.S. Generatory electrychnykh colyvan na osnovi transystornykh structur s videmnym oporom : monographia / V.S. Osadchuk, O.V. Osadchuk, A.O. Semenov. – Vinnytsia: VNTU, 2009. – 184 p.
2. Patent RF № 2012124, MCU H03B7/02. Generator synusoidalnykh kolevbaniy / Iliyn O.P. – 30.04.1994. – 6 p.
3. Patent RF № 2445726, МКИ H03B7/02. Generator synusoidalnykh kolevbaniy / Iliyn O.P. – 20.03.2012. Byul. № 8. – 9 p.

ОЦІНКА ВПЛИВУ ШУМУ ГРАДІЄНТА КРИТЕРІАЛЬНОЇ ФУНКЦІЇ
НА ЯКІСТЬ АДАПТАЦІЇ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНОЇ
РАДІОТЕХНІЧНОЇ СИСТЕМИ З АНТЕННОЮ РЕШІТКОЮ

Подано аналітичний опис ланцюга кореляційного зворотного зв'язку інформаційно-вимірювальної радіотехнічної системи (ІВ РТС) з адаптивною антенною решіткою в умовах внутрішньосистемних збурень, обумовлених шумами градієнта. Проводиться аналітична оцінка впливу шуму градієнта на траєкторію та динамічні параметри процесу адаптації інформаційно-вимірювальної радіотехнічної системи. Визначено наближення по нормі до оптимального параметричного вектору адаптивної системи за критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки в умовах шумів градієнта ланцюга кореляційного зворотного зв'язку.

Ключові слова: радіотехнічна система, антенна решітка, адаптація, градієнт критеріальної функції, шум градієнта.

V.V. SKACHKOV, H.D. BRATCHENKO, A.N. EFIMCHIKOV

Odessa State Academy of Technical Regulation and Quality
v_skachkov@ukr.netEVALUATION OF INFLUENCE NOISE OF GRADIENT CRITERION FUNCTION ON ADAPTATIVE QUALITY
OF RADIO ENGINEERING SYSTEM WITH ANTENNA ARRAY

Annotation. Analytical description of the correlation feedback circuit radio engineering system with adaptive antenna array in the conditions of intrasystem perturbations caused by noise gradient is submitted. Analytical evaluation the influence of noise gradient on trajectory and dynamic parameters of adaptation process radio engineering system is produced. Approximation on norm to optimal parametric vector adaptive system by the criterion of minimum mean square error in the conditions of noise gradient in correlation feedback circuit is defined.

Keywords: radio engineering system, antenna array, adaptation, gradient of criteria function, noise gradient.

В ході рішення задач адаптивного управління виникає практична необхідність урахування внутрішньосистемних збурень, які присутні в ланцюгу кореляційного зворотного зв'язку. Такі збурення викликані заміною градієнта критеріальної функції оцінкою, яка формується в процесі спостереження. В роботах багатьох авторів, наприклад [1-3], вплив шуму градієнта досліджується без урахування траєкторії процесу адаптації тільки в статичному режимі. За таких обставин є актуальним оцінювання збіжності градієнтного алгоритму адаптації ІВ РТС з антенною решіткою (АР) до зовнішнього середовища в умовах присутності шуму градієнта в ланцюзі кореляційного зворотного зв'язку.

В адаптивних системах обробки сигналів градієнтним методом помилка фільтрації $E(t) = S_0(t) - \hat{S}(t)$ представляє собою різницю між відновленим сигналом $\hat{S}(t)$ і еталонним (опорним) значенням $S_0(t)$, яке задано або сформовано за результатами спостереження [4]. По вхідному сигналу, що спостерігається $U(t)$, і сигналу помилки фільтрації $E(t)$ виконується процедура корегування параметричного вектору системи $W(t)$ та оновлене обчислення адаптивної оцінки $\hat{S}(t)$ вектора $S(t)$. Умови пошуку оптимального наближення до будь-якого вектору в N -мірному просторі Гілберта визначаються теоремою проектування [5]. В практиці застосування теореми до задачі адаптивної обробки сигналів, оптимальний за критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки (СКП) параметричний вектор системи $W(t)$ задовольняє умову

$$M \{ E^T(t) U_i(t) \} = M \{ [S_0(t) - \hat{S}(t)]^T U_i(t) \} = 0, i = \overline{1, N}. \quad (1)$$

З співвідношення (1) у випадку, коли в якості інтегратора в ланцюзі кореляційного зворотного зв'язку використовується аперіодична ланка $F(p) = (1 + p \cdot T_0)^{-1}$ з постійною часу T_0 , витікає аналітичний вираз для описання градієнтного процесу параметричної адаптації системи наступного виду

$$T_0 \cdot \frac{dW(t)}{dt} + W(t) = -\eta [\hat{A}(t) W(t) - \hat{a}(t)], \quad (2)$$

де $\hat{A}(t)$ і $\hat{a}(t)$ – оцінки кореляційної матриці $A(t)$ і вектора $a(t)$, відповідно:

$$\hat{A}(t) = [U_i^T(t) U_j(t)], \quad \hat{a}(t) = [S_0^T(t) U_i(t)], \quad i, j = \overline{1, N}. \quad (3)$$

В виразі (2) різниця $\hat{A}(t) W(t) - \hat{a}(t) = \nabla_w(t)$ є оцінкою дійсного значення градієнта $\nabla_w(t)$ квадратичної функції помилки $\|E(t)\|^2 = M \{ E^T(t) E(t) \}$ і має вигляд $\nabla_w(t) = A \cdot W(t) - a$, де

$\mathbf{A} = M \{ \hat{\mathbf{A}}(t) \}$; $\mathbf{a} = M \{ \hat{\mathbf{a}}(t) \}$. Якщо представити збурену оцінку $\hat{\nabla}_{\mathbf{w}}(t)$ градієнта $\nabla_{\mathbf{w}}(t)$ в адитивній формі $\hat{\nabla}_{\mathbf{w}}(t) = \nabla_{\mathbf{w}}(t) + \mathbf{Z}_{\nabla}(t)$, де $\mathbf{Z}_{\nabla}(t)$ – випадковий вектор шуму градієнта, породжуваний внутрішньосистемними збуреннями, дискретний аналог процесу (2) зі збуреною оцінкою градієнта на $(k+1)$ -ому кроці адаптації має вид

$$\tilde{\mathbf{W}}(k+1) = \tilde{\mathbf{W}}(k) + (T_0 \cdot \Delta F)^{-1} \{ \eta \hat{\mathbf{a}}(k) - [\mathbf{I} + \eta \hat{\mathbf{A}}(k)] \tilde{\mathbf{W}}(k) \}, \quad (4)$$

де $\hat{\mathbf{a}}(k) = \mathbf{a} + \Delta \mathbf{a}(k)$, $\hat{\mathbf{A}}(k) = \mathbf{A} + \Delta \mathbf{A}(k)$; $\Delta \mathbf{A}(k)$, $\Delta \mathbf{a}(k)$ – матриця і вектор внутрішньосистемних збурень, відповідно; ΔF – ширина спектра процесу, що спостерігається; $\tilde{\mathbf{W}}(k)$ – збурений параметричний вектор адаптивної системи на k -му кроці адаптації; k – номер кроку.

Теоретичний аналіз збіжності процесу (4) доцільно провести в базисі власних векторів кореляційної матриці $\mathbf{A}$. Для цього застосовуємо унітарне $\mathbf{Q}$ перетворення N -мірних векторів: $\mathbf{L}_{\text{опт}} = \mathbf{Q} \mathbf{W}_{\text{опт}}$; $\mathbf{L}(k) = \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{W}}(k)$. Таке перетворення не змінює норми векторів і тому, за умови $\eta \mathbf{A} \gg \mathbf{I}$, можна записати

$$\|\tilde{\mathbf{W}}(k+1) - \mathbf{W}_0\|^2 = \sum_{i=1}^N L_i^2 (1 - \mu \lambda_i)^{2k} + \sigma_{\mathbf{w}}^2 \|\mathbf{W}_0\|^2 \left[N - \sum_{i=1}^N \frac{2(1 - \mu \lambda_i) + \mu \lambda_i (1 - \mu \lambda_i)^{2k}}{2 - \mu \lambda_i} \right], \quad (5)$$

де $\mathbf{W}_0$ – оптимальний параметричний вектор; $\mu = \eta (T_0 \cdot \Delta F)^{-1}$ – параметр, який визначає збіжність процесу адаптації системи з АР; λ_i – власне значення N -мірної ермітової матриці $\mathbf{A}$; $i = \overline{1, N}$.

В ситуації, коли параметр збіжності μ задовольняє умові $0 < \mu \lambda_i < 1$; $i = \overline{1, N}$, норма (5) у сталому режимі, сходиться до границі:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\|\tilde{\mathbf{W}}(k+1) - \mathbf{W}_{\text{опт}}\|^2}{\|\mathbf{W}_{\text{опт}}\|^2} = \sigma_{\mathbf{w}}^2 \left(N - 2 \sum_{i=1}^N \frac{1 - \mu \lambda_i}{2 - \mu \lambda_i} \right). \quad (6)$$

Аналіз аналітичного виразу (6) дозволяє зробити висновок про принципову неможливість досягти оптимального значення параметричного вектора $\mathbf{W}_{\text{опт}}$ в адаптивній системі за умови присутні шумів градієнта в ланцюзі кореляційного зворотного зв'язку. Таким чином, за наявності шумів градієнта СКП наближення до еталонного вектора $\mathbf{S}_0(k)$ не досягне мінімального значення.

Для оцінки впливу шумів градієнта на якість функціонування адаптивної ІВ РТС з N -канальною АР найбільш доцільно використати залежність перевищення потужності сигналу $P_s(k)$ над потужністю перешкода + внутрішній шум $P_{J+n}(k)$ на виході системи від кроку адаптації k :

$$\left(\frac{P_s(k)}{P_{J+n}(k)} \right)_{\text{вых}} = \frac{\tilde{\mathbf{W}}^T(k) \cdot \mathbf{A}_s \cdot \tilde{\mathbf{W}}(k)}{\tilde{\mathbf{W}}^T(k) \cdot (\mathbf{A}_J + P_0 \cdot \mathbf{I}) \cdot \tilde{\mathbf{W}}(k)}, \quad (7)$$

де $\tilde{\mathbf{W}}(k)$ – збурений параметричний вектор адаптивної системи, який визначається виразом (4).

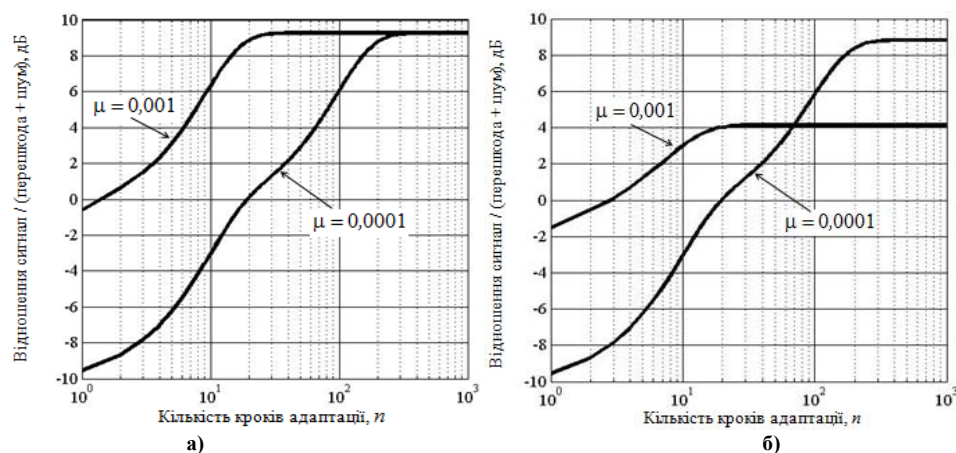


Рисунок 1 – Залежність відношення сигнал / (перешкода + шум) від кількості кроків адаптації: а) при $\sigma_{\mathbf{w}}^2 = 0$; б) при $\sigma_{\mathbf{w}}^2 = 0,01$

Залежності функції (7) від числа ітерацій адаптації для системи з АР, що має $N = 11$ приймальних каналів, представлені рис. 1. Аналітичні розрахунки проведені для умов, коли на антенну решітку ІВ РТС одночасно впливають корисний сигнал і перешкоди з різних напрямків від двох незалежних джерел

випромінювання. Потужність кожної з перешкод перевищує внутрішній шум системи на 10 дБ і 20 дБ, відповідно. Перевищення потужності корисного сигналу над внутрішнім шумом становить 10 дБ. Результати аналізу графічних зображень (рис. 1) показують:

- за відсутності шумів градієнта ($\sigma_w^2 = 0$) відношення потужності сигналу до потужності перешкода + шум досягає потенційного значення за кінцеву кількість кроків адаптації при відповідному значенні параметру збіжності μ (рис. 1, а);

- за наявності шумів градієнта $\sigma_w^2 = \|\Delta W\|^2 / \|\Delta W_0\|^2 = 0,01$ та зменшенні величини параметра збіжності градієнтного процесу адаптації μ критичність адаптивної ІВ РТС з АР до рівня внутрішньосистемних збурень зменшується, а відношення сигнал/перешкода+шум на виході прагне до свого потенційного значення (рис. 1, б). При цьому суттєво зростає необхідне число кроків адаптації, а, відповідно, збільшується і тривалість перехідного процесу. Наприклад, для рівня внутрішньосистемних збурень $\sigma_w^2 = 0,01$ величина відношення сигнал/перешкода + шум при параметрі збіжності $\mu = 0,001$ досягає значення в 4 дБ приблизно за тридцять кроків адаптації ($k=30$). Отже, процес адаптації збігається швидше, але при цьому втрати відношення сигнал/перешкода+шум складають майже на 5 дБ. За умови зменшення величини параметру збіжності μ на порядок ($\mu = 0,0001$), відношення сигнал/перешкода + шум досягає свого потенційного рівня в 9 дБ за п'ятсот кроків ($k=300$). Отже тривалість перехідного процесу зростає в 10 разів.

Висновки:

- рівень шуму градієнта не впливає на збіжність і стійкість процесу адаптації ІВ РТС з кореляційним зворотним зв'язком;
- зменшення величини параметра збіжності градієнтного алгоритму адаптації дозволяє знизити чутливість адаптивної ІВ РТС з антенною решіткою до рівня шумів градієнта. Разом з тим, тривалість перехідного процесу системи при цьому може значно зростати;
- вибір параметра збіжності градієнтного алгоритму адаптації ІВ РТС до зовнішньої обстановки в умовах внутрішньосистемних збурень припускає певний компроміс між тривалістю перехідного процесу і припустимим зниженням ефективності системи при заданому рівні шумів градієнта.

Література

1. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов: пер. с англ. / Б. Уидроу, С. Стирнз. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
2. Монзиго Р. А. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию: пер. с англ. / Р. А. Монзиго, Т. У. Миллер; под ред. В. А. Лексаченко. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
3. Ширман Я. Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
4. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: в 4 т. / Г. Ван Трис; пер с англ. под ред. В.И. Тихонова. – М.: Сов. радио, 1972. – Т.1. – 744 с.
5. Колмогоров А. Н. Элементы теории функций и функционального анализа / А. Н. Колмогоров, С. В. Фомин. – М.: Наука, 1968. – 496 с.

**ЕЛЕКТРИЧНИЙ ФІЛЬТР НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНОЇ
ТРАНЗИСТОРНОЇ СТРУКТУРИ З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ**

Анотація. Представлено дослідження електричного фільтра на основі електрично керованого еквівалента ємності принцип роботи якого засновано на використанні ємнісного ефекту транзисторних структур з від'ємним опором.

Ключові слова: еквівалент ємності, електричний фільтр, транзисторна структура, від'ємний опір.

V.V. SINYUHIN¹, K.O. KOVAL¹, M.M. MIRGORODSKY¹Vinnytsia National Technical University
vadim2804@gmail.com**ELECTRICAL FILTER BASED ON BIPOLAR TRANSISTOR STRUCTURE WITH NEGATIVE RESISTANCE**

Abstract. Researches electrical filter electrically controlled based on the principle of the equivalent capacitance which is based on the use of capacitive effect transistor structures with negative resistance was presented.

Key words: equivalent capacity, electric filter, transistor structure, negative resistance.

Подальший розвиток радіовимірювальних та метрологічних приладів пов'язаний з використанням сучасних автоматично керованих радіотехнічних пристроїв. Одним з напрямів розвитку цих приладів – впровадження електрично керованої елементної бази або схемотехнічних аналогів керованих елементів. Зміна параметрів цих еквівалентів забезпечує електричну керованість функціональних вузлів приладів, зокрема такі еквіваленти можуть застосовуватись в електричних фільтрах, а самі вони можуть реалізовуватись на основі транзисторних структур з від'ємним опором [1]. Це, в свою чергу, дозволяє спрощувати класичні схеми радіовимірювальних пристроїв та розширювати їх функціональні можливості. Вагомі досягнення в напрямках електроніки, схемотехніки, технології стрімко розвиваються і не виключенням є пристрої з електричною перелаштуванням ємності, що використовуються в радіотехнічних та радіовимірювальних приладах [2, 3]. Електрично керовані еквіваленти ємності можна поділити на ті, що створюються технологічно, та ті, що створюються внаслідок схеми технічних рішень. Такі еквіваленти при виборі раціонального поєднання керованих активних та реактивних опорів розробляються з метою підвищення загального показника їх ефективності. Будь який напівпровідниковий елемент, що має один або декілька р-п – переходів може використовуватися як еквівалент електрично керованої ємності [4].

Схемотехнічні транзисторні еквіваленти ємності з наявним диференціальним від'ємним опором, що дозволяє використовувати їх як аналог ємності. На рис. 1, а показано схему еквівалента ємності біполярної транзисторної структури з від'ємним опором на комплементарній парі 2N3904/2N3906. Статична вольтамперна характеристика біполярної структури досліджуваного еквівалента відносно напруги живлення джерела V2 при різних напругах керування (1,6 ... 3 В) наведено на рис. 1, б.

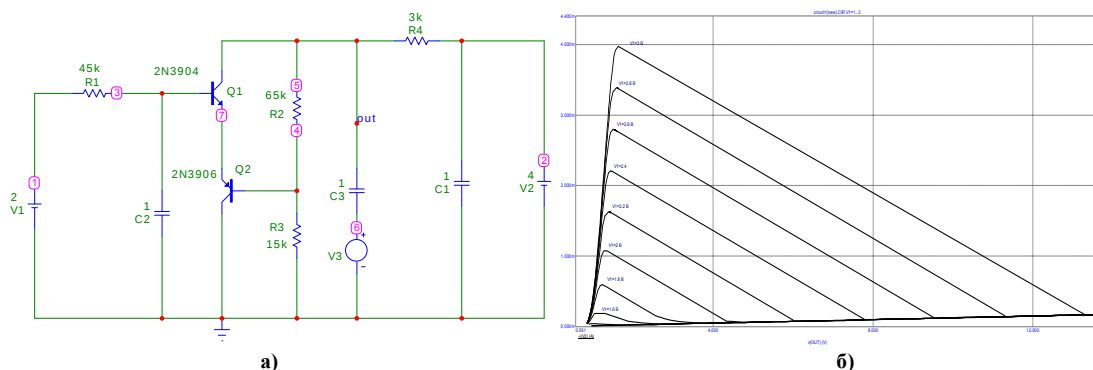


Рис. 1 – Схема досліджуваного еквівалента ємності (а) та вольтамперна характеристика (б) на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором

При збільшенні напруги керування спостерігається збільшення максимального струму ВАХ відповідно до збільшення протяжності спадаючої ділянки, на якій утворюється від'ємний диференціальний опір. Кут нахилу вольтамперної характеристики однаковий при різних напругах керування, тобто значення від'ємного опору є постійним. Таке представлення характеристики забезпечує зручність визначення діапазону напруги керування.

Використовуючи ємнісний ефект біполярної транзисторної структури з від'ємним опором розроблений одно ланковий електричний фільтр нижніх частот. Проведено моделювання його основних

характеристик і параметрів (частоти зрізу, смуг пропускання) в залежності від впливу напруг керування і живлення. Еквівалентна ємність в розробленому ФНЧ (рис. 2, а) створюється транзисторною структурою Q1 і Q2 (2N3904 і 2N3906), повний опір якого створюється сумою дійсної і уявної складових, маючих від'ємний опір і ємнісний характер відповідно. Значення складових повного опору можна змінювати напругами керування і живлення, що впливає на робочі параметри і характеристики ФНЧ на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором в цілому.

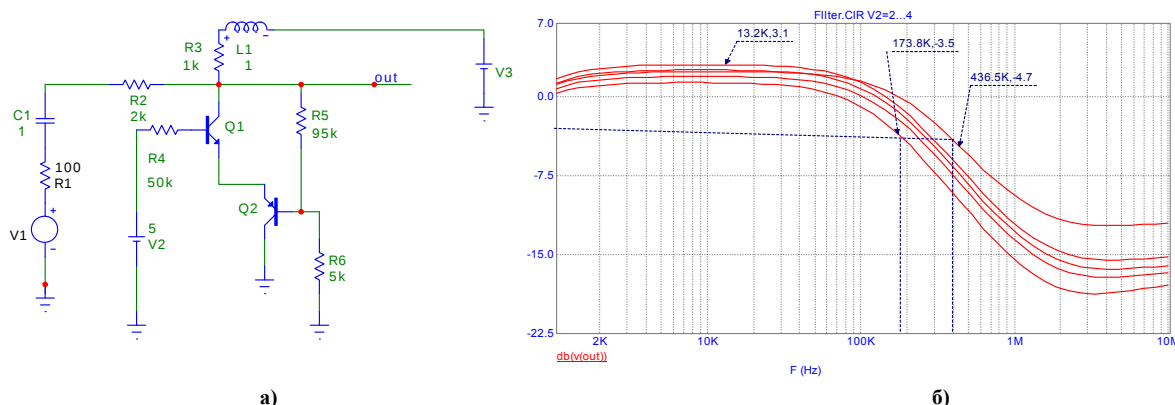


Рис. 2 – Електрична схема ФНЧ (а) та АЧХ фільтра нижніх частот (б) на біполярній транзисторній структурі з від'ємним опором при різних напругах керування

Отримані результати моделювання АЧХ (рис. 2, б) розробленого фільтра нижніх частот при різних напругах керування (2...4 В), та при незмінній напрузі живлення 10 В, підтверджують можливість керування частотою зрізу 173 кГц – 436 кГц, при максимальному затуханні поза смугою пропускання до 16 дБ/октава. Разом із тим наявність диференційного від'ємного опору забезпечує компенсацію втрат, що забезпечує в смузі пропускання невелике підсилення на рівні до 3 дБ.

Досліджений фільтр має діапазон зміни частоти зрізу, тож фільтри можуть знайти своє місце в пристроях детектування електричного струму, НЧ генераторах плаваючої частоти, радіоаматорських станціях та в аудіотехніці. В роботі було запропоновано дослідження електрично керованого електричного фільтра на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором.

Література

1. Rybin, Yu. K. Electronic Devices for Analog Signal Processing. Springer Series in Advanced Microelectronics, 2012 – 175 p.
2. Akagi H. Modern active filters and traditional passive filters / Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences // Vol. 54, No. 3, 2006 [http://bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/\(54-3\)255.pdf](http://bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/(54-3)255.pdf)
3. Arthur B. Williams and Fred Taylor Electronic Filter Design Handbook. McGraw-Hill (1995).
4. Koval K. Electrical controlled active low-pass filter / Koval K. O., Lazarev A. A., Poludenko D. S., Titarchuk S. O. // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 12–13, 2013. Електронний ресурс. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR. ISBN: 978-1-4799-1060-1

References

1. Rybin, Yu. K. Electronic Devices for Analog Signal Processing. Springer Series in Advanced Microelectronics, 2012 – 175 p.
2. Akagi H. Modern active filters and traditional passive filters / Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences // Vol. 54, No. 3, 2006 [http://bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/\(54-3\)255.pdf](http://bluebox.ippt.pan.pl/~bulletin/(54-3)255.pdf)
3. Arthur B. Williams and Fred Taylor Electronic Filter Design Handbook. McGraw-Hill (1995).
4. Koval K. Electrical controlled active low-pass filter / Koval K. O., Lazarev A. A., Poludenko D. S., Titarchuk S. O. // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 12–13, 2013. Електронний ресурс. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR. ISBN: 978-1-4799-1060-1

**МЕТОДИ ОЦІНЮВАННЯ ФАЗОВОГО ДРИЖАННЯ
СИГНАЛІВ У ЦИФРОВИХ ТРАКТАХ**

Анотація. Виконано порівняльний аналіз спектральних методів оцінювання спектральної густини потужності (СГП) сигналів фазового дрижання (ФДр). Визначено, що періодограмно-корелограмний та кореляційно-фільтровий методи дозволяють отримати значення СГП сигналів ФДр при мінімальній дисперсії.

Ключові слова: спектральні методи, фазове дрижання, спектральна густина потужності.

G.G. BORTNYK, M.V. VASYLKIVSKYJ, O.V. STALCHENKO

Vinnytsia National Technical University
bgen88@gmail.com**METHODS TO ASSESS SIGNAL JITTER IN DIGITAL PATHS**

Annotation. A comparative analysis of spectral methods to assess the power spectral density (PSD) of signal jitter. Determined that the periodogram-korrelogrammy and filter-correlation methods allow to investigate the PSD of the signal jitter to the minimum variance.

Keywords: spectral methods, jitter, power spectral density.

Аналіз сигналів фазового дрижання (ФДр) у цифрових трактах (ЦТ) комп'ютерних і телекомунікаційних систем базується на визначенні спектральної густини потужності (СГП). Різноманітність методів спектрального аналізу сигналів ФДр та жорсткі вимоги до точності оцінювання, висувають складну задачу вибору оптимального методу оцінювання СГП сигналів.

Для визначення оптимальності спектрального методу оцінювання складових ФДр у ЦТ, використаємо в якості критерію ефективності добротність оцінювання СГП:

$$Q = \frac{\{E[P_E(f)]\}^2}{\text{var}[P_E(f)]}, \quad (1)$$

де $\{E[P_E(f)]\}$ – математичне сподівання оцінки СГП; $\text{var}[P_E(f)]$ – дисперсія СГП.

Слід відмітити, що при використанні класичних методів оцінювання спектра необхідно приймати компромісні рішення при виборі: віконних функцій зважування даних, кореляційних функцій та параметрів усереднення в часовій та частотній областях. Згідно критерію (1), визначено, що оптимальним методом оцінювання детермінованих складових ФДр є періодограмно-корелограмне оцінювання СГП [1]:

$$S_c(k) = S(k) * W_c(k), \quad (2)$$

де $S(k)$ – модифікована періодограма; $W_c(k)$ – дискретне подання кореляційної віконної функції.

Статистична стійкість оцінки зваженого спектра $S_c(k)$ забезпечується усередненням по сегментам та частотним згладжуванням.

Результати дослідження доводять, що кореляційно-фільтровий метод є ефективним для оцінювання СГП випадкової складової сигналу ФДр, оскільки забезпечує мінімальну дисперсію результатів. Цей метод базується на часовому усередненні добутку вихідної та відфільтрованої реалізації випадкового сигналу ФДр [2]:

$$R_{opt}(\tau) = \frac{1}{T-\tau} \int_{\tau}^T x(t) \cdot x(t-\tau) dt. \quad (3)$$

Проведений порівняльний аналіз методів оцінювання ФДр сигналів у ЦТ показав, що оптимальним методом оцінювання випадкового ФДр є кореляційно-фільтровий, а при дослідженні детермінованого ФДр доцільно використовувати періодограмно-корелограмний метод.

Література

1. Бортник Г. Г. Спектральний метод оцінювання джитеру в телекомунікаційних системах / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. А. Челюян // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2010. – № 2 – С. 109 - 114.
2. Оппенгейм А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер – М. : Техносфера, 2009. – 856 с.

МЕТОДОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ ЦАП-АЦП С АДАПТИВНО ПРОГРАММИРУЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ СКВОЗНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АТЕННЮАТОРА-ДЕЛИТЕЛЯ ТРОЦИШИНА

На примере использования аттенюатора-делителя Троцишина показана возможность практического повышения одновременно и точности и быстродействия преобразований ЦАП и АЦП в 100-100 раз. Приведены образцы схемных построений для программированного измерительного преобразования на основе метода коинцидентности. Определены перспективы использования.

Ключевые слова: преобразование ЦАП-АЦП, аттенюатор-делитель Троцишина, повышения одновременно и точности и быстродействия измерений, программирование характеристики преобразования

N.I. TROTSISHIN, I.V. TROTSISHIN

ONAT. A.S. Popov

vottp.tiv@gmail.com

METHODOLOGY OF CONSTRUCTION DAC-ADC WITH ADAPTIVE PROGRAMMABLE PARAMETERS THROUGH DATA CONVERSION BASED ATENNYUATORA-DIVIDER TROTSISHIN

For example, use the attenuator-divider Trotsishina the possibility of practical improve both the accuracy and speed of the DAC and ADC in the 100-100 times. It gives examples of circuit construction for the programmed measuring conversion on the basis of kointsidentsii. The prospects of use.

Keywords: DAC-ADC, attenuator-divider Trotsishina, increasing both accuracy and speed measurements, programming the characteristics of transformation

Несмотря на практически тотальную «цифровизацию» всех сфер жизни современного общества и массовое внедрение цифровых технологий, принципиальный вопрос возможности внесения изменений (программирование, адаптация, и др.) именно характеристики преобразования ЦАП-АЦП, до сих пор решается выбором классического двоичного преобразования определенной разрядности и быстродействия. Номенклатурный список микросхем лежит в пределах нескольких тысяч модификаций различных фирм производителей, и требует от разработчиков аппаратуры профессиональных знаний логики для правильного выбора конкретной микросхемы, и малейшее изменение требований, например, увеличение разрядности, приводит к необходимости полной переработки печатных плат и других элементов изделий.

Второй вопрос который классические принципы построения ЦАП-АЦП « это невозможность одновременного повышения и точности и быстродействия преобразования, при одинаковом количестве элементов шкалы квантования (преобразования), количества образцовых элементов (как правило резисторов). Типичными представителями таких систем есть цепочка резисторов в идее последовательного соединения резисторов одинакового номинала (делитель Кельвина) или матрица R-2R, и их комбинации. Для увеличения разрешающей способности (шага квантования или шкалы преобразования)

$$\Delta_{\text{кв}} = \frac{U_0}{N_{\text{шкал}}} \equiv \frac{U_0}{2^{n_{\text{шкал}}}};$$

где U_0 – опорное напряжение; $N_{\text{шкал}}$, ($n_{\text{шкал}}$) - количество точек шкалы, (двоичная степень точек шкалы).

Для реализации АЦП и ЦАП промышленностью выпускается широкая номенклатура интегральных микросхем. По совокупности параметров преобразователи условно можно разделить на три основные группы: преобразователи общего применения (средней точности), прецизионные (погрешность преобразования меньше 0,1%) и быстродействующие (время установления менее 10нс). Отсюда главная особенность интегральных микросхем рассматриваемого вида, независимо от типа логики и конструктивного исполнения, - очень высокая точность изготовления интегральных элементов достигает десятых и сотых долей процента. При этом исходные параметры преобразователей и их компонент должны быть совместимы со стандартными линейными и цифровыми микросхемами. Указанные особенности рассматриваемого класса интегральных микросхем накладывают специфические требования к технологии их изготовления. Так, если стандартные преобразователи общего применения (8-10разрядив) изготавливаются на основе биполярных и униполярных структур по традиционной технологии, то сверхскоростные и прецизионные – по специальной технологии, обеспечивающей комплексный схемотехнический и конструктивный подход [1].

Большинство АЦП и ЦАП являются двоичными. Их разрядность выбирается таким образом, чтобы погрешность преобразования не превышала единицы младшего значащего разряда. Поэтому разрешение преобразователей принято оценивать величиной $\frac{1}{2^n}$, т.е. обратного количества кодовых комбинаций

(градаций). В некоторых случаях удобнее представлять разрешение в процентах или в абсолютных единицах. Например, десятиразрядный преобразователь с диапазоном шкалы 10В имеет разрешение способность $1/1024 \sim 1/1000 = 0,1\%$, что соответствует абсолютному значению погрешности в пределах 10 мВ. Простое увеличение разрядности преобразователя не всегда может привести к увеличению разрешения. Если увеличить разрядность, например, из 10 до 12 [1], то разрешение в абсолютных единицах окажется равной 2,5 мВ, что по сравнению с уровнем собственных шумов элементов, наводок и различного вида помех и препятствий. Если не принять специальных мер по снижению уровня шумов, то дальнейшее повышение разрядности преобразователя не приведет к повышению точности преобразования.

Таким образом, подводя предварительные итоги возможно, сказать что вопрос улучшения характеристик ЦАП и АЦП, особенно при противоречивым параметром точность (разрешение) и быстродействие являются определяющими, при этом необходимо не забывать, что нижний уровень разрешения (чувствительности) определяют шумы, как собственные так и внешние, поэтому именно на решение этих вопросов будет направлена основное внимание [1].

Целью является наглядно и подробно показать практические возможности достижения увеличения количества делений Квантовой шкалы измерительных преобразований (КШВП), которые при том же количестве образцовых элементов позволяют в 10-100 раз увеличить разрешение, по сравнению с использованием современных классических двоичных шкал и классических методов измерения. ЦАП и АЦП разработанные на основе принципов теории Квантового измерительного преобразования внедрены и широко используются в Хмельницком национальном университете и ОНАС им.А.С.Попова для демонстрации возможности увеличения точек шкалы квантования для случая аттенюатора делителя Троцишина 8 R.

Описание решения.

Для начала поставим несколько конкретных задач, которые на первый взгляд выглядят фантастически, а в конце исследования сделаем вывод, действительно ли их удалось достичь.

Для примера возьмем классических цепочку из 8-ми одинаковых резисторов, и включив его по схеме делителя Кельвина, покажем, что такое количество резисторов, позволит получить шкалу измерительного преобразования не с 8 делениями (классическая), а с 22 (коинцидентии). Более того, использование принципа коинцидентии к аттенюатору -делителю Троцишина 8 (АДТ_8), позволит получить в том же диапазоне преобразования уже 166 делений (супер_8), а использование суммарно-разностной обработки двух АДТ_8, соответственно дает до 169 квантованных значений измерительной шкалы преобразования (дельта-сигма_8).

Ну и в завершение, использование одновременно (комби_8), которая является рациональным объединением множеств значений последних двух шкал, даст для использования квантованных измерительную шкалу в 247 точек преобразования, в том же диапазоне, при разрядности делителя всего в 8 резисторов. Как уже говорилось, современная техника ЦАП и АЦП для указанного количества резисторов (одинакового номинала) обеспечивает всего 8 точек квантования [5].

Новое поколение ЦАП и АЦП на основе использования аттенюатора-делителя Троцишина (АДТ) и его модификаций.

Все современные ЦАП и АЦП реализуются на принципах двоичного подхода и имеют принципиальные ограничения, которые не позволяют одновременно увеличивать И ТОЧНОСТЬ (разрешение) и быстродействие преобразований.

Кроме этого «фундаментального ограничения» существуют и другие:

1. Использование ДК (делителя Кельвина) в ЦАП и АЦП параллельного действия ограничено увеличением количества резисторов, резко возрастает и принципиально равно количество уровней квантования??;

2. Использование матриц R-2R при работе более 16 разрядов принципиально ограничены технологическим разбросом параметров и уровнем шумов (при делении сигнала на);

3. Невозможно повышать и точность и скорость преобразования путем увеличения количества резисторов делителя, увеличиваются шумы;

4. Невозможно проводить адаптацию ЦАП и АЦП путем формирования характеристики преобразования в процесс преобразования.

А действительно ли все так должно быть?

Изложение материала начнем с определения обозначений и записи математических моделей в

Таблица 1.

Классический двоичный ЦАП (АЦП)N_classik	$n_{classik} = \frac{A_i}{2^N}$, де $A_i \in (1 \div 2^N - 1)$, где N – разрядность двоичного кода
Шкала коинцидентии N_coencidenc	$n_{coinciden} = \frac{A_i}{B_j}$, де $A_i, B_j \in (1 \div 2^N)$, где N – количество значений делителя
Шкала двойной коинцидентии N_super	$n_{super} = \frac{A_i}{B_j} \cdot \frac{C_k}{D_l}$, де $A_i, B_j, C_k, D_l \in (1 \div 2^N)$, N – количество значений делителя
Шкала суммарно-разностная N_D_S	$n_{D-S} = \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l}$, де $A_i, B_j, C_k, D_l \in (1 \div 2^N)$, N – количество значений делителя
Шкала комбинированного преобразования N_comby	$n_{comby} = \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l} \cup \frac{A_i}{B_j} \cdot \frac{C_k}{D_l}$ де $A_i, B_j, C_k, D_l \in (1 \div 2^N)$, N – количество значений делителя

формализованном виде (Таблица.1).

Для подтверждения первого высказывания об увеличении квантовых точек для АДТ_8 с 8 до 22 приведем сравнительные графики, для соответствующих случаев (рис.1).

Принцип образования новых квантовых нх отметок на измерительной шкале объясняют рис. 1 и таблица 2, где рассмотрен вариант метода коинциденции на двух делителя на 8 для А (горизонтальная линейка) и В (вертикальная линейка). В таблице приведены квантовые значения точек КШИП для конкретных значений А и В, выделены цветом именно те значения и коды, которые используются сейчас в мире.

Очевидно, что использование 8-16R в виде двух АДТ_nR, позволит перекрыть разрядность ЦАП АЦП (параллельного типа) от 8 до 12 двоичных разрядов. Использование АДТ_64R, обеспечит динамический диапазон КШИП в 18-20 двоичных разрядов, что лучше все известные методы, с такого же количества резисторов. В завершение приведем, предложенную нами, обобщенную схему иерархии методов образования КШИП (рис.2) и их множества значений, которые взаимно пересекаются (рис.3).

Подведем кратко итоги рассмотрения. Новое поколение ЦАП и АЦП существенно превышает все известные и существующие методы и аппаратуру преобразования. Использование Базовых АПТ позволяет создавать программируемые по структуре и преобразования ЦАП (АЦП) с адаптируются и программируемыми параметрами на одном кристалле.

Таблица.2.

	8	7	6	5	4	3	2	1	
8	22 1,000	21 0,875	17 0,750	14 0,625	11 0,500	8 0,375	5 0,250	1 0,125	
7	1,143	1,000	20 0,857	16 0,714	12 0,571	10 0,429	6 0,286	2 0,143	
6	1,333	1,167	1,000	19 0,833	15 0,667	0,500	7 0,333	3 0,167	
5	1,600	1,400	1,200	1,000	18 0,800	13 0,600	9 0,400	4 0,200	
4	2,000	1,750	1,500	1,250	1,000	0,750	0,500	0,250	П О В Т О Р Ы
3	2,667	2,333	2,000	1,667	1,333	1,000	0,667	0,333	
2	4,000	3,500	3,000	2,500	2,000	1,500	1,000	0,500	
1	8,000	7,000	6,000	5,000	4,000	3,000	2,000	1,000	
						ПОВТОРЫ			

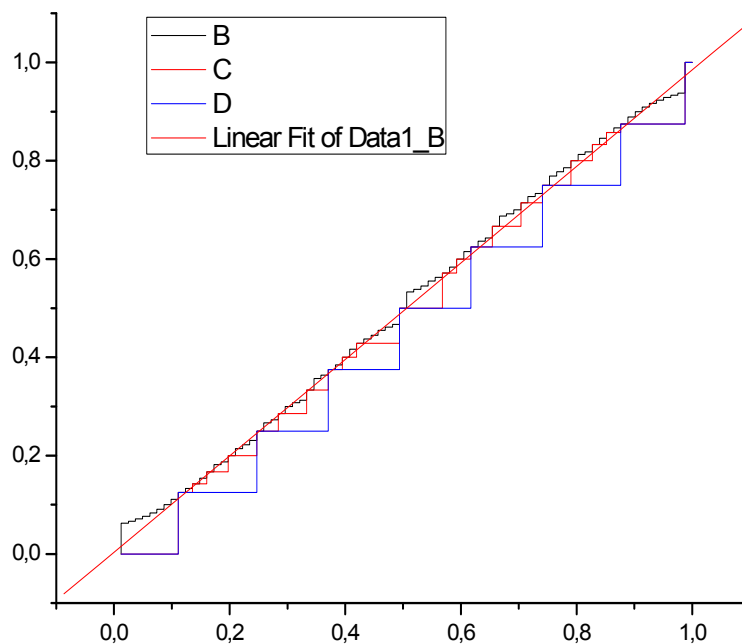


Рис. 1. Сравнение характеристик преобразования ЦАП-АЦП

В основе предлагаемого направления лежат принципы и методология Квантовой теории измерений (КТВИ), суть которой в том, что измерительное преобразование МОЖЕТ И ДОЛЖНО ИСПОЛЬЗОВАТЬ ВСЕ КВАНТОВЫЕ СОСТОЯНИЯ УРАВНЕНИЯ измерительного преобразования, а не только «удобны классические методы» [2-4]. Предлагаются следующие виды ЦАП и АЦП построены с использованием принципов и методов коинциденции и суммарно-разностной обработки:

1. Коинциденции ($N_{\text{coincidenc}}$)
2. Двойной коинциденции (N_{super})
3. Суммарно-разностная (дельта-сигма) ($N_{\text{D_S}}$)
4. Комбинированная 2 и 3 (N_{comby}).

Как породающий функциональный узел применяется аттенюатор-делитель Троцишина (вместо делителя Кельвина) [5]. Как видно, с рис.2-3, действительно, поставленные в начале статьи задачи получить

22, 166, 169, и даже 247 точек КШИП достигнуто путем использования всего лишь цепочки (или двух цепочек) с 8 одинаковых резисторов, включенных по схеме аттенюатора-делителя Троцишина [5], когда использование классических двоичных подходов (делитель Кельвина) даст все те же 8 квантованных делений (классическая шкала).

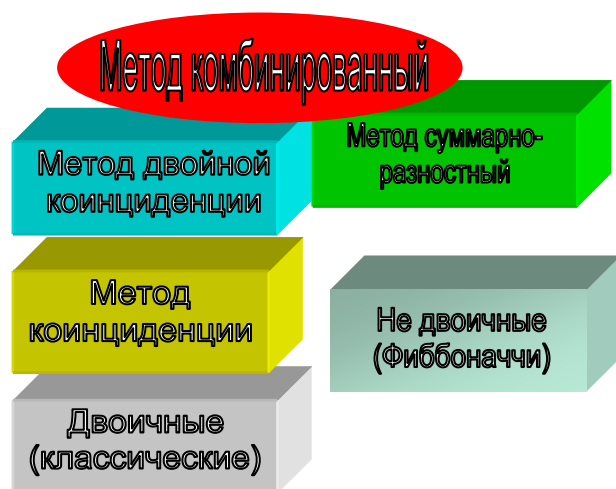


Рис.2. Обобщенная иерархия методов образования КШИП

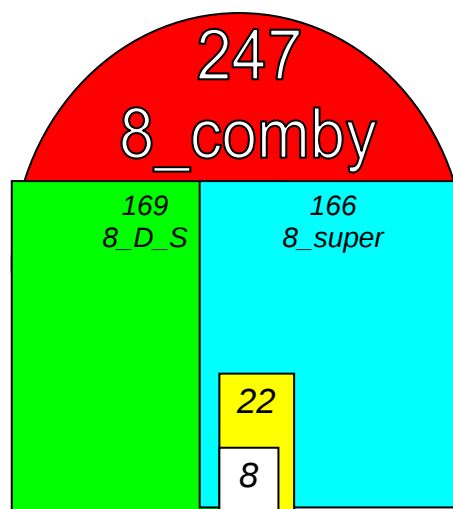


Рис.3. Числовые соотношения количества точек каждой из КШИП (рис.2) и их множества значений, которые взаимно пересекаются

Выводы

1. Новое поколение ЦАП и АЦП существенно превышает все известные и существующие методы и аппаратуру преобразования по мощности КШВП по количеству точек достигло 247 вместо 8.
2. Использование Базовых АПТ позволяет создавать программируемые по структуре и преобразования ЦАП (АЦП) с адаптированными и программируемыми параметрами на одном кристалле.
3. Конкретизация предложений до внедрения составляет:
 - Разработка и изготовление ЦАП нового поколения на основе АПТ;
 - Разработка и изготовление АЦП параллельного типа с повышенной разрешающей способностью и быстродействием и минимизацией шумов;
 - Разработка АЦП с высоким разрешением последовательного приближения с разрядностью 19-20, всего на 64 резисторных АПТ;
 - Разработка и освоение массового выпуска универсального программируемого ЦАП (АЦП) кристалла для широкого класса задач цифровой обработки с программируемыми структурой, типом преобразования, видом характеристики, и программируемыми параметрами преобразования.

Литература

1. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование / У. Кестер. — М: Техносфера, 2007. — 1019 с.
2. Троцишин І.В. Шляхи підвищення роздільної здатності шкали вимірювального перетворення ЦАП і АЦП / І.В. Троцишин, О.П. Войтюк, Н.І. Троцишина // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. — 2010. — №2. — С. 236-242.
3. Троцишин І.В. Реалізація принципів квантової теорії вимірювань амплітудних параметрів сигналів на прикладі Атенюатора-подільника Троцишина / І.В.Троцишин // Вісник ХНУ. — 2011. — №2. — Технічні науки. — С.213-223.
4. Троцишин І.В. Квантова теорія вимірювального перетворення — принципово нові можливості в методології побудови ЦАП і АЦП / І.В.Троцишин, О.П.Войтюк // Вісник ХНУ. — 2011. — №4. — Технічні науки.- С.264-271.
5. Патент України №100581, Спосіб побудови атенюатора-подільника Троцишина, пріоритет: 09.03.2011. опубліковано 10.01.2013, Бюл. №1. — 5с.

**ТРЕХМЕРНОЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ НЕГАРМОНИЧЕСКИХ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ
ПРОЦЕССОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ
И УСТРОЙСТВАХ С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ**

Аннотация. Решена задача трехмерного математического моделирования детерминированных (периодических) энергетических процессов в радиотехнической цепи (устройстве) с переменным параметром при воздействии входных негармонических сигналов. Использован новый метод геометрического моделирования.

Ключевые слова: радиотехнические цепи и устройства, переменные параметры, периодические негармонические сигналы, энергетические негармонические процессы, трехмерные геометрические модели.

M.N. GORBACHEV

National Aviation University, Kyiv
podol@ied.org.ua**THREE-DIMENSIONAL GEOMETRICAL MODELING OF POWER NONHARMONIC DETERMINED PROCESSES
IN RADIOTECHNIC CIRCUITS AND RADIO-ENGINEERING DEVICES WITH VARIABLE PARAMETERS**

Annotation. The three-dimensional mathematical modeling of determined (periodic) power processes in radiotechnic circuit (device) with variable parameter and with input nonharmonic signals is carried out. The new method of geometrical modeling is applied.

Keywords: radiotechnic circuits and radio-engineering devices, variable parameters, periodic nonharmonic signals, power nonharmonic processes, three-dimensional geometric models.

В современной радиотехнике с целью повышения КПД широко применяются ключевые методы усиления колебаний в широком диапазоне частот, например, в радиовещательных передатчиках, усилителях класса Д и других радиотехнических устройствах. Особенность ключевых режимов заключается в том, что энергетические периодические процессы в радиотехнических устройствах являются существенно негармоническими. Это значит, что напряжения, токи и составляющие полной мощности в силовых цепях этих устройств содержат бесконечный спектр гармоник, что значительно затрудняет анализ и расчет ключевых энергетических режимов. Применяемые традиционно известные одномерные математические модели в виде активной P , реактивной Q и искажающей T составляющих полной мощности S для исследования указанных энергетических ключевых режимов являются неэффективными, так как не позволяют исследовать эти процессы как единое целое.

В связи с этим был разработан новый метод – метод трехмерного геометрического моделирования указанных энергетических негармонических процессов. Этот метод основан на нахождении трехмерной геометрической модели этих процессов как физически единого целого в виде пространственной кривой (режимной траектории), которая расположена на сферической оболочке единичного радиуса. При этом режимная траектория рассчитывается и строится на основе аналитических выражений для нормированных координат x, y, z , указанных составляющих P, Q, T как проекций вектора полной мощности S в трехмерном евклидовом пространстве $E^{(3)}$:

$$x = P(q)/S(q), \quad y = Q(q)/S(q), \quad z = T(q)/S(q),$$

где q является переменным физическим параметром радиотехнического объекта (например, добротностью). Нормированные координаты $x(q), y(q), z(q)$ удовлетворяют уравнению сферы в каноническом виде $x^2 + y^2 + z^2 - 1 = 0$. При этом произвольная точка $M(x, y, z)$ на режимной траектории отображает вполне определенное энергетическое состояние указанного объекта.

В докладе рассмотрены примеры расчета и построения трехмерных геометрических моделей для радиотехнической линейной цепи типа RL с переменной добротностью q при воздействии негармонических периодических испытательных сигналов, применяемых в радиотехнике (например, сигналов, имеющих форму прямоугольных импульсов, сигналов треугольной и трапецеидальной формы).

Показано, что в общем случае режимная траектория является неплоской сферической кривой. Разработанный метод является универсальным, более информативным и наглядным по сравнению с известными, а также удобным для представления и понимания полученных результатов. Это позволяет его эффективно использовать на этапе расчета и моделирования ключевых энергетических режимов соответствующих радиотехнических устройств.

Разработанный метод трехмерного геометрического моделирования указанных процессов значительно расширяет возможности исследователей, разработчиков и проектировщиков радиотехнических устройств, в которых используются ключевые энергетические режимы работы активных элементов (транзисторов, электронных ламп и др.), так как дополнительно позволяет применить математический аппарат аналитической и дифференциальной геометрии. Теоретические результаты, полученные при исследовании энергетических негармонических процессов в RL цепи с переменной добротностью в рассмотренных задачах на основе режимных траекторий использованы при разработке и оптимизации режимов работы усилительных устройств проводного вещания серии УПВТ, что позволило повысить КПД и надежность работы указанных усилителей.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ДВУХДЕТЕКТОРНОГО ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Аннотация. Приведен анализ погрешностей двухдетекторного интерференционного измерителя, комплексных параметров. Рассмотрены погрешности, обусловленные переотражением от выхода генератора и неидеальностью параметров согласованных нагрузок.

Ключевые слова: волноводно-щелевой преобразователь, комплексный коэффициент отражения, комплексный коэффициент передачи

I.L. AFONIN, P.A. BUGAYOV, G.V. BOKOV

Federal State Educational Institution of Higher Education «Sevastopol State University»

ANALYSIS OF INTERFERENCE METER ERRORS TWO-DETECTOR COMPLEX PARAMETERS

Annotation. An analysis of errors two-detector interference meter complex parameters. We consider errors caused by reflections of the generator output and non-ideal parameters matched loads.

Keywords: waveguide-slot converter, complex reflection coefficient, the complex transfer

В практике микроволновых измерений наиболее полную информацию о состоянии устройства дает аттестация четырехполюсников по всем четырем комплексным параметрам — комплексным коэффициентам отражения (ККО) и передачи (ККП) входа и выхода устройства. В большинстве случаев измерение одного параметра осуществляется с помощью одного комплекса аппаратуры, второго — другого. Это усложняет процесс измерения, удорожает его, при этом не всегда имеется в наличии необходимый комплект оборудования. Поэтому представляется весьма целесообразной и актуальной разработка универсального прибора, позволяющего измерять и ККО, и ККП [1]. В процессе измерения параметров ККП и ККО возникают погрешности, анализ которых приведен в данной работе.

Отраженная волна, возникающая в рассогласованном тракте, вторично отражается от выхода генератора, оказывая существенное дестабилизирующее воздействие на работу радиоэлектронных средств СВЧ, в том числе на работу волноводно-щелевого преобразователя (ВЩП) измерителя параметров волноводных устройств [2]. Чтобы нейтрализовать это воздействие или учитывать его, необходимо знать величину комплексного коэффициента отражения выхода генератора.

Рассмотрим погрешность, обусловленную отражением от выхода генератора [1]. При несогласованном выходе генератора ($\Gamma_r \neq 0$) сигнал, определяется следующими уравнениями [1]:

$$\frac{U_1}{U_{1к}} = \frac{1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_b}\right)}{1 + \Gamma_r^2 \Gamma^2 - 2\Gamma_r \Gamma \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_b} + \varphi_r\right)}, \quad \frac{U_2}{U_{2к}} = \frac{1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_b}\right)}{1 + \Gamma_r^2 \Gamma^2 - 2\Gamma_r \Gamma \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_b} + \varphi_r\right)},$$

где U_1 , U_2 — напряжения, снимаемые с диодов детекторных головок; $U_{1к}$, $U_{2к}$ — напряжения, снимаемые с диодов детекторных головок при подключении согласованной нагрузки; L — расстояние от центров щелей связи до выходного фланца ВЩП; Γ_r и φ_r — модуль и аргумент ККО генератора; λ_b — длина волны в волноводе.

Если выход генератора идеально согласован, то есть $\Gamma_r = 0$, то модуль и аргумент определяются по формулам:

$$\Gamma = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{U_{1к}} + \frac{U_2}{U_{2к}} \right) - 1}, \quad (1) \quad \varphi = \arccos \left(\frac{\frac{1}{4} \left(\frac{U_1}{U_{1к}} - \frac{U_2}{U_{2к}} \right)}{\sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{U_{1к}} + \frac{U_2}{U_{2к}} \right) - 1}} \right) - \frac{4\pi L}{\lambda_b}, \quad (2)$$

При рассогласованном выходе генератора $\Gamma_r \neq 0$, измеренное значение модуля ККО $\Gamma_{и}$ равно

$$\Gamma_{и} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{U_{1к}} + \frac{U_2}{U_{2к}} \right) \left(1 + \Gamma_r^2 \Gamma^2 - 2\Gamma_r \Gamma \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_b} + \varphi_r\right) \right) - 1}. \quad (3)$$

Определим выражение для относительной погрешности измерения модуля комплексного коэффициента отражения $\delta\Gamma$. Для этого произведем преобразования выражений (3) и (1), разделив, их друг на друга получим

$$\Gamma_{\text{н}} = \sqrt{\left(1 + \Gamma_{\text{г}}^2 \Gamma^2 - 2\Gamma_{\text{г}}\Gamma \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}} + \varphi_{\text{г}}\right)\right)(1 + \Gamma^2) - 1}.$$

При $\Gamma_{\text{г}} = 0$, $\Gamma_{\text{н}} = \Gamma$, а когда $\Gamma_{\text{г}} \neq 0$ измеренное значение модуля ККО определяется с относительной погрешностью, равной

$$\delta\Gamma = \frac{\Gamma_{\text{н}} - \Gamma}{\Gamma} = \frac{\Gamma_{\text{н}}}{\Gamma} - 1 = \frac{\sqrt{\left(1 + \Gamma_{\text{г}}^2 \Gamma^2 - 2\Gamma_{\text{г}}\Gamma \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}} + \varphi_{\text{г}}\right)\right)(1 + \Gamma^2) - 1}}{\Gamma} - 1.$$

Максимальная погрешность $\delta\Gamma_{\text{макс}}$ имеет место при $\cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}} + \varphi_{\text{г}}\right) = -1$.

В этом случае $\delta\Gamma_{\text{макс}} = \frac{\sqrt{(1 + \Gamma_{\text{г}}\Gamma)^2(1 + \Gamma^2) - 1}}{\Gamma} - 1$. При $\Gamma_{\text{г}} = 0$, $\delta\Gamma_{\text{макс}} = 0$.

Если принять $\Gamma_{\text{г}} = 0,01$, а $\Gamma = 0,333$ (коэффициент стоячей волны КСВ = 2), то $\delta\Gamma_{\text{макс}} = 0,033$. В процентах погрешность составит $\delta\Gamma_{\text{г макс}} = 3,3\%$. На основании закона «3 σ » среднеквадратическая погрешность меньше максимальной в три раза и составляет 1,1 %.

$$\text{Измеренная величина аргумента ККО } \varphi_{\text{н}} \text{ равна: } \varphi_{\text{н}} = \arccos \frac{\frac{1}{4} \left(\frac{U_1}{U_{1\text{к}}} - \frac{U_2}{U_{2\text{к}}} \right) \cdot \Delta}{\sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{U_{1\text{к}}} + \frac{U_2}{U_{2\text{к}}} \right) - 1}} - \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}, \quad (4)$$

где $\Delta = 1 + \Gamma_{\text{г}}^2 \Gamma^2 - 2\Gamma_{\text{г}}\Gamma \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}} + \varphi_{\text{г}}\right)$.

Проведя преобразования с уравнениями (4) и (2), получаем $\cos\left(\varphi_{\text{н}} + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}\right) = \Delta \cdot \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}\right)$.

Полагая $\frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}} = 2\pi$, имеем $\cos\varphi_{\text{н}} = \Delta \cdot \cos\varphi$. Для самого неблагоприятного случая, когда $\Delta = \Delta_{\text{г макс}} = (1 + \Gamma_{\text{г}}\Gamma)^2 = (1 + 0,01 \cdot 0,333)^2 = 1,007$, получим $\cos\varphi_{\text{н}} = 1,007 \cdot \cos\varphi$.

При $\varphi = 45^\circ$, $\varphi_{\text{н}} = 44,5^\circ$. Погрешность измерения аргумента составляет $\Delta\varphi_{\text{г}} = \varphi - \varphi_{\text{н}} = 45^\circ - 44,5^\circ = 0,5^\circ$. На основании закона «3 σ » среднеквадратическая погрешность, меньше максимальной в три раза и составит $0,2^\circ$.

Проведем оценку погрешностей измерения модуля и аргумента ККО, вызванных не идеальностью параметров согласованных нагрузок, используемой для калибровки измерителя ККО и измерителя ККП. Рассмотрим работу измерителя для случая, когда выход генератора идеально согласован. Калибровочные уравнения в этом случае имеют вид [1]:

$$U_{1\text{к1}} = k_1 E_{\text{г}}^2 \left(1 + \Gamma_{\text{н}}^2 + 2\Gamma_{\text{н}} \cos\left(\varphi_{\text{н}} + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}\right) \right); \quad U_{2\text{к2}} = k_2 E_{\text{г}}^2 \left(1 + \Gamma_{\text{н}}^2 - 2\Gamma_{\text{н}} \cos\left(\varphi_{\text{н}} + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}\right) \right), \quad (5)$$

где $\Gamma_{\text{н}}$ и $\varphi_{\text{н}}$ — модуль и аргумент ККО калибровочной нагрузки.

Напряжения, снимаемые с диодов детекторных головок U_1 и U_2 , в этом случае описывается соотношениями

$$U_1 = k_1 E_{\text{г}}^2 \left(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}\right) \right), \quad U_2 = k_2 E_{\text{г}}^2 \left(1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}\right) \right). \quad (6)$$

Совместное решение уравнений (5) и (6) позволяет определить модуль и аргумент ККО исследуемого устройства. Разделив U_1 и U_2 на $U_{1\text{к1}}$ и $U_{2\text{к2}}$ соответственно, получим модуль и фазу ККО исследуемого устройства при условии $\Gamma_{\text{н}} \neq 0$. Они определяются выражениями:

$$\Gamma_{\text{н}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{U_{1\text{к1}}} q_{\text{н1}} + \frac{U_2}{U_{2\text{к}}} q_{\text{н2}} \right) - 1}; \quad \varphi_{\text{н}} = \arccos \frac{\frac{1}{4} \left(\frac{U_1}{U_{1\text{к1}}} q_{\text{н1}} - \frac{U_2}{U_{2\text{к}}} q_{\text{н2}} \right)}{\sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{U_{1\text{к1}}} q_{\text{н1}} + \frac{U_2}{U_{2\text{к}}} q_{\text{н2}} \right) - 1}} - \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}, \quad (7)$$

где $q_{\text{н1}} = 1 + \Gamma_{\text{н}}^2 + 2\Gamma_{\text{н}} \cos\left(\varphi_{\text{н}} + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}\right)$; $q_{\text{н2}} = 1 + \Gamma_{\text{н}}^2 - 2\Gamma_{\text{н}} \cos\left(\varphi_{\text{н}} + \frac{4\pi L}{\lambda_{\text{в}}}\right)$.

При $\Gamma_{\text{н}} = 0$, то есть $q_{\text{н1}} = q_{\text{н2}} = 1$, модуль Γ и аргумент φ определяются из решения уравнений (1) и (2), а при $\Gamma_{\text{н}} \neq 0$ — уравнений (7). Погрешности измерения модуля и аргумента ККО исследуемой нагрузки

равны: $\delta\Gamma = \frac{\Gamma}{\Gamma_n} - 1$; $\Delta\varphi = \varphi_n - \varphi$.

Уравнения (1) и (2) позволяют рассчитать величины $U_1/U_{1к1}$ и $U_2/U_{2к2}$, при заданных значениях модуля Γ и аргумента φ ККО исследуемого устройства, а также модуля Γ_n и аргумент φ_n ККО калибровочной согласованной нагрузки. Для упрощения расчета полагаем $\frac{4\pi L}{\lambda_B} = 360^\circ$. Найденные значения $U_1/U_{1к1}$, $U_2/U_{2к2}$, $q_{и1}$, $q_{и2}$ подставляем в уравнения (7) и далее определяем погрешности $\delta\Gamma_{сн}$ и $\Delta\varphi_{сн}$. Результаты расчета погрешностей $\delta\Gamma$ и $\Delta\varphi$ для $|\Gamma| = 0,333$ и $|\Gamma_{сн}| = 5 \cdot 10^{-3}$, $|\Gamma_{сн}| = 9,9 \cdot 10^{-3}$ и $|\Gamma_{сн}| = 0,015$, соответствующих $KCB_{сн} = 1,01$, $KCB_{сн} = 1,02$ и $KCB_{сн} = 1,03$ соответственно.

Из анализа полученных результатов следует, что максимальные значения погрешностей для согласованной нагрузки с $KCB_{сн} = 1,01$ равны $\delta|\Gamma|_{\max} = 2,1\%$ и $\Delta\varphi_{\max} = 0,9^\circ$, что вполне приемлемо для технических измерений параметров микроволновых устройств и антенно-волноводных трактов радиотехнических систем. На основании закона «3 σ » среднеквадратическая погрешность, меньше максимальной в три раза и составит $\delta\Gamma_{сн} = 0,7\%$, $\Delta\varphi_{сн} = 0,3^\circ$.

При рассогласованном выходе генератора ($\Gamma_r \neq 0$) необходимо учитывать определитель графа $\Delta = 1 + \Gamma_r^2 \Gamma_n^2 - 2\Gamma_r \Gamma_n \cos\left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_B} + \varphi_r\right)$, однако максимальная величина его при $\Gamma_n = 0,01$ и $\Gamma_r = 0,1$ составляет 1,002. При этом максимальные погрешности $\delta|\Gamma|$ и $\Delta\varphi$ увеличиваются на десятки доли процента и градуса соответственно.

Результирующие погрешности измерения модуля и аргумента ККО составляют:

$$\delta\Gamma = \pm \sqrt{\delta\Gamma_r^2 + \delta\Gamma_{сн}^2}, \quad \Delta\varphi = \Delta\varphi_r + \Delta\varphi_{сн},$$

где $\delta\Gamma_r = 0,011$ — погрешность, обусловленная отражением от выхода генератора; $\delta\Gamma_{сн} = 0,007$ — погрешность из-за неидеальности параметров согласованных нагрузок; $\Delta\varphi_r = 0,2^\circ$ — погрешность, обусловленная отражением от выхода генератора; $\Delta\varphi_{сн} = 0,3^\circ$ — погрешность из-за неидеальности параметров согласованных нагрузок.

Таким образом, в двухдетекторном интерференционном измерителе комплексных параметров, основные доминирующие погрешности, связанные с неидеальностью коэффициентов передачи детекторных головок, непостоянством уровня мощности генератора в диапазоне рабочих частот были исключены в результате проведения калибровочных операций по соответствующему алгоритму обработки. Величина погрешности, обусловленная неидеальностью согласования выхода генератора и согласованной нагрузки полученное в данной статье. Результирующая погрешность измерителя составляет $\delta(\Gamma) \approx \delta(T) = 1,3\%$, $\Delta\varphi \approx \Delta\psi = 0,5^\circ$. Не рассмотренным остались составляющие погрешности из-за неквадратичности детектирования СВЧ диодов и неточности снимаемых с индикаторного устройства показаний. Они будут определены при дальнейших исследованиях измерителя.

Литература

1. Измеритель комплексных параметров СВЧ устройств на основе двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя / П. А. Бугаев, И. В. Лашенко, И. Л. Афонин, Ф. И. Афонин // Зб. наук. пр. Академії ВМС ім. П. С. Нахімова. — Вип. 4 (8). — Севастополь : АВМС імені П. С. Нахімова, 2011. — С. 40—45.
2. Способы измерения длины волны в плоском металлодиэлектрическом волноводе / Афонин И.Л., Бугаев П.А., Боков Г.В. // Материалы 24-ей Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии, 2014. — С. 938—939.

References

1. Izmeritel' kompleksnyh parametrov SVCh ustrojstv na osnove dvuhkanal'nogo dvuhdetektornogo volnovodno-shhelevogo preobrazovatelya / P. A. Bugaev, I. V. Lashhenko, I. L. Afonin, F. I. Afonin // Zb. nauk. pr. Akademii VMS im. P. S. Nahimova. — Vip. 4 (8). — Sevastopol' : AVMS imeni P. S. Nahimova, 2011. — S. 40—45.
2. Sposoby izmerenija dliny volny v ploskom metallodielektricheskom volnovode / Afonin I.L., Bugajov P.A., Bokov G.V. // Materialy 24-ej Mezhdunarodnoj Krymskoj konferencii «SVCh-tehnika i telekommunikacionnye tehnologii, 2014. — S. 938—939.

**ДОСЛІДЖЕННЯ СПЕКТРУ ПРЯМОГО
ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТИ**

Анотація. Проведено аналіз проблеми використання прямих цифрових синтезаторів частоти у електроніці та способи розширення їх динамічного діапазону, вільного від паразитних складових.

Ключові слова: прямий цифровий синтезатор, ПЦС, DDS.

A.A. TSYLEPA, O.I. POLIKAROVSKYKH
Khmelnitsky national university, Khmelnytsky, Ukraine
tsylepa@gmail.com

RESEARCH OF A DIRECT DIGITAL SYNTHESIZER SPECTRUM

Annotation. An analysis of the use problems of a direct digital synthesizer in electronics and ways of enhancing of their spurious-free dynamic range.

Keywords: direct digital synthesizer, DDS.

Прямий цифровий синтезатор привернув значну увагу в останні роки, оскільки служить джерелом стабільних за частотою коливань у радіоприймачах, вимірювачах частоти й інших пристроях, що вимагають налаштування на різні частоти в межах частотних діапазонів, що відповідають призначенню пристрою. Також ПЦС має дуже високі перспективи застосування в техніці. Він перевершує звичайне фазове автопідстроювання частоти (ФАПЧ) в додатках, де потрібно швидке переключення частоти і дуже хороший спектр частот. З методами ФАПЧ можна також досягти невеликий крок частоти, але складність схеми значно зростає зі зменшенням кроку частоти. Оскільки, як правило, ФАПЧ побудовано на аналоговій схемі з простих швидких цифрових подільників, вихідна частота може бути дуже високою. Сучасні синтезатори частот використовують ФАПЧ, кероване опорною частотою ПЦС.

Основною перевагою прямого цифрового синтезатора наявність винятково високого розширення по частоті (нижче 1 Гц), що визначається довжиною акумулятора фази. Проте, головним його недоліком є обмежений частотний діапазон і великі спотворення сигналу. Реконструкція вихідного сигналу неможлива без фільтра низьких частот, що обмежує діапазон вихідного сигналу приблизно на 40% тактової частоти. Також проблемою є високий вміст небажаних спектральних складових, що виникають за рахунок перетворення в ЦАП.

Розширення динамічного діапазону, вільного від паразитних складових, досягається шляхом дитерингу, тобто додавання у первісний сигнал псевдовипадкового шуму зі спеціально підібраним спектром. Таким чином усуваються негативні ефекти від квантування. Дослідження показали, що підібравши певну кількість бітів псевдовипадкового шуму, при цьому змінюючи його параметри, можна значно розширити динамічний діапазон, вільний від паразитних складових, що підвищує ефективність використання прямих цифрових синтезаторів.

Література

1. Полікаровських О.І. Джерела шумів у DDS та метод зменшення їх періодичної складової / О.І. Полікаровських // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2012. – №2. – С. 27–32.
2. Полікаровських О.І. Теоретичні основи підвищення якості спектральних характеристик високошвидкісних обчислювальних синтезаторів частоти / О.І. Полікаровських, І.В. Троцишин // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2013. – №3. – С. 21–26.

References

1. Polikarovs'kykh O.I. Dzhherela shumiv u DDS ta metod zmnshennya yih periodychnoyi skladovoyi / O.I. Polikarovs'kykh // Vymiryuval'na ta obchyslyuval'na tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh. – 2012. – #2. – S. 27-32.
2. Polikarovs'kykh O.I. Teoretychni osnovy pidvyschennya yakosti spektral'nyh harakterystyk vysokoshvydkisnyh obchyslyuval'nyh syntezyatoriv chastoty / O.I. Polikarovs'kykh, I.V. Trotsyshyn // Vymiryuval'na ta obchyslyuval'na tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh. – 2013. – #3. – S. 21-26.

Г.Ю. ШОКОТКО, И.В. ТРОЦИШИН
Одесская национальная академия связи имени А.С. Попова
vottp.tiv@gmail.com

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

На примере измерения частоты радиосигналов (с неизвестным временем доступа к сигналу) показана возможность практического повышения одновременно и точности и быстродействия измерений в 100-1000 раз. Приведены образцы приборов для измерения и измерительного преобразования на основе метода коинциденции. Определены перспективы использования.

Ключевые слова: измерения частоты радиосигналов, повышения одновременно и точности и быстродействия измерений

G.U. SHOKOTKO, I.V. TROTSYSHYN
Odessa national academy of telecommunicationsn. a. A. S. Popov
vottp.tiv@gmail.com

STUDY OF THE METHOD OF MEASURING THE FREQUENCY SIGNAL RADIOPULSE

On the example of measuring the frequency of a radio (with an unknown time access to the signal) is shown the possibility of practical enhance both accuracy and speed measurements in the 100-1000 times. Gives examples of instruments for measuring and measuring conversion on the basis of coincidence. The prospects of use.

Keywords: radio frequency measurements, improving both accuracy and speed measurement

Введение

Основные технические характеристики. приборов для измерения частоты и временных интервалов: диапазон измеряемых частот, диапазон измеряемых временных интервалов, погрешность измерения, разрешающая способность, напряжение входного сигнала, входное сопротивление, время измерения.

Период и частота электрического сигнала являются весьма важными его характеристиками. Период T характеризует наименьший интервал времени, через который повторяются мгновенное значение периодического сигнала» Величина, обратная периоду, называется частотой f электрического сигнала».

Диапазоны измеряемых частот и временных интервалов представляют собой области значений частот и интервалов времени» измеряемых приборами с нормированной погрешностью. В настоящее время диапазон измерения частоты без дополнительных преобразований составляет 10 Гц.. • 500 МГц, а диапазон измеряемых временных интервалов от 0,1 мкс до 10^4 с.

Основной метрологической характеристикой частотомеров и периодометров является их погрешность.

Изложение проблемы

Время измерения частоты электрического сигнала характеризует интервал усреднения текущей частоты. Для снижения погрешности измерения целесообразно увеличивать время измерения, что приводит к снижению производительности измерительного прибора.

Разработана концепция именно фазочастотного подхода, (вместо классического - частотного), позволила объяснить и просчитать метрологические характеристики во время измерения частоты сигналов с ограниченным временем доступа рис.1.

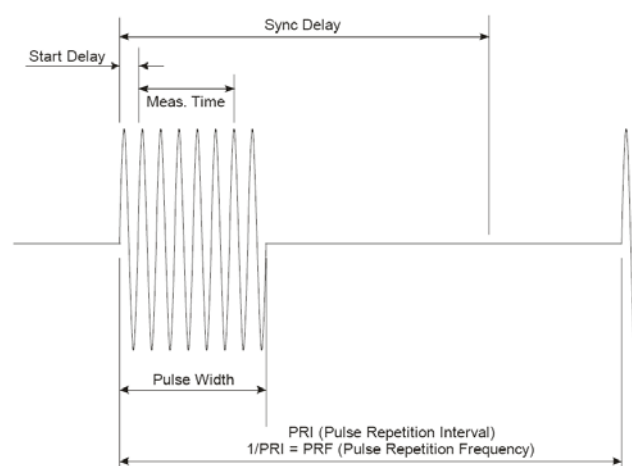


Рис. 1. Радиои́мпульсный сигнал



Рис. 2. Частотомер коинциденции и измерительный преобразователь частоты

Основная часть

Точность в 1 Гц было достигнуто за время измерения $\sim$ единиц миллисекунд в диапазоне единиц МГц. Указанные результаты практически реализованы в реальных приборах, которые прошли неоднократные испытания рис.2 [5].

В основе успешной реализации квантовой теории лежит гипотеза о том, что картина реального мира, как правило, существенно отличается от тех существующих математических моделей которым принято пользоваться, и которые во многих случаях были введены не с позиций метрологии и измерительной техники, а для удобства и простоты представление и использование уже наработанных математических методов. Поэтому критический пересмотр именно теоретических основ введения математических моделей с соблюдением причинно-следственных связей и уже доказанного фазочастотного подхода к идеи образования и использования измерительной шкалы не только с целочисленными значениями, а также и дробными квантованными значениями делений между целочисленными значениями, на единой шкале измерения. Использование как высшего степени иерархии построения измерительного преобразования физических величин именно на основе метода коинциденции, который уже проявил себя в некоторых отраслях измерений, но не только не имеет конкретной теории в мире, но и не имеет научного обоснования достигнутых результатов, кроме теории ФЧИ и ПР (для фазочастотных параметров радиосигналов) [4-5].

Режим установления верхнего значения измеряемой частоты определяется быстродействием элементов на которых выполнен частотомер, и может быть определена практически, путем сравнительных испытаний (рис.4) в непрерывном режиме, рис.5 в радиоимпульсном режиме.

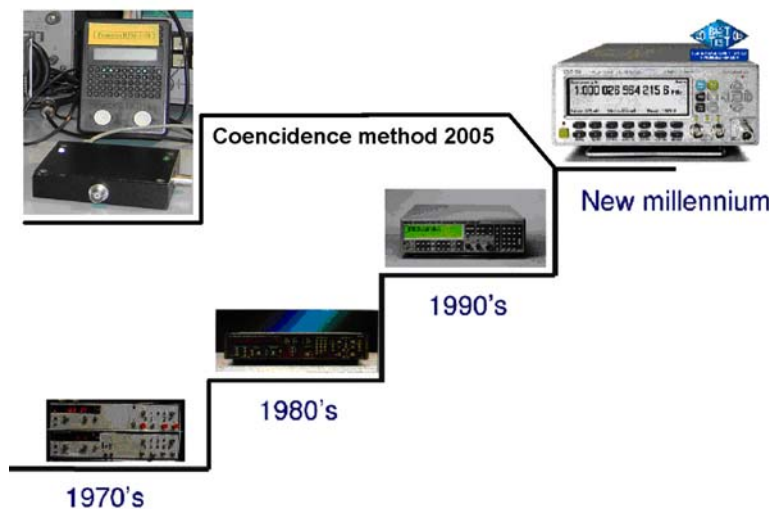


Рис.3. Современная иерархия построения измерительного преобразования частоты



Рис.4. Испытания частотомера кинциденции в радиоимпульсном режиме

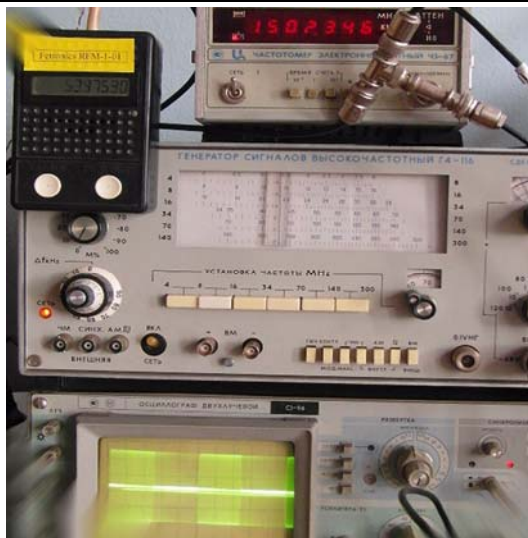
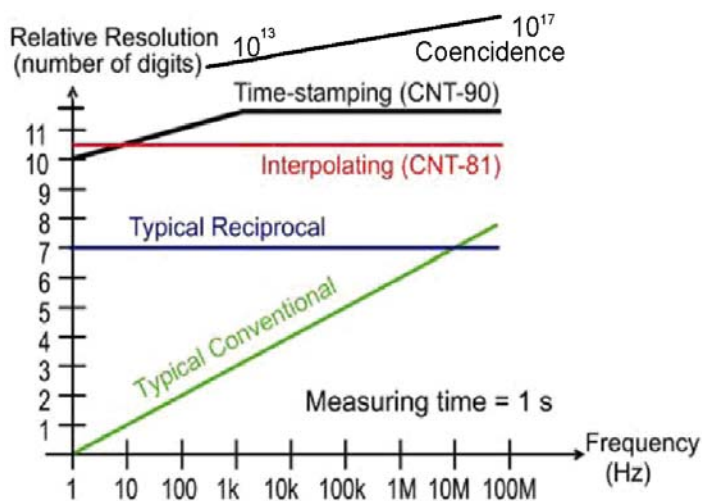


Рис.4. Испытания частотомера кинциденции в радиоимпульсном режиме



ВЫВОДЫ

В работе описано возможность решить важную научную задачу - разработан метод и средства измерения частоты в РТС и ТКС с максимально возможными точностью и быстродействием при априори неизвестного времени доступа к сигналу, которые реализуются на принципах фазочастотного подхода к определению частоты и построении измерительного преобразования по методу коинциденции.

1. Проанализированы существующие методы и средства измерения частоты с точки зрения одновременного повышения и точности и быстродействия, установлены причины принципиальных ограничений в рамках классических определений и методов, по повышению точности и быстродействия измерения частоты.

2. Разработано структурную и принципиальную схему частотомера коинциденции, найдено требования к его узлам, промоделирована и получены все возможные значения матрицы измерительной шкалы и исследованы их расположение на шкале измерений в зависимости от количества разрядов

3. На основе разработанного метода измерения частоты по методу совпадения (коинциденции) построено измеритель частоты (частотомер), который на порядок выше в классификационной схеме благодаря его параметрам, а именно: быстродействия и точности измерений частоты путем использования единой измерительной шкалы, которая состоит из целого и дробной части, указывает на принципиальную возможность повышения точности. Результаты экспериментальных исследований с использованием изготовленного макета измерителя частоты (частотомера) по методу совпадения (коинциденции) подтверждают правильность научных положений.

Литература

1. Троцишин І.В. Вимірювання та перетворення фазочастотних параметрів радіосигналів / І.В. Троцишин. – Хмельницький, ПП Ковальський В.В. - 2002. – 382с.
2. Троцишина Л.В. Вимірювання частоти за методом коінцидентії / Троцишина Л.В., Войтюк О.П., Троцишин І.В.// Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. -2005. -№2. С. 198-203.
3. Троцишин І.В. Теорія та практика фазочастотних вимірювань і перетворень радіосигналів// Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. -2007. -№2. -С. 7-22
4. Троцишин І.В. Ієрархія сучасних цифрових методів вимірювання частоти та методологія їх застосування у радіотехнічних та телекомунікаційних системах /І.В. Троцишин, В.Т. Кондратов, Л.В. Троцишина.// Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. -2008. -№2. С. 226-233.
5. Троцишин І.В. Вимірювання частоти за методом коінцидентії та особливості утворення шкали вимірювального перетворення/ І.В.Троцишин, О.П.Войтюк, Л.В. Троцишина //Вісник Хмельницького національного університету. -2009.-№3. – Технічні науки. С. 240-244.

References

1. I.V. Trotsyshyn. Measurement and conversion phase-frequency radio parameters: - Khmel'nitsky, PE Kowalski V. - 2002. - 382s.
2. Trotsyshyna L.V. Frequency Measurement method kointsydentsiyi / Trotsyshyna L.V., Voytyuk O.P., Trotsyshyn I.V.// Measuring and computing in industrial processes. -2005. -№2. S. 198-203.
3. Trotsyshyn I.V. Theory and practice phase-frequency measurements and conversions radio // Measuring and computing in industrial processes. -2007. -№2. -C. 7-22
4. Trotsyshyn I.V. Hierarchy modern digital methods for measuring the frequency and methodology of their use in radio and telecommunications systems / I.V. Trotsyshyn, V.T. Kondrashov, L.V. Trotsyshyna. // Measuring and computing in industrial processes. -2008. - №2. S. 226-233.
5. I.V. Trotsyshyn frequency measurement method kointsydentsiyi and features of the formation of the scale measuring conversion / I.V. Trotsyshyn, O.P. Voytyuk, L.V. Trotsyshyna // Bulletin of Khmel'nitsky National University. -2009.-№3. And technological science. S. 240-244.

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПРОГРАМОВАНИХ ЛОГІЧНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ СХЕМ З ВБУДОВАНИМ МІКРОКОНТРОЛЕРОМ

Проаналізовано основні типи програмованих логічних інтегральних схем з вбудованим мікроконтролером, розглянуто області їх застосування та актуальність. Визначено їх основні переваги.

Ключові слова: програмована логічна інтегральна схема, мікроконтролер, процесор, система на кристалі.

Y.Y. BILYNSKY, O.P. KERSOV
Vinnytsia National Technical University
kersov@gmail.com

COMPARATIVE ANALYSIS OF PROGRAMMABLE LOGIC DEVICES WITH EMBEDDED MICROCONTROLLER

Abstract. The main types of programmable logic devices with embedded microcontroller are analyzed, its relevance and application is considered and main advantages are defined.

Keywords: programmable logic device, microcontroller, processor, system on a crystal.

Використання ПЛІС (програмованих логічних інтегральних схем) стає дедалі актуальніше, так як їхній модельний ряд постійно оновлюється, з'являються моделі з покращеними характеристиками, більшою швидкістю, зниженими енерговитратами. А тому розробка програмного забезпечення для таких систем дозволить в майбутньому легко збільшити функціонал пристрою та його швидкодію за допомогою встановлення програми на більш сучасну ІС (інтегральну схему).

Однією з важливих і першочергових задач мікроелектроніки є створення універсальних мікропроцесорних систем на одному кристалі. ПЛІС з вбудованим мікроконтролером реалізують принцип поєднання декількох функціональних пристроїв у одному кристалі та відносяться до класу SoC (system on a crystal). З появою великої кількості ПЛІС з вбудованим мікроконтролером виникає необхідність вибору оптимального рішення, використання якого дозволило б покращити характеристики та розширити функціональні можливості існуючих та нових електронних пристроїв.

Складні ІС класу SoC зазвичай складаються з трьох основних цифрових системних блоків: процесор, пам'ять, логіка. Процесорне ядро реалізує процес керування, коли кожною керуючою програмою однозначно встановлюються послідовності виконання операцій обробки даних, що дозволяє задавати один із можливих алгоритмів роботи усієї ІС. Пам'ять використовується за її прямим призначенням – зберігання коду програми процесорного ядра і даних. Логіка використовується для реалізації спеціалізованих апаратних пристроїв обробки і проходження даних, склад і призначення яких визначаються кінцевим застосуванням [0].

Процесор в ПЛІС може бути реалізовано як на базі програмованих ресурсів так і у вигляді апаратного ядра. Кожен з цих підходів має свої переваги та недоліки, проте беззаперечно, що апаратне ядро, характеристики якого добре доповнюють можливості програмованих ресурсів, може значно розширити горизонти використання ПЛІС. Такий пристрій може розглядатися як процесор з потужною програмованою периферією [2].

Наявність вбудованого мікроконтролера дозволяє оптимізувати ПЛІС для обробки великих масивів інформації, так як мікропроцесор дозволяє динамічно реконфігурувати периферію, побудовану на елементах ПЛІС залежно від розмірів об'єму даних і виконуваної операції, при цьому уся система побудована на одному кристалі [3].

Таким чином переваги використання SoC:

- ПЛІС уміщують в собі велику кількість відокремлених ресурсів (блоки синхронізації пам'яті і помножувачі), що дозволяє організовувати паралельні обчислення, розподілені по кристалу. При цьому можуть бути досягнуті кращі показники швидкодії та вартості ніж для сигнальних процесорів [2];
- програмовані з'єднання хоча і володіють більшими затримками у порівнянні з металічними з'єднаннями ASIC (інтегральна схема для специфічного застосування), проте є більш стійкими до шумів та завад. Тому використання ПЛІС дозволяє відносно легко досягти стабільної роботи системи на високих частотах [2];
- можливість створення індивідуального набору периферійних пристроїв та їх швидкого потокового реконфігурування за допомогою вбудованого процесора;
- завдяки високому рівню інтеграції SoC потребують малих затрат енергії. До того ж під час роботи частина системи на базі ПЛІС може бути відімкнена від живлення для зниження енерговитрат.

SoC можуть використовуватись для вирішення унікальних задач, орієнтованих на обробку великих масивів даних з можливістю паралельної та багатопотокової роботи, наприклад для обробки зображень або відеосигналу [2]. Результат обробки зображень повинен мати такі якості, завдяки яким його сприйняття людиною було б максимально комфортним. При цьому необхідно обробляти зображення по мірі їх надходження, що можливо тільки з застосуванням високопродуктивних систем, які дозволяють реалізувати паралельні обчислення. Такі спеціальні багатопроцесорні системи реалізуються на базі ПЛІС та є компактними і швидкодіючими. Разом з цим існує необхідність розробки паралельних алгоритмів і програмної підтримки для таких систем [3].

Сучасні ПЛІС в переважній більшості поділяються на дві основні групи: CPLD (Complex Programmable Logic Device) та FPGA (Field-Programmable Gate Array). Різниця між ними полягає у тому що у CPLD базовий шар містить логічні блоки на основі елементарних вентилів (2І–НІ, 2АБО–НІ), а у FPGA цей шар містить більш компактні логічні комірки на основі таблиць істинності LUT (look-up table), тому кількість логічних комірок в базовому шарі FPGA більша ніж у CPLD на 1–2 порядки. В результаті цього FPGA має більш гнучку архітектуру [4].

Також FPGA можуть містити в базовому шарі спеціальні ядра, які збільшують швидкість специфічних алгоритмів обробки, а також блоки пам'яті. Перевагою CPLD є наявність вбудованої енергонезалежної пам'яті, але з обмеженою кількістю циклів програмування, а FPGA містять ОЗП (оперативно запам'ятовуючий пристрій), який є енергозалежним. Такий вид пам'яті при старті системи необхідно заповнити конфігураційною інформацією, яка зазвичай міститься у зовнішній енергонезалежній пам'яті. Така технологія не має обмежень на кількість циклів перепрограмування, проте має один недолік – вона потребує певний час для завантаження конфігурації при старті системи і при цьому відбувається значне підвищення струму живлення, що створює додаткові вимоги до елементів живлення і фільтрації [4]. Проте сучасні виробники FPGA використовуються новітні технології вбудованих ОЗУ, що дозволяє зменшити пускові підвищення струму, що робить FPGA – більш функціонально досконалішими IC.

Слід зазначити, що більше 16% всіх систем на основі FPGA містить програмні процесори, хоча програмний процесор не може зрівнятися за продуктивністю і потужністю з апаратним. Програмні процесори стають все більш популярними через гнучкість реконфігурації ядра та можливість розширити функціональні можливості уже існуючих пристроїв. Серед програмних процесорів слід виокремити процесори LEON та AEMB як найбільш ефективні та швидкодіючі [5].

LEON3 це 32–розрядний процесор, заснований на архітектурі SPARC, який розроблений в Gaisler Research. Його реалізація заснована на Гарвардській архітектурі і використовує AMBA (Advanced Microcontroller Bus Architecture). Шина АНВ (AMBA High-performance Bus) використовується в якості основної шини зв'язку на кристалі. Великою перевагою процесора LEON є те, що він використовує структуровану організацію пакетів, папок і записів VHDL. Цей процесор є надійним і використовується у великій кількості військової і космічної техніки [5].

Можна виділити два класи мікросхем, які комбінують на кристалі апаратне процесорне ядро і програмовані комірки. В одному випадку побудова такої системи відбувається на основі процесора як у продукції фірм Atmel та Cypress. Архітектура пристроїв цих фірм більше нагадує процесор з сильно розвиненими засобами програмування периферійних пристроїв. Для мікросхем Cypress складно вказати число логічних комірок через іншу організацію програмованих ресурсів. Інший підхід використовується в ПЛІС фірм Xilinx та Altera, який полягає у розміщенні на кристалі потужного процесорного ядра з розрядністю 32 біта і тактовою частотою більше 500 МГц [2].

Основні характеристики сучасних систем на кристалі різних типів наведено у таблиці 1.

Таблиця 1 – Основні характеристики сучасних SoC

Виробник	Серія	Процесор	Логічних компонентів, тис	Вбудована пам'ять, кбіт	Частота, МГц
Altera	Cyclone V	ARM A9 x32	до 110	5761	550
Atmel	AT40K	AVR x8	до 50	18432	100
Altera	Cyclone III	Програмний	до 20	–	472
Xilinx	Zynq-7000	ARM A9 x32	до 85	3020	866
Cypress	PSoC	Cortex-M0 x32	–	–	64

На основі аналізу сучасних SoC (табл. 1) встановлено, що найбільш швидкодіючими є IC фірм Xilinx та Altera так як вони мають значно вищі тактові частоти та містять у собі 32–бітний процесор ARM Cortex-A9 з вбудованою периферією. Проте SoC фірми Xilinx можуть працювати на частоті до 866 МГц а тому вони є оптимальним рішенням для побудови високопродуктивних систем реального часу.

SoC Xilinx Zynq-7000 побудований по 28–нм технології і містить 2–ядерну процесорну систему ARM Cortex-A9 MPCore, оснащену мультимедіа–підсистемою NEON і модулем обробки операцій з плаваючою комою подвійної точності, а також кеш–пам'яттю 1–го та 2–го рівня, контролером мультистандартної пам'яті і широким набором периферії: USB, Ethernet, SDIO, UART, SPI, I2C и GPIO. Zynq-7000 містить до 512–Кбайт кеш–пам'яті другого рівня, котра використовується двома процесорами,

256 Кбайт тимчасової пам'яті, яка є спільною для процесора і FPGA [6].

Хоча програмний процесор можна легко переконфігурувати або повністю перепрограмувати, до того ж можна використовувати у зв'язі практично із будь-якою ПЛІС він має деякі недоліки, зокрема відсутність вбудованої пам'яті, обмежена частота та потреба у значній частині логічних компонентів ПЛІС. Тому доцільнішим є використання ПЛІС із вбудованим процесорним ядром. До того ж у таких ПЛІС також можливо створити додатковий програмний процесор який би зменшував навантаження на апаратне ядро і допомагав у вирішенні другорядних завдань. Це дозволить збільшити швидкодію та автономність системи а також значно розширити її функціональні можливості.

Таким чином, на основі проведеного аналізу встановлено, що побудова пристроїв на ПЛІС з вбудованим мікроконтролером дозволить не тільки зменшити габарити та енергозатрати виробу, а й збільшити швидкість роботи та розширити функціональні можливості. SoC рішення уже зараз використовуються для обробки зображень та відеосигналу, в медичній, військовій та космічній апаратурі тощо. Існує різноманітна кількість різних SoC, які можуть бути придатними для вирішення різноманітних задач. Однак для побудови високопродуктивних систем реального часу, які могли б швидко опрацьовувати великі масиви інформації найкраще підходять IC класу FPGA фірм Altera та Xilinx. Їх основними перевагами є високі робочі частоти (550 та 866 МГц відповідно) та використання вбудованого 32-бітного процесора ARM Cortex-A9.

Література

1. Кривченко И. В. Системы на кристалле: общее представление и тенденции развития / И. В. Кривченко. // Компоненты и технологии. – 2001. – №6. – С. 1–3.
2. Тарасов И. Е. Системы на кристалле на базе FPGA Xilinx / И. Е. Тарасов. // Компоненты и технологии. – 2005. – №7. – С. 2–5.
3. Заливин А. Н. Использование производительных ПЛИС для обработки изображений / А. Н. Заливин, И. В. Зуев. // Научные ведомости. – 2014. – №8. – С. 1–2.
4. Архитектура ЭВМ [Электронный ресурс] // Электронная Образовательная Система МГТУ имени Николая Эрнестовича Баумана – Режим доступа до ресурсу: http://e-learning.bmstu.ru/moodle/pluginfile.php/3645/mod_folder/content/0/%D0%90%D1%80%D1%85%D0%AD%D0%92%D0%9C.pdf.
5. Rahul R.Balwaik. Open-Source 32-Bit RISC Soft-Core Processors / Rahul R.Balwaik, Shailja R.Nayak, Amutha Jeyakumar. // IOSR Journal of VLSI and Signal Processing. – 2013. – №4. – С. 43–45.
6. Платформа Zynq 7000. Очередной виток инноваций [Электронный ресурс] // Время электроники – Режим доступа до ресурсу: <http://www.russianelectronics.ru/developer-r/review/2189/doc/57818/>.

References

1. Krivchenko, I. V. (2001) Sistemyi na kristalle: obschee predstavlenie i tendentsii razvitiya [System on a crystal: overview and development trends]. Komponentyi i tehnologii – Components and technologies, 6, 1–3 [in Russian].
2. Tarasov, I. E. (2005) Sistemy na kristalle na baze FPGA Xilinx [Systems on a chip based on FPGA Xilinx]. Komponentyi i tehnologii – Components and technologies, 7, 2–5 [in Russian].
3. Zalivin, A. N., & Zuev I. V. (2014) Ispolzovanie proizvoditelnyj PLIS dlya obrabotki izobrazhenij [Applying the roductive PLD for image processing]. Nauchnye vedomosti – Scientific sheets, 8, 1–2 [in Russian].
4. Arxitektura EVM [Computer architecture]. Elektronnaya Obrazovatel'naya Sistema MGTU immeni Nikolaya Ernestovicha Baumana. Retrieved from http://e-learning.bmstu.ru/moodle/pluginfile.php/3645/mod_folder/content/0/%D0%90%D1%80%D1%85%D0%AD%D0%92%D0%9C.pdf [in Russian].
5. Rahul R.Balwaik, & Shailja R.Nayak, & Amutha Jeyakumar (2013) Open-Source 32-Bit RISC Soft-Core Processors. IOSR Journal of VLSI and Signal Processing, 4, 43–45.
6. Platforma Zynq 7000. Ocherednoj vitok innovacij [Platform Zynq 7000. The next round of innovation]. Vremya elektroniki – Electronics time. Retrieved from <http://www.russianelectronics.ru/developer-r/review/2189/doc/57818/> [in Russian].

РОЗВ'ЯЗОК УЗАГАЛЬНЕНОЇ ДИНАМІЧНОЇ ЗАДАЧІ УПРАВЛІННЯ ЗАПАСАМИ МЕТОДАМИ ТЕОРІЇ ВИПАДКОВИХ БЛУКАНЬ

Анотація. В статті розглядається одна з актуальних задач управління запасами в умовах, коли рівень запасів випадковим чином може змінюватись на одиницю у випадкові моменти часу. Така задача є типовою для сервісних систем різноманітного призначення. Показано, що такий процес може бути апроксимовано марківським випадковим блуканням. Отримані диференціальні рівняння процесу та розрахункові результати для стаціонарного режиму процесу.

Ключові слова: попит, управління запасам, марківський процес, випадкові блукання.

S.F. ROBOT'KO
Vinnytsia Cooperative Institute

THE SOLUTION OF THE GENERALIZED DYNAMIC PROBLEM OF INVENTORY CONTROL USING THE THEORY OF RANDOM WALKS

Annotation. The article discusses one of the urgent tasks of inventory management in the conditions when the inventory level may randomly change per unit at random times. This task is typical for service systems for various purposes. It is shown that such a process can be approximate by markovian random walk. The obtained differential equations of the process and the results of calculation for the stationary regime of the process.

Keywords: demand, inventory control, Markovian process, random walk.

З переходом підприємств і організацій до ринкових методів господарювання ні в кого не виникає сумнівів у необхідності застосування науково обґрунтованих способів організації виробничого процесу. Одним із широко відомих й успішно застосовуваних методів оптимальної організації виробничого процесу є теорія управління запасами, яка дає можливість знайти раціональні рівні ресурсів, що застосовуються у виробництві, що забезпечують можливість виконання виробничої програми при мінімальних витратах на створення й збереження цих ресурсів. Актуальність розв'язку задач управління запасами для будь-якої виробничої одиниці підтверджується тим фактом, що в структурі ВВП розвинутих країн світу частка виробничих запасів по різних даним складає від 25 до 40 %.

У практиці дуже часто зустрічаються ситуації, коли і попит й пропозиція (постачання) є випадковими величинами. Окрім того, слід відзначити, що як процеси створення так і розходування (споживання) запасів мають дискретний характер, тобто запасється і споживається дискретна величина товару, який є у виробничої одиниці. В цих випадках єдиним прийнятним інструментом для дослідження задачі управління запасами є методи теорії випадкових процесів. В цьому випадку досить актуальною є задача побудови математичних моделей управління товарними і виробничими запасами, які дозволяють мінімізувати сукупні операційні витрати підприємства на процеси створення, зберігання і розходування товарних і виробничих запасів.

Нехай постачання товару на склад і витрата товару зі складу проводиться поштучно, у дискретні моменти часу, які відділені один від одного рівними інтервалами, причому ці процеси є випадковими з відомими функціями розподілу. Вважається, що товар зберігається на складі обмеженого обсягу d . В цьому випадку в будь-який довільний момент часу на складі може знаходитися від 0 до d одиниць товару. Передбачається, що у випадку відсутності товару на складі при надходженні чергової заявки на одиницю товару, ця заявка не втрачається, а чекає поповнення складу (попит заборговується). Розглядаючи процес зміни рівня запасу на складі, можна зробити висновок, що ця динаміка може бути описана як випадкове блукання частинці по осі, на якій відкладені цілочисельні значення можливого рівня запасу, причому в кожний наступний момент часу рівень запасу може або збільшитися на одиницю, або зменшитися на одиницю, або залишитися без зміни (частиця «плигне» на одиницю нагору чи вниз, чи залишиться на тій же рівні). Такий рух у рамках теорії марківських процесів і називається випадковим блуканням [1,2].

Розглянемо одномірне блукання частинці уздовж осі Θ , яке являє собою однорідний ланцюг Маркова із ліченою кількістю станів. Нехай через деяку одиницю часу можливий перехід з будь-якого j -го стану в три найближчих стани $j+1$, j , $j-1$ з ймовірностями $\pi_{j,j+1}(1) = p$, $\pi_{j,j}(1) = 1 - p - q$, $\pi_{j,j-1}(1) = q$.

Будемо вважати, що в початковий момент часу $t_0 = 0$ частина має координату u_0 і в дискретні моменти часу $t = 1, 2, \dots, n$, координата частини змінюється на випадкову величину z_i . Випадкова величина z_i , може приймати три значення: 1, 0, -1 з ймовірностями

$$P\{z_i = 1\} = p, P\{z_i = 0\} = 1 - p - q, P\{z_i = -1\} = q.$$

У момент часу $t = n$ випадкова координата частини дорівнює

$$\Theta_n = \nu_0 + \sum_{i=1}^n z_i \quad (1)$$

Рух частини може відбуватися як по всій прямій Θ , так і на деякому обмеженому відрізку. В останньому випадку говорять про границі (екрани), які встановлені на шляху руху частини. В силу нашої постановки задачі динаміка зміни рівня запасів в часі може бути представлена випадковим блуканням з двома відбиваючими екранами, які встановлені в точках d і c , причому $c < d$.

Нехай частка рухається з первісного стану j в області, що обмежена двома відбиваючими екранами.

Наявність відбиваючих екранів означає, що зразу після n -го стрибка частка займає положення

$$\theta_n = \begin{cases} \theta_{n-1} + z_n, c \leq \theta_{n-1} + z_n \leq d, \\ d, \theta_{n-1} + z_n > d, \\ c, \theta_{n-1} + z_n < c. \end{cases} \quad (2)$$

Позначимо через $p_{jk}^{(n)}$ імовірність того, що частка в момент часу $t = n$ займе положення k , якщо її початковий стан був j . Із властивостей рівнянь Маркова-Колмогорова маємо

$$P_{jk}^{(n)} = p \times p_{j,k-1}^{(n-1)} + (1-p-q) \times p_{jk}^{(n-1)} + q \times p_{j,k+1}^{(n-1)}. \quad (3)$$

У граничних точках маємо

$$\begin{aligned} P_{jd}^{(n)} &= p \times p_{j,k-1}^{(n-1)} + (1-q) \times p_{jd}^{(n-1)}, \\ P_{jc}^{(n)} &= (1-p) \times p_{jc}^{(n-1)} + q \times p_{j,c+1}^{(n-1)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Можна показати [3], що стаціонарний розподіл ймовірностей рівня запасів дорівнює

$$\pi_k = \frac{1-p/q}{1-(p/q)^{d-c+1}} (p/q)^{k-c}, \quad (k=c, \dots, d). \quad (5)$$

Формула (6) являє собою розподіл рівня запасів на складі, тобто π_k являє собою імовірність того, що в довільний момент часу на складі зберігається рівно k одиниць запасу. Використавши залежність (6) неважко знайти середню кількість товарів, яка в довільний момент часу зберігається на складі $\bar{I}$, а також величину заборгованого попиту $\bar{D}$, яку має склад перед своїми споживачами внаслідок можливої нестачі потрібної кількості товарів. Використавши властивості скінчених сум і скориставшись формулами знаходження математичних очікувань, можна показати [3], що

$$\bar{I} = \frac{1-(p/q)^c}{1-(p/q)^{d-c+1}} (p/q)^c \times \frac{p/q + [d(p/q) - d - 1]}{(1-p/q)^2} \times (p/q)^{d+1}, \quad (6)$$

$$\bar{D} = \frac{1-(p/q)^c}{1-(p/q)^{d-c+1}} (p/q)^c \times \frac{p/q + [c - c(p/q) - 1]}{(1-p/q)^2 (p/q)^{c-1}}, \quad (7)$$

Використавши середні значення (6) і (7) неважко підрахувати середнє значення витрат на процес управління запасами

$$L = C_h \times \bar{I} + C_p \times \bar{D}. \quad (8)$$

Можна показати, що функція (8) унімодальна та опукла, тобто має один суворо виражений мінімум. З точки зору фізики процесу створення і розходування запасів на складі імовірність q являє собою імовірність попиту на товар, визначається з інтенсивності попиту і не є параметром, яким можна керувати. Імовірність p є імовірністю поставки одиниці товару на склад і повністю визначається інтенсивністю поставки, а отже є єдиною керованою змінною, оптимальне значення якої мінімізує витрати управління запасами. Підставивши (6) і (7) в (8) і протабулювавши цю функцію, можна підібрати таке значення імовірності p , яке в даній виробничій ситуації мінімізує величину $\bar{L}$. Таким чином можна знайти оптимальну інтенсивність поставки запасів на склад, яка мінімізує операційні витрати управління запасами при сталих значеннях вартісних параметрів.

Література

1. Кемени Дж. Д., Снелл Дж. Л. Конечные цепи Маркова / Пер. с англ. – М.: Наука, 1970. – 270 с.
2. Справочник по теории вероятностей и математической статистике/Под ред. В.С. Корольюка. – К.: Наукова думка, 1978. – 581 с.
3. Роботко С.Ф. Применение теории случайных блужданий к решению обобщенной динамической задачи управления запасами //Труды филиала МГТУ им. Н.Э. Баумана в г. Калуге. Спец. вып. «Материалы международной научно-технической конференции «Приборостроение – 2000». – Калуга, 2000. – С.38 – 42.

КЛАСИФІКАЦІЯ СИСТЕМ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ТВАРИН ДЛЯ ДОЇЛЬНО-МОЛОЧНИХ ВІДДІЛЕНЬ ТВАРИННИЦЬКИХ ФЕРМ

Анотація. Запропоновано класифікацію систем ідентифікації тварин, які є складовою частиною інформаційно-вимірювальних систем зоотехнічних параметрів та використовуються у доїльно-молочних відділеннях тваринницьких ферм. У відповідності з запропонованими класифікаційними ознаками розглянуто призначення та принципи функціонування таких систем.

Ключові слова: зоотехнічні параметри, системи ідентифікації, ідентифікація тварин.

P. KULAKOV

Vinnitsia national technical university
kulakovpi@gmail.com

THE CLASSIFICATION OF ANIMAL IDENTIFICATION SYSTEMS FOR MILKING-DAIRY DEPARTMENT OF LIVESTOCK FARMS

Annotation. In the article had done the classification of animal identification systems, which are an integral part of information-measuring systems of zootechnical parameters and are used in milking-dairy departments of livestock farms. In accordance with established classification considers the purpose and principles of operation of such systems.

Keywords: zootechnical parameters, identification systems, animal identification.

У теперішній час усі світові виробники доїльного обладнання використовують у його складі системи ідентифікації тварин [1]. За допомогою таких систем здійснюється автоматична, напівавтоматична, або суб'єктивна ідентифікація номеру тварини у стаді, що необхідно для ефективного управління технологічним процесом отримання молока та тваринницькою фермою в цілому. На основі результатів проведених досліджень запропоновано класифікацію сучасних систем ідентифікації тварин, які використовуються у доїльно-молочних відділеннях тваринницьких ферм. Системи ідентифікації поділяються на такі, у яких транспондер розташований на тварині, та у яких транспондер розташований в іншому місці. За розташуванням зчитувача транспондерів системи ідентифікації поділяються на такі, у яких зчитувач транспондерів розташований у доїльному станку, на проході, та комбіновані. За місцем використання зчитувача транспондерів вищевказані системи поділяються на такі, у яких зчитувач транспондерів розташований на доїльній установці, на доїльній установці та розколі, на доїльній установці та чесальній установці, на доїльній установці та чесальній установці і розколі. У відповідності з ступенем участі оператора в процесі ідентифікації ці системи поділяються на автоматичні, напівавтоматичні та суб'єктивні. В залежності від відстані роботи зчитувача транспондерів системи ідентифікації поділяються на системи великої відстані, середньої відстані, малої відстані [2]. Також системи ідентифікації класифікуються за типом доїльної установки для якої вони призначені, тому як тип доїльної установки в значній мірі визначає структуру та конструктивні особливості системи ідентифікації. За способом отримання ідентифікаційної інформації такі системи поділяються на системи радіочастотної ідентифікації, системи на основі транспондерів з оптичним інтерфейсом, системи ідентифікації на основі зображення сітківки ока. Транспондери, які використовуються у системах ідентифікації, можуть бути пасивними або активними.

Література

1. Цой, Ю. А. Процессы и оборудование доильно-молочных отделений животноводческих ферм [Текст] / Ю. А. Цой. – М. : ГНУ ВИЭСХ, 2010. – 424 с.
2. ISO 11784/85. Radio frequency identification of animals [Електронний ресурс] / International Standard Organization. - Режим доступу : <http://www.iso.org> - 17.02.2015. - Заголовок з екрану

References

1. Tsoy, Y. A. Protsessy i oborudovanie dlya doilno-molochnykh otdeleniy zhivotnovodcheskikh ferm [Text] / Y. A. Tsoy. - M. : GNU VIESH, 2010. - 424 s.
2. ISO 11784/85. Radio frequency identification of animals [Electronic resource] / International Standard Organization. - Access mode : <http://www.iso.org> - 17.02.2015. - Title from the screen

**НЕЙРОМЕРЕЖНЕ РОСПІЗНАННЯ ОБРАЗІВ
ЗА ДОПОМОГОЮ ВЕЙВЛЕТ ПЕРЕТВОРЕНЬ**

Анотація. У роботі розроблений метод розпізнавання образів за допомогою нейронних мереж і вейвлет-перетворень

Ключові слова. Нейромережі, вейвлет перетворення, стиснення, розпізнавання, зображення.

V.V. SHEBETUYK

Odessa national academy of telecommunications n. a.O.S. Popov
schebetyuk93@mail.ru**NEURAL RECOGNIZE IMAGES USING WAVELET TRANSFORMATION**

Annotation. In this paper, the method of pattern recognition using neural networks and wavelet transformation

Keywords. Neural, wavelet transform, compression, recognize, image.

Штучні нейронні мережі являють собою математичну модель функціонування біологічних нейронних мереж – мереж нервових клітин живого організму. Як і в біологічній нейронній мережі, основним елементом штучної нейромережі є нейрон. Сполучені між собою нейрони утворюють шари, кількість яких може варіюватися залежно від складності нейромережі і вирішуваних нею завдань. Крім того, нейронні мережі здатні до навчання.

У роботі досліджувалася мережа з прямим розповсюдженням, так як її активаційна функція дозволяє оперувати великою кількістю вхідних коефіцієнтів, у нашому випадку коефіцієнти являють собою не елементи зображення, а коефіцієнти модифікованого вейвлет перетворення, відсортовані в порядку значимості за модулем максимального за величиною коефіцієнта вейвлет перетворення.

$$p = \log_2 \left(\max \left(S_{i,j} \right) \right)$$

Алгоритм навчання такої мережі зводиться до наступних кроків:

1. Коефіцієнти нульового порядку використовують інформацію про значення функції в заданих точках.

2. Коефіцієнти першого порядку використовують градієнт пошуку помилки по заданому параметру:

$$Y_{n+1} = Y_n - \alpha_n \cdot \beta_n$$

3. Коефіцієнти другого порядку використовують похідну другого порядку, яка скорочує об'єм обчислень.

Література

1. Цыпкин, Я. З. Основы теории обучающихся систем / Цыпкин Я. З. - Москва : Наука, 1970. - 232 с.
2. Bezdek, J. C. Pattern Recognition with Fuzzy Objective Function Algorithms / Bezdek J. C. - N. Y. : Plenum Press, 1981. - 272 p.
3. S. Samarasinghe. Neural Networks for Applied Sciences and Engineering: From Fundamentals to Complex Pattern Recognition. Auerbach Publications, 2006.

References

1. Zipkin, J. Z. Fundamentals of the theory of learning systems / Zipkin Ya. Z. - Moscow: Science, 1970. - with 222.
2. Bezdek, J. C. Pattern Recognition with Fuzzy Objective Function Algorithms / Bezdek J. C. - N. Y. : Plenum Press, 1981. - 272 p.
3. S. Samarasinghe. Neural Networks for Applied Sciences and Engineering: From Fundamentals to Complex Pattern Recognition. Auerbach Publications, 2006.

ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ МОДИФІКОВАНОГО МЕТОДУ АНАЛІЗУ ІЄРАРХІЙ ДО НЕУЗГОДЖЕНОСТЕЙ МАТРИЦІ ПАРНИХ ПОРІВНЯНЬ В ЗАДАЧІ ВИБОРУ ПРОГРАМНОЇ АРХІТЕКТУРИ

Анотація. В роботі досліджується стійкість розв'язків задачі проектування архітектури програмної системи з врахуванням показників якості, отриманих модифікованим методом аналізу ієрархій. Для цього для різних значень неузгодженостей матриці парних порівнянь порівнювались рішення задачі оптимізації, отримані класичним і модифікованим методом аналізу ієрархій. Досліджувалась чутливість рішень по вибору оптимальної архітектури до похибок визначення коефіцієнтів пріоритету критерії якості.

Ключові слова: архітектура програмної системи, метод аналізу ієрархій, оптимізація.

О.Н. KHARCHENKO¹, І.О. BODNARCHUK², І.О. HALAY¹

¹National aviation university,

²Ternopil Ivan Pul'uj National Technical University

kharchenko.nau@gmail.com, bodnarchuk.io@gmail.com, irinagalay88@gmail.com

THE INVESTIGATION OF STABILITY OF THE MODIFIED ANALYTICAL HIERARCHIC PROCESS TO THE INCONSISTENCIES OF PAIRWISE COMPARISONS MATRICIES IN THE PROBLEM OF SOFTWARE SYSTEMS ARCHITECTURE CHOOSING

Abstract – The stability of solutions of software system architecture design is examined in the paper with taking into account quality indices obtained with modified Analytical Hierarchic Process. To do this the solutions of optimization problem, obtained with classic and modified Analytical Hierarchic Process were compared. The sensitivity of solutions for selection of optimum architecture to the errors of weight indices determining was investigated.

Key words: software system architecture, Analytical Hierarchic Process, multicriteria optimization, optimization.

У зв'язку з підвищенням складності програмних систем (ПС) зростають вимоги до їх архітектури, в якій концептуально цілісно повинні бути об'єднані всі рішення по проектуванню системи. Складність вирішуваних системою задач робить неможливою розробку архітектури "з нуля", а використання існуючих рішень є неприйнятним у зв'язку із постійним підвищенням вимог до якості ПС та швидкими темпами удосконалення апаратно-програмних платформ. Суттєвим просуванням у вирішенні цих проблем стала розробка каталогу стандартних архітектурних патернів, з яких можна компонувати архітектури ПС для широкого спектру предметних областей. Але оскільки для заданої предметної області ПС таких архітектурних рішень може бути розроблено декілька, то ставиться задача вибору оптимального, по множині критеріїв якості, рішення.

При використанні методу аналізу ієрархій (МАІ) для рішення таких задач відносні оцінки критеріїв (ваги) для альтернатив програмної архітектури (ПА) w_i^s на кожному рівні знаходяться з використанням матриць парних порівнянь (МПП) $B^s(b_{ij}^s)$, які заповнюють експерти (тут $B^s(b_{ij}^s)$ визначає перевагу i -тої альтернативи над j -ю по реалізації s -го критерію). Коефіцієнти матриць повинні бути узгодженими, тобто $b_{ij} = w_i / w_j \quad \forall b_{ij} \in B$. Ваги в цьому випадку знаходяться як компоненти власного вектору МПП, які відповідають максимальному характеристичному числу матриці. Обчислення власного вектору матриці є досить трудомісткою процедурою. Тому користуються як правило наближеним співвідношенням [1]

$$w_i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n b_{ij} / \sum_{j=1}^n b_{ij}.$$

Але при значній кількості альтернатив, в силу дії на експертів різних негативних факторів, матриця $B\{b_{ij}\}$ є неузгодженою і її ранг буде відмінним від одиниці, тобто матриця буде мати декілька власних значень.

А.А.Павловим в роботі[2] для розв'язку даної задачі запропоновано модифікацію для МАІ, а саме моделі для різних форм представлення міри неузгодженостей і метод обчислення ваг альтернатив з умови мінімізації неузгодженості матриці $B\{b_{ij}\}$. В роботах [3],[4] цей метод було використано в задачі вибору ПА з врахуванням показників якості. В даній задачі було використано міру неузгодженості наступного виду.

$$\left| (w_i / w_j) - b_{ij} \right| \leq \delta_{\text{дон}} \cdot b_{ij}, \quad \delta_{\text{дон}} \geq 0, \quad (2)$$

де $\delta_{\text{дон}}$ – задане порогове значення.

Тоді ваги w_i , які мінімізують (3), знаходяться з рішення задачі лінійного програмування:

$$\min_{\{w_i\}} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (y_{ij}^+ - y_{ij}^-) \quad (3)$$

$$w_i \geq a_i, \quad i = \overline{1, n}, \quad w_i - b_{ij} w_j = y_{ij}^+ - y_{ij}^-; \quad y_{ij} \geq 1; \\ -\delta_{don} \cdot b_{ij} \cdot w_j \leq w_i - b_{ij} \cdot w_j \leq \delta_{don} \cdot b_{ij} \cdot w_j, \quad y_{ij}^+, y_{ij}^- \geq 0; \quad i, j = \overline{1, n}. \quad (4)$$

Як відмічалось в [1] використання МАІ забезпечує коректне рішення при невеликій кількості альтернатив ($n \leq 7 \pm 2$). При цьому індекс узгодженості I_0 не перевищує визначену межу $I_0 \leq 0,1$. При збільшенні розмірності задачі $n > 9$ індекс узгодженості збільшується і може перевищувати межу $I_0 > 0,1$. В цьому випадку відносні оцінки альтернатив будуть містити похибки, які призведуть до неправильного ранжування альтернатив і вибору не найкращого варіанта.

Для знаходження вагових множників по неузгодженій матриці парних порівнянь розроблено декілька методів [7], але вони є слабо формалізованими і досить громіздкими. В роботі [2] для рішення задач прийняття ієрархічних рішень по неузгоджених МПП запропоновано вагові множники альтернатив шукати з умови мінімізації неузгодженості матриці $B\{b_{ij}\}$. В якості міри неузгодженості можна взяти наступні вирази

$$M_1 = \sum_{i=1}^n \frac{1}{b_{ij}} (w_i^*), \quad M_2 = \max_i K(w_i^*), \quad \text{де } K(w_i^*) = \frac{1}{n-1} \sum_{j=1, j \neq i}^n \frac{1}{b_{ij}} \left| \frac{w_i^*}{w_j^*} - b_{ij} \right|.$$

Було проведено дослідження по порівнянню методів МАІ та ММАІ при збільшенні розмірності МПП в задачі оцінювання альтернатив.

Для можливості змінювати ступінь узгодженості рішення задачі оцінювання альтернатив з використанням ММАІ скористаємось моделлю оптимізації, визначеної виразами (3), (4).

Для оцінки узгодженості отриманих рішень будемо використовувати наступні показники: коефіцієнт узгодженості M_1 , а також міру узгодженості M_2 , визначені формулою (5).

Були проведені дослідження ефективності методу обчислення вагових множників згідно моделі допустимого узгодженого рішення 4, яка приводить до задачі оптимізації (3), (4). для отримання оцінок альтернативних архітектур ПС при неузгоджених матрицях $B\{b_{ij}\}$.

При цьому, для заданих значень порогу неузгодженості t_{don} моделювались похибки експертів при визначенні елементів МПП шляхом генерування випадкових збурень матриці $B\{b_{ij}\}$ і знаходились вагові множники $w_i^*, i = \overline{1, n}$ стандартним і модифікованим МАІ.

Після цього обчислювались коефіцієнти та міри узгодженості (5) для результатів, отриманих обома методами. Було проведено дослідження впливу похибок неузгодженості матриці парних порівнянь на ранжування альтернатив.

Для дослідження були взяті альтернативні архітектурні рішення з міжнародного проекту GB (GlassBox), приведені в [6], де розглядається 19 варіантів базових архітектур, з яких можна утворювати необхідну кількість похідних.

Дослідження проводилось для різної кількості архітектурних альтернатив, які оцінювались відносно наступних критеріїв якості: здатність до модифікації, масштабованість, продуктивність, вартість, затрати на розробку, портативність, легкість встановлення.

По кожному з критеріїв формувалась матриця $B^s\{b_{ij}^s\}$, $i, j = \overline{1, n}$, $s = \overline{1, 7}$, де b_{ij}^s показує, наскільки i -та альтернатива переважає j -ту по реалізації s -го критерію. При чому, матриці задавались ідеально узгодженими. Потім моделювались помилки експертів шляхом генерування випадкових величин K_{ij} в інтервалі $K_{ij} \in [-0,5 \cdot t_{don} + 0,5 \cdot t_{don}]$ з певним кроком Δt , і елементи матриці $B^s\{b_{ij}^s\}$ визначались за формулою $b_{ij}^{s*} = b_{ij}^s + K_{ij} \cdot b_{ij}^s$.

Для отриманих матриць $B^{s*}\{b_{ij}^{s*}\}$ визначались набори вагових множників $\{w_i^s\}$, $i = \overline{1, n}$, $s = \overline{1, 7}$ стандартним МАІ і як рішення задачі (3), (4). Після цього обчислювались міри узгодженості M_1 і M_2 , які усереднювались по множині критеріїв якості.

На рис 01 зображена залежність критерію M_1 від величини інтервалу, з якого вибирався K_{ij} для обох методів та величини міри узгодженості M_2 від інтервалу, на якому моделювались збурення матриці для випадку 19 альтернатив.

Як видно з графіка, ММАІ дає значно кращі результати за критерієм M_1 , ніж стандартний. Так, вже при похибках в матриці $B^{s*}\{b_{ij}^{s*}\}$ в межах $t_{don} = 0,15$ модифікований МАІ дав на 20 відсотків менше значення міри неузгодженості рішення, ніж стандартний. За критерієм M_2 із збільшенням t_{don} переваги ММАІ збільшуються і при $t_{don} = 0,25$ значення критерію M_2 майже на 30 відсотків менше, ніж для стандартного.

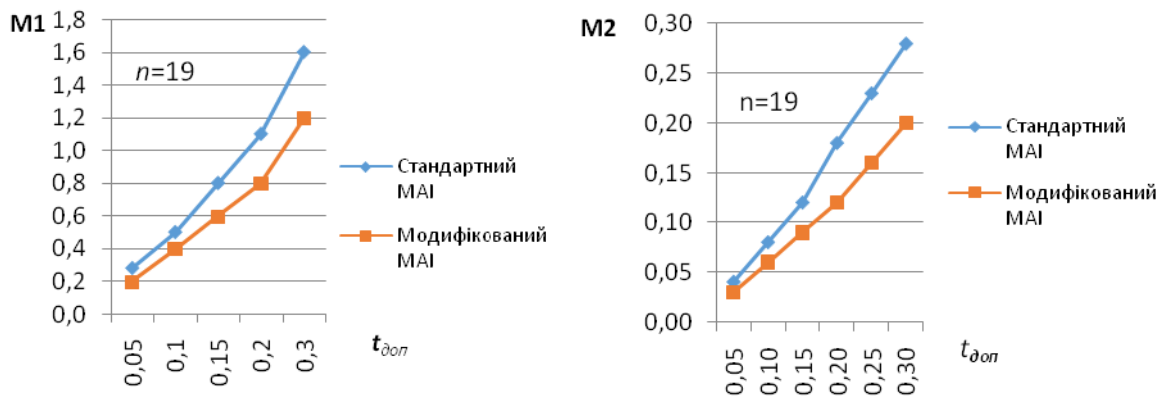


Рис. 1. Залежність критерію M_1 та M_2 від інтервалу похибок

Аналіз результатів показав також, що градієнт росту критерію неузгодженості M_1 збільшується із збільшенням похибок матриць парних порівнянь, тобто отримане в МАІ рішення є нестійким до цих похибок. Тому необхідно проводити додатковий аналіз отриманих ранжувань альтернатив, як за сукупністю критеріїв так і за окремими критеріями, а при необхідності – будувати області компромісів [5].

Література

1. Saaty T. Decision Making with the Analytic Network Process./ Saaty T. Vargas L.// – N.Y.: Springer, 2006. 278 p.
2. Павлов А.А. Математические модели оптимизации для нахождения весов объектов в методе парных сравнений. Павлов А.А., Лищук Е.И., Кут В.И. // Системні дослідження та інформаційні технології – К.: ІПСА, – 2007. №2, с. 13 –21.
3. Harchenko Alexandr, Bodnarchuk Ihor, Halay Iryna. Stability of the Solutions of the Optimization Problem of Software Systems Architecture // Proceeding of VIIth International Scientific and Technical Conference CSIT 2012. pp. 47–48, Lviv, 2012.
4. Alexandr Harchenko. Decision Support System of Software Architect // Alexandr Harchenko, Ihor Bodnarchuk, Iryna Halay // *Proceeding of the 2013 IEEE 7th International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems (IDAACS). Volume 1*, pp. 265–269, Berlin.
5. Dobrica, L. A survey on software architecture analysis methods /L. Dobrica, E. Niemela // IEEE Transactions on Software Engineering. – Volume 28, Issue 7, NJ, USA: IEEE Press Piscataway – July, 2002. – Pp. 638-653.
6. Gorton I. Architecting in the Face of Uncertainty: An Experience Report. Proc. / I. Gorton, J. Haack // ICSE '04 Proceedings of the 26th International Conference on Software Engineering, – Edinburgh, Scotland, 2004. – Pp. 543-551.
7. Литвак В.Г. Экспертная информация. Методы получения и анализа./Литвак В.Г. –М: Радио и связь, 1982.-184с.

СИСТЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

Аннотация. В докладе рассматривается система моделирования на основе K -значного кодирования сигналов и K -значных дифференциальных и интегральных моделей. Система позволяет проектировать вычислительные устройства с учетом помех, обусловленных как внутренней топологией, так и внешней электромагнитной обстановкой. Система может выполнять автоматизированную диагностику проектируемых устройств за счет использования нейронной сети Хебба с K -значными нейронами и адаптивной резонансной теории, использующей нейроны с K устойчивыми состояниями.

Ключевые слова: система моделирования, управление технологическими процессами, K -значное кодирование сигналов, автоматизированная диагностика, нейронная сеть Хебба, K -значные нейроны, адаптивная резонансная теория.

V.D. DMITRIENKO, S.YU. LEONOV, K.A. KALCHEVA
National Technical University "Kharkov Polytechnic Institute"
serleomail@gmail.com

SIMULATION SYSTEM OF A COMPUTING DEVICE FOR INDUSTRIAL PROCESS CONTROL

Abstract. The report reviews the simulation system based on K -digit coding signals and K -valued differential and integral models. The system allows design computing devices, taking into account interference caused by both internal topology, the same external electromagnetic environment. The system can perform automated diagnostic device designed by the use of Hebb neural networks with K -valued neurons and adaptive resonance theory using neurons with K -stable.

Keywords: modeling system, process control, K -digit coding signals, automated diagnostics, Hebb's neural network, K -valued neurons, adaptive resonance theory.

В настоящее время существует большое число разнообразных систем моделирования вычислительных устройств, применяемых при разработке информационно-управляющих систем различных технологических процессов. При этом могут использоваться как универсальные системы моделирования, ориентированные на использование специализированных компьютеров, так и системы моделирования для решения широкого класса прикладных задач на основе использования персональных компьютеров.

Системы моделирования на основе персональных компьютеров, как правило, основываются на математическом аппарате булевой алгебры и многозначных алфавитах, не требующих трудоемких вычислений. Однако эти системы не могут обеспечить высокой точности моделирования проектируемых устройств, гарантируемой математическими моделями на основе непрерывных дифференциальных уравнений, но требующих в качестве инструментального средства моделирования суперкомпьютеров. В связи с этим целесообразна разработка математического аппарата и систем моделирования, которые не требовали бы для своей реализации специализированных и высокопроизводительных компьютеров, но обеспечивали существенно более высокую точность, по сравнению с двоичным моделированием, использованием многозначных алфавитов или их комбинированным применением.

Предлагается система моделирования вычислительных устройств и информационно-управляющих систем технологических процессов на основе K -значного кодирования сигналов и описания процессов функционирования цифровых устройств с помощью K -значного дифференциального исчисления для повышения точности проектирования электронных устройств с учетом помех. В процессе моделирования система позволяет учитывать различную амплитуду сигналов, разную продолжительность фронтов и задержек импульсов, наличие паразитных дифференциальных связей и их влияние на работоспособность и быстроедействие проектируемых устройств, влияние внешних электромагнитных полей на работоспособность исследуемых устройств и систем. Моделирование вышеперечисленных эффектов потребовало разработки новых математических моделей – K -значных дифференциальных и интегральных уравнений, которые позволяют получить более полные сведения о работоспособности устройств на стадии их проектирования по сравнению с системами булевых уравнений или описаниями с помощью многозначных алфавитов, и не требуют таких вычислительных затрат как системы непрерывных дифференциальных уравнений.

Теоретических аспекты проектирования вычислительных устройств на основе K -значного кодирования сигналов и дифференциальных K -значных моделей реализованы в виде программного комплекса.

Для повышения производительности системы моделирования разработана подсистема, автоматизирующая диагностику проектируемых устройств и определяющая риски сбоев в различных элементах и блоках устройства, что позволяет существенно сократить время проектирования. Подсистема разработана на основе нейронной сети Хебба с K -значными нейронами и новой дискретной нейронной сети адаптивной резонансной теории также использующей нейроны с K устойчивыми состояниями. Возможность автоматического определения элементов и сигналов в моделируемых устройствах, которые приводят к появлению рисков сбоев в проектируемых вычислительных устройствах с последующим их устранением, существенно повышает надежность разрабатываемых информационно-управляющих систем, предназначенных для управления различными технологическими процессами.

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАНЬ ПРИ НАЯВНОСТІ ЗБУРЕНЬ ХВИЛЬОВОЇ СТРУКТУРИ ШЛЯХОМ ПОБУДОВИ ОПТИМАЛЬНОГО СПОСТЕРІГАЧА

Анотація. В статті представлені результати моделювання оцінки відтворення вхідного сигналу приладу при наявності збурень хвильової структури шляхом побудови оптимального спостерігача.

Ключові слова: точність вимірювання, збурення хвильової структури.

M.A. DORONINA

State Higher Educational Institution "National Mining University"

INCREASING THE ACCURACY OF MEASUREMENTS AT INFLUENCE OF THE WAVE PERTURBATION BY FINDING OPTIMAL OBSERVER

Abstract. The article presents the result of simulation evaluation of restoration input signal at influence of wave perturbation.

Keywords: accuracy of measurement, wave perturbation.

Рішення фундаментальної проблеми ефективної протидії збуренням динамічного характеру є однією з основних задач метрології. З розвитком сучасних систем обробки інформації підвищуються вимоги до характеристик точності. Серед збурень динамічного характеру можна виділити типу шум та хвильової структури. Перші легко корегуються за допомогою «білого шуму» або «кольорового шуму». Але збуренням хвильової природи доволі складно протидіяти використовуючи принципи класичної теорії керування. Тож доцільно використовувати принципи «теорії регуляторів, що пристосовуються до збурень» описаних в роботі Джонсона С. та Андрєєва Ю.Н. [1,2].

В реальних умовах на систему впливають різні зовнішні фактори. У цьому випадку об'єкт можна описати рівняннями (1).

$$\begin{aligned}\frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) + Jw(t) \\ y(t) &= Cx(t) + v(t)\end{aligned}\quad (1)$$

де A, B, C - матриці відповідних коефіцієнтів; $x(t)$ - вектор стану системи; $y(t)$ - вектор спостережень системи; $u(t)$ - вектор вхідного сигналу; $w(t)$ - вектор зовнішніх збурень; $v(t)$ - вектор шумів вимірювань.

Для оцінки цього об'єкту потрібно побудувати спостерігач стану повного порядку, що описується рівнянням (2).

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + K[y - C\hat{x}(t)] + Bu(t) \quad (2)$$

де K - певна вагова матриця, що є матрицею коефіцієнтів посилення спостерігача. Невідомі коефіцієнти спостерігача знайдемо з виразу:

$$K = PC^T \quad (3)$$

де P - матриця, що складається з коренів рівняння Ріккати

$$AP + PA^T - PC^T R_v^{-1} CP + JR_w G^T = 0 \quad (4)$$

де R_v, R_w - коваріаційні матриці.

Визначмо оптимальний наглядчик для об'єкта, що описується рівняннями:

$$\begin{aligned}\frac{dx_1(t)}{dt} &= x_2(t) + w(t) \\ \frac{dx_2(t)}{dt} &= -26x_1(t) - 2x_2(t) + 26x_3(t) + 23,4u(t) \\ \frac{dx_3(t)}{dt} &= x_3(t) \\ y(t) &= x_1(t) + x_3(t) + v(t)\end{aligned}\quad (5)$$

У якості вхідного сигналу (рис.1.) приймемо $u(t) = 10$, а у якості збурень хвильової структури

$w(t) = 10 + 0.1 * \sin(5t)$. За допомогою пакету MatLab розрахуємо невідомі коефіцієнти K та P , визначимо реакцію системи на вхідний сигнал з зовнішніми збуреннями (рис.3.) та задамо спостереження (рис.2.), побудуємо спостерігача повного порядку (рис.4.) .

$$K = \begin{bmatrix} 4.42 \\ 17.83 \\ 1.86 \end{bmatrix}$$

$$P = \begin{bmatrix} 4.28 & 9.78 & 0.13 \\ 9.77 & 206.22 & 8.05 \\ 0.13 & 8.05 & 1.71 \end{bmatrix}$$

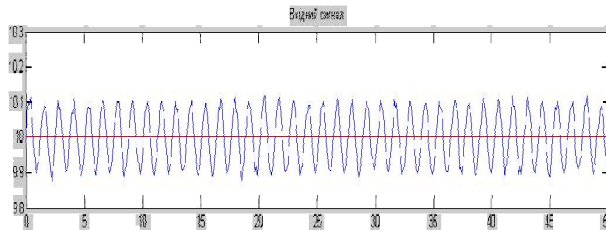


Рис.1. Вхідний сигнал разом з зовнішнім збуренням хвильової структури

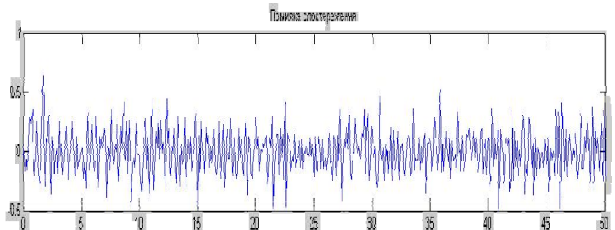


Рис.2. Задача спостереження



Рис.3. Реакція системи на вхідний сигнал.



Рис.4. Виходи спостерігача.

Література

1. Андреев Ю.Н. Управление конечномерными линейными объектами / Ю.Н. Андреев.- М.: Наука, 1976.- 424 с.
2. Фильтрация и стохастическое управление в динамических системах / Пер. с англ. Под ред. К.Т. Леондеса. М.: Мир, 1980.- 408 с.
3. Семенов А.Д. Идентификация объектов управления. / А.Д.Семенов, Д.В.Артамонов, А.В.Брюхачев.- П.: Пенз. гос. ун-та, 2003.-215

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА З ЧАСОВОЮ РОЗГОРТКОЮ ЗА ЧАСТОТОЮ

Анотація: Представлена структурна схема інформаційно-вимірювальної системи, яка дозволяє обробляти велику кількість досліджувальних об'єктів.

Ключові слова: Інформаційно-вимірювальна система, світ-генератор, частотні мітки, похибка вимірювань

S.P. KONONOV, R.V. BORSOLYUK
Vinnytsia National Technical University
bortmen@ukr.net

INFORMATION-MEASURING SYSTEM WITH TIME SCAN IN FREQUENCY

Abstract: The block diagram of information-measuring system that can handle a large number doslidzhuvalnyh objects.

Keywords: Information-measuring system, sweep-generator frequency tags, measurement error

В народному господарстві використовуються різноманітні інформаційно-вимірювальні системи [1]. В інформаційно-вимірювальній системі з часовою розгорткою (далі в тексті як ІВС з часовою розгорткою) спільно функціонують N вимірювальних каналів $(BK_1, \dots, BK_n)$, з вхідними впливами $x_1, \dots, x_n$ від досліджуваних об'єктів $(O_1, \dots, O_n)$.

У системах з єдиним світ-генератором на входи кожного каналу $ВК_i$ подається один і той же сигнал. Для систем з багаточастотними світ-генераторами характерна наявність на входах сигналів, що відрізняються за частотою. Синхронізацію роботи кожного ВВІ (вузол відображення інформації), управління режимами, математичні операції здійснює керуюче-обчислювальний пристрій (КОП), наприклад, мікро-ЕВМ. Сигнали в ІВ від КОП і навпаки надходять через пристрій сполучення (ПС), що виконує функції передачі сигналів по лініях зв'язку і сполучення вхідних та вихідних параметрів окремих вузлів. Крім пов'язаних з КОП вузлів відображення інформації в кожному ВВІ, ІВС з тимчасової розгорткою може мати у своєму складі центральний вузол відображення інформації, на який надходять дані, що характеризують роботу системи в цілому (рис 1).

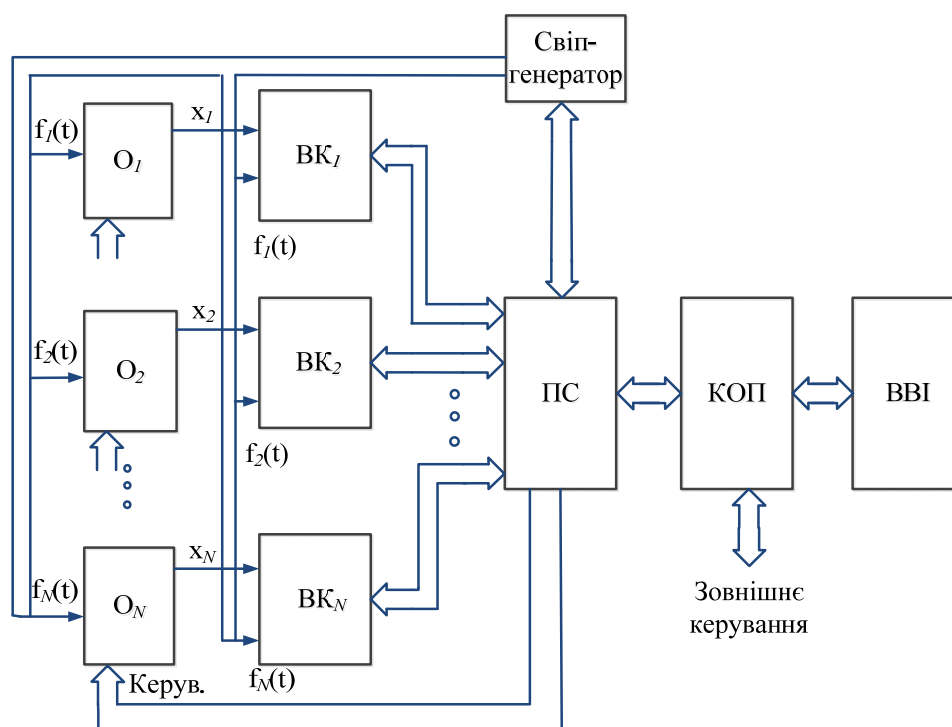


Рис.1 – Інформаційно-вимірювальна система з часовою розгорткою

Важливим показником роботи ІВС з часовою розгорткою є достовірність і оперативність отримання даних про частоту [2]. Від цього залежить якість функціонування системи, тобто точність результатів, правильність видачі керуючих сигналів. Для отримання інформації про частоту в ІВС формуються частотні мітки і відбувається ідентифікація частоти міток (наприклад, формуються в часі послідовності імпульсів і

визначаються частоти світл-генератора, які відповідають появі будь-якого імпульсу). Пристрій, призначений для формування та ідентифікації частотних міток в ІВС з часовою розгорткою, показаний на рис. 2.

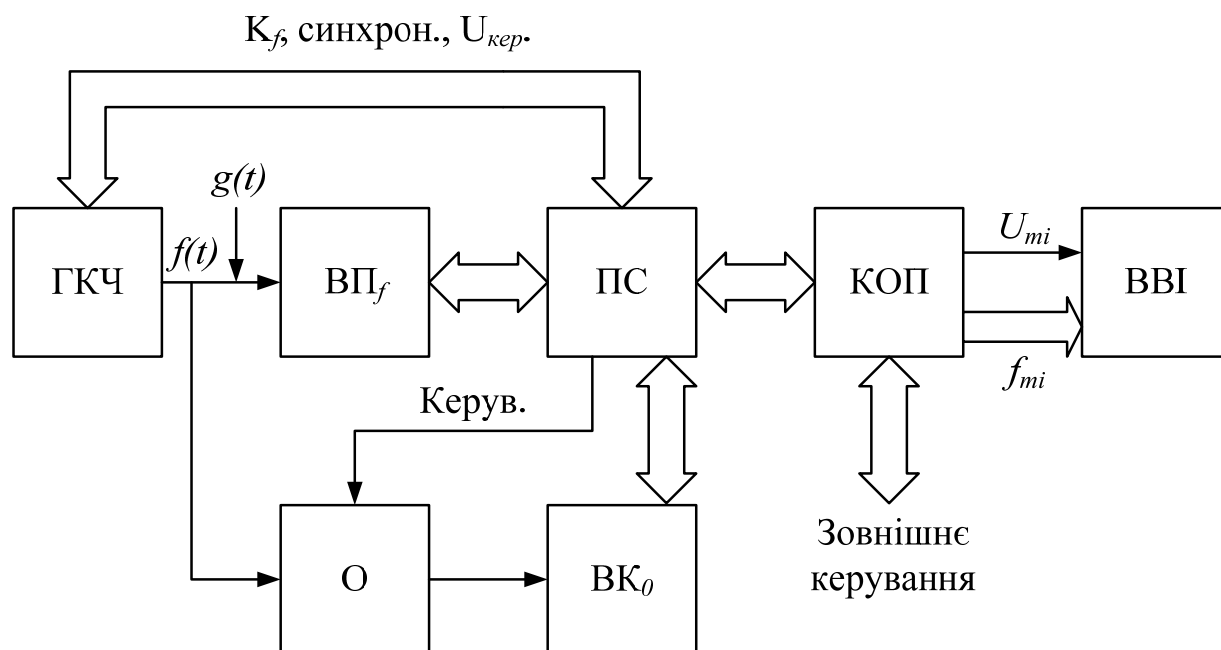


Рис. 2 – Ідентифікація частотних міток в ІВС з часовою розгорткою

Розглянемо взаємодію КОП з одним ВК. Сигнал від світл-генератора розгалужується і надходить одночасно на досліджуваний об'єкт (О) і на вхід вимірювального частотного перетворювача (ВП_f). За допомогою ВП_f відбувається перетворення сигналу світл-генератора в зручну для подальшої обробки форму. В результаті проведення спільно з ВП_f вимірювальних і обчислювальних операцій КОП доповнює вимірювальну інформацію даними про частоту. На виході КОП з'являються необхідні сигнали зовнішнього управління і сигнали відображення інформації на ВВІ. КОП через ПС задає режими роботи світл-генератора, вимірювального каналу ВК₀ і перетворювача ВП_f.

Література

1. Похибки визначення частоти в інформаційних системах з частотною розгорткою / С. П. Кононов, С.М. Кватернюк, С.О. Фіяло // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2001. – №6 С. 44–45.
2. Бабак В.П. Теоретические основы информационно– измерительных систем: Учебник / В. П. Бабак, С. В. Бабак, В. С. Еременко и др.; под ред. чл.–кор. НАН Украины В. П. Бабака // – К., 2014. – С. 788 – 796. – ISBN 978–617–7031–26–9.

**РЕЗУЛЬТАТИ РЕАЛІЗАЦІЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ
ТЕХНОЛОГІЇ АНАЛІЗУ ТА ОЦІНКИ РОБІТ**

Анотація. Представлені результати розробки нової інформаційної технології аналізу та оцінки робіт, особливості її програмної реалізації.

Ключові слова: інформаційна система, інформаційна технологія, оцінка складності робіт.

S.V. TOLBATOV

National aviation university
serhiyko@ukr.net**RESULTS OF IMPLEMENTATION OF INFORMATION TECHNOLOGIES ANALYSIS AND EVALUATION OF
WORKS**

Annotation. The results of the development of new information technology analysis and assessment work, especially its program implementation.

Keywords: information system, information technology, the complexity of work.

Узагальнена структура інформаційної системи представлена у вигляді програмних модулів, відповідальних за обробку конкретних даних та здійснення розрахунків. На рис. 1 представлена модульна структура розробленої інформаційної технології [1, 2]:

1. Модуль введення даних. Модуль використовують для безпосереднього введення змінних даних, які характеризують кожний аспект моделі конкретної роботи, необхідних для реалізації розрахунків. Модуль є основним елементом реалізації презентаційної логіки (Presentation Layer – PL) (рис. 2).

2. Модуль розрахунку аспектів. Це основний розрахунковий модуль системи, який безпосередньо відповідає за кількісну оцінку кожного аспекту моделі роботи. У ньому реалізована так звана бізнес-логіка (Business Layer – BL), яка відповідає за взаємний зв'язок усіх модулів та реалізацію закладених у систему алгоритмів розрахунків.

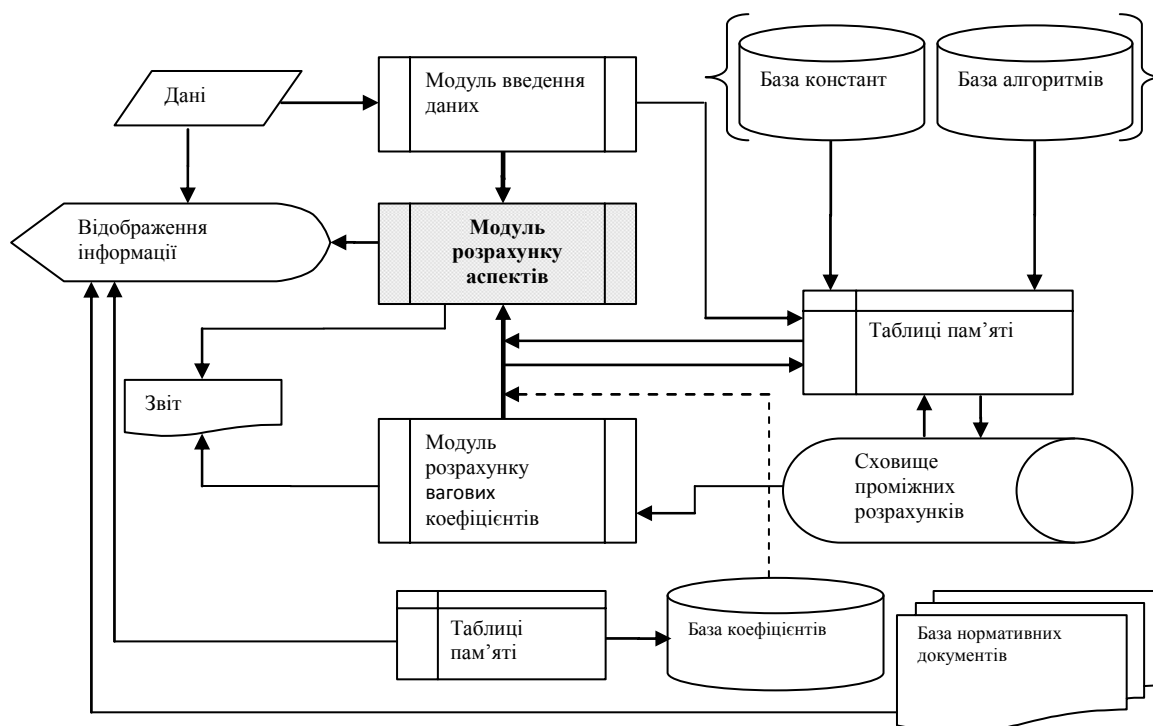


Рис. 1. Структурно-функціональна схема інформаційної технології

Рис. 2. Модуль ввода данных фактора «Знания та досвід роботи»

3. Модуль розрахунку вагових коефіцієнтів також є розрахунковим модулем рівня бізнес-логіки, в якому реалізовані алгоритми попарного порівняння аспектів з метою розрахунку вагових коефіцієнтів. Автором запропоновано розглядати його реалізацію окремим модулем у зв'язку з необхідністю здійснення розрахунків за визначеною методикою, яка практично буде залишатися сталою та не залежить від роботи. Такий захід дозволить спростити процедуру розробки, а в подальшому експлуатації та удосконалення модуля [3] (рис. 3).

Рис. 3. Модуль розрахунку вагових коефіцієнтів

4. Таблиця пам'яті. Вони є проміжними таблицями для зберігання введених оперативних показників та проміжних розрахунків. Таблиці можуть бути реалізовані програмно у відповідних областях пристроїв оперативного запам'ятовування інформації. По суті весь обмін інформацією між розрахунковими модулями і базами даних здійснюється за допомогою зазначених таблиць. Логіка доступу до ресурсів БД (Access Layer – AL) реалізована саме за допомогою цього механізму (рис. 4).

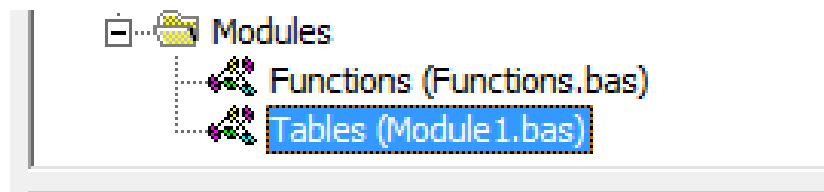


Рис. 4. Проміжні таблиці пам'яті

5. Бази даних. До цієї групи модулів входять бази даних як безпосередньо оцінених робіт для подальшого використання, так і нормативно-довідкові бази даних, наприклад кодів економічної діяльності та груп ризику за роботами відповідно, які відповідають за зберігання постійних величин, різноманітних нормативних довідників, необхідних для здійснення розрахунків та введення даних (рис. 5).

6. Звіт. Модуль звітів працює безпосередньо з візуалізацією отриманих результатів та формування звітів, які можуть бути заздалегідь запрограмовані або сформовані безпосередньо користувачами програмного забезпечення у відповідності до потреб.

Не менш важливим залишаються питання надійності інформаційної системи на рівні презентаційної

та бізнес-логіки. Запропоновано розглянути аспект надійності з погляду дублювання областей пам'яті та створення проміжних сховищ у блоках довгострокової пам'яті з подальшим їх резервним копіюванням на стрічки або інші носії.

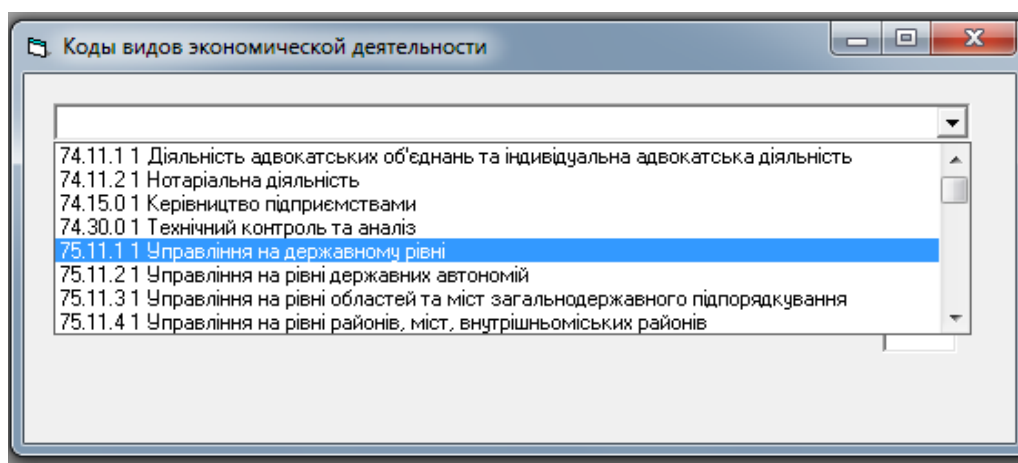


Рис. 5. База даних видів економічної діяльності

Систему безпеки на рівні реалізації логіки доступу до ресурсів бази даних (Access Layer – AL) потрібно розглядати під час організації безпосереднього розподіленого доступу користувачів системи. Як правило, такі функції покладають на підрозділи інформаційної підтримки підприємств та консалтингових компаній, які надають послугу оцінки складності робіт з використанням своїх інформаційних ресурсів.

Автоматизація процесів оцінки складності робіт і встановлення відповідності з можливостями фахівця (працівника) та конкретної роботи є актуальним і невимірним до теперішнього часу завданням. Існуючі HRM-системи та закордонні спеціалізовані програмні засоби job-аналізу не вирішують це завдання в повному обсязі. Запропоновані проектні рішення є конкретною основою для створення як відповідної інформаційної технології, так і подальшого розширення функціональних можливостей існуючих HRM-систем.

Література

1. Толбатов С.В. Архітектура інформаційної системи оцінки складності робіт / С.В. Толбатов // Електроніка та системи управління. – 2014. – №3. – С. 122-125.
2. Pavlenko P. Development of information system of the assessment of complexity of project works / P.Pavlenko, S. Tolbatov // Aviation in the XXI-st century. Safety in Aviation and Space Technologies: The Sixth World congress, September 23-25, 2014. – Kyiv: National Aviation University, 2014. – P.17.46-17.49.
3. Pavlenko P.M. Competence assessment method of the expert group / P.M. Pavlenko, S.V. Tolbatov // Вісник НАУ. – 2014. – № 4 – С.123-127.

**МОДЕЛЬ ВІРТУАЛЬНОГО КОГНІТИВНОГО ЦЕНТРУ
ЯК ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ ІТ СИСТЕМИ ДЛЯ СИСТЕМ
МОНІТОРИНГУ АГРОПРОМИСЛОВИХ КОМПЛЕКСІВ**

Анотація. Розглядаються питання створення і перспективи використання віртуальних когнітивних центрів як інтелектуальних ІТ систем для інформаційної підтримки та моніторингу в сфері АПК на основі гібридних хмарних сервісів.

Ключові слова: моніторинг, когнітивні технології, регіон, інформаційні технології.

O.B. VIUNENKO *, A.V. TOLBATOV *, V.A. TOLBATOV **, S.V. AGADZHANOVA *

*Sumy National Agrarian University; **Sumy State University
tolbatov@ukr.net**VIRTUAL MODEL COGNITIVE CENTER OF IT IN INTELLECTUAL FOR MONITORING SYSTEMS AGRO-
INDUSTRIAL COMPLEX**

Annotation. The questions of creation and prospects for the use of virtual cognitive centers as intelligent IT systems for information support and monitoring in the field of agriculture based on hybrid cloud services.

Keywords: monitoring, cognitive technology, region, information technology.

У сфері прогнозування і планування під високими технологіями розуміються когнітивні технології (лат. *cognitio*, «пізнання, вивчення, усвідомлення»), сучасні інформаційні технології (ІТ) та обчислювальний експеримент. Під когнітивними технологіями розуміють широкий спектр технологій раціоналізації та формалізації інтелектуальних ІТ систем створення і функціонування знань, експертизи, комунікації і прийняття рішень. Обчислювальний експеримент сьогодні є третьою основою наукового методу, що швидко розвивається, разом з теорією і натурним експериментом, і застосовується практично в усіх високотехнологічних галузях для моделювання складних систем. Когнітивна наука в широкому значенні слова це сукупність наук про отримання, зберігання, перетворення і використання знань. Основні підходи до віртуального проектування майбутнього з моніторингом для рівня регіонів або загалом всього агропромислового комплексу (АПК) наступні: а) широке поширення систем проектування майбутнього і практики їх застосування; б) широке інформування про причини, корисність і перспективи застосування систем проектування майбутнього; в) ефективне навчання застосуванню технологій проектування майбутнього; г) відтворення і «розширена підготовка» фахівців, що володіють технологіями проектування майбутнього. Ці рішення можуть бути забезпечені новим інструментом – когнітивними центрами (КЦ) [1]. Завданням КЦ є моделювання, стратегічне прогнозування, планування, побудова моделей ефективної взаємодії суб'єктів управління для моніторингу і забезпечення процесу прийняття рішень для конкретних управлінських задач. При цьому висувається ряд вимог: 1) до структури діяльності: наявність людино-машинної, експертної компоненти для поповнення обмежених за обсягом даних і включення цієї компоненти на основі корегуючого зворотного зв'язку, а не на основі експертного імперативу; 2) до математичних методів моделювання: використання верифікованих і адекватних моделей; візуалізація результатів для забезпечення наочності моделей; 3) до когнітивних інтегруючих рішень: вони повинні забезпечувати інтеграцію компонент і різномірних суб'єктів, їх ефективну комунікацію в усіх процедурах і сценаріях; 4) до процедур вбудовування в структури управління: КЦ як інструмент має бути прозорим, органічним і контрольованим відповідними структурами; 5) до сценаріїв застосування в метасуб'єктному управлінні: вони повинні вирішувати питання прогнозування, проектування, планування, створення, контролю і аналізу ефективності метасуб'єктного управління; 6) до взаємодії КЦ: центри повинні обмінюватися кейсами розв'язаних проблем, створювати віртуальні робочі групи, спілкуватися у віртуальному просторі; 7) до розвитку: неможливість перетворення суб'єкта на об'єкт і неможливість побудови майбутнього за рахунок підпорядкування суб'єктів єдиній «волі», з одного боку, і вигоді від суб'єктності, тобто самостійності у визначенні власної поведінки суб'єктами в природній, тобто недовизначеній і такій, що нелінійно змінюється ситуації, з іншої сторони [2]. Прикладом такого впливу є прогноз і складання планів соціально-економічного розвитку регіону. Таким чином, постає питання створення системи віртуальних когнітивних центрів, які представляють собою таку структуру, що саморозвивається та може бути використана для координації і рішення задач моніторингу АПК, а також виступає в ролі мережі учбових центрів для підготовки відповідних фахівців. Аналіз показує, що на сьогодні оптимальними інструментами інформаційного моніторингу соціально-економічного розвитку є ситуаційно-кризові центри (СКЦ). Проте технології організації функціонування і інформаційної взаємодії СКЦ мають ряд недоліків: 1) підтримка ухвалення рішень на основі ретроспективної інформації і архівних звітних матеріалів; 2) централізована архітектура наявних інформаційних систем; 3) технологічна і організаційна різномірність функціональних і інформаційних компонентів СКЦ; 4) необхідність автоматизованого вибору і

реалізації методів і засобів аналізу і обробки даних в умовах відомих джерел первинної інформації; 5) відсутність єдиного регламенту інформаційної взаємодії і обміну даними; 6) необхідність орієнтації СКЦ на різні категорії користувачів (реалізація концепції «user as an expert» [1–3]. Розвитком сучасних технологій побудови і організації роботи СКЦ є методологія створення і використання КЦ як інформаційних систем для прогнозування розвитку регіональних соціально-економічних систем (РСЕС). Іншим підходом, що забезпечує інтеграцію, обробку і аналіз великих обсягів різнопланової інформації, є формування мережі віртуальних когнітивних центрів (ВКЦ), такий підхід заснований на реалізації моделей неявного управління розвитком РСЕС через створення адаптивного інтелектуального середовища підтримки регіонального управління в рамках віртуального простору регіону [4]. Таким чином основними завданнями ВКЦ є моделювання, прогнозування, стратегічне планування, синтез специфікацій взаємодії і моделей координації суб'єктів управління для вирішення управлінських завдань в різних областях, у тому числі і у сфері автоматизації моніторингу РСЕС як складних систем. В якості технологічної основи для створення ВКЦ використовують хмарні технології, що забезпечує можливість комплексної інформаційно-аналітичної підтримки ухвалення управлінських рішень на базі віртуалізації і адаптивного моделювання проблемно-орієнтованої діяльності суб'єктів регіонального управління. Визначення ВКЦ як гібридного хмарного рішення робить його інструментарій доступним не лише суб'єктам управління різного рівня і експертам, але і усім зацікавленим державним і комерційним організаціям. При програмній реалізації ВКЦ у вигляді гібридної хмари, також мають бути застосовані спеціалізовані веб-сервіси для оперативної аналітичної обробки розподілених даних з територіальною прив'язкою, а також для інтеграції різнорідних інформаційних ресурсів і забезпечення колективної роботи користувачів. Така інтеграція в рамках ВКЦ дозволить суб'єктам регіонального управління використовувати сучасні когнітивні інформаційні технології і інструменти моделювання для вироблення погоджених стратегій і ухвалення управлінських рішень в умовах невизначеності і ризика. Основний інструментарій ВКЦ включає засоби оперативного, аналізу поточних бізнес та соціально-економічних процесів, а також засоби оперативного прогнозування і стратегічного планування соціально-економічного розвитку для завдань інформаційної підтримки моніторингу регіональними системами в слабоструктурованих ситуаціях. Загалом до складу інструментарію ВКЦ входять: 1) платформа на базі сучасних інформаційних технологій; 2) бази даних та знань; 3) когнітивні мультиагентні технології; 4) методи і засоби оперативної аналітичної обробки даних; 5) методи і засоби моделювання, прогнозування та стратегічного планування; 6) методи і засоби підтримки прийняття рішень; 7) геоінформаційні системи; 8) проблемно-орієнтовані імітаційні моделі; 9) засоби інтеграції різнорідних інформаційних ресурсів, а також технології підтримки колективної роботи експертів в режимі реального часу при наданні інформаційних послуг суб'єктам регіонального управління і бізнес-структурам різних галузей і пов'язаних з наданням послуг аналітичної обробки і проблемно-орієнтованого пошуку інформації для підтримки ухвалення управлінських рішень. Такий інструментарій забезпечує рішення комплексу завдань формалізації, інтеграції, узгодження, обробки, аналізу і інтерактивної візуалізації колективних експертних знань для інформаційної підтримки моніторингу РСЕС, а також моделювання поведінки суб'єктів управління. Когнітивне моделювання регіональних систем дає можливість представити взаємозв'язки між багатьма елементами системи, відбити усю картину в цілому, не втрачаючи деталі. Когнітивні карти систем і методи їх аналізу визначають структуру бази моделей інтелектуальної ІТ системи підтримки прийняття рішень для РСЕС. Пропонується при проектуванні інтелектуальної ІТ системи моніторингу АПК в її структуру вводити інтелектуальні когнітивні модулі, що складаються з когнітивних моделей та правил ухвалення рішень по цих моделях. Можна виділити деякі найбільш перспективні напрями подальшого розвитку ВКЦ: 1) регулярні публікації рейтингів регіонів; 2) застосування схожої методології при моделюванні інших регіональних соціально-економічних систем (наприклад, екологія, підприємництво та ін.); 3) інтеграція в модель елементів прогнозування впливу бюджетування на стан системи, що дозволить визначити найбільш сильні та слабкі напрями внутрішньої політики регіону або галузі; 4) введення в модель лінгвістичних змінних та алгоритмів Data Mining.

Література

1. Когнитивные центры как информационные системы для стратегического прогнозирования / И.В.Десятков [и др.] // Препринты ИПМ им. М.В.Келдыша. 2010. № 50. 28 с.
2. Павловский Ю.Н. Имитационные модели и системы. -М.: Фазис: ВЦ РАН, 2000.
3. Толбатов А.В., Черв'яков В.Д., Щербак Т.Л. Методологія створення автоматизованих систем керування. // Вісник СумДУ. Серія технічні науки №9(81) 2005, Суми, СумДУ, 2005. – С. 124–130.
4. Толбатов А.В., Толбатов В.А., Толбатов С.В. Передумови створення інтегрованого інформаційного середовища для промислових підприємств // Матеріали НТК факультету ЕлІТ. – Суми: Вид-во СумДУ, 2010 С.42-43.

ОСНОВНІ ПРИНЦИПИ ОРГАНІЗАЦІЇ ЗАХИСТУ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ ВІД ВІДМОВ В СИСТЕМІ УПРАВЛІННЯ

Анотація. Розглядаються питання, пов'язані з підвищенням надійності технологічного обладнання з жорсткою та гнучкою логікою для всіх промислових галузей. Запропоновано алгоритм формалізованого вибору параметрів, що визначають предаварійну та аварійну ситуацію, яка виникає на обладнанні в результаті відмови в системі управління.

Ключові слова: обладнання, система управління, система захисту, інформаційна система.

V.A. TOLBATOV *, A.V. TOLBATOV **, O.B. VIUNENKO **, O.A. DOBRORODNOV *

*Sumy State University; **Sumy National Agrarian University
tolbatov@ukr.net

BASIC PRINCIPLES OF PROTECTION OF TECHNOLOGICAL EQUIPMENT DISCLAIMER CS

Annotation. The problems associated with the increased reliability of process equipment with rigid and flexible logic for all industrial sectors. The algorithm formalized selection parameters determining predavariynu and emergency that occurs on the equipment as a result of failure in the control system (CS).

Keywords: equipment, control system, protection system, information system.

Введення захисту обладнання від відмов, що виникають у системі управління (СУ), – підвищення експлуатаційної надійності СУ, запобігання браку продукції, що випускається, попередження аварії устаткування і травматизму обслуговуючого персоналу. За своєю природою відмови можуть бути випадкові та систематичні. За характером виникнення раптова відмова виявляється в різкій зміні характеристик об'єкту. Підвищення надійності системи управління досягається завдяки перенесенню відмов СУ в інший клас подій – в клас, що характерне короточасним припиненням роботи обладнання, яке не викликає брак продукції або аварію. При цьому втрати продуктивності в загальних втратах можна не враховувати через їхню незначну частку, що обумовлено можливістю автоматичного поновлення технологічного процесу, автоматизованого пошуку несправності в системі управління, забезпечення легкої змінюваності і взаємозамінності змінних вузлів СУ. Стан СУ і об'єкта управління характеризує цілий ряд параметрів. Серед них можна виділити такі, які найбільш точно відображають зміни в процесі функціонування устаткування. Саме ці параметри і можна використовувати в якості визначальних при класифікації ситуації як предаварійною чи аварійною, тому що в них поступово накопичуються помилки, які зрештою і призводять до аварії. Від точності вибору визначальних параметрів багато в чому залежить ефективність системи захисту (СЗ). Дані рекомендації поширюються на системи з жорсткою та гнучкою логікою, побудовані на основі мікропроцесорів та промислових комп'ютерів. З метою полегшення вибору визначальних параметрів в СЗ виділяється чотири ієрархічних рівня відповідно до використовуваної для них інформації: нульовий – при неприпустимому впливі зовнішнього середовища; перший – при відхиленні значень параметрів технологічного процесу і системи автоматизованого регулювання; другий – при помилках в каналах управління; третій – при порушенні роботи функціональних пристроїв, що складають СУ. Повнота захисту може оцінюватися по правильності та точності виконання функцій при внесенні спотворень в відтворений СУ керуючий вплив при проведенні робіт на перевірку обладнання на геометричну або технологічну точність функціонування обладнання. Випробування проводяться по всьому набору функцій даної СУ. За їх результатами виноситься висновок про повноту захисту. Якщо отримана оцінка задовольняє вимогам класу обладнання, для якого призначена дана система управління, то СУ рекомендується для подальшого застосування. Якщо оцінка незадовільна, то СУ допрацьовується методом проведення профілактичного контролю СЗ для виявлення та усунення цих відмов. Профілактичний контроль виконується за допомогою імітації аварійного сигналу на вході СЗ. Це дозволяє оцінити справність СЗ не тільки в процесі періодичного обслуговування, але і при прийнятно-здавальних та інших випробуваннях обладнання у відповідності з затвердженим графіком на його технічне обслуговування. Зміна періодичності перевірок СЗ дає можливість підвищити надійність всієї СУ. Дана інформаційна система створена на базі сучасних інформаційних технологій та повинна мати три види спостереження: перше – попередження про відхилення параметрів роботи об'єкта без права відключення, друге – про відключення роботи об'єкта через конкретний термін часу, який спрацьовує при досягненні граничних параметрів функціонування обладнання, третє – при великих відхиленнях в роботі технологічного об'єкта коли виробляється аварійне відключення об'єкта з його частковою або повною зупинкою.

**РЕЗУЛЬТАТИ ВИКОРИСТАННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ
ТЕХНОЛОГІЇ ДЛЯ ГАЗОТУРБІННОЇ УСТАНОВКИ**

Анотація. На базі результатів статистичної обробки даних вимірювань інформаційних сигналів отримані результати використання інформаційної технології для газотурбінної установки, що відображають процеси її функціонування на ПАТ "Сумське машинобудівне науково-виробниче об'єднання ім. М. В. Фрунзе", м. Суми, Україна в режимах А (робота в енергомережі) і Б (робота в автономному режимі).

Ключові слова: газотурбінна установка, інформаційна технологія, сигнал, програмний регулятор.

Tolbatov A.V.
Sumy National Agrarian University
tolbatov@ukr.net

RESULTS OF THE USE OF INFORMATION TECHNOLOGY FOR GAS TURBINE POWER PLANT

Annotation. The results of the information technology use for gas turbine power plant (GTP) have been obtained based on the statistical data of the information signals measurements. These results reflect the processes of the GTP's operations on PJSC «Sumy Frunze Machine-Building Science and Production Association», Sumy, Ukraine in the mode A (work in grid) and B (autonomous mode).

Keywords: gas turbine power plant, information technology, signal, software controller.

Наведемо результати статистичної обробки даних вимірювань інформаційних сигналів, що відображають процеси функціонування газотурбінної установки (ГТУ) (установки ГТУ-16 на ПАТ "Сумське машинобудівне науково-виробниче об'єднання ім. М. В. Фрунзе", м. Суми, Україна) в режимах А (робота в енергомережі) і Б (робота в автономному режимі).

Характеристиками процесу функціонування ГТУ є потужність вироблення електроенергії, надійність роботи технічних підсистем, економічні показники експлуатації та ін. [1, 2].

1. Потужність вироблення електроенергії в режимі А.

При статистичній обробці даних вимірювань потужності роботи ГТУ в режимі А у різних кліматичних зонах, даних вимірювань температури зовнішнього повітря, які були одержані синхронно з даними вимірювань потужності, отриманий вираз довірчих інтервалів потужності роботи ГТУ в режимі А у загальному вигляді, тобто

$$A_i(T_i^O, t) - k_i \sigma_i \leq \xi_i(\omega, T_i^O, t) \leq A_i(T_i^O, t) + k_i \sigma_i, i = \overline{1, 3} \quad (1)$$

Послідовність середньоквадратичних значень визначається за результатами статистичної обробки реалізацій випадкової функції

$$\tilde{\xi}_i(\omega, T^O, t) = \xi_i(\omega, T^O, t) - M \xi_1(\omega, T^O, t) \quad (2)$$

2. Потужність вироблення електроенергії в режимі Б.

Автором отримані реалізації випадкової функції потужності роботи ГТУ в режимі Б.

3. Сигнал управління програмним регулятором подачі газу.

Цей сигнал реалізується у вигляді програмної корекції поточного вихідного сигналу програмного регулятора подачі газу в газову турбіну. Формування такого сигналу управління, відповідних алгоритмів та програмного забезпечення реалізується ресурсами створеної інформаційної технології.

4. Результати використання інформаційної технології для підвищення ефективності функціонування ГТУ.

Одним із основних результатів використання інформаційної технології аналізу динаміки процесу функціонування ГТУ є удосконалення роботи програмного регулятора подачі палива.

Література

1. Толбатов А.В. Метод моделювання сигналів контролю функціонування газотурбінної установки для розробки нових інформаційних технологій / А.В. Толбатов // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. Хмельницький.-2015.-№1 С.201-204.

2. Tolbatov A.V. Infomation technology support for the functioning of the gas turbine power / Tolbatov A.V., Pavlenko P.M. The congress "Aviation in the XXI century ". – Kyiv, 2012. – P. 1.8.35 – 1.8.37.

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТА С ПОМОЩЬЮ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ АДАПТИВНЫХ
МОДЕЛЕЙ С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМИ СТРУКТУРАМИ

Аннотация. Исследован процесс оценки параметров квазистационарного объекта управления с помощью двух адаптивных моделей, структуры которых перестраиваются, а параметры целенаправленно изменяются.

Ключевые слова: адаптивные модели, энергетическое взаимодействие, объект управления.

Y.N. KHARLAMOVA

National mining university, city of Dnepropetrovsk

ESTIMATION PARAMETERS OF THE OBJECT USING ENERGY INTERACTIONS OF ADAPTIVE MODELS
WITH RECONSTRUCTED STRUCTURE

Annotation. The process of estimation parameters of the quasi-steady-state control object using two adaptive models, which structures are reconstructed, and the parameters intentionally are changed is studied.

Keywords: adaptive models, energy interactions, control object.

Введение. Использование адаптивных моделей для получения оценок значений параметров реальных технических объектов и технологических процессов с развитием метрологии динамических измерений является актуальным. Но при этом возникает проблема появления нежелательных изменений параметров настраиваемых моделей, которые вызваны различными энергетическими характеристиками этих моделей и реальных математических моделей объекта.

Для гашения ненужных движений параметров модели в работе реализован алгоритм энергетического взаимодействия двух адаптивных моделей.

Цель работы. Исследовать процесс оценки параметров модели объекта управления с помощью алгоритма адаптивной идентификации, построенного с использованием принципов симметрии.

Основная часть. Рассмотрим электрическую RLC цепь, динамика описывается дифференциальным уравнением:

$$L \cdot i^{(2)}(t) + R \cdot i^{(1)}(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) d\tau = g \cdot t, \quad i(0) = 0, \quad (1)$$

где параметры L , R и C неизвестны и подлежат оценке; $i(t)$ - ток, протекающий в цепи; g - известный параметр.

Продифференцировав уравнение (1) и положив $x(t) = i(t)$, $a_0 = 1/C$, $a_1 = R$, $a_2 = L$, получим дифференциальное уравнение:

$$a_2 x^{(2)}(t) + a_1 x^{(1)}(t) + a_0 x(t) = f(t), \quad (2)$$

Оценку параметров объекта (2) осуществим с помощью двух взаимодействующих моделей [1], которые описываются дифференциальными уравнениями:

$$\begin{cases} b_2 y^{(2)}(t) + b_1 y^{(1)}(t) + b_0(t) y(t) = q_0(t) \\ c_2 z^{(2)}(t) + c_1 z^{(1)}(t) + c_0(t) z(t) = q_0(t) \end{cases}, \quad (3)$$

где $y(t)$ и $z(t)$ - выходные сигналы модели; $q_0(t) = g$ - входной сигнал.

После того как переходные процессы объекта закончатся и параметр a_0 будет оценен, перестроим модель так, чтобы ее динамика описывалась дифференциальными уравнениями:

$$\begin{cases} b_2 y^{(1)}(t) + b_1(t) y(t) = q_1(t) \\ c_2 z^{(1)}(t) + c_1(t) z(t) = q_1(t) \end{cases}, \quad (4)$$

где $q_1(t) = \int_0^t g dt - a_0^* \int_0^t x(t) dt$ - входной сигнал; a_0^* найденная оценка параметра $a_0 = 1/C$. Отсюда оценка значения $C^* = 1/a_0^*$.

После получения оценок параметров a_0^* и a_1^* происходит перестройка модели таким образом, что ее динамика начинает описываться дифференциальными уравнениями:

$$\begin{cases} b_2(t)y(t) = q_2(t) \\ c_2(t)z(t) = q_2(t) \end{cases}, \quad (5)$$

где $q_2(t) = \int_0^t \int_0^t g dt^2 - a_0^* \int_0^t \int_0^t x(t) dt^2 - a_1^* \int_0^t x(t) dt$ - входной сигнал; a_1^* - оценка параметра $a_1 = R$, т.е. оценка значения $R^* = a_1^*$.

Настройка параметров $b_i(t)$, $c_i(t)$, $(i = \overline{0, 2})$ адаптивных моделей (3-5) осуществляется согласно алгоритма попарного сближения:

$$\begin{cases} b_i^{(1)}(t) = -k_i \left[(2x(t) - y(t))b_i(t) - z(t)c_i(t) \right] & b_i(0) = b_{i0} \\ c_i^{(1)}(t) = -k_i \left[(2x(t) - z(t))c_i(t) - y(t)b_i(t) \right] & c_i(0) = c_{i0} \end{cases}.$$

Процесс сближения параметров $b_i(t)$, $c_i(t)$ описывается выражением:

$$b_i(t) - c_i(t) = (b_{i0}(t) - c_{i0}(t)) \cdot \exp\left(-2k_i \int_0^t x(\tau)^2 d\tau\right). \quad (6)$$

Результаты математического моделирования процессов оценки параметров a_0 , a_1 , a_2 , на временном интервале $[0, 10]$, представлены на рисунках (1-3). Изменяя значения коэффициента k_i можно уменьшить или увеличить время сходимости параметров b_i , c_i друг к другу и к оцениваемому параметру a_i . Значение коэффициента k_i , при котором сходимость параметров будет происходить за наименьшее время, можно вычислить, выразив его из уравнения (6). Для заданных параметров b_{i0} , c_{i0} , были получены следующие значения коэффициенты: $k_0 = 2$, $k_1 = 8$, $k_2 = 4$.

Результаты. На основании моделирования процессов оценки параметров объекта управления можно сделать следующие выводы:

1. С течением времени параметры $b_i(t)$, $c_i(t)$ моделей, структуры которых перестраиваются, сходятся асимптотически не только друг к другу, но и к a_i , $(i = \overline{0, 2})$ параметрам объекта. В результате этого процесса происходит оценка значений L , R и C электрической цепи.

2. Время сходимости параметров b_i , c_i друг к другу и к оцениваемому параметру a_i зависит от коэффициента k_i .

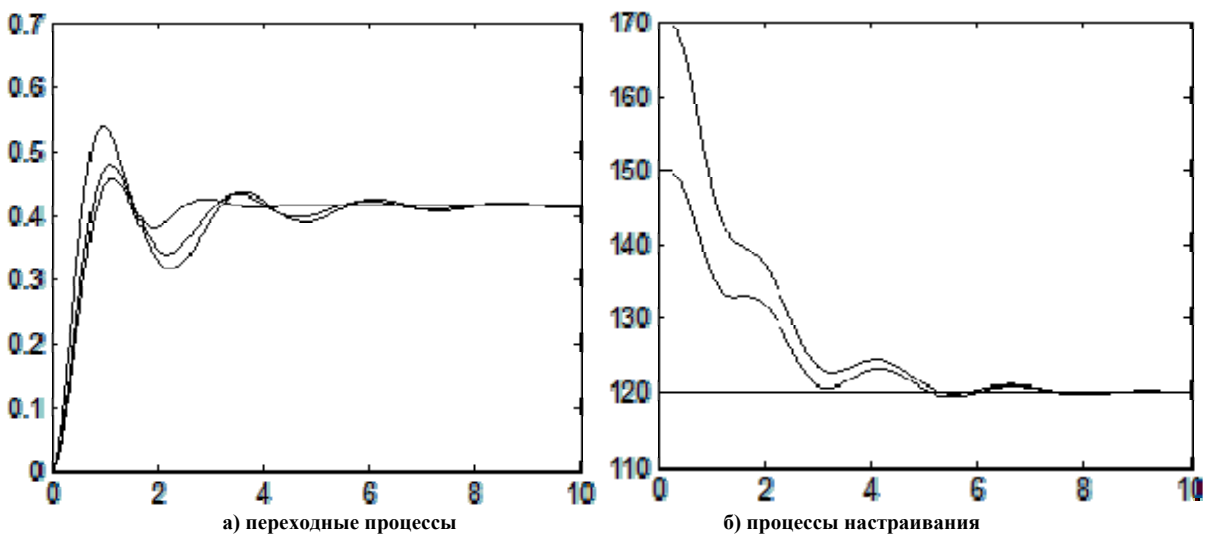


Рис. 1. Графики результатов моделирования процесса идентификации параметра a_0

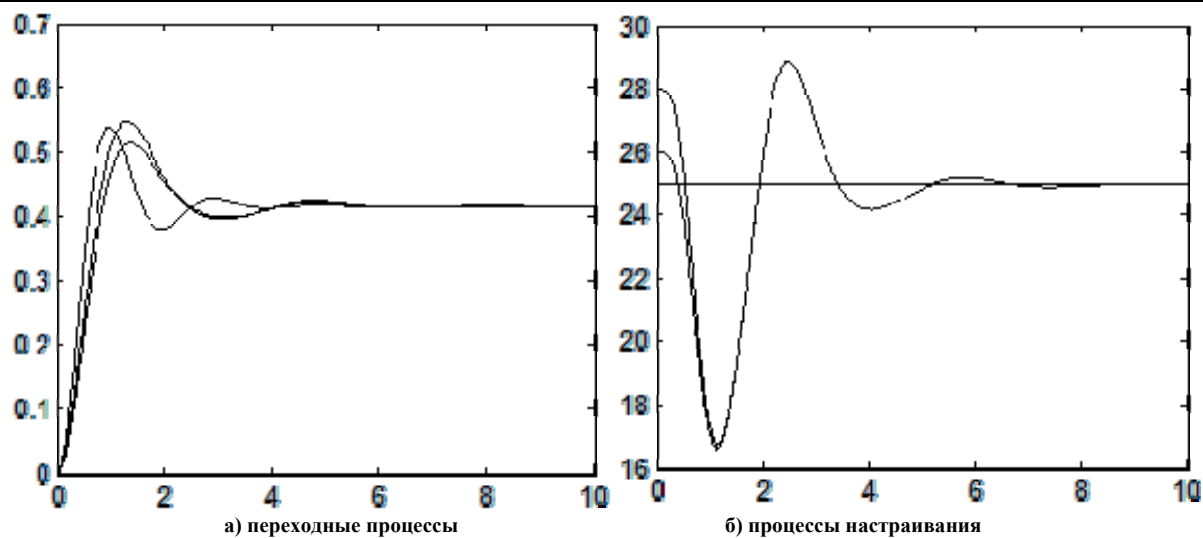


Рис. 2. Графики результатов моделирования процесса идентификации параметра a_1

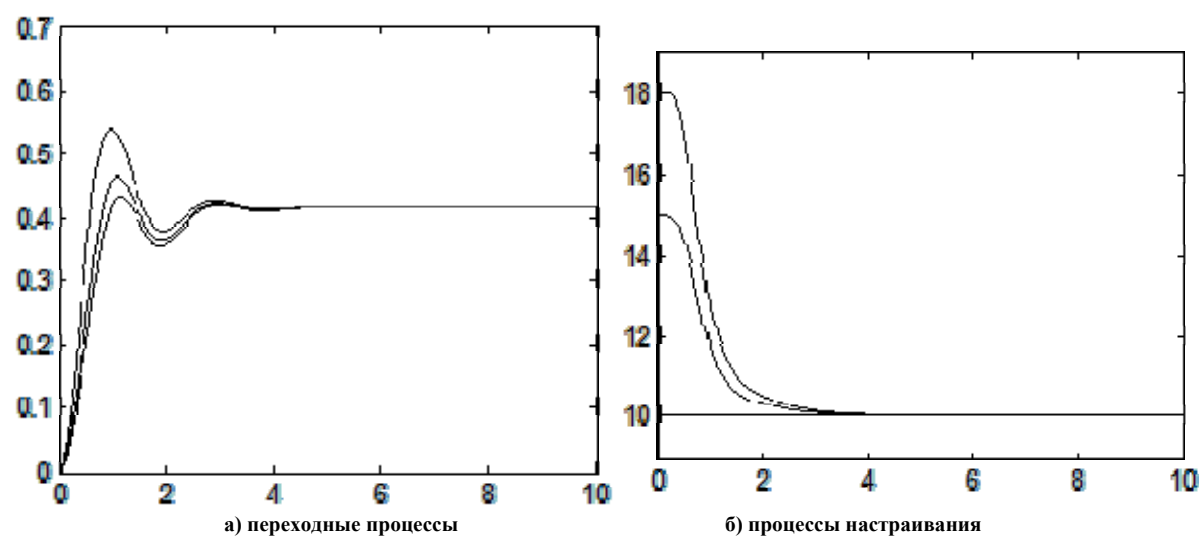


Рис. 3. Графики результатов моделирования процесса идентификации параметра a_2

Литература

1. Корсун В.И. Методы и системы адаптивной идентификации и управления, использующие принципы симметрии. / В.И. Корсун – Д. : ДВНП «Системные технологии», 1997. – 130 с.

References

1. Korsun V.I. Metody i sistemy adaptivnoy identifikatsii i upravleniya , ispol'zuyushchiye printsipy simmetrii . / V.I. Korsun - D. : DVNP « Sistemnyye tekhnologii » , 1997. - 130 s .

ПРИМЕНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ И КОМПЬЮТЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ НАГРУЗКОЙ WEB-СЕРВЕРА

Выполнен анализ методов управления web-серверами, предложена структура системы управления компьютерной системой в сетях общего пользования и корпоративных сетях. Предложенный алгоритм управления реализован для Web-сервера Apache, функционирующего на современном компьютере под управлением операционной системы Linux.

Ключевые слова: измерительные и компьютерные технологии, система управления, регулятор, Web-сервер, Apache.

К.Ю. КОМАРОВ, А.А. СТОПАКЕВИЧ

Odessa national academy of telecommunication a.n. O.S. Popov
utu.kos@gmail.com stopakevich@gmail.com

APPLICATION OF MEASURINGS AND COMPUTER TECHNOLOGIES FOR SYSTEM OF AUTOMATIC CONTROL LOADING OF WEB-SERBERA

The analysis of methods of management web-серверами is executed, the structure of control the system by the computer system is offered in the networks of the general use and corporate networks. The offered algorithm of management is realized for the Web-сервера of Apache, functioning on a modern computer under the management of the operating system of Linux.

Keywords: measurings and computer technologies, control the system, regulator, Web-сервер, Apache.

Постановка проблемы. Типичный корпоративный сервер, как правило, одновременно выполняет несколько функций: Web-сервер, почтовый сервер, сервер баз данных, обеспечение работы корпоративных систем электронного документооборота, работа других приложений. Для обеспечения эффективной параллельной работы Web-сервера и других служб целесообразно балансировать нагрузку, выделив каждому программному серверу определенную часть ресурсов. Серверные операционные системы не имеют эффективных средств для такой балансировки, поэтому применение системы автоматического регулирования для данной задачи является целесообразным.

Web-сервер как объект управления. Apache HTTP Server – наиболее распространенный, функционально развитый кроссплатформенный Web-сервер, использование Apache для решения поставленной задачи является наиболее целесообразным, часто используемый в окружении ОС Linux.

Основные параметры, которые непосредственно влияют на уровень нагрузки на аппаратное обеспечение серверного компьютера в пределах Apache HTTP Server, являются параметры MaxClients (MC) и KeepAliveTimeout (KAT). Значение MC позволяет задать ограничение на размер пула процессов (pool of worker processes), что в свою очередь определяет количество клиентских подключений, которые сервер может обрабатывать одновременно. Параметр KAT определяет общее время между отправкой и получением сервером следующего клиентского запроса. [1].

В теории управления, для общего представления о величинах, действующих в пределах рассматриваемой системы управления на объект, строят параметрическую схему объекта управления. Параметрическая схема рассматриваемого объекта представлена на рис. 1.

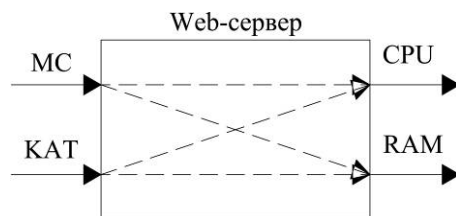


Рисунок 1 – Параметрическая схема рассматриваемого Web-сервера

Исполнительная система. Для реализации рассчитанных управлений, параметры (настройки) Web-сервера должны иметь возможность изменяться динамически без перезагрузки самого сервера. Для реализации этой возможности был разработан программный модуль, который обеспечит динамическое изменение входных параметров без перезагрузки Web-сервера.

Измерительная система. Кроме разработки программного модуля существует и дополнительная задача – определение величин загруженности ресурсов аппаратного обеспечения. Для решения данной задачи для ОС Linux разработана программа-скрипт, созданная с использованием языка программирования высокого уровня Python [2].

Среда исполнения. Для сборки исходного кода и запуска необходимого программного обеспечения используется Linux Ubuntu. Данный дистрибутив является свободным для загрузки и использования, а также

поставляется со всеми необходимыми программными пакетами для работы с сетью и компиляция исходного кода на языке С (на котором написан исходный код Apache).

Разработка экспериментальной математической модели динамики сервера. Построение экспериментальной математической модели будет проводиться методом активного эксперимента. Для этого задействованы два персональных компьютера, соединенные вместе одной сетью. Один компьютер играет роль серверного компьютера, второй – клиентского. Наиболее функционально развитой и подходящей для поставленной задачи является программа JMeter [3].

Активный эксперимент. После запуска созданной задачи, к сетевому адресу, указанному в компоненте “HTTP-запрос”, подключается заданное количество пользователей и проводит загрузку страницы. Когда процент загрузки ресурсов устанавливается, проводится изменение входных параметров в положительную и отрицательную стороны.

Обоснование структуры системы автоматического управления и её технической реализации. Для регулирования многомерных и многосвязных объектов управления с известной математической моделью рекомендуется использовать многомерные регуляторы [4]. Структурная схема такой системы управления представлена на рис. 2.

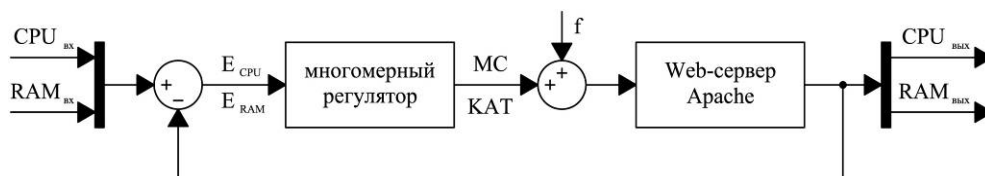


Рисунок 2 – Структурная схема многомерной САУ с Web-сервером Apache

В результате моделирования замкнутой системы управления с объектом управления при максимальных возмущениях были получены графики переходных процессов, отображенные на рис. 3. Как видим, система управления справилась с возмущением и вернулась к установленным значениям.

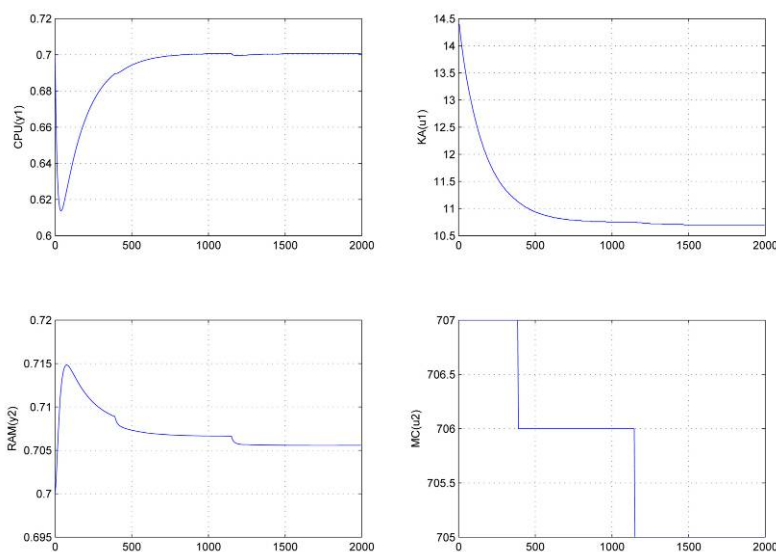


Рисунок 3 – Результаты работы линейно-квадратичного ПИ-регулятора в исследуемой системе управления

Вывод. Использование вычислительной техники при синтезе регуляторов для систем автоматического управления компьютерными системами является перспективной темой исследований. В работе показано, что их применение может увеличить эффективность использования ресурсов серверов.

Литература

1. N. Gandhi, D. M. Tilbury, Y. Diao, J. Hellerstein, S. Parekh, T. J. Watson, MIMO Control of an Apache Web Server: Modeling and Controller Design, – 6 с.
2. Teresa Alvarez, David Herrero, Jesus Francisco, David Madrigal, How Can Apache Help to Teach And Learn Automatic Control?, – 8 с.
3. The Apache Software Foundation, Apache JMeter Manual, Режим доступа: <http://jmeter.apache.org/usermanual/get-started.html>
4. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 3-х т. Т. 1: Анализ и статическая динамика автоматического управления // Под ред. Н. Д. Егупова – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. – 748 с.

ВЫБОР ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ КАТАЛИЗОМ ДИОКСИДА СЕРЫ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ СЕРНОЙ КИСЛОТЫ

Проведено обоснование выбора информационно-измерительного и вычислительного комплекса для управления процессом окисления диоксида серы в контактном аппарате при производстве серной кислоты.

Ключевые слова: Информационно-измерительный комплекс, вычислительная техника, промышленный компьютер, контроллер, датчики, катализ, диоксид серы, контактный аппарат, серная кислота.

V.A. KHAYNAZAROVA, A.M. TIGAREV
Odessa national academy of connection the name of A.S. Popova
vera_kh@rambler.ru

CHOICE OF INFORMATIVELY-MEASURING AND CALCULABLE COMPLEX FOR MANAGEMENT CATALYSIS OF DIOXIDE GREY AT PRODUCTION OF SULPHURIC ACID

Annotation. The ground of choice of informatively-measuring and calculable complex is conducted for process of oxidization of dioxide control grey in a contact vehicle at the production of sulphuric acid.

Keywords: Informatively-measuring complex, computing engineering, industrial computer, comptroller, sensors, catalysis, dioxide grey, contact vehicle, sulphuric acid.

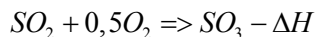
Серная кислота – важнейший продукт химической промышленности. Крупнейший потребитель серной кислоты в промышленности – производство минеральных удобрений. Серная кислота используется для получения азотных и фосфорных удобрений. На металлообрабатывающих заводах серную кислоту используют в цехах гальванопокрытий. Значительные количества серной кислоты потребляет нефтеперерабатывающая промышленность [1].



Рисунок 1 – Использование серной кислоты в промышленности

Одним из факторов, определяющих экономические показатели сернокислотного производства, является технология получения серной кислоты. В связи с этим усовершенствованию технологии производства серной кислоты и аппаратному оформлению процесса уделяется наибольшее внимание. Основные направления развития производства серной кислоты: увеличение единичной мощности технологических линий, разработка новых прогрессивных технологических процессов и аппаратов [2].

Важным этапом производства серной кислоты является процесс катализа диоксида серы [3]. То есть, химическая реакция окисления SO_2 в SO_3 , лежащая в основе процесса контактирования обжигового газа, представляющая собой каталитическую обратимую экзотермическую реакцию и описываемая уравнением:



Для усовершенствования процесса катализа необходимо учитывать наиболее значимые параметры, влияющие на процесс – давление, температура, количество газовой смеси в разных слоях контактного аппарата. Это вызывает необходимость оснащения контактного аппарата и технологического процесса в целом значительным количеством разнообразных датчиков [4]. Поэтому информационно-вычислительная система должна обеспечивать достоверность получаемой информации и оптимальное количество информации, предоставляемой оператору-технологу. Массивы информации, поступающие от датчиков, значительны, для ее обработки и формирования решений задач управления необходимо использование вычислительных систем.

Так как каналов управления несколько, предлагается вариант реализации управления на уровне технологического процесса с использованием контроллера, а реализация информационно-измерительной и вычислительной системы на промышленном ПК. В таком случае необходимо использование иерархической структуры управления с применением контроллера и промышленного компьютера (рис. 2)

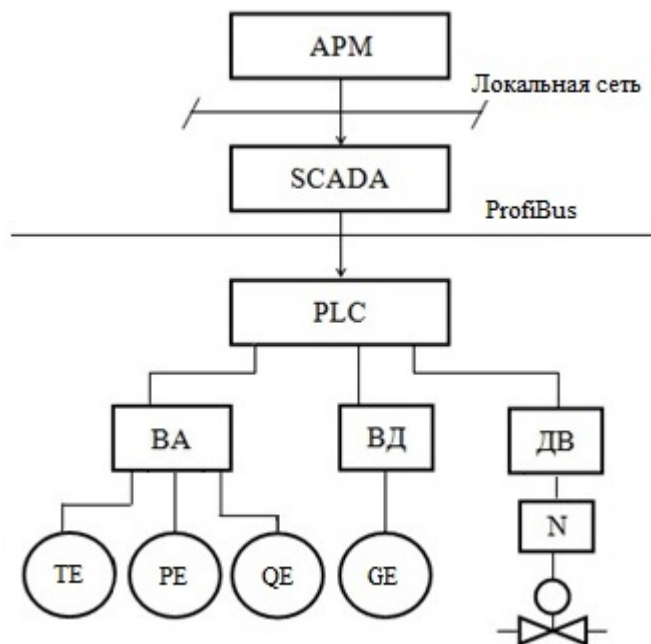


Рисунок 2 – Схема межсетевого взаимодействия

APM – автоматизированное рабочее место оператора; SCADA – система оперативного управления; PLC – контроллер; BA, ВД, ДВ – входные аналоговые, входные дискретные и выходные дискретные данные соответственно; TE, PE, QE, GE – датчики температуры, давления, концентрации, положения исполнительных механизмов.

Необходимо стремиться к тому, чтобы при максимально допустимой производительности получить максимальное количество продукта с максимальной концентрацией. На основании анализа известных источников, для технологического процесса применялись одномерные регуляторы по каждому параметру, не требующие значительных ресурсов. Обеспечить качество управления с помощью отдельных локальных систем автоматизации затруднительно, и поэтому предлагается использование многомерной системы автоматизации и применять адаптивные регуляторы для учета изменения всех параметров и условий процесса катализа.

Производительность основных аппаратов возрастает пропорционально давлению, но при этом неизбежно увеличение расхода электроэнергии и затрат на изготовление оборудования. Чем выше давление, тем больше затраты на оборудование. До 35-55 Па дополнительные затраты на оборудование невелики, поскольку настоящие нормы обеспечивают необходимый запас прочности. Увеличение давления значительно увеличивает скорость процесса окисления SO_2 в SO_3 . При этом окисление протекает при более низких температурах.

Из доступных источников известно, что в изотермических условиях влияние температуры на скорость окисления двуокиси серы на ванадиевых катализаторах в интервале 400-600 °С. С ростом температуры в пределах этого диапазона увеличивается скорость окисления SO_2 . Это требует увеличения скорости реакции вычислительного процесса [3]. Поэтому необходимо применять новые быстродействующие интеллектуальные датчики, использовать сетевые технологии при получении информации и передаче управляющих воздействий. Был выбран измерительный комплекс, состоящий из датчиков температуры с диапазоном измерения 350-650 °С, давления с диапазоном измерения до 50 Па и концентрации SO_2 . Проведен анализ объема информационных потоков, который составил 3,54 Мбит/с. На основании этого было предложено использовать протокол ProfiBus с CP 56х3 адаптером, позволяющим подключать ПК и программаторы, работающие под операционными системами Windows, и управляющий компьютер RTS-

Base (ОЗУ 4 Гб, ПЗУ 250 Гб, интерфейсы LAN, USB, COM, LPT).

Было проведено моделирование в пакете MatLab информационных потоков (рис. 3) для оценки возможности обеспечения динамического управления процессом и моделирование системы управления с использованием многомерного регулятора [1], которое показало, что возможно обеспечить требуемой информацией оператора при введении критерия оптимальности для настройки регулятора и изменения задания для получения требуемого выхода готового продукта.

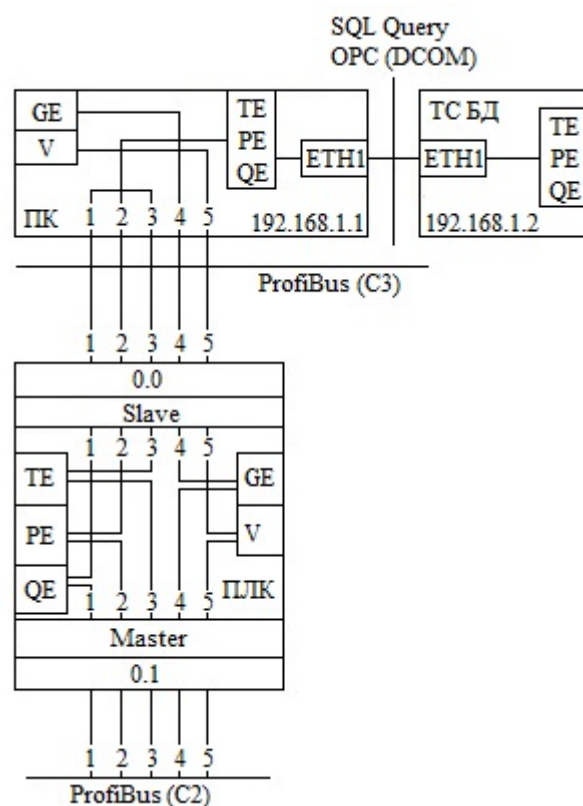


Рисунок 3 – Схема информационных потоков

ПК – промышленный компьютер; ТС БД – технологический сервер базы данных; ПЛК – контроллер;
TE, PE, QE – датчики температуры, давления, концентрации; 1...5 – информационные потоки с датчиков.

Таким образом, можно сделать вывод, что обеспечение повышения качества управления процессом катализа возможно при использовании современного измерительного и вычислительного оборудования с применением сетевых технологий. Предложенное решение учитывает современные тенденции развития информационно-вычислительной техники.

Литература

1. Амелин А.Г. Производство серной кислоты: Учебник для проф.-техн. учеб. заведений – 2-е изд., перераб. и доп. // А.Г. Амелин, Е.В. Яшке – М.: Высш. школа, 1980. – 245 с.
2. Кузнецов А.Д. Производство серной кислоты // А.Д. Кузнецов – М.: Трудрезервиздат, 1947. – 254 с.
3. Боресков Г.К. Катализ в производстве серной кислоты // Г.К. Боресков – М.: Госхимиздат, 1954. – 349 с.
4. Слейт А., Чоудри У., Вагнер Ф., Стайлз А., Драй М. Катализ в промышленности: В 2-х т. Т. 2. Пер. с англ. // Под ред. Б. Лича. – М.: Мир, 1986. – 291 с., ил.

УДК 615.47:616-073

N.I. ZABOLOTNAYA, S.V. PAVLOV, R.H. ROVIRA, B.P. OLIYNICHENKO

Vinnitsa National Technical University
mldrovira@gmail.com

COMPUTER DIAGNOSTICS OF OPTICAL AND ANISOTROPIC STRUCTURE OF BLOOD PLASMA ON THE BASIS OF FUZZY SETS

Annotation. Development of mathematical model on the basis of a method of fuzzy sets for estimation of parameters of system of a phase tomography of biological tissues was presented.

Keywords: anisotropic, blood plasma, polarimetric diagnosis.

Н. І. ЗАБОЛОТНА, С. В. ПАВЛОВ, Р. Х. РОВІРА, Б. П. ОЛІЙНИЧЕНКО

Вінницький національний технічний університет
mldrovira@gmail.com

КОМП'ЮТЕРНА ДІАГНОСТИКА ОПТИЧНОЇ І АНІЗОТРОПНОЇ СТРУКТУРИ ПЛАЗМИ КРОВІ НА ОСНОВІ НЕЧІТКИХ МНОЖИН

Анотація. Представлено розробку математичної моделі на основі методу нечітких множин для оцінки параметрів системи фазової томографії біологічних тканин.

Ключові слова: анізотропний, плазма крові, поляриметрична діагностика.

Introduction. Among the means of optical diagnosis of biological tissues, the methods of laser polarimetric diagnosis of optical anisotropic structure have a widely relevance. In this area, the coordinate distribution of the azimuth and the ellipticity of the polarization of the laser imaging of biological tissues are defined with the subsequent processing, based on the method of fuzzy sets. On this basis, a number of methods of early diagnosis are developed for the differentiation of pathological changes in the structure of biological tissue (BT), associated with their degenerative dystrophic changes and cancer.

Objective. Develop mathematical models on the basis of fuzzy sets for estimating the parameters of a phase tomography of biological tissues, which allows a direct measurement of Mueller matrix image to allocate direct information on the distribution of the phase shifts, which can be used to determine the objective criteria for diagnosis of biological tissues.

Method and data processing. The study of manifestations optical anisotropic albumin-globulin plasma system was performed using a laser polarimeter. The studied materials were selected samples of histological sections of muscle tissue (MT) and the dermis of human skin (HS) with extinction coefficient for optically thin layer ($\tau < 0.1$). Local values of azimuth of polarization in each point of the laser image of human blood plasma were defined and the polarizing picture $\alpha(m \times n)$ and $\beta(m \times n)$ of the polycrystalline protein system was obtained. Statistical moments of the 1st - 4th order were used to quantify the distributions.

A comparative study of plasma samples of three groups of patients was carried out: healthy (group A, 20 patients), patients with benign changes (group B, 19 patients) and patients with breast cancer (group C, 17 patients). Each degree of change was expressed in the form of linguistic terms of quality: low (H), below average (HC), medium (C), above the average (BC), high (B). For each of databases for the purpose of formalization of indicators the corresponding membership functions were defined. Mathematical expressions for differential diagnosis of cancer diseases by estimation of average value $M1$, dispersion $M2$ of $\alpha(m \times n)$, $\beta(m \times n)$ of laser images of samples of plasma of blood of different groups of patients were formulated.

For realization of information system of processing of biomedical information the operator's interface was developed on the basis of fuzzy sets. The operator's interface includes the menu for save function, membership functions, fuzzy processing and results display as shown in fig.1.

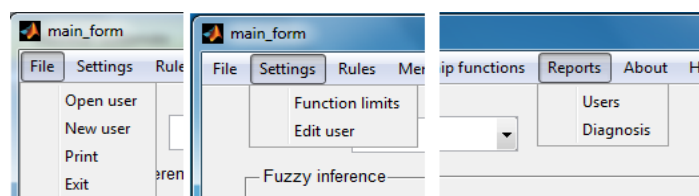


Fig.1 Operator's interface

Conclusion. A mathematical model on the basis of a method of fuzzy sets was developed for estimation of parameters of system of a phase tomography of biological tissues for definition of objective criteria of diagnosis of human biological tissues. Results of comparative researches of samples of plasma of blood of three groups of patients were presented and an information expert system of processing of biomedical information was proposed.

ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ РІВНЯ ПЕРИФЕРИЧНОГО КРОВООБІГУ ТА САТУРАЦІЇ КРОВІ

Анотація. Представлено розробку оптико-електронного пристрою, що дозволяє проводити визначення рівня периферичного кровообігу та сатурацію крові.

Ключові слова: оптико-електронний пристрій, сатурація, периферичний кровообіг.

T.I. KOZLOVSKA, P.F. KOLISNIK, V.S. PAVLOV

Vinnitsa National Technical University
kozlovskaya.t.i@gmail.com**OPTICAL- ELECTRONIC DEVICE TO DETERMINE THE LEVEL OF PERIPHERAL BLOOD CIRCULATION AND SATURATION**

Annotation. Development of optical-electronic device to determine the level of peripheral blood circulation and saturation was presented.

Keywords : optical-electronic device, saturation, peripheral circulation.

Порушення периферичного кровообігу на сьогодні досить розповсюджена патологія, яка може вказувати на те чи інше захворювання. У кожного окремого хворого в залежності від стадії, віку, особливостей і термінів розвитку облітерації, а також реактивності організму формується порушення кровопостачання певної частини тіла. Своєчасне діагностування таких порушень є важливим завданням для сучасної медицини, що, в свою чергу, потребує розробки нових та вдосконалення вже існуючих засобів діагностування [1, 2].

Нами розроблено оптико-електронний пристрій для визначення рівня периферичного кровообігу, який дозволяє проводити визначення основних параметрів периферичного кровообігу та сатурації крові.

Пристрій складається з двох датчиків: інфрачервоний датчик 3, який містить інфрачервоне джерело випромінювання 1 та фотоприймач 2, та червоний датчик 6, який містить джерело червоного випромінювання 4 та фотоприймач 5 (рис.1). Виходи датчиків під'єднані до входів підсилювачів 7 і 8. Виходи підсилювачів під'єднані до входів мікроконтролера. Для забезпечення мобільності роботи даного пристрою, в ньому використовується графічний рідкокристалічний індикатор 12, на який виводиться значення пульсу, сатурації крові та графік кровонаповнення (рис. 2), в якому запрограмовано модуль роботи з графічним рідкокристалічним індикатором. Це дозволяє проводити діагностування без використання персонального комп'ютера, що є важливим при обстеженні післяопераційних хворих. Крім того, пристрій оснащено слотом 14 для SD-карти пам'яті, що під'єднаний до мікроконтролера, що дозволяє зберігати дані, та переносити їх в подальшому на персональний комп'ютер [3].

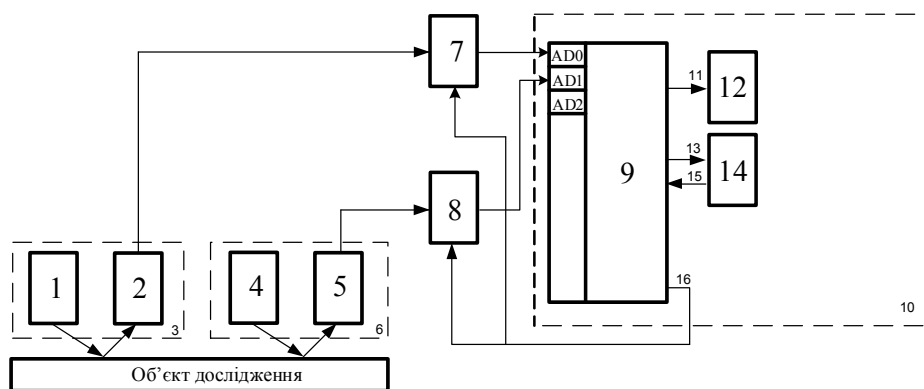


Рисунок 1 – Структурна схема розробленого пристрою

Для визначення сатурації крові, застосовується складена система рівнянь для червоного (λ_1) та інфрачервоного (λ_2) діапазонів випромінювань:

$$S = \frac{A_{\lambda_1}^{Hb} - \alpha A_{\lambda_2}^{Hb}}{\alpha (A_{\lambda_2}^{HbO_2} - A_{\lambda_2}^{Hb}) + A_{\lambda_1}^{Hb} - A_{\lambda_1}^{HbO_2}} \quad (1)$$

де

$$\alpha = \frac{\Delta V_{\lambda_1} V_{\min \lambda_2}}{\Delta V_{\lambda_2} V_{\min \lambda_1}}, \quad \Delta V_{\lambda} = V_{\max \lambda} - V_{\min \lambda} \quad (2)$$

де S – коефіцієнт сатурації ($S=0$ (весь Hb поновлено), $S=1$ (весь Hb окисеновано)); $A_{\lambda_1}^{Hb}$, $A_{\lambda_2}^{Hb}$ – коефіцієнти екстинкції відновленого гемоглобіну на довжинах хвиль Ч та ІЧ діапазону, відповідно; ΔV_{λ_1} і ΔV_{λ_2} – подвійні амплітуди змінної напруги на виходах підсилювачів 7 і 8, відповідно; $A_{\lambda_1}^{HbO_2}$, $A_{\lambda_2}^{HbO_2}$ – коефіцієнти екстинкції оксигемоглобіну на довжинах хвиль Ч та ІЧ діапазону, відповідно; $A_{\lambda_1}^{Hb}$, $A_{\lambda_2}^{Hb}$ – коефіцієнти екстинкції відновленого гемоглобіну на довжинах хвиль Ч та ІЧ діапазону, відповідно; $V_{\max \lambda}$, $V_{\min \lambda}$ – максимальне та мінімальне значення напруги на виході перетворювача струм-напруга на довжинах хвиль λ_1 і λ_2 (рис. 3).



Рисунок 2 – Приклад виведення отриманої інформації на дисплей пристрою

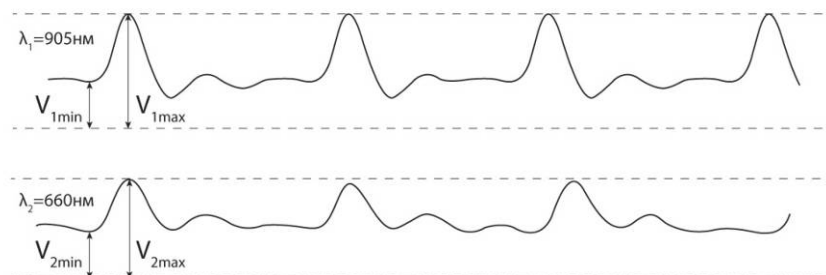


Рисунок 3 – Визначення максимального та мінімального значення напруги на виході перетворювача струм-напруга на довжинах хвиль λ_1 та λ_2 .

Розроблений пристрій працює на таких довжинах хвиль: 905 нм (визначення основних параметрів периферичного кровообігу) та 660 нм (визначення сатурації крові). Перевагою даного пристрою є його мобільність та функціональність.

Література

1. Павлов С. В. Аналіз оптико-електронних систем для пульсодіагностики / С. В. Павлов, Т. І. Козловська // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2009). – Ч. 2. : IV міжнар. наук.-техн. конф., Вінниця – 2009. – С. 47.
2. Павлов С. В. Оптико-електронна система діагностики периферичного кровообігу / С. В. Павлов, Т. І. Козловська, В. П. Думенко // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування (СПРТП-2009). – Ч. 2. : IV міжнар. наук.-техн. конф., Вінниця – 2009. – С. 48.
3. Патент 89377 Україна, МПК А61В 5/02. Оптико-електронний пристрій діагностування стану периферичного кровообігу (264,49kb) / Павлов С. В., Козловська Т. І.; заявник і патентовласник Вінн. нац. техн. унів.-т. № u201306212; заявл. 20.05.2013; опубл. 25.04.2014, бюл. № 8/2014.

**КОМПЬЮТЕРНАЯ НЕИНВАЗИВНАЯ ПРЕДИКТИВНАЯ СИСТЕМА
ДИАГНОСТИКИ СЕТЧАТКИ ЗРИТЕЛЬНОГО АНАЛИЗАТОРА ЧЕЛОВЕКА**

Предлагается компьютерная неинвазивная предиктивная система диагностики сетчатки зрительного анализатора человека, с применением математического аппарата на основе атомарных функций.

Ключевые слова: восстановление изображений, атомарные функции, зрительный анализатор, сетчатка.

O.G. RUDENKO, I.V. RUZHENTSEV, V.V. SEMENEC, V.V. TOKAREV

Kharkiv national university of radio electronics
tvv_w@ukr.net**COMPUTER NONINVASIVE PREDICTIVE SYSTEM FOR DIAGNOSTIC OF HUMAN'S VISUAL ANALYZING
RETINA**

Computer noninvasive predictive system for diagnostic of human's visual analyzing retina using mathematical apparatus based on atomic functions is presented.

Keywords: images restore, atomic functions, visual analyzer, retina.

Предлагаемая компьютерная неинвазивная предиктивная система диагностики сетчатки зрительного анализатора человека позволяет в автоматическом режиме проводить как предиктивную диагностику заболеваний, так и измерение интегральных информативных параметров полученного изображения сетчатки зрительного анализатора человека и исключить влияние человеческого фактора на результаты обследования. Обработка видеoinформации, необходимой для диагностики заболеваний сетчатки зрительного анализатора, выполняется на основе быстродействующих, прецизионных алгоритмов и программно - аппаратных средств рис.1.

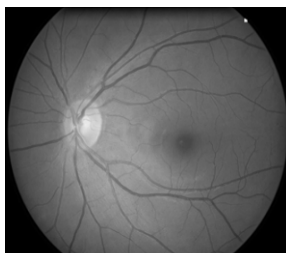


Рисунок 1 - Сетчатка зрительного анализатора человека

Изначально выполняется предварительная обработка изображения: цифровая фильтрация, уменьшение уровня шума, устранение блика от активной подсветки глаза. Возникающее искажение можно приближенно считать следствием линейного преобразования исходного сигнала. Это происходит, например, в результате турбулентности атмосферы, движения или аберраций оптической системы. Другая особенность наблюдаемого изображения - наличие в нем аддитивных случайных помех (шумов), возникающих в трактах формирования, передачи и приема сигналов. В настоящее время применяются линейные методы восстановления изображений в пространственной или частотной области. Для описания двумерных сигналов (полей) используются как детерминистский, так и статистический подходы. Пусть $g(x, y)$ и $f(\tau, \eta)$ - распределения интенсивностей излучения в плоскости изображения и оригинала соответственно, $h(x, y, \tau, \eta)$ - функция рассеяния точки в предположении, что система отображения линейна. Общее уравнение для описания $g(x, y)$ имеет вид [3]:

$$g(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau, \eta) h(x, y, \tau, \eta) d\tau d\eta + \varepsilon(x, y), \quad (1)$$

где $\varepsilon(x, y)$ - аддитивный случайный шум.

Для пространственно-инвариантной функции рассеяния точки $h(x, y, \tau, \eta) = h(x - \tau, y - \eta)$ интеграл в правой части (1) приводит к двумерной свертке, т.е. [3]:

$$g(x, y) = \iint_{R^2} f(\tau, \eta) h(x - \tau, y - \eta) d\tau d\eta + \varepsilon(x, y) \quad (2)$$

Принимая форму искажений, описываемую выражениями (1) или (2), задачу восстановления

$f(\tau, \eta)$ можно сформулировать следующим образом: по известной $g(x, y)$ найти оценку f , обозначаемую $\hat{f}(x, y)$, имея в распоряжении априорную информацию о величинах f, h, ε . Применяемые методы восстановления изображений используют разное количество известной априорной информации и различные критерии качества оценки $\hat{f}$. Предлагается для восстановления изображений использовать: численный анализ и аппарат линейной алгебры, а именно атомарные функции [1]. Атомарные функции - это финитные решения функционально - дифференциальных уравнений вида:

$$Ly(x) = \lambda \sum_{k=1}^M C_k y(ax - b_k).$$

где $a > 0$, L - линейный обыкновенный дифференциальный оператор с постоянными коэффициентами. Одна из наиболее часто применяемых атомарных функций в теории приближений - это функция:

$$y(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{itx} \prod_{j=1}^{\infty} \frac{\sin(t\alpha^{-j})}{t\alpha^{-j}} dt.$$

обозначаемая через $h_\alpha(x)$, $a > 1$. Пусть $\tilde{h}_\alpha(t)$ - преобразование Фурье функции $h_\alpha(x)$. Тогда:

$$\tilde{h}_\alpha(t) = \prod_{j=1}^{\infty} \frac{\sin(t\alpha^{-j})}{t\alpha^{-j}} dt.$$

Носителем $h_\alpha(x)$ является отрезок $[-b, b]$, где $b = 1/(a-1)$.

В данной работе атомарные функции представлены для восстановления изображения кровеносных сосудов сетчатки зрительного анализатора человека [5]. Используется статистический подход для описания двумерных сигналов. Авторы данной работы считают, что применение атомарных функций позволит построить эффективные алгоритмы восстановления изображений, требующие небольшого количества арифметических операций по сравнению с алгоритмами, основанными на преобразовании Фурье. Благодаря специализированному программному обеспечению, компьютерная неинвазивная предиктивная система диагностики сетчатки зрительного анализатора человека позволяет выполнить: анализ изображений в реальном времени, обработку видеoinформации и измерение интегральных информативных параметров полученных изображений.

Разрабатываемая компьютерная неинвазивная предиктивная система диагностики сетчатки зрительного анализатора человека позволит повысить точность измерения и контроля информативных параметров сетчатки зрительного анализатора человека, тем самым повысив достоверность диагностики врожденных или приобретенных патологий, что позволит увеличить эффективность лечения заболеваний или их предотвращения в начальной стадии.

Литература

1. Токарев В.В. Реставрация изображений на основе финитных деконволюционных окон. / В.А. Афанасьев, М.А. Ильин, Ю.В. Наталуха, В.В. Токарев // Бионика интеллекта.- 2012. - №2 (79). - С.80-83. - ISSN 0555-2656.
2. Токарев В.В. Модель зрительного анализатора в компьютерной системе диагностики. / В.В. Семенец, Ю.В. Наталуха, О.А. Тарануха, В.В. Токарев // Информационные системы и технологии: материалы III - межд. науч. - техн. конф., 15-21 сентября 2014 г. - Харьков, 2014. - С.81-82.
3. . Tokarev V.V. The use of atomic functions when restoring the image of the visual analyzer retina's blood vessels of a man / V.V. Semenets, Yu.V. Natalukha, V.V. Tokarev, P.M. Podpruzhnikov // News of Science and Education. - 2014. - NR 23 (23). - 10-17p. - - ISSN 2084-5720.
4. Tokarev V.V. Computer system for retina non-invasive diagnostics of human visual analyzer/ V.V. Semenets, Yu.V. Natalukha, O.A. Taranukha, V.V. Tokarev // «FUNDAMENTAL AND APPLIED SCIENCE - 2014»: Materials of the X - international scientific and practical conference October 30 - November 7, 2014.- Sheffield, 2014.- P.105 - 108.
5. Tokarev V.V. About one method of mathematical modelling of human vision functions / V.V. Semenets, Yu. V. Natalukha, O.A. Taranukha, V.V. Tokarev // Econtechmod: an international quarterly journal on economics in technology, new technologies and modelling processes. - Lublin ; Rzeszow, 2014. - Volume 3, number 3. 51-59p. - ISSN 2084-5715.

**ОЦЕНКА ПОГЛОЩЕННОЙ В ТЕЛЕ ЧЕЛОВЕКА
МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ
ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ**

Аннотация. В работе рассмотрена зависимость величины SAR от значений диэлектрической проницаемости и электропроводимости, которые, в свою очередь, зависят от частоты.

Ключевые слова: SAR, диэлектрическая проницаемость, электропроводимость.

L.I. STEPANOVA

O.S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications
stepanovalud@mail.ru**THE ESTIMATION OF THE ABSORBED ELECTROMAGNETIC FIELD POWER OF THE TRANSMITTING
ANTENNA MOBILE COMMUNICATION IN THE HUMAN BODY**

Annotation. In the paper SAR dependence from permittivity and conductivity, which also depend on frequency, was reviewed.

Keywords: SAR, the dielectric permittivity and conductivity.

Механизмы взаимодействия электромагнитного поля (ЭМП) с биообъектами различны в зависимости от частоты поля, поэтому основные ограничения устанавливаются для различных физических величин: плотность индукционного тока (J), удельная поглощенная мощность (SAR) и плотность потока энергии (S). Однако их количественная оценка является сложной в условиях воздействия ЭМП на человека.

В работе [1] была исследована зависимость расчета SAR для головы человека от расстояния до антенны. Голова человека имеет несколько слоев и каждый слой, как и всё тело, имеет свои электродинамические параметры: диэлектрическая проницаемость и электропроводимость, которые по-разному реагируют на воздействие частотой на тело. Процессы, происходящие в диэлектрике в переменном электрическом поле, объясняются введением понятия комплексной относительной диэлектрической проницаемости. Модуль относительной диэлектрической проницаемости и удельная проводимость, которые существенным образом зависят от частоты, необходимы для нахождения распределения поглощённой мощности в каждом слое тела человека.

Существует коэффициент, который характеризует мощность, выделяемую в теле человека в виде тепла. Эта величина называется SAR (Specific Absorption Rate) – удельный коэффициент поглощения. В общем случае определение этого коэффициента, согласно действующим законодательным стандартам [2], звучит следующим образом:

$$SAR = \frac{\sigma \cdot E^2}{\rho},$$

где E - среднеквадратичное значение напряженности ЭМП в тканях тела человека, σ - удельная электропроводимость тела, вносимого в рассматриваемую область распространения поля, ρ - плотность ткани вносимого тела.

Полученные теоретические результаты дают возможность более точно рассчитывать и анализировать распространение ЭМП в разнообразных средах, таких, например, как человеческое тело, а также, более точно рассчитывать и конструировать антенную технику, которая зависит от изменений параметров σ , ε в среде распространения ЭМП в широком диапазоне частот.

Литература

1. Protsenko M.B. Interaction of model human head with the antenna of the mobile terminal / M. B. Protsenko, L.I. Stepanova, O.O. Perley, V.G. Ishchenko // Proc. of X-th International Conf. «Antenna Theory and Techniques (ICATT)». – Kharkiv, Ukraine. – 21-24 Apr. 2015. – P.261-263.
2. Національний стандарт України «ДСТУ EN 50385:2007 Радіостанції систем з радіо доступом базові та стаціонарні кінцеві», Держспоживстандарт України, Київ, 2009.

ІНДИВІДУАЛЬНІ ЗАСОБИ МОНІТОРИНГУ СТАНУ ОРГАНІЗМУ

Розглянуто організацію комплексного моніторингу стану організму за допомогою мобільних пристроїв, створення датчиків і первинних перетворювачів та підключення їх до центрального пристрою.

Ключові слова: моніторинг, мобільні пристрої, біосигнал, аналіз.

A.T. TERENCEHUK, Y.P. GULCHAK, R.V. SELEZNEVA

Vinnitsa National Medical University

PERSONAL MEANS FOR A ORGANISM STATE MONITORING

Building of a comprehensive organism state monitoring system on mobile devices, creating of sensors and primary convertors and connect them to the central unit are considered.

Keywords: monitoring, mobile devices, biosignals, analysis.

Визначальним фактором успішного лікування є раннє виявлення порушень у стані організму і відповідна діагностика. Рання діагностика патологій дозволяє вжити профілактично-лікувальних заходів, які забезпечують кращий ефект, потребують значно менших коштів і створюють менше незручностей для людини.

Рання діагностика зазвичай потребує застосування складних високочутливих методів і засобів обстеження та складної обробки отриманої інформації, інтерпретація якої передбачає залучення кваліфікованих спеціалістів. Це може бути проведено тільки в умовах спеціальних лабораторій і потребує значних витрат часу. Найбільш ефективним видається моніторинг стану організму, який би здійснювався у звичайних життєвих умовах неперервно протягом тривалого часу. До недавнього часу мало не єдиним прикладом такого підходу була електрокардіографія Холтера.

Сучасні комп'ютерні інформаційні технології і електронні вимірювальні засоби дозволяють створити засоби моніторингу стану організму з широкими функціональними можливостями на основі широкодоступних персональних пристроїв зв'язку, таких як стільникові телефони та смартфони.

Реалізація системи моніторингу стану організму включає дві відносно незалежні складові: програмне забезпечення і технічна частина. Програмне забезпечення базується на існуючих алгоритмах аналізу, таких як алгоритми аналізу кардіограм, реограм тощо, і потребує програмної реалізації відповідного алгоритму на платформі відповідного сімейства пристроїв. Обчислювальні потужності сучасних мобільних комунікаційних пристроїв і обсяги електронної пам'яті дозволяють реалізувати реєстрацію і оперативний аналіз великих обсягів даних і застосування на цій основі потужних методів дослідження, які раніше були доступні тільки у спеціальних лабораторіях і на спеціальному обладнанні. Так безпосередньо на місці в реальному часі може бути реалізований кореляційний аналіз та спектральний аналіз біосигналів, можуть аналізуватися перехресні кореляції часових рядів різнорідних сигналів. Таким чином, на рівні програмних засобів досить легко може бути організований комплексний моніторинг стану, який включає аналіз декількох біосигналів та багатьох показників з урахуванням їх взаємних впливів.

Проблемою практичної реалізації системи комплексного моніторингу є створення відповідних датчиків та первинних перетворювачів та підключення їх до процесорного пристрою. Традиційне "дротове" підключення їх виявляється неприйнятним, оскільки потребує великої кількості провідників, спричиняє великі незручності людині, що врешті виключає можливість постійного "польового" моніторингу, не забезпечує достатньої завадозахищеності. Перспективним видається під'єднання по радіоканалу на основі використання добре відпрацьованих технологій, таких як, наприклад blue tooth. Інформація має передаватися у цифровому вигляді, щоб забезпечити надійність та завадозахищеність, що потребує інтегрування аналого-цифрового перетворювача до складу первинного перетворювача. Таким чином, зняття біосигналів має здійснюватися пристроєм, який включає як датчик, так первинний перетворювач з аналого-цифровим перетворювачем. Сучасні інтегральні технології дозволяють реалізувати такі пристрої з необхідними показниками. При цьому виникає проблема забезпечення пристрою тривалим енергоживленням, яка розв'язується застосуванням сучасних акумуляторів високої ємності, а також можливістю використання для живлення пристрою електроенергії, отриманої шляхом перетворення енергії руху людини та тепла, що виробляє організм людини. Як показують дослідження, таке рішення є цілком можливим, хоча на сьогоднішній день виглядає досить складним і дорогим.

Одним з напрямків розширення застосування моніторингу стану організму є реологічний моніторинг на основі запису та аналізу реограм та пульсової хвилі. Зняття реологічних даних здійснюється за допомогою вимірювання імпедансу, а фіксація пульсової хвилі – за допомогою оптоелектронних датчиків переміщення поверхні шкіри. Ці датчики можуть бути поєднані в одному пристрої зі спільним живленням і спільним аналого-цифровим перетворювачем. Аналіз реологічних даних і пульсової хвилі логічно поєднується з аналізом кардіограми, що може дати багато цінної інформації про стан серцево-судинної та м'язової систем. Аналізу підлягають такі показники як часові співвідношення реограм, пульсової хвилі та електрокардіограми, структурні характеристики сигналів тощо.

МЕТОДИ КОНТРОЛЮ ЕКСПЛУАТАЦІЙНОЇ БЕЗПЕКИ БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНИХ СИСТЕМ МОНІТОРИНГУ БІОСИГНАЛІВ ПАЦІЄНТА

Анотація. Наведено можливості застосування методів заснованих на статистичному та поліспектральному аналізі біосигналів пацієнтів. Доведена необхідність їх використання в розробці програмних засобів з метою контролю експлуатаційної безпеки багатофункціональних систем моніторингу пацієнта. Для визначення рівня ризику таких систем запропоновано використовувати у якості інформативних показників кумулянтні матриці вищих порядків, що надає можливість прогнозувати зміни значень відхилень показників безпеки внаслідок впливу зовнішніх та внутрішніх факторів.

Ключові слова: оцінка рівня ризику, регресійна модель, кумулянт, негаусовість, нелінійність.

A. TARANCHUK, O. SKOVRYHA

Khmelnytsky National University
olena_skovryha@ukr.net

METHODS FOR DEFINING THE RISK LEVEL FOR THE OPERATIONAL SAFETY CONTROL OF THE MULTIFUNCTIONAL MONITORING SYSTEMS OF THE PATIENT BIOSIGNALS

Annotation. This paper shows the abilities of using the methods based on statistical and higher-order spectral analysis for patient biosignals. The need of using them to develop software for operational safety control of multifunction patient monitoring systems. To determine the risk level of such systems the use of the higher order cumulant matrixes as informative indicators was proposed, that allows predicting changes in the values of operational safety indicator deviations due to the influence of external and internal factors.

Keywords: risk level estimation, regression model, cumulant, non-gaussianity, non-linearity.

В цілому будь-яка складна інформаційно-вимірювальна система потребує контролю експлуатаційної безпеки. Так, багатофункціональні системи моніторингу життєвих показників людини високої точності, що побудовані на основі п'єзореzonансних датчиків тиску з модульованим міжелектродним зазором потребують розробки спеціального програмного забезпечення і потребують контролю їх експлуатаційної безпеки [1,2].

Для уникнення трудомістких випробувань системи на відповідність вимогам щодо точності вимірювань життєвих біосигналів пацієнта, доцільно здійснювати контроль експлуатаційної безпеки базуючись на контролюванні рівня ризику. На основі сукупності показників безпеки, обчислених для кожного з вимірювальних каналів системи обчислюється оцінка рівня ризику системи ("risk estimation") на основі побудованої матриці ризику [3].

Показники безпеки характеризуються величиною допустимого відхилення відносно тестового сигналу, визначаючи рівень ризику системи. На величину допустимого відхилення показників безпеки, окрім зовнішніх факторів, впливають міжканальні взаємовпливи. За рахунок цього, при різних, а особливо при крайніх значеннях діапазону вимірювань життєвих показників пацієнта отримуються різні відхилення значень вихідного сигналу n -го каналу, порівняно з вхідним сигналом.

Побудова поверхні відгуку на основі повно-факторного експерименту дає змогу прогнозувати поведінку значень відхилень показників безпеки, а, отже, і міжканальний взаємовплив, та характеризує відхилення певного показника безпеки в даний момент часу. Зокрема, в роботі побудовано залежність середніх значень відхилень електрокардіограми (ЕКГ) від зміни значень ступеня оксигенації та інвазивного тиску. Розроблено алгоритм для отримання коефіцієнтів двофакторних регресійних моделей кожного з показників безпеки та модель поверхні відгуку. Врахування розрахованих за даним алгоритмом показників безпеки при розробці програмного забезпечення в сфінгометричних та електрокардіографічних системах моніторингу пацієнта надасть змогу зменшити похибки вимірювань важливих життєвих показників пацієнта.

Вирішення питання про аналіз біосигналів та шумів (негаусових випадкових процесів) не зводиться лише до використання традиційних методів спектрально-кореляційного та ймовірнісного аналізів. Необхідно вимірювати істотно більш складні статистичні характеристики сигналів – спектри вищих порядків або поліспектри, які отримують за допомогою перетворень Фур'є вищих кореляційних або кумулянтних функцій. Спотворення вихідного сигналу виявляється у величині значень кумулянтів (семіінваріантів), за якими будується шкала рівня ризику. Шкала містить значення матриці кумулянтів n -го порядку (поліспектр), що відповідають значенням шкали рівня ризику системи.

Випадковий процес $x(n)$ може бути розкладений за гармонійними спектральними компонентами $x(\omega)$. Кумулянтами вищих порядків є коефіцієнти розкладання логарифму характеристичної функції процесу в ряд Маклорена. Застосування тестів щодо нелінійності та негаусовості досліджуваного процесу може бути здійснене за допомогою функцій [4] для оцінки перехресних кумулянтів порядків 2, 3 і 4 та

автокумулянтів, обчислення сингулярних значень коваріаційної матриці, а також кутових (ангулярних) спектрів вихідного сигналу методами “власних векторів”, “мінімальної норми”, “багатомірної класифікації” та ін.

В роботі наведені розрахунки і графічні залежності для каналу електрокардіограми, отримані у програмному середовищі Matlab R2014b. Результатом є отримані значення статистик щодо нелінійності R та негаусовості S вихідного сигналу порівняно з вхідним.

Для вихідного сигналу отримано оцінку статистики щодо негаусовості $S = 1267,3719$ зі значенням кількості ступенів вільності $df = 170$ (розподіл χ^2), та ймовірністю, що гіпотеза про негаусовість хибна: $Pfa = 0$. Обчислення проводились для кількості сингулярних значень матриці $n = 30$. Великі пікові значення, серед 30 – ти отриманих, спостерігаються на частотах $\pm 0,05$ Гц, $\pm 0,4$ та $\pm 0,5$ Гц. Отримані результати свідчать, що вихідний сигнал є негаусовим, а біспектр – відмінний від нуля (процес є гаусовим, якщо всі поліспектри порядку, вищого за 2, рівні нулю). Отримані результати тесту на нелінійність: оцінка статистики $R = 157,5538$, теоретичне значення $R = 32,1239$, параметр нецентральності (“noncentrality parameter”) $\lambda = 141,2822$, $N = 61$, дисперсія $D = 0,042432$, асиметрія (“normalized skewness”) $As = -3.43927$, нормалізоване значення ексцесу (“normalized kurtosis”) $K = 30,1758$. Відстань між квантилями R (теоретичним значенням та оцінкою R) суттєво відрізняються, що свідчить про нелінійний характер процесу.

Для вхідного сигналу: оцінка $R = 75,3487$, теоретичне значення $R = 15,4405$, що вказує на те, що нелінійність процесу є меншою, ніж на виході системи моніторингу. $S = 890,3450$ також є меншим, що вказує на менш стохастичний характер вхідного процесу. Отже, очевидно, що семіінваріанти 4 – го порядку є найбільш інформативними в разі присутності вузькосмугового шуму Гауса у вихідному сигналі. Отримані у роботі дані підтверджують інформативність поліспектрального аналізу для контролю рівня експлуатаційної безпеки. Статистики S та R (щодо нелінійності та негаусовості) свідчать про рівень відхилень вихідного сигналу. При цьому, точність виявлення відхилень показників для вихідного сигналу від вхідного тестового збільшується втричі, порівняно з стандартними методами тестування системи [3].

Таким чином, для контролю експлуатаційної безпеки багатофункціональних систем моніторингу біосигналів пацієнта, а саме визначення рівня ризику, доцільним є застосування методів та алгоритмів заснованих на регресійному та поліспектральному аналізі. Доведено інформативність використання кумулянтних матриць вищих порядків в якості показників рівня ризику системи, що надає можливість прогнозувати зміни значень відхилень показників безпеки внаслідок впливу зовнішніх та внутрішніх факторів. Врахування даних показників при контролюванні та прогнозуванні стану системи надасть змогу вчасного усунення несправностей та підвищення точності вимірювань в процесі експлуатації.

Література

1. S. Pidchenko. Design Methodology of Piezoresonant Sensors Construction with a Modulated Interelectrode Gap / S. Pidchenko, A. Taranchuk, Skovryha O. // Electronics and nanotechnology : Proceedings of 35th International Conference ELNANO'2015 April 21–24, 2015. – Kyiv, Ukraine. – P. 10.
2. A. Taranchuk "Applied Measurement System". "Design Methodology to Construct Information Measuring Systems Built on Piezoresonant Mechanotrons with a Modulated Interelectrode Gap"/ A. Taranchuk, S. Pidchenko // Published by InTech, Janeza Trdine 9, 51000 Rijeka, Croatia, 2012, Chapter 12. – PP. 229-258.
3. ДСТУ ISO 14971:2009. Настанови щодо управління ризиком (ISO 14971:2007, IDT) // Держспоживстандарт України, – К.: 2012. – С. 32-36.
4. Higher-Order Spectral Analysis (HOSA) Toolbox / Swami A., Mendel C.M. and Nikias C.L. ; The MathWorks, version 2.0.3, 2000. - pp. 12-188.

References

1. S. Pidchenko. Design Methodology of Piezoresonant Sensors Construction with a Modulated Interelectrode Gap / S. Pidchenko, A. Taranchuk, Skovryha O. // Electronics and nanotechnology : Proceedings of 35th International Conference ELNANO'2015 April 21–24, 2015. – Kyiv, Ukraine. – P. 10.
2. A. Taranchuk "Applied Measurement System". "Design Methodology to Construct Information Measuring Systems Built on Piezoresonant Mechanotrons with a Modulated Interelectrode Gap"/ A. Taranchuk, S. Pidchenko // Published by InTech, Janeza Trdine 9, 51000 Rijeka, Croatia, 2012, Chapter 12. – PP. 229-258.
3. DSTU ISO 14971:2009. Nاستanovi schodo upravlinnya rizikom (ISO 14971:2007, IDT) // Derzhspozhivstandart UkraYini, – K.: 2012. – S. 32-36.
4. Higher-Order Spectral Analysis (HOSA) Toolbox / Swami A., Mendel C.M. and Nikias C.L. ; The MathWorks, version 2.0.3, 2000. - pp. 12-188.

НЕЧІТКИЙ КЛАСТЕРНИЙ АНАЛІЗ В ЗАДАЧАХ ОБРОБКИ БІОМЕДИЧНИХ ЗОБРАЖЕНЬ

Розроблено метод формування простору ознак зображень газорозрядного випромінювання з метою забезпечення автоматичної класифікації біомедичних зображень на основі методу «fuzzy c-means». Застосування запропонованого підходу дозволило отримати задовільні результати у галузі скринінгової діагностики захворювань крові.

Ключові слова: цифрова обробка зображень, кластерний аналіз.

N.V. GLUKHOVA
State Higher Educational Institution «National Mining University»
GNaVi@ukr.net

FUZZY CLUSTER ANALYSIS IN TASKS OF BIOMEDICAL IMAGE PROCESSING

A method of forming of feature space of gas-discharge radiation images to ensure the automatic classification of biomedical images on the basis of «fuzzy c-means» method. The application of the proposed approach possible to obtain satisfactory results in the field of screening diagnostic of blood diseases.

Keywords: digital image processing, cluster analysis.

Сучасні методи діагностики захворювань крові людини зазвичай вимагають застосування стандартних дорогих гематологічних методів. Використовують комплекс цитохімічних, імунофенотипових, патоморфологічних, гістологічних, вірусологічних, молекулярно-біологічних і серологічних методів [1].

У даній роботі розглядається новий підхід до реалізації скринінгових досліджень. Він заснований на отриманні зображень газорозрядного випромінювання мазків або крапель крові. Вимушене стимулювання випромінювання зразків відбувається завдяки формуванню зовнішнього електромагнітного поля високої напруженості (рис. 1).

На робочій поверхні ізолюваного плоского електрода 1 розміщують фотоматеріал (рентгенівська плівка) 2, на якому формують краплю 3 за допомогою мірної ємності зі штоком 4 та штиркового електроду 5. Останній виконаний у вигляді порожнистої голки, вміщеної в металеву порожню трубку 6. Електрод 1 та трубка 6 приєднані до виходу високовольтного імпульсного генератора 7. Зображення газорозрядного світіння зразка крові у вигляді краплі 3 фіксують на фотоматеріалі 2.

Для отриманого у такий спосіб зображення формують гістограму яскравості пікселів, на основі якої виконується аналіз простору ознак зображення [2]. У якості вихідних даних для нечіткого кластерного аналізу використовується вектор значень яскравості пікселів у піддіапазонах яскравостей.

Для нечіткої кластеризації використаний алгоритм Беждека-Данна (Fuzzy ISODATA algorithm, FCM algorithm) [3]. Кластерний аналіз полягає у розв'язанні оптимізаційної задачі $Q(P) \rightarrow \min$.

Якщо вихідні дані представлено у вигляді матриці «об'єкт – властивість» $X_{m \times n} = [x_i^t]$, $i = 1 \dots n$, $t = 1 \dots m$, то функціонал якості

$$Q(P) = \sum_{i=1}^c \sum_{t=1}^n \sum_{l=1}^n g(p(x_i), \mu_{li}) d(x_i, \tau^l),$$

розподілу на класи визначається залежністю

функціонал; $p(x_i)$ – апіорна вага для кожної точки x_i при виконанні умови $\sum_{i=1}^n p(x_i) = 1$; μ_{li} – функція приналежності елементу $x_i \in X$ деякому нечіткому кластеру $A^l \in \{A^1, \dots, A^c\}$; $d(x_i, \tau^l)$ – функція, що визначає відстань від елементу x_i , $x_i \in X$, $i = 1, \dots, n$ до деякого елемента τ^l , $\tau^l \in X$, $l = 1, \dots, c$.

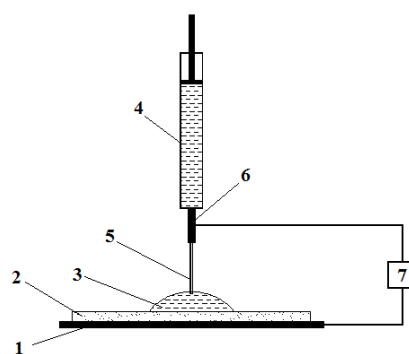


Рис. 1. Схема пристрою для формування зображень газорозрядного випромінювання

Література

1. Руководство по гематологии: в 3 т. Т.1. Под ред. А.И. Воробьева. М.: Ньюдиамед. – 2002. – 280 с.
2. Пісоцька Л.А., Глухова Н.В. Спосіб діагностики захворювань крові. Патент на корисну модель. Пат. 82295 Україна: МПК G01N 33/49 / Заявник та патентовласник Пісоцька Л.А. Заявл. 21.02.2013; опубл. 25.07.2013.
3. Bezdek J.C., Hathaway R.J., Howard R.E., Wilson C.A. Coordinate Descent and Clustering // Control and Cybernetics. – Vol. 15. – pp. 195-204.

ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ДЛЯ УПРАВЛІННЯ САНАТОРІЄМ

Сформовано загальну технологію управління санаторієм. Такий механізм управління реабілітаційно-відновлювальним процесом у сукупності з медико-демографічним процесом забезпечить високу якість лікування у санаторно-курортній установі.

Ключові слова: програмний комплекс; інформаційна технологія.

A.P. MOTORNYI, S.V. TYMCHYK, S.V. KOSTISHYN, K.S. NAVROTSKA

Vinnitsa national technical university
smzlepko@ukr.net

INFORMATION TECHNOLOGY FOR SANATORIA MANAGEMENT

Create a common technology management sanatorium. This control mechanism rehabilitation and recovery processes in conjunction with medical and demographic processes provide high quality treatment in sanatorium-resort facility.

Keywords: program system; information technology.

Функціональна гнучкість та адаптивність до будь-яких структур санаторно-курортних установ є основною вимогою, яку закладено в ідею розробки інформаційної технології, що і забезпечило її новизну і відмінність від існуючих аналогів.

На сьогоднішній день існує багато вузькоспеціалізованих програмних продуктів аналогічного призначення, які відповідають жорстким встановленим вимогам і знаходяться у вузьких функціональних рамках, при чому їхня функціональна гнучкість обмежуються декількома налаштуваннями, а питання адаптивності взагалі не розглядається. Розвиток обчислювальної техніки забезпечує можливість принципово нової інформаційної технології, що базується на отриманні, обробці, зберіганні та обміні інформацією, яка зберігається в пам'яті, а доступ до даних, їх редагування та оновлення здійснюються з обчислювальних мереж.

Система надання медичної допомоги визначає не тільки цільове призначення комп'ютерної системи, а й вимоги до роботи самої системи. При управлінні санаторієм увага приділяється не тільки рівню професійної підготовки персоналу, умовам проживання відпочиваючих тощо, а і концентрується на сучасному рівні інформаційного забезпечення діяльності санаторно-курортної установи, аналітичній підтримці реабілітаційно-відновлювального процесу, оперативному доступі до необхідної інформації, що визначає його рівень функціонування і конкурентоздатність в умовах сучасного ринку.

Технологію спроектовано таким чином, щоб забезпечувати якомога більші можливості для подальшого її розвитку. Такий підхід забезпечує значний простір для дій користувача, надаючи йому, таким чином, можливість налаштовувати систему «під себе», відповідно до своїх вимог.

Визначимо декілька основних площин, в яких функціонує інтегрована інформаційна технологія. По-перше – це площа номерного фонду. Кожна установа має свій унікальний номерний фонд, тобто власну кількість корпусів та типів номерів. З часом можуть добуватись нові корпуси. Існуючі номери можуть змінювати свою категорію, «напівлюкс» можна переобладнувати в «люкс», і т. д. По-друге – це площа інформації про клієнтів установи (архівних даних), яка зберігається у базі даних. З часом може змінитись або розширитись профіль роботи установи і в результаті виявиться доцільним при реєстрації відпочиваючого зберігати в анкеті нові дані, які ніколи раніше не враховувались. Як наслідок – потрібно вносити у роботу програмного забезпечення. По-третє – це лікувальна площа. Кількість лікувальних процедур, які надає санаторій час від часу змінюється. З'являються нові медичні апарати, технології, а значить і нові процедури. Змінюється лікувальний персонал, розклад роботи кабінетів, не кажучи вже про такі речі, як перенесення обладнання з одного кабінету в інший. Це все призводить до необхідності значних змін у базі даних лікувальних процедур та графіків роботи кабінетів, і знову ж таки, потребує перебудови програмного забезпечення; У лікувальній площині аналогом анкети, в яку заносяться дані при поселенні, є електронна медична карта відпочиваючого, яка призначена для ведення історії хвороби, реєстрації процесу лікування тощо, а тому для неї також характерні процеси зміни і розширення, як і у попередньому випадку. По-четверте – це площа дієтичного харчування. Час від часу постає потреба розширення раціону харчування за рахунок додавання нових страв до меню, зміни постачальників продуктів, розширення меню тощо.

Таким чином вище зазначене демонструє, наскільки важливою є функціональна гнучкість та адаптивна здатність технології і програмного комплексу, які можуть бути забезпечені за допомогою спеціального інструментарію, розробленого і запропонованого авторами для застосування в сучасних санаторно-курортних комплексах та установах. Такий інструментарій отримав назву «Конструктор функцій і налаштувань».

Саме застосування «Конструктора функцій і налаштувань» дозволило запропонувати інтегровану інформаційну технологію управління санаторієм, що представлена як ієрархічна послідовність

функціональних конструкторів, забезпечених відповідним інформаційним забезпеченням.
Структура такої інформаційної технології представлена на рис. 1.

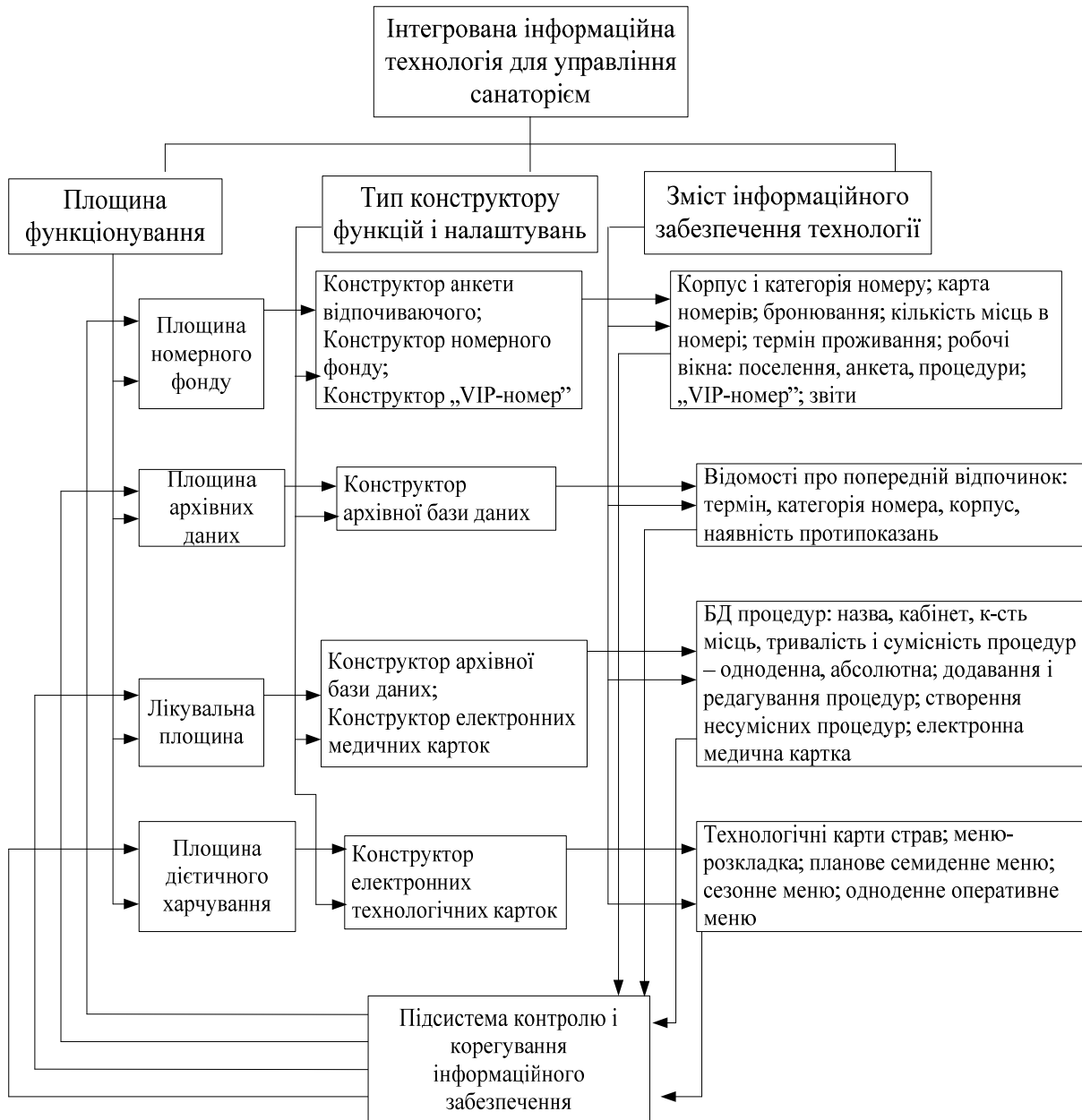


Рисунок 1 – Структура інформаційної технології для управління санаторієм

Література

1. Аналітичний огляд сучасних інформаційних систем і технологій для управління санаторно-курортною діяльністю / Моторний А. П., Азархов А. Ю., Злепко С. М., Коваль Л. Г., Вирозуб Р. М. // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2013. – № 1/2 (61). – С. 57-60. – ISSN 1729-3774.
2. Злепко С.М. Вирішення проблеми періодичних змін номерного фонду у програмному санаторному комплексі «курорт менеджер» / Злепко С.М., Моторний А.П. // XII Міжнародна конференція “Контроль і управління в складних системах (КУСС-2012)” ВНТУ, Вінниця 2012.
3. Моторний А.П. Структура та принцип побудови універсальної МІС для задач доказової медицини // Восточно-європейський журнал передових технологій. – 2012. – № 2/2 (56). – С. 22-24. – ISSN 1729-3774.

**НЕЧІТКЕ ОБРОБЛЕННЯ ТА АНАЛІЗ ДАНИХ ДЛЯ
ОЦІНКИ СТАНУ ПРОГРЕСУВАННЯ ПАТОЛОГІЙ СІТКІВКИ ОКА**

Анотація. За результатами теоретичних та практичних досліджень, розроблено методику аналізу стану макулярної області сітківки ока, застосування якої на основі апарату нечіткої логіки підвищує ефективність комплексного діагностування сітківки ока.

Ключові слова: нечітка логіка, патології сітківки ока, ідіопатичні макулярні розриви.

S.V. PAVLOV, D.V. VOVKOTRUB, L.V. ABRAMENKO

Vinnytsia National Technical University
psv@vstu.vinnica.ua**FUZZY PROCESSING AND ANALYSIS OF DATA FOR EVALUATION
OF PROGRESSION RETINAL PATHOLOGIES**

Abstract. As a result of theoretical and practical research, the technique of analysis of the macular area of the retina of the eye, which shall be based on fuzzy logic increases the efficiency of complex retinal diagnosis.

Keywords: fuzzy logic, retinal pathology, idiopathic macular breaks.

Відомо, що при встановленні діагнозу та проведенні лікування сітківки ока, лікарі все частіше опираються на біомедичні зображення, які отримані за допомогою оптичного когерентного томографа. Це призводить до додаткових труднощів з їх обробленням за універсальними критеріями, що знижують достовірність, надійність діагностичного процесу в офтальмології в цілому. Тому все частіше виникає потреба у використанні алгоритмів аналізу та обробки біомедичних зображень, що дають можливість допомогти медичному персоналу впоратись із великим об'ємом даних, забезпечивши їм надійну підтримку діагностування та лікування. При цьому було встановлено, що наявність в ході неоднозначності інтерпретації даних стосовно стану ока пацієнта, викликає у дослідника суперечності, які необхідно вирішувати шляхом підвищення достовірності оцінювання стану сітківки очного дна, створивши для цього систему, що буде проводити оброблення та оцінювання отриманих зображень.

Спочатку було отримано функції перетворення для оцінки стану прогресування ідіопатичних макулярних розривів (ІМР) [1]. Щоб розробити та реалізувати блок настроювання функцій належності, блок настроювання, блок зберігання функцій належності та нечіткого оброблення та виведення було використано основи нечіткої логіки [2]. Для реалізації роботи даних блоків системи аналізу в основу були покладені принципи отримання достовірного діагнозу на основі нечітких множин [1]. Результатом реалізації була програмна оболонка, що працює наступним чином.

1. Користувачу пропонується після запуску програми ввести значення верхньої та нижньої шкали значень, що є в базі даних по певній патології, в нашому випадку ми вводимо значення, які є основними при визначенні стадії прогресування ІМР (рис. 1). А саме x_1 – наявність набряку, в залежності від степені та стадії розвитку набряку відзначається проміжок від 1-5 балів; x_2 – величина середньої ширини ямки сітківки, в мкм; x_3 – розмір товщини сітківки в фовеолярній зоні макули, мкм; x_4 – розмір товщини сітківки в зоні фовеа макули, мкм; x_5 – величина центрального зору, що відмічається в проміжку від 0-1; x_6 – наявність відшарування скловидного тіла, що відмічається в проміжку 1-5 балів, в залежності від масштабності даного процесу в результаті прогресування ІМР [1].

2. Для продовження роботи з програмою, після заповнення всіх полів потрібно натиснути «save», для відновлення попередніх даних, що були введені раніше, користувачу потрібно натиснути «getire».

3. Після проведених маніпуляцій, заповнюються поля із x_1 - x_6 для конкретного випадку, що розглядається, для розрахунку відповідних y_1 - y_6 (рис. 2). Де y_1 – макула в нормі, y_2 – стадія 1а прогресування ІМР (передрозрив), y_3 – стадія 1б прогресування ІМР(прихований розрив), y_4 – стадія 2 прогресування ІМР(ранній повний макулярний розрив), y_5 – стадія 3 прогресування ІМР, (встановлений повний макулярний розрив) y_6 – стадія 4 прогресування ІМР. Стадія 1а– початкова форма ІМР, яку клінічно виявляють рідко, як правило її спостерігають у пацієнтів, що мали макулярний розрив на іншому оці.

4. Для виконання обрахунків потрібно натиснути, після заповнення полів кнопку «обрахувати».

Коли програма проведе обрахунки, буде висвітлено саме той діагноз, що відповідає введеним даним – $\max M(y)$ (рис. 2). Тобто результатом обчислень із використанням основ нечіткої логіки є саме та стадія прогресування ІМР, яка найближче відображає патологію за вказаним показниками. В нашому випадку це стадія 1б прогресування ІМР. Відображене програмно-алгоритмічне забезпечення реалізоване в середовищі – Microsoft Visual Studio, за допомогою Visual C#, воно сумісне із наступними операційними системами: Windows 2000, Windows XP, Vista, Windows 7 та Windows 8.

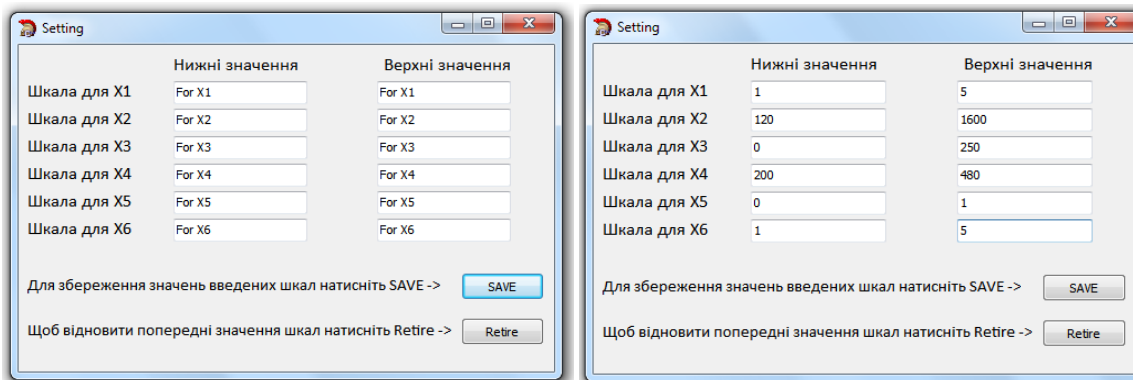


Рис. 1 Заповнення полів максимальними та мінімальними значеннями характеристик стадій прогресування ІМР

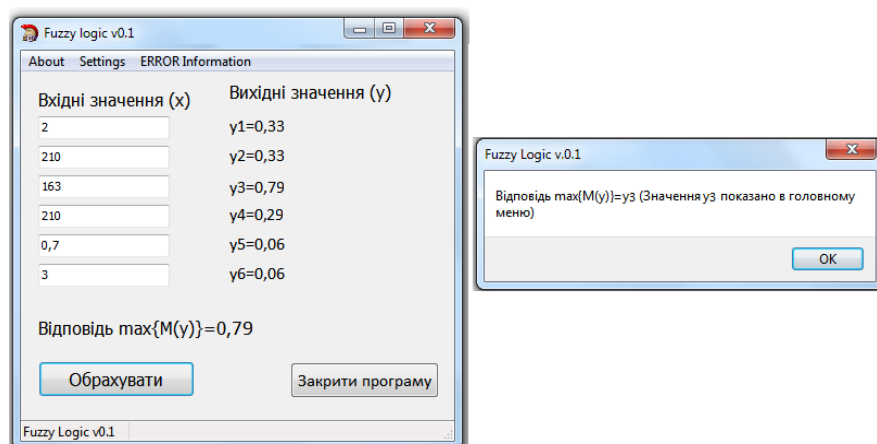


Рис. 2 Діалогове вікно програми із розрахунком значенням $\max M(y)$, для визначення наявної стадії прогресування ІМР

За результатами теоретичних та практичних досліджень, сформовано методику аналізу стану макулярної області сітківки ока з використанням апарату нечіткої логіки дає можливість підвищити ефективність комплексного діагностування патологій очного дна. Вперше визначено інформативні ознаки, серед яких основними є – ширина ямки в результаті прогресування ІМР, товщина сітківки з зони фовеола, товщина сітківки в зоні фовеа, для оцінювання яких було використано шкалу якісних термів, що дозволяє поставити конкретний діагноз пацієнту.

Література

1. Павлов С. В. Створення блоків нечіткої логіки біомедичної системи для аналізу структурних змін при діагностиці томограм ока ОКТ / С. В. Павлов, Д. В. Вовкотруб // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2013. – №2.(43). – С. 146-152
2. Ротштейн А.П. Интеллектуальные технологии идентификации: нечеткая логика, генетические алгоритмы, нейронные сети / А.П. Ротштейн. – Винница: УНИВЕРСУМ-Винница, 1999. – 320 с.

References

1. Vovkotrub D. V. Stvorenniya blokov nechitkoї logiki biomedichnoї sistemi dlya analizu strukturnih zmin pri diagnostici tomogram oka OKT / S. V. Pavlov, D. V. Vovkotrub // Vimiryuvalna ta obchislyuvalna tehnika v tehnologichnih procesah. – 2013. – №2.(43). – S. 146-152
2. Rotshtein A.P. Intellektualnie tehnologii identifikacii, nechetkaya logika, geneticheskie algoritmi, neironnie seti / A.P. Rotshtein. – Vinnica: UNIVERSUM-Vinnica, 1999. – 320 s.

КОРЕЛЯЦІЙНІ ОСОБЛИВОСТІ ДІАГНОСТИЧНИХ
СИСТЕМ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ

Анотація. У статті представлено результати досліджень кореляційних особливостей діагностичних систем міліметрового діапазону.

Ключові слова: медична діагностика, системи міліметрових хвиль.

Y. V. SAVENKO, E. A. NELIN, F. M. REPA

National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute»
savenko@rtf.kpi.ua

CORRELATION SPECIALITIES OF MILLIMETER-WAVE SYSTEM FOR MEDICAL DIAGNOSTICS

Annotation. This paper reports results of the research work on investigation of correlation specialties of millimeter-wave system for medical diagnostics.

Keywords: Medical Diagnostic; Millimeter-Wave System

It has been used as basic theory a correlation properties of the scattered electromagnetic fields [1]. The scattered field resulting from an integral of elementary scattering elements is given by:

$$E_s = \frac{K_s^2}{4\pi R} \int_V E_1(r) f_e(r) e^{-iKr} d^3r \quad (1)$$

It is defined the function $f(z)$ as a delay function. This has dimension field strength such that the scattering cross section as a function of distance z along the direction of propagation (z is measured along the direction of K) is obtained by squaring the $f(z)$ function. From Equation 1, we have:

$$E_s(K) \sim \int f(z) e^{-iKr} d^3z \quad (2)$$

where $K = \omega / c$.

If we are dealing with a scattering medium that can only be determined in statistical terms such as the turbulence field of biological objects, the delay function $f(z)$ should be replaced by the auto correlation function $R(\Delta z)$. This relationship between the measured quantity $E(K) \sim E(F)$ and the parameters describing the scattering arena is obtained by evaluating the auto correlation function also in the frequency domain:

$$R(\Delta K) = E^*(K) E(K + \Delta K) \sim \int R_\sigma(\Delta z) e^{-iK\Delta z} d\Delta z \quad (3)$$

Note that this simple equation does not include the ambiguity phase term e^{-iKz} , where K – is the wavenumber associated with frequency F and z is the distance to the scattering arena. There also is $e^{-iK\Delta z}$ phase term. The influence of this is negligible if either the carrier frequency F or the scattering object is randomized slightly.

We characterize the scattering arena in terms of a 4 dimensional wavenumber spectrum, 3 in space and one in time, $A(K, \omega)$. The power spectrum $\Phi(K, \omega)$ is obtained by computing $A(K, \omega) A^*(K, \omega)$.

When dealing with stochastic biophysical processes such as self radiation turbulence by cell exchange phenomena, we shall use a simple expression for the wavenumber spectrum (the Fourier transform of the spatial autocorrelation function of the scattering cross-section):

$$\Phi(K, \omega) \sim K^{-n} \quad (4)$$

We shall now seek methods that enable us to measure the spatial wave number spectrum. First, let us consider the functions in time domain bearing in mind that the spatial function $f(z) = f(c\tau)$, where c is the phase velocity of the electromagnetic wave and τ the time.

Using wide-beam antenna so that the multipath transmission is governed by the scattering mechanism rather than by the beam geometry, we first seek an expression relating path length l and the position in space of the scattering element, i.e., we require an expression relating l and the scattering angle θ . If d is the length of the chord between T and R . Simple geometric calculations give the required results:

$$\theta = 2 \left| (l/d)^2 - 1 \right|^{1/2} \quad (5)$$

If we transmit a short radio pulse, the power that reaches the receiver has traveled through a wide variety of different paths. By substituting for θ in the expression for the angular power spectrum ($P \sim \theta^n$), we get the spectrum relating power and path length. Expressing this spectrum in terms of the path length Δl , which is in excess of the minimum path length l_0 (i.e., writing $l = l_0 + \Delta l$), we find that the power spectrum referred to τ is given by:

$$\frac{P(\tau)}{P(0)} = \left(1 + \frac{8c\tau}{\theta^2}\right)^{-n/2} \quad (6)$$

Where we have transferred from space l to time τ by $l=c\tau$

The 10 dB width of this delay function $P(\tau)$, which is derived from the spatial wavenumber spectrum of the form $\Phi(K) \sim K^{-n}$ is then:

$$\Delta\tau_{1/10} = \frac{\theta^2 d}{8c} (10^{1/n} - 1) \quad (7)$$

Hence, the width of the temporal autocorrelation function $R(\Delta\tau)$ resulting from a K^{-n} wavenumber spectrum is given in equation 7.

Now let us consider the correlation properties in frequency domain $R(\Delta F)$, from which we can estimate the size distribution $\Phi(2\pi/L)$ of the scattering arena. In order to obtain a simple first order estimate of the bandwidth from which we call characterize the scattering arena, we write:

$$\Delta F = \frac{1}{\Delta\tau} = \frac{8c}{\theta^2 d} (10^{1/n} - 1)^{-1} \quad (8)$$

The manipulation in the frequency domain $R(\Delta F)$ obtained by multiplying $V(F)$ with $V^*(F+\Delta F)$ enables us to couple to scales in the scattering arena of $\Delta L = 2\pi/\Delta K = c/\Delta F$ rather than scales $l=c/F$. This technique is often referred to as ΔK principles or frequency interferometry.

The spatial field-strength correlation function is the Fourier transform of the angular power spectrum of the wave reaching the receiving antennas. При определении угла прихода специфической рассеянной волны с помощью угла места α (относительно центральной линии через Т и R) и угла азимута β (относительно большой круговой плоскости, которая проходит через Т и R) получаем спектр $\Phi(K) \sim K^{-n}$, который дает увеличение углового спектра формы:

$$P(\alpha, \beta) \sim (\beta^2 + \alpha^2)^{-n/2} \quad (9)$$

The horizontal correlation offield strength is thus obtained by a Fourier transformation of P with respect to β , whereas vertical correlation is obtained from $P(\alpha)$ relationship.

Simple approximate expression can be obtained if we approximate $P(\alpha)$ and $P(\beta)$ by a $\sin(x)/x$ function, thus giving us a simple expression for the Fourier transform. This is a procedure well known in antenna theory. From antenna theory we know that if L is the width of the illuminating field strength distribution, the width or the resulting angular power spectrum (beam width) is given by:

$$\theta_{1/2} = 0,88 \lambda / L \quad (10)$$

where λ – the radio wavelength.

From such considerations, we can obtain approximate expressions for the horizontal and vertical correlation distances:

$$L_H = \frac{0,44\lambda}{\theta(4^{1/n} - 1)^{1/2}} \quad (11)$$

$$L_V = \frac{0,44\lambda}{\theta(2^{1/n} - 1)} \quad (12)$$

Література

1. D. T. Gjessing, "Remote characterization of geophysical phenomena using EM waves", [Modern radio science 1999], Oxford University Press, 191-211 (1999).

ВИКОРИСТАННЯ СЕРЕДОВИЩА MATLAB ДЛЯ ПОПЕРЕДНЬОЇ ОБРОБКИ РЕНТГЕНІВСЬКИХ ЗОБРАЖЕНЬ

Анотація: Розглянуто методологію обробки медико-біологічних рентгенівських зображень в середовищі MATLAB, з використання пакету Image Processing Toolbox.

Ключові слова: MATLAB, рентгенографія, обробка зображень, фільтрація, ковзне вікно.

Y.Y. BILYNSKY, A.B. GURALNYK

Vinnitsa National Technical University
artemiomolli@mail.ru

USABILITY OF MATLAB ENVIRONMENT FOR INITIAL PROCESSING X-RAY IMAGES

Abstract: It was discussed the methodology of processing of biomedical x-ray images with using MATLAB environment, and proposed to use a package Image Processing Toolbox.

Keywords: MATLAB, radiography, image processing, filtration, sliding window.

Медико-біологічні, рентгенівські зображення мають різну фізичну природу. Їх по різному може сприймати людина-оператор чи автоматизована система. Тому важливим завданням є адаптація процесу обробки зображення до конкретного користувача, тобто до вузької задачі, яку розв'язує споживач інформації. Часто недостатньо представити спостерігачу об'єкт за допомогою ідеальної системи відображення, оскільки необхідна інформація для аналізу зображення з метою пошуку та ідентифікації об'єктів, визначення різного роду кількісних характеристик може бути проявлено тільки в результаті цифрового оброблення, яке може біти виконано декількома шляхами обробки за допомогою спеціально створеного програмного забезпечення, яке працює на ПК, та ПЛІС, або ж за допомогою середовищ типу MATLAB, які в свою чергу дають змогу повного математичного аналізу зображення. Тому на перший план виходить попереднє оброблення отриманих зображень медико-біологічних об'єктів, що вимагає покращення та фільтрації самого зображення, виділення скритих об'єктів, визначення їх геометричних розмірів, шляхом детектування контуру. Одним з варіантів перевірки відомих і запропонованих методів обробки зображень, зокрема рентгенівських медико-біологічних зображень є використання середовища MATLAB[1, 2].

Головна перевага MATLAB при його використанні як середовища для роботи зображень полягає в широкому наборі функцій та можливостей для обробки багатовимірних числових масивів, а зображення, яможна розглядати, як двовимірні числові масиви, є важливим окремим випадком таких об'єктів. У пакеті IPT (Image Processing Toolbox) зібрані функції, що розширюють можливості обчислювального середовища MATLAB. Ці функції, а також широкі можливості мови MATLAB дають змогу виконати велику кількість складних операцій по роботі з обробкою зображень без великих програмних затрат. Такі операції можна записати у простій і короткій формі, що робить систему MATLAB майже ідеальним середовищем для написання модельних прототипів реальних додатків для вирішення завдань обробки зображень та отримується можливість раціоналізувати вже існуючі алгоритми[3-5].

Тому в роботі з використанням пакета IPT розглянуто набір функцій, які забезпечують такі обчислення для роботи з будь-якими зображеннями, зокрема, рентгенівськими знімками[6-7]:

- 1) просторові перетворення зображень
- 2) морфологічні операції
- 3) ковзну і блокову обробку
- 4) лінійну фільтрацію різними фільтрами
- 5) аналіз і поліпшення зображень
- 6) відновлення зображень
- 7) видалення розмитостей

Переважає більшість функцій використані у вигляді М-файлів, що дають змогу змоделювати та реалізувати найбільш відомі алгоритми обробки. При цьому всі М-файли програмного додатку Image Processing Toolbox можуть бути використані в комбінації з М-файлами інших додатків, таких як, наприклад, Signal Processing Toolbox і Wavelet Toolbox.

Для перегляду списку всіх властивостей версії, використовується розділ Release Notes, в якому зазначені і указані всі можливості пакету IPT.

Таким чином використання MATLAB з пакетом IPT дозволяє отримати додаткову можливість використання змінних координат (x, y) у широкому спектрі обрахунку згортки зображення, замінюючи їх змінними (r, c) . Комбінування IPT з такими середовищами, як Signal Processing Toolbox і Wavelet Toolbox, дають змогу максимально якісно виконати поставлену задачу адаптації, або обробки зображення, з подальшою фільтрацією та детектуванням контуру. Використання MATLAB за пакетом IPT значно спрощує

та пришивишуе обробку медико-біологічних рентгенівських зображень[8-9].

Література

1. Білінський, Й.Й. «Методи обробки зображень в комп'ютеризованих оптико-електронних системах- монографія».- 2010.- 271 с.
2. Білінський Й.Й. «Методи та засоби оброблення ультразвукових зображень для оцінювання діагностичних параметрів жовчно видільної системи».-2014.123 с.
3. Gonzalez R. C., Woods R. E. Digital Image Processing, 2nd ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ. [2005]. 1072с
4. Р. Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. Москва: Техносфера, 2006. - 616 с.
5. Hanselman D., Littlefield B. R. Mastering MATLAB 6, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ. [2001]. С 9-21
6. Bribiesca E. [1981]. "Arithmetic Operations Among Shapes Using Shape Numbers,"Pat-tern Recog., vol. 13, no. 2, pp. 123-138.
7. Acklam P. J. [2002]. "MATLAB Array Manipulation Tips and Tricks." Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ [2002]. 1031с
8. Алексеев Е.Р., О.В. Чеснокова. Решение задач вычислительной математики в пакетах Mathcad 12, MATLAB 7, Maple 9. Серия: Самоучитель. Издательство: НТ Пресс, 2006г. 496 с
9. Сойфер В.А. Методы компьютерной обработки изображений /.- 2е изд., испр. – М.: -Физматлит, 2003. – 784 с.
10. Ярославский Л.П. Цифровая обработка полей в оптических системах. Цифровая оптика / Новые физические принципы оптической обработки информации / Ярославский Л.П.- М.: Наука, 1990.- С. 360-399.

**ПРОБЛЕМИ ДІАГНОСТИКИ В СУЧАСНИХ МЕДИЧНИХ
ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ І ПРИЛАДАХ**

В даній публікації описані основні проблеми діагностики в сучасних медичних інформаційних системах і приладах. Наведено та охарактеризовано основні групи помилок і причини їх виникнення.

Ключові слова: медична інформаційна система, кваліфікація лікаря.

R.M. VYROZUB, O.L. BLANAR, O.L. LAUGS, O.S. ZLEPKO

Vinnytsia National Technical University
smzlepko@ukr.net**PROBLEMS OF DIAGNOSIS IN MODERN MEDICAL INFORMATION SYSTEMS AND DEVICES**

This publication describes the main problems of diagnosis in modern medical information systems and devices. Shows and describes the main groups of errors and their causes.

Keywords: medical information systems, training of doctors.

Стан будь-якого біологічного об'єкту може бути описаний множиною психофізіологічних процесів, кожен з яких характеризується певним комплексом медико-біологічних параметрів і показників, які можуть бути виміряні або обчислені за відповідними методиками.

Як правило, це відбувається в медичних інформаційних системах різного призначення, медичних приладах і засобах, що мають діагностичну функцію підтримки прийняття рішень лікарем. В той же час, враховуючи, що стан біологічного об'єкту залежить від множини факторів, які постійно змінюються, дуже складно визначити однозначно результат діагностичного обстеження. А якщо до цього «приєднується» низька кваліфікація лікаря, його неспроможність працювати з такою апаратурою, то ймовірність лікарської діагностичної помилки суттєво зростає. До таких помилок, або причин, які «сприяли» їх появі, можна віднести помилки, що зумовлені проблемами з самими інформаційними системами і приладами, а до других – проблемами, які пов'язані із взаємодією лікарів з медичною апаратурою.

До перших слід віднести такі: недостатня точність, достовірність та інформативність автоматизованої діагностики циклічних сигналів та процесів, ритм яких є змінним; недостатній рівень розбудови загальних методів та програмних засобів імітації циклічних сигналів для проведення процедури параметричної ідентифікації; наявність суперечностей та неузгодженостей в інтерпретації опрацьованих кардіосигналів, що зумовлено значним різноманіттям методів їх аналізу та обробки.

Для другої групи найбільш характерними є такі:

1. Різне розуміння і трактування одних і тих же термінів, понять і визначень розробниками медичної апаратури і медичним персоналом, що зумовлено: а) недостатнім професійним рівнем або кваліфікацією; б) великою кількістю термінів і визначень, які близькі за своєю сутністю і змістом; в) об'єктивністю і неупередженістю в прийнятті рішень.

2. Невідповідність фактичних технічних та експлуатаційних характеристик інформаційних систем і приладів вимогам лікувально-діагностичного процесу або медико-технічним вимогам; необґрунтована складність керування апаратурою.

3. Наявність необґрунтованих стереотипів та різного роду фобій лікарів щодо найновішого медичного обладнання, причинами чого є: недостатній рівень кваліфікації або мотивації медперсоналу; небажання самовдосконалюватися; брехливе розуміння того, що труднощі, які з'явилися будуть завжди і подолати їх неможливо.

Таким чином, сьогодні можна говорити, що негативні тенденції зниження рівня фізичного здоров'я людини, проблеми, які пов'язані із діагностикою та прийняттям рішень лікарем, значною мірою зумовлені об'єктивними і суб'єктивними організаційно-особистісними, медичними і технічними факторами.

Література

1. Напрями розвитку математичного та програмного забезпечення інформаційних систем діагностики та прогнозування за циклічними біометричними сигналами / С. А. Лупенко, Г. В. Поліщук, Н. С. Луцик, А. С. Сверстюк // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах //.-2012 . №2. С. – 17-27.

2. Комп'ютер для семейного врача. Електронний ресурс : Режим доступу до сторінки: <http://www.mediasphera.ru/journals/practik/detail/169/2387>.

**КОМП'ЮТЕРНА ПРОГРАМА – ТРЕНАЖЕР
ДЛЯ 3D-МОДЕЛЮВАННЯ АНАТОМІЧНОЇ ФОРМИ ЗУБІВ**

Представлена програмна реалізація навчальної програми – тренажера для 3D моделювання анатомічних форм зубів і зубних протезів. Програма повторює всі етапи побудови конструкції протеза і дає можливість розглянути її в об'ємі, з усіх сторін, кожен елемент окремо і всю конструкцію повністю. Окрема версія орієнтована на пацієнта та покращення взаєморозуміння лікаря та пацієнта.

Ключові слова: CAD\CAM технології, 3D моделювання, програмний модуль, моделі зубних протезів

JU.P. GULCHAK, R.V. SELEZNOVA, V.JU. GULCHAK

Vinnitsa Pirogov National Medical University
ruslanas2006@mail.ru**COMPUTER PROGRAM - A SIMULATOR FOR 3D-MODELING OF ANATOMICAL FORM OF TEETH**

Software implementation presented of training program - a simulator for modeling 3D anatomical shape of teeth and dentures. The program repeats all stages of construction and design of the prosthesis, makes it possible to consider it in volume, from all sides, each element separately and the entire structure completely. A separate version is aimed at improving understanding of the patient and the doctor and the patient.

Keywords: CAD \ CAM technology, 3D modeling, software module, model of denture

Комп'ютерне проектування конструкції зубних протезів пов'язане з індивідуальною формою протезного ложа, рельєф якого повинен бути оцифрований і переданий в ПК з високою точністю та швидкістю. Більшість сучасних систем базується на автоматизованому виготовленні каркасів протезів методом фрезерування і наступному ручному нанесенні облицювального матеріалу (кераміки).

Одна з найпоширеніших CAD/CAM систем CEREC inLab 3D складається з невеликого компактного шліфувального модуля з інтегрованим лазерним сканером, керованим стандартним персональним комп'ютером зі спеціальним програмним забезпеченням. Програма розпізнає тривимірні зображення препарованих зубів, сусідніх зубів і антагоністів і моделює системні пропозиції по їх реставрації з банку даних, який налічує декілька тисяч оптичних зліпків природних зубів.

Програмні модулі, використовуючи дані комп'ютерної томографії зубів і щелеп, створюють ідеально точну модель майбутньої конструкції в тривимірній графіці з урахуванням всіх індивідуальних особливостей пацієнта. Комп'ютер, враховуючи їх, створює прозору об'ємну модель, і лікар на екрані дістає можливість побачити структуру щелепи, розташування нервів і судин, коріння сусідніх зубів. А в подальшому має можливість прямо на екрані провести віртуальну установку імплантатів, задаючи розмір, товщину, кут нахилу.

Алгоритм конструювання зубного протеза формується лише в голові техника чи стоматолога. Без досвіду роботи з 3D графікою їм складно відслідкувати всі його етапи на екрані монітора. Це займає багато часу і скорочує ефективність використання апарату CEREC. Лише з набуттям досвіду роботи і розвитком просторової уяви стає легко і зрозуміло спілкуватися з програмою.

Запропоновано створити комп'ютерну навчальну програму з просторовими моделями різних конструкцій і схемами їх побудови. Для відновлення вставки потрібно вибрати відповідну об'ємну фігуру (первинну форму у вигляді прямокутної призми) і змодельовати окремі її поверхні. Перш за все це жувальна поверхня, нижня основа вставки, її бічні поверхні, внутрішні грані основи, які межують з бічними стінками препарованої порожнини. Аналогічно для коронки і вініра: це циліндр і, відповідно, сплюснений циліндр.

Програма повторює всі етапи побудови конструкції протеза і дає можливість розглянути в об'ємі, з усіх сторін, кожен елемент окремо і всю конструкцію повністю, як на препарованому зубі, так і поза ним. Поєднання ліній побудови із зоною препарування і з самою відновною конструкцією дозволяє швидко зрозуміти цілісну картину конструювання і передбачити кінцевий результат протезування.

Програма адаптована для використання як зубним техніком, так і стоматологом. Він може використовувати як готові тривимірні зображення препарованих зубів, взяті з банку даних, так і створити власну майбутню конструкцію в об'ємі, а вже потім, за допомогою того ж комп'ютера, втілити її в реальну річ. У програмі розглядаються послідовності побудови окремо для різних моделей зубних протезів (молярів, премолярів, різців).

Окрема версія використовується в рекламних цілях і орієнтована на пацієнта та покращення взаєморозуміння лікаря та запитів пацієнта.

ТЕСТУВАННЯ І ВІДБІР ПЕРСОНАЛУ: ПРОБЛЕМИ І ШЛЯХИ ВИРІШЕННЯ

Розглянуто процес вивчення психологічних і професійних якостей працівників з метою відбору претендентів з врахуванням їх якостей, здібностей. Обґрунтовано необхідність розроблення математичної моделі, яка відображала б повний цикл психофізіологічного відбору.

Ключові слова: тестування персоналу, фізіологічне дослідження, математична модель

L.G. KOVAL, S.M. ZLEPKO, S.V. TYMCHYK, M.V. MOSKOVKO

Vinnitsa national technical university
smzlepko@ukr.net**TESTING AND PERSONNEL SELECTION: PROBLEMS AND SOLUTIONS**

Considered the process of studying the psychological and professional skills of employees in order to select candidates with according to their skills and abilities. The necessity of developing a mathematical model that would reflect the full cycle of psychological and physiological selection.

Keywords— personnel testing, physiological studies, mathematical model

Сьогоднішня ситуація в області тестування і відбору персоналу стає все більш неоднозначною і досить суперечливою. Суть проблеми полягає в тому, що психологи різних рівнів та спрямованості зацікавлені в методі формування такого висновку, коли вони, провівши тестування кандидата за різними по своїй суті, природі і принципу побудови тестами, які мають, що цілком природно, різні розмірності, можуть сформувати (а ще краще - отримати комп'ютерну версію) інтегральний висновок.

В основі цього, найбільш доречним на наш погляд, є теоретико-методологічний аналіз процесу психофізіологічного тестування і відбору персоналу, що передбачає побудову класифікацій існуючих тестових методик і критеріїв їх оцінки та класифікації керівних посад за критеріями психологічного та функціонального навантаження. Різноманіття тестових завдань комплексу забезпечує можливість комплексної оцінки людини, здатності швидко оцінювати візуально подані сигнали; зберігати в пам'яті й ефективно використовувати інформацію, що надходить.

Метою формування цих класифікацій є визначення узагальнених взаємних критеріїв для оцінки психологічного стану кандидата і ступеня його готовності до професійної діяльності на посаді керівника.

Психологічний відбір кандидатів на керівні посади складається з трьох основних етапів, а саме: з фізіологічного дослідження (функціональної діагностики показників життєдіяльності), психологічного тестування та процесу прийняття рішення, який враховує інтегральні показники відповідності. Якщо перші два етапи на сьогоднішній день проводяться на достатньо високому рівні, як організаційному, так і технічному, то етап прийняття інтегрального рішення повністю залежить від кваліфікації та досвіду особи, що його приймає. Тому виникає необхідність в розробленні математичної моделі, яка буде відображати повний цикл психофізіологічного відбору, що дозволить оптимізувати та автоматизувати даний процес з метою виключення похибки, викликані некомпетентністю особи, що приймає рішення.

Доцільним є і ефективний підхід, що передбачає спочатку декомпозицію процесу з наступним синтезом його складових в єдиний цілісний організм, що функціонує в умовах єдиного інформаційного простору. При цьому етап декомпозиції передбачає розробку моделей психоемоційної діяльності керівника, фізіологічної поведінки його організму і моделі механізму прийняття рішення. На етапі синтезу будується інформаційно-структурна модель діяльності керівника як цілісного організму, що функціонує в умовах єдиного інформаційного простору і впливу зовнішніх і внутрішніх ризиків.

Реалізацію методу формування інтегрального тестового висновку, як і інших, раніше викладених позицій, планується здійснити, розробивши інформаційну технологію для психофізіологічного тестування і відбору кандидатів на керівні посади. В цілому передбачається класична структура такої технології, але з докладним поданням тих опцій і моделей, які дозволяють віднести її до класу високоефективних.

Література

1. Матвеев Е. В. Приборы и комплексы для психофизиологических исследований / Е. В. Матвеев. - Медицинская техника. - 2003. - №1 - С. 24-27.
2. Карпов Д. А. Индивидуальная норма как элемент построения экспертных систем контроля функционального состояния человека-оператора: автореферат на соискание наук степени кан-та биол. наук: спец. 14.00.32 «Авиационная, космическая и морская медицина» / Д. А. Карпов; Военно-медицинская академия – Санкт-Петербург, 1999. – 22 с.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В ПРЕДРЕЙСОВЫХ МЕДОСМОТРАХ РАБОТНИКОВ ТРАНСПОРТА

Аннотация. Рассмотрены особенности применения информационных технологий при проведении предрейсовых медицинских осмотров работников транспорта в современных условиях. Показано, что применение индивидуальных медико-информационных систем на базе мобильных телефонов повышает качество медобслуживания, и создаются возможности для дополнительных медицинских услуг. Создается единая медико-информационная сеть для контроля состояния здоровья работников транспортных средств.

Ключевые слова: информационные технологии, охрана труда, измерительная техника

A.A. MALGOTA, V.V. MARTYNENKO, V.A. PROKHOROV

State Enterprise Ukrainian Scientific Research Institute of Transport Medicine, Odessa, Ukraine

ZAVADSKIY V.A.

National Medical Academy of Postgraduate Education named P.L. Shupyk, Kiev, Ukraine

APPLICATION FEATURES OF INFORMATION TECHNOLOGIES IN THE PRE-TRIP MEDICAL EXAMINATIONS OF TRANSPORT WORKERS

Annotation. Consider the features use of information technology in pre-trip medical examinations of workers of transport in modern conditions.

Keywords: information technology, labor safety measuring equipment

Развитие современных информационных технологий даёт широкие возможности применения во всех отраслях народного хозяйства. В настоящее время Верховной Радой Украины приняты законы, в которых особенно подчеркнута важность применения информационных технологий, особенно в медицине.

Принципиальное отличие применений информационных технологий в медицине от технических приложений состоит в том, что окончательное принятие решения, например в системе больной - измерительные устройства - программно-компьютерная обработка (диагностика) - врач, остается за медицинским работником. В этой системе больной находится в статическом состоянии, для которого решаются главные задачи: постановка диагноза и выбор метода лечения. Поэтому в медицине применение информационных технологий обычно рассматривается как один из элементов, повышающий качество работы медицинского персонала.

Более сложная ситуация наблюдается в сфере медицинских предрейсовых осмотров работников транспорта (или лиц опасных профессий). На первый взгляд проблема достаточно проста. Предрейсовые и периодические медицинские осмотры работников транспорта на Украине проводятся в соответствии с совместным Приказом МОЗ и МВД Украины от 31.01 2013 г. №65/80 «Про затвердження Положення про медичний огляд кандидатів у водії та водіїв транспортних засобів».

К обязательному приборному оснащению относятся: измеритель артериального давления, термометр, алкометр и компьютер. Учитывая требования к отбору водителей и предлагаемый перечень измерительных устройств в ранее отмеченном Приказе, фирмы-разработчики пошли классическим путем: автоматизации измерения каждого параметра (артериального давления, температуры, наличие алкоголя, внешнего вида, пульса) с последующим их объединением в один аппаратно-программный комплекс (ПАК). Приборы получились громоздкими и главное – дорогими. Для больших автопредприятий или локомотивных депо приобретение данной техники было по средствам, а для средних и малых предприятий оказалось проблемным. Первое же внедрение автоматизированных программно-аппаратных комплексов предрейсовых медосмотров работников транспорта понизило почти вдвое количество аварий и аварийных ситуаций. В дальнейшем этот показатель не был столь высоким. Анализ аварийности на транспорте показал, что применение ПАК на предприятиях частично повысило самодисциплину работников транспорта, отсюда уменьшение аварийности. Однако аварийность на транспорте остается и что самое главное, более 50% обусловлено человеческим фактором.

Статистические данные формирования и развития профессиональных заболеваний у работников транспорта в зависимости от стажа работы, возраста или профессии показывают, что первые признаки заболеваний проявляются через пять лет работы. Таких работников надо выявлять, относить к группам повышенного риска и контролировать медицинскими методами предрейсовых осмотров, возможности которых ограничены даже если применяются программно-аппаратные комплексы. То есть человеческий фактор, о котором много говорят, это совокупность физического, психоэмоционального состояния работника, профессиональных навыков в постоянно меняющихся внешних условиях.

Рассмотрим стандартную схему предрейсовых медосмотров, которая сегодня применяется на

практике: работник – измерительные устройства (в отдельности или ПАК) – медперсонал. В этой схеме работник, как ранее отмечалось для пациента врача, рассматривается статическим объектом. Полагается, что контроль состояния здоровья необходим только при выходе на работу. Данный подход оправдан при малых скоростях передвижения транспорта, относительно коротких маршрутах и постоянстве воздействия внешних факторов.

За последние пятьдесят лет скорости перемещения возросли в два и более раз, существенно возросла физическая и психоэмоциональная нагрузки. Данная схема организации предрейсовых медосмотров перестала отвечать требованиям времени. Прежде всего, потому, что работника необходимо теперь рассматривать как динамическую систему. Его состояние здоровья меняется на протяжении всей рабочей смены. Накапливается усталость, теряется внимание, формируются профессиональные заболевания, растёт риск аварийности и так изо дня в день. В последнее время все больше стали обсуждаться вопросы целесообразности проведения предрейсовых медосмотров. Особенно острота обсуждения данной темы заметно возросла с реализацией Евроинтеграционного процесса. На Украине в год проводится несколько миллионов предрейсовых медосмотров работников транспорта. В этом процессе задействованы сотни медицинских работников. Однако медико-профилактическая результативность предрейсовых медосмотров оказалась не на достаточном уровне. Ее результаты не используются при периодических медицинских осмотрах работников транспорта, невозможно организовать мониторинг состояния здоровья и разработки индивидуальных планов оздоровления. Работа медицинского работника в системе предрейсовых медосмотров оказалась оторванной от целей и задач практической медицины. Она решала задачи только допуска работника к работе на транспорте. Назрела если не реформа в проведении предрейсовых медосмотров, то, по крайней мере, серьезные изменения в структуре и характере ее организации, что должно создать новые возможности для общества гарантий безопасных пассажирских и грузовых перевозок.

В последнее время особенно остро возникла необходимость организации мониторинга выборочных жизненно важных показателей здоровья работников транспорта или иных профессий. Изготовители некоторых моделей транспорта устанавливают в салоне автомобиля устройства по контролю состояния водителя по его зрачку, по частоте дыхания, количеству углекислого газа. Все эти нововведения имеют единственную цель – упредить аварийную ситуацию, повысить внимание водителя, подсказать ему о его состоянии здоровья. Прежде чем решать задачи разработки и снабжения транспортного средства контрольно-сигнализирующими устройствами физического и психоэмоционального состояния водителя надо повысить требовательность к состоянию здоровья самого водителя и его предрейсового медосмотра. Ответы на многие вопросы и решение данной проблемы мы видим, прежде всего, в перераспределении ряда функций в организационной схеме, проведения предрейсовых медосмотров, и введении медицинских информационных технологий на индивидуальном уровне.

Данная позиция позволяет в рамках Приказа МОЗ и МВД Украины от 31.01 2013 г. №65/80 построить новую идеологию медицинских предрейсовых осмотров. Основными являются два момента. Первое - выделение в разделе измерительных устройств тех показателей здоровья работников, которые могут методами медицинских информационных технологий контролироваться вне специализированных медицинских помещений. Например, с помощью средств мобильной связи могут проводиться измерения в домашних условиях (или на рабочем месте) с последующей их передачей и учетом в накопительной базе данных. К этой базе данных могут обращаться работники патрульной службы и осуществлять должный контроль на дороге. Второе – создаются условия и возможность у работника транспорта самостоятельно выбирать медицинское учреждение или семейного врача для организации и проведения предрейсовых медосмотров. Кроме того, работник и члены его семьи могут получать дополнительные услуги: мониторинг собственного здоровья, разработка индивидуальных профилактических мероприятий и персональных взаимосвязей (консультационно-диагностических) с другими медицинскими учреждениями.

Выводы. Предложены пути повышения качества предрейсовых медосмотров водителей транспортных средств методами медико-информационных технологий.

Рассмотрены возможности оказания дополнительных медицинских услуг работникам транспортных средств на основе индивидуальных медико-информационных технологий.

УДК 534.833

В.В. СТРЕЛЬБИЦКИЙ

Одесский национальный политехнический университет, г. Одесса.
vict14@mail.ru

НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ДЕМПФИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ РАМЫ БЛОКА ТРАНСПОРТИРУЕМОЙ РЭА

Изложены результаты экспериментальных исследований демпфирующей способности составной слоистой рамы автомобильного блока РЭА. Показано, что предложенная слоистая составная конструкция является эффективным средством снижения вибраций, позволяет снизить виброскорость в среднем на 6-12 дБ в области частот 10 до 200 Гц.

Ключевые слова: виброскорость, частота, составная рама.

V.V.STRELBITSKIY

Odessa national polytechnic university, Odessa
vict14@mail.ru

SOME RESULTS OF RESEARCH OF DAMPING CAPACITY OF FRAME OF BLOCK OF TRANSPORTED REA

The results of experimental researches of damping capacity of the component stratified frame of motor-car block of REA are expounded. It is shown that the offered stratified component construction is the effective means of decline of vibrations, allows to bring down vibrosped on the average on 6-12 dB in area of frequencies 10 to 200 Hertz.

Keywords: vibrosped, frequency, component frame.

В процессе эксплуатации транспортируемая радиоэлектронная аппаратура (РЭА) подвергается механическим воздействиям, к которым относятся линейные ускорения, вибрации, удары (характеристики приведены в таблице 1), вследствие движения объектов с переменной скоростью [1,2]. Вид и уровень воздействия зависят от целевого назначения транспорта и ее места расположения блока в нем.

Как показывает анализ литературных источников [1-4] механические воздействия вызывают от 30 до 50 % отказов изделий РЭА, подавляющее большинство которых связаны с разрушающим воздействием вибрации.

Таблица 1

Характеристики механических воздействий на транспортную РЭА [1]

Вид транспорта	Основные характеристики				
	Вибрация		Удары		
	Диапазон частот f_H-f_B , Гц	Виброускорение a , м/сек ²	Длительность τ , мс	Ускорение a , м/сек ²	Частота ω , Гц
Автомобильный	4 -80	78,5	5 -10	147	40 – 80
Гусеничный	3 -30	19,6	5 -10	147	40 – 80
Железнодорожный	2 -100	19,6	3 -10	392	40 – 80

В связи с постоянно увеличивающейся интенсивностью нагрузок на транспортные РЭА встает вопрос об анализе прочности и надежности ее составляющих элементов.

Результаты анализа научно-технической литературы показали, что для снижения уровня колебаний плат РЭА используют следующие способы защиты: увеличение жесткости конструктивных элементов, увеличение уровня демпфирования конструктивных элементов, использованием виброизоляторов [3-8].

Следует отметить, что вопрос использования слоистых конструкций с демпфирующими слоями [9-12] в качестве рам блоков РЭА в литературе практически не рассмотрен.

Для достижения цели работы были использованы рамы (длиной 260 и шириной 350 мм) трех модификаций, изготовленные из:

1) стального швеллера № 8 (модификация 1- штатная конструкция);

2) двух стальных швеллеров № 5, с расположенным между ними демпфирующим материалом ВИПОНИТ ВПС-2,5, толщиной 1,5 мм, соединенных между собой болтами (модификация 2).

Испытания по определению эффективности предложенных конструкций проводили при температуре внешней среды 17-19°С, скорости движения грузового автомобиля по грунтовой дороге со скоростью 60-80 км/час.

Испытания образцов осуществляли в следующей последовательности.

Исследуемые образцы рам 2 устанавливались на пол кузова, с креплением к нему с помощью болтовых соединений, и препарировались 9 вибродатчиками ДН-4-1М равномерно распределенными по поверхности пола.

На раму 2, устанавливался блок РЭА, донная часть которого препарирована 9 вибродатчиками ДН-4-1М равномерно распределенными по его поверхности.

Далее, в процессе движения, измеряли виброскорость на полу и донной части блока РЭА, сигнал с которых при помощи аналогово-цифровой преобразователя поступал на компьютер, с последующим спектральным анализом сигналов.

Эффективность вибропоглощающих покрытий рам η величиной уменьшения уровня среднего квадрата колебательной скорости:

$$\eta = 10 \lg \frac{V_0^2}{V^2}, \quad (1)$$

где V_0^2 , V^2 – квадраты амплитуд виброскорости поверхности дна блока, усредненные по 9 точкам его поверхности и частоте, при соответственно применении рам без и с покрытием из вибропоглощающего материала.

Уровни среднего квадрата скорости вибраций рам модификации 1 и 2 представлены на рис. 1. Разность между приведенными кривыми равна по определению эффективности покрытия (рис. 2). Не равномерность кривой эффективности на низких частотах можно объяснить узостью ширины полосы анализа.

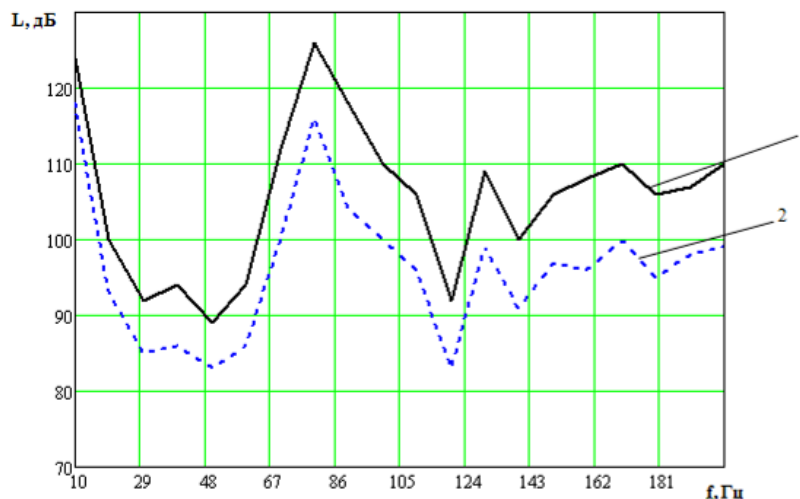


Рис. 1. Уровни среднеквадратичных виброускорений рам (средние значения) следующих модификаций: 1- штатной конструкции, 2- модификация 2.

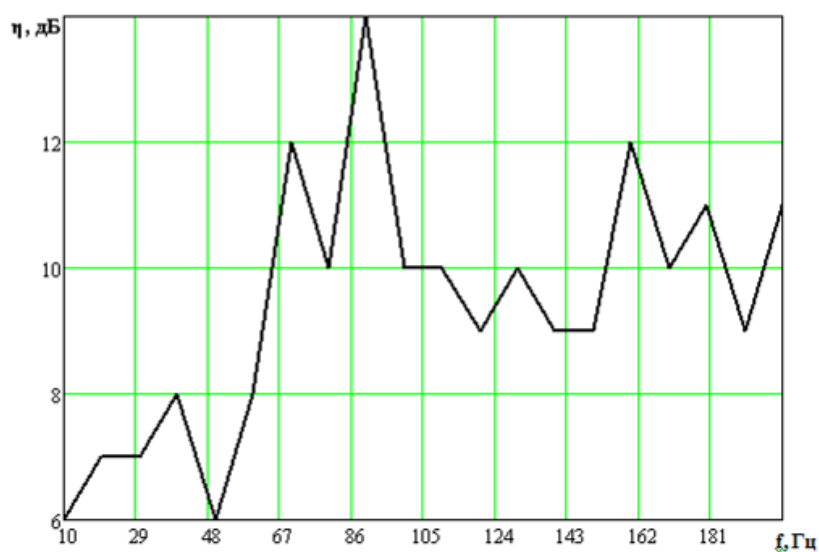


Рис. 2. Эффективности покрытий на рамах

Как показывает анализ рисунка 1 и 2, наибольшей демпфирующей способностью обладают рамы модификации 2, уровень демпфирования которых в диапазоне частот 10...60 Гц составляет 8 дБ, в диапазоне 50...200 Гц – 10-12 дБ.

В результате исследований показано, что рамы, изготовленные из слоистых балок с вибропоглощающим покрытием, являются эффективным средством снижения виброактивности блоков РЭА.

Литература

1. Ленков С.В. Обеспечение надежности РЭА / С.В. Ленков. – К.: ФАЛПУ, 1997. – 148 с.
2. Steinberg, D.S., Vibration Analysis for Electronic Equipment, John Wiley and Sons, New York, 2000. – 432 p.
3. Карпушин В.Б. Вибрации и удары в радиоаппаратуре / В.Б. Карпушин. – М.: Сов.радио, 1971. – 344 с.
4. Ильинский В.С. Защита РЭА и прецизионного оборудования от динамических воздействий / В.С. Ильинский. – М.: Радио и связь, 1982. – 296 с.
5. Ройзман В.П. Вибрации объединительных плат, расположенных в электронных приборах / В.П. Ройзман, В.В. Стрельбицкий // Вибрации в технике и технологиях. – 2005. – № 1. – С. 31-36.
6. Стрельбицкий В.В. Вибрации объединительных плат в электронных приборах / В.В. Стрельбицкий, В.П. Ройзман, Н.А. Нестер // Вісник Технологічного університету Поділля. Сер. техн. наук. – 2005. – № 5. – Ч.1 – С. 47-58.
7. Стрельбицкий В.В. Влияние корпуса блока радиоэлектронной аппаратуры на возбудимость объединительных плат / В.В. Стрельбицкий, А.П. Зиньковский // Вісник Хмельницького національного університету. Сер. техн. наук. – 2006. – № 5. – С. 144-147.
8. Стрельбицкий В.В. Способы снижения вибронпруженности об'єднаних друкованих плат у блоках радіоелектронної апаратури / В.В. Стрельбицкий, А.П. Зиньковский // Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні – Львів: Вид-во НУ “Львівська політехніка”. – 2006. – С. 238-241.
9. Стрельбицкий В.В. Результаты исследования демпфирующей способности слоистых балок / В.В. Стрельбицкий // Вісник Хмельницького національного університету, серія Технічні науки – 2013- № 1-С.41-43.
10. Стрельбицкий В.В. Некоторые результаты исследования демпфирующей способности составных балок / В.В. Стрельбицкий // Вісник Хмельницького національного університету, серія Технічні науки. – 2013 – № 6 – С.50-53.
11. Стрельбицкий В.В. Некоторые результаты исследования демпфирующей способности составных рам / В.В. Стрельбицкий // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2014 – № 3 – С.170-172.
12. Стрельбицкий В.В. Некоторые результаты исследования толщины прослойки на демпфирующую способность трехслойных балок / В.В. Стрельбицкий, С.Л. Горяченко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2015 – № 1 – С.182-186.
13. Горяченко К.Л. Часова нестабільність параметрів тензодатчиків із постійним навантаженням та їх автоматична компенсація / К.Л. Горяченко, С.Л. Горяченко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2013. – №3. – С. 143-149.

References

1. Lenkov S.V. Obespechenie nadezhnosti REA / S.V. Lenkov. – K.: FALPU, 1997. – 148 s.
2. Steinberg, D.S., Vibration Analysis for Electronic Equipment, John Wiley and Sons, New York, 2000. – 432 p.
3. Karpushin V.B. Vibratsii i udary v radioapparature / V.B. Karpushin. – M.: Sov.radio, 1971. – 344 s.
4. Il'inskiy V.S. Zashhita RJeA i precizionnogo oborudovaniya ot dinamicheskikh vozejstvij / V.S. Il'inskiy. – M.: Radio i svjaz', 1982. – 296 s.
5. Rojzman V.P., Strel'bickij V.V. Vibratsii ob#edinitel'nyh plat, raspolzhenykh v jelektronnyh priborah // Vibratsii i tehnologijah. – 2005. – № 1. – S. 31-36.
6. Strel'bickij V.V., Rojzman V.P., Nester N.A. Vibratsii ob#edinitel'nyh plat v jelektronnyh priborah // Visnik Tehnologichnogo universitetu Podillja. Ser. tehn. nauk. – 2005. – № 5. – Ch.1 – S. 47-58.
7. Strel'bickij V.V., Zin'kovskij A.P. Vlijanie korpusa bloka radiojelektronnoj apparatury na vzbudimost' ob#edinitel'nyh plat // Visnik Hmel'nic'kogo nacional'nogo universitetu. Ser. tehn. nauk. – 2006. – № 5. – S. 144-147.
8. Strel'bickij V.V., Zin'kovskij A.P. Sposobi znizhennja vibronapruzhennosti ob'ednavchih drukovanih plat u blokah radioelektronnoj aparatury // Avtomatizacija virobnychih procesiv u mashinobuduvanni ta priladobuduvanni – L'viv: Vid-vo NU “L'vivska politehnika”. – 2006. – S. 238-241.
9. Strel'bickij V.V. Rezul'taty issledovanija dempfirujushhej sposobnosti sloistyh balok / V.V. Strel'bickij // Visnik Hmel'nic'kogo nacional'nogo universitetu, serija Tehnichni nauki – 2013- № 1-S.41-43.
10. Strel'bickij V.V. Nekotorye rezul'taty issledovanija dempfirujushhej sposobnosti sostavnyh balok / V.V. Strel'bickij // Visnik Hmel'nic'kogo nacional'nogo universitetu, serija Tehnichni nauki. – 2013 – № 6 – S.50-53.
11. Strel'bickij V.V. Nekotorye rezul'taty issledovanija dempfirujushhej sposobnosti sostavnyh ram / V.V. Strel'bickij // Vimirjuval'na ta obchisljuval'na tehnika v tehnologichnih processah. – 2014 – № 3 – S.170-172.
12. Strelbitskiy V.V., Horiashchenko S.L. Some results of research of thickness of layer on damping capacity of the three-layered beams. Khmelnytskyi. Measuring and Computing Devices in Technological Processes. 2015. Issue 1. P 182-186
13. Horiashchenko S.L., K Horiashchenko. K.L. Sentinel instability of parameters of tenzosensors with a quiescent load and automatic compensation. Khmelnytskyi. Measuring and Computing Devices in Technological Processes. 2013. Issue 3. P. 143-149.

ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Аннотация. Выполнен анализ полученных результатов автоматизированного исследования при функционировании преобразователей с однофазным и многофазным принципами преобразования.

Ключевые слова: преобразователи электроэнергии, модульные импульсные преобразователи постоянного напряжения

V.B. RUSALOVSKIY, T.N. YERYKALINA, O.V. MAJSTRENKO

Odessa National Academy of Telecommunications n.a. A.S. Popov

vicrusal@mail.ru

INVESTIGATION OF PULSED DC-DC CONVERTERS

Annotation. The analysis of the results obtained during the operation of converters with single and multiphase transformations was made.

Keywords: power converters, modular DC-DC Converters

Импульсные преобразователи постоянного напряжения (ППН) модульной структуры с многофазным принципом преобразования, на сегодняшний день являются относительно новым и малоисследованным классом устройств силовой преобразовательной техники.

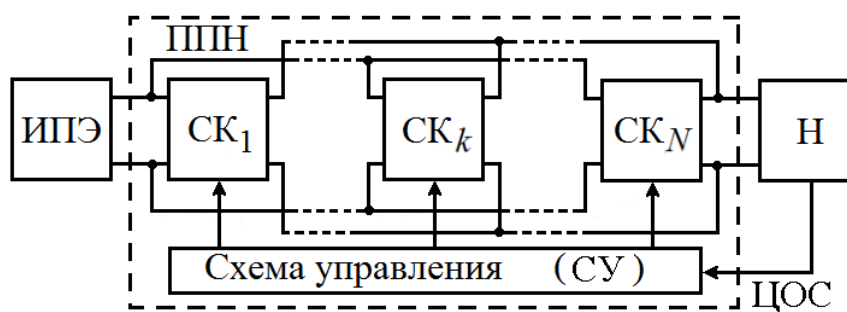


Рис.1. Структурная схема ППН модульной структуры из N силовых каналов

ППН с однофазным (ОИП) или многофазным (МИП) принципами преобразования модульной структуры могут быть реализованы на основе силовых каналов (СК) инвертирующего типа в случае, когда необходимо получить на выходе напряжение с полярностью, обратной по отношению напряжения первичного источника питания [1, 2].

При изучении характеристик ППН модульной структуры, зависящих от числа СК N , решается задача исследования влияния N (на абсолютные, относительные пульсации, коэффициенты сглаживания структуры и т.п.) при заданной мощности нагрузки СК ($P_{\text{нк}} = \text{const}$).

Силовая часть МИП построена на основе идентичных СК, включенных параллельно по входу и по выходу, с выходным током в каждом k -ом СК $I_{\text{нк}} = 2\text{А}$ при постоянной мощности нагрузки $P_{\text{нк}} = 96\text{ Вт}$ ($U_{\text{н}} = 48\text{В}$). В качестве накопителя электрической энергии в СК выберем дроссель с индуктивностью $L_{\text{нк}} = 25\text{ мкГн}$. При частоте преобразования $f = 150\text{ кГц}$ исследуем параметры электрических процессов в МИП, состоящего из $N = 2, 4, 8$ СК.

При постоянной мощности СК увеличение их числа N не приводит к изменению величины пульсаций токов (рис.2,а), что подтверждают временные диаграммы (рис.3).

При увеличении коэффициента накопления $k_{\text{н}}$, а значит и времени накопления $t_{\text{н}}$, время возврата накопленной энергии $t_{\text{в}}$ при безразрывном режиме уменьшится ($k_{\text{в}} = 1 - k_{\text{н}}$). Т.к. ток нагрузки $I_{\text{нк}}$ СК протекает на интервале $t_{\text{в}}$, то при одном и том же значении $I_{\text{нк}}$ увеличение $k_{\text{н}}$ приведет к возрастанию абсолютных и относительных пульсаций МИП как в цепи потребления соответственно - $\Delta I_{\text{пм}}$, $k_{\text{ппм}}$, так и в цепи нагрузки - $\Delta I_{\text{нм}}$, $k_{\text{пнм}}$ (рис.2,а,б). При этом количество СК N в МИП не влияет на величину $\Delta I_{\text{пм}}$, $\Delta I_{\text{нм}}$ (рис.2,а), что подтверждают временные диаграммы токов нагрузки МИП (рис.3). Однако, как видно из тех же временных диаграмм, увеличение числа СК приводит к пропорциональному увеличению в

N раз средних значений токов нагрузки. Постоянная составляющая тока потребления СК также с ростом N увеличится, что приведет к уменьшению коэффициента пульсаций тока потребления МИП $\kappa_{\text{пм}}$ (рис.2,а).

Величина напряжения нагрузки в режиме стабилизации является постоянной (в данном примере $U_{\text{н}}=48\text{В}$), величина тока нагрузки $I_{\text{нм}}$ МИП при параллельном включении СК пропорциональна их количеству N . Частота пульсаций увеличивается пропорционально количеству N СК (рис.3).

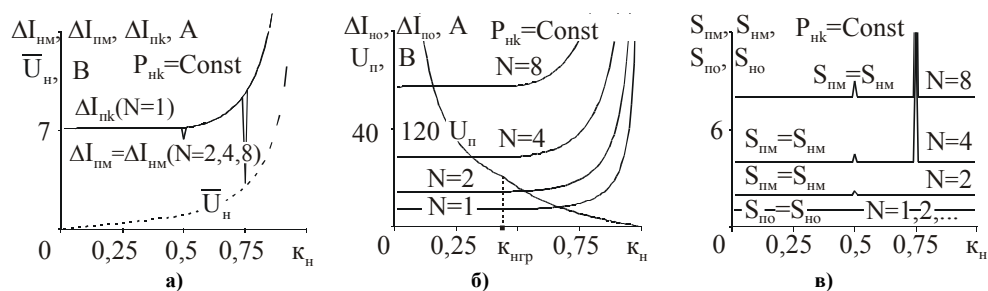


Рис. 2. Зависимости пульсаций токов МИП (а), ОИП (б) и коэффициентов сглаживания (в) на их входе и выходе при $N=1, 2, 4, 8$

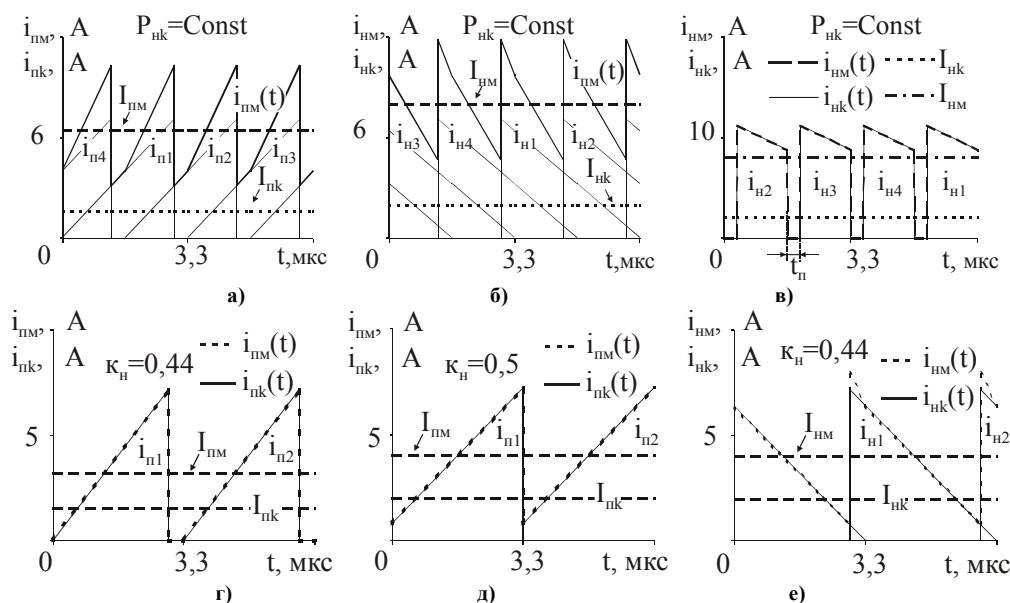


Рис.3. Временные диаграммы токов потребления (а,г,д) и нагрузки (б,в,е) СК и МИП при $N=4$ (а-в), $N=2$ (г-е)

В ОИП с СК инвертирующего типа пульсации токов потребления $\Delta I_{\text{по}}$ и нагрузки $\Delta I_{\text{но}}$ с ростом N увеличиваются (рис.2,б), так как СК коммутируются одновременно.

Зависимости коэффициентов сглаживания пульсаций тока потребления и нагрузки показывают, что эффективность сглаживания МИП по сравнению с ОИП растет с ростом количества СК N (рис.2,в).

Литература

- Кадацкий А.Ф. Алгоритмы моделирования электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения модульной структуры с силовыми каналами инвертирующего типа / [А.Ф. Кадацкий, А.П. Руссу, Т.Н. Ерыкалина] // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2013 - №1. – С.88-98.
- Русаловский В.Б. Исследование многофазных импульсных преобразователей постоянного напряжения в частотной области при асимметрии электрических процессов / Русаловский В.Б. // Международная НТК. Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Одеса, (3-8 июня 2013 г.). – С.159–160.

**МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ПРОСТОРОВИХ ПАРАМЕТРІВ
МЕРЕЖІ МОБІЛЬНОГО CDMA ЗВ'ЯЗКУ**

Аннотация. Запропонована методика розрахунку просторових параметрів мережі мобільного зв'язку CDMA. Методика ґрунтується на співвідношенні, що пов'язує відношення сигнал/завада, коефіцієнт розширення спектру, кількість активних абонентів у стільниках і взаємне положення стільників в мережах стільникового зв'язку CDMA. Наведений приклад розрахунку.

Ключевые слова: просторові параметри мережі, кількість базових станцій в мережі, площа стільника, радіус дії стільника, система мобільного зв'язку, CDMA

M.V. POLEVA, S.N. KIYKO, M.B. PROTSSENKO

Odessa National Academy of Telecommunications n.a.A.S. Popov
m_protchenko@mail.ru**METHOD OF CALCULATION OF SPATIAL PARAMETERS
OF MOBILE CDMA COMMUNICATIONS NETWORK**

Annotation. Method of calculating of spatial parameters of CDMA mobile network is proposed. The method is based on the ratio that connects the signal/noise ratio, coefficient of expansion of the spectrum, the number of active subscribers in the cell and the relative position of cells in cellular CDMA networks. Examples of calculation are given.

Keywords: spatial parameters of network, number of base stations in network, area of cell, radius of cell, mobile communication system, CDMA

Мережі мобільного зв'язку розвиваються, і все більшу популярність набувають стандарти передачі даних в радіоканалі, засновані на кодовому розділенні каналів (CDMA) [1,2]. В Україні отримали широке розповсюдження мережі стандарту CDMA2000 [2]. Метою даної роботи є розробка методики визначення основних просторових параметрів мереж мобільного зв'язку зі стільниковою структурою, що використовують технологію CDMA.

До основних просторових параметрів можна віднести: площу зони обслуговування, кількість стільників або кількість базових станцій в мережі, площу стільників та радіус дії стільників. Зазвичай площа зони обслуговування є заданою, а для знаходження інших параметрів необхідно попередньо обчислити середньодобову швидкість передачі даних від абонентів, коефіцієнт розширення спектру, кількість абонентів, що знаходяться одночасно в мережі та загальну швидкість передачі даних у мережі, кількість активних абонентів в стільниках.

Для розрахунку середньодобової швидкості передачі даних для тарифного плану 1ГБ було враховано: витрати у місяць $T_{1G} = B_m \cdot MBit \cdot Tar_1$, де B_m – витрати у місяць (теоретично) %; $MBit$ – кількість біт в 1-му ГБ, Tar_1 – тариф в місяць (теоретично) ГБ, витрати в день $B_{d1G} = T_{1G} \cdot 30^{-1}$, де T_{1G} – витрати у місяць, МБ. Тоді швидкість передачі визначається за формулою

$$V_{per1} = 0,022 \cdot B_{d1G} \cdot MBit^2 \cdot T_{1G}^{-1},$$

де B_{d1G} – витрати в день (1ГБ); $MBit$ – кількість біт в 1-му ГБ; T_{1G} – кількість абонентів онлайн за добу (теоретично), год.

Щоб знайти кількість абонентів, які одночасно знаходяться в мережі для тарифного плану 1ГБ, було враховано наступні фактори: кількість абонентів для тарифного плану 1ГБ $N_{ab1g} = N_{abt} \cdot P_{1g}$ де N_{abt} – передбачувана кількість абонентів на початковому етапі; P_{1g} – кількість абонентів, які користуються тарифним планом 1ГБ в місяць, %.

Тоді кількість абонентів, що одночасно знаходяться в мережі за тарифним планом 1ГБ визначається за формулою

$$N_{a1g} = N_{ab1g} \cdot T_{1g} \cdot Ts^{-1},$$

де N_{ab1g} – кількість абонентів для тарифу 1ГБ; T_{1g} – онлайн за добу (теоретично), год; Ts – кількість годин на добу.

Аналогічно розраховуються середньодобові швидкості передачі даних та кількість абонентів, які одночасно знаходяться в мережі на інших тарифних планах, відповідно 5 ГБ і 10ГБ. Знаючи середню швидкість абонентів кожного тарифного плану та відносну кількість абонентів, що використовують кожен тарифний план, можна розрахувати середню швидкість передачі даних у мережі за формулою

$$R_{cr} = V_{per1} \cdot P_{1g} + V_{per5} \cdot P_{5g} + V_{per10} \cdot P_{10g}.$$

Для розрахунку загальної кількості абонентів, які знаходяться одночасно в мережі за тарифними планами 1ГБ, 5ГБ, 10ГБ можна скористатися формулою

$$N_a = N_{a1g} + N_{a5g} + N_{a10g},$$

де N_{a1g} , N_{a5g} , N_{a10g} – кількість абонентів, які знаходяться одночасно в мережі за тарифними планами 1ГБ, 5ГБ, 10ГБ, відповідно.

У передавальному обладнанні відбувається так зване розширення спектру кожного індивідуального сигналу, коли замість одного двійкового символу, який переносить інформацію (інформаційного біта) передається кілька двійкових символів (чипів), які однозначно ідентифікують переданий інформаційний біт. При цьому смуга частот, займана сигналом, збільшується у стільки разів, скільки чипів припадає на один біт. Це співвідношення називається коефіцієнтом розширення спектру SF (Spreading Factor) та визначається за формулою

$$SF = W \cdot R_{cr}^{-1},$$

де $W = 14,72 \cdot 10^6$, чіп/с – чіпова швидкість передачі на одній несучій в CDMA 2000; R_{cr} – середня швидкість передачі даних у мережі, кбіт/с.

Для того щоб знайти кількість активних абонентів в стільниках можна скористатися формулою

$$K = \text{round} \left[\frac{1 + SF \cdot SNR^{-1}}{\sum M} \right],$$

де SF – максимально можливий коефіцієнт розширення спектру; SNR – відношення сигнал/завада; $\sum M$ – взаємне положення стільників в мережах стільникового зв'язку, що використовують кодове розподілення сигналів.

Для визначення розмірів комірок в мережах стільникового зв'язку з CDMA можна використовувати відношення:

$$SNR = SF \cdot \left(\sum_{s=0}^M Ki \left(\frac{r_0}{r_i} \right)^n - 1 \right)^{-1},$$

де Ki – кількість активних абонентів в і-му стільнику; M – число сусідніх стільників.

Отриманий вираз пов'язує відношення сигнал/завада, коефіцієнт розширення спектру, кількість активних абонентів у стільниках і взаємне положення стільників в мережах стільникового зв'язку, що використовують кодове розподілення сигналів.

Знаючи кількість активних абонентів в одному стільнику і кількість одночасно активних абонентів в мережі розрахували кількість стільників або кількість базових станцій в мережі та площу стільника.

Кількість стільників або кількість базових станцій в мережі визначається за формулою

$$N_{BS} = N_a \cdot K^{-1},$$

де N_a – загальна кількість абонентів, які знаходяться одночасно в мережі за тарифними планами 1ГБ, 5ГБ, 10ГБ; K – кількість активних абонентів в стільниках.

Площа стільника з урахуванням, що абоненти розподілені рівномірно, розраховується за формулою

$$S_c = S_{misto} \cdot N_{BS}^{-1},$$

де S_{misto} – площа міста, км².

Тоді радіус стільника може бути визначено з відомого співвідношення

$$R = \sqrt{\frac{(2 \cdot S_c)}{3 \cdot \sqrt{3}}}.$$

Таким чином, запропонована методика розрахунку просторових параметрів мережі мобільного зв'язку з кодовим розділенням каналів, а саме кількість стільників або кількість базових станцій в мережі, площу стільників та радіус дії стільників. Методика ґрунтується на співвідношенні, що пов'язує відношення сигнал/завада, коефіцієнт розширення спектру, кількість активних абонентів у стільниках і взаємне положення стільників в мережах стільникового зв'язку CDMA.

Література

1. CDMA systems engineering handbook / Jhong S. Lee, Leonard E. Miller. — Artech House mobile communication library, 1998 — 1231 p.
2. <http://www.intertelecom.ua>

Reference

1. CDMA systems engineering handbook / Jhong S. Lee, Leonard E. Miller. — Artech House mobile communication library, 1998 — 1231 p.
2. <http://www.intertelecom.ua>

ВЕЙВЛЕТ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ С РЕКУРРЕНТНЫМ АЛГОРИТМОМ СЖАТИЯ

Аннотация. В работе реализован метод сжатия изображений с помощью рекуррентного алгоритма сжатия и многомерного вейвлет-преобразования.

Ключевые слова. Вейвлет-преобразование, само подобный, рекуррентный, сжатие.

N.A. PATLAENKO, E.V. OSHAROVSKAYA, V.I. SOLODKAYA

Odessa national academy of telecommunications n. a. A.S. Popov

WAVELET TRANSFORMATION WITH RECURRENT COMPRESSION ALGORITHM

Annotation. In this paper we implemented image compression method using a recursive algorithm for compression and multi-dimensional wavelet transform.

Keywords. Wavelet transform, self-similar, recurrent compression.

Многомерное вейвлет-преобразование позволяет полноценно реализовать два основных принципа сжатия изображений:

1. Уменьшение избыточности внутри изображения, так как всегда существует корреляция между соседними элементами изображения, путём перераспределения энергии.

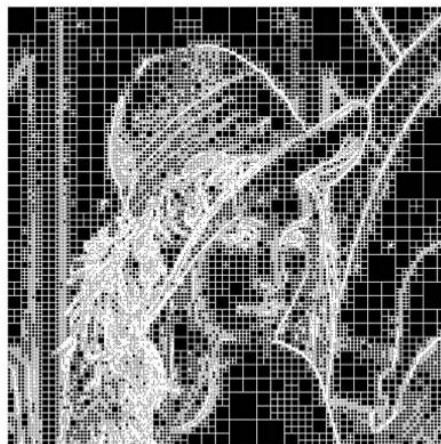
2. Восприятие зрительной системы субъективно, равномерно распределённая ошибка восстановленного изображения менее заметна глазу, чем при алгоритмах с резкими переходами в области границ, это позволяет вносить большую ошибку, малозаметную глазу.

Основным свойством вейвлет-преобразования является перераспределение энергии сигнала, концентрации её в некотором числе каналов. Таким образом изображение можно представить в виде рекуррентно-масштабного преобразования, представляющего из себя само подобной копии.

Предлагается применить рекуррентное преобразование к многомерному вейвлет-преобразованию, путём разбиения всех коэффициентов вейвлет-преобразования на многомерное квадродерево (рис. 1)



а)



б)

Рис. 1 – Оригинальное изображение а) рекуррентное преобразование б)

Литература

1. Патлаенко Н.А. Анализ методов стиснення цифрових відео послідовностей у телевізійних системах. / Н.А. Патлаенко, В.И. Солодка, Арделян М.І. // Цифрові технології №12 2012г. с. 117 – 122.

2. Патлаенко М.О. Анализ методов сжатия цифровых изображений с помощью фрактальных преобразований / Патлаенко М.О. // 68-а науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів / 5-7 грудня 2013 р.

3. Патлаенко М.О. Анализ методов стиснення цифрових відео послідовностей / Патлаенко М.О. // 68-а науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу, науковців, аспірантів та студентів / 5-7 грудня 2013 р.

**АВТОМАТИЗАЦІЯ ПРОЦЕСУ ВИЗНАЧЕННЯ ВМІСТУ
МАГНІТНОЇ ФРАКЦІЇ В РУДАХ**

Анотація: В доповіді коротко викладені відомі методи вимірювання вмісту феромагнітного матеріалів в рудах. Недоліком яких є відсутність автоматизації процесу виміру, приводиться новий метод, який здійснює в автоматичному режимі вимір вмісту магнітної фракції в рудах в три етапи. Це компенсація маси контейнера виміру, де розміщується проба, вимір маси проби, визначення сигналу, що пропорційний силі, яка діє на пробу в магнітному полі і розрахунок питомого вмісту магнітної фракції аналізованої проби.

Ключові слова: концентрація магнітних матеріалів, неоднорідне магнітне поле, немагнітний важель, запам'ятовуючий пристрій сигналу, керований стабілізатор струму.

A.K. YANOVITSKYI, L.A. KOVTUN, A.V. SPIVAK

Khmelnytskyi National University
sorokinaluda@ya.ru**PROCESS AUTOMATION DETERMINATION OF CONTENT MAGNETIC FRACTION ORES**

Annotation: The report summarizes the known methods of measurement of ferromagnetic materials ores. The disadvantage is the not automation process of measuring, driven by a new method that automatically performs measurements of magnetic fraction in ores in three stages. There are compensation weight measurement container where the sample is located, measuring the mass of the sample, determine the signal strength is proportional to that effect on the sample in a magnetic field and calculation of the specific content of magnetic fractions analyzed samples.

Key words: the concentration of magnetic materials, inhomogeneous magnetic field, nonmagnetic lever, memory signal, a current controlled.

Зважаючи на те, що більш багата на залізо металургійна сировина ефективніше переробляється, а вміст корисного компонента в рудах все більше зменшується, виникає необхідність в збагаченні руд, які добувають як відкритим, так і підземним способом. При цьому виникає необхідність у визначенні вмісту магнітного заліза в рудах, що направляються на збагачення з кар'єрів і шахт. Така ж задача стоїть при відлагодженні та контролі за ходом технологічного процесу на магнітозбагачувальних фабриках. Відсутність ефективних засобів вимірювання вмісту магнітного заліза приводить до значного перевитрачання на транспортування, подрібнення та збагачення руд, що не відповідає вимогам законодавства України про ресурсозберігаючі технології в промисловості та основними положенням Державної науково-технічної програми «Ресурсозберігаючої технології нового покоління в гірничо - металургійному комплексі».

Широкого застосування набув пристрій [1] для визначення вмісту феромагнітного матеріалу, який містить циліндричну кювету з досліджуваною пробой, шток, лінійний диференціальний трансформатор, циліндричну пружину, електромагнітну котушку з зовнішнім магніто проводом - екраном, стабілізатор електричного режиму змінного струму, вимірювальну схему, задавач сили постійного струму, елемент порівняння, підсилювач, виконавчий механізм змінного струму в напругу, елемент порівняння, випрямляч, згладжу вальний фільтр, електромагнітну котушку. Але його недоліком є виникнення значної похибки при вимірюванні в наслідок зміни в достатньо широких межах напруженості магнітного поля в порожнині електромагнітної котушки під впливом зміни її активного опору при нагріванні в процесі роботи та при фіксуванні переміщення плунжера лінійного диференціального трансформатора по його вихідній напрузі в умовах зміни форми кривої ферорезонансним стабілізатором напруги і змінного струму та широко розповсюдженими тиристорними перетворювачами.

Недоліком відомої установки «Магнетит-1» [2], в основу якої покладено вимірювання питомої намагніченості насичення, абсолютне значення якої лінійно залежить від концентрації феромагнітних мінералів, є те що він не забезпечує процеси автоматизації виміру.

Ці недоліки можуть бути усунені у пристрої [3], структурна схема якого наведена на рис. 1. Він дозволяє підвищити продуктивність визначення вмісту магнітної фракції за рахунок автоматизації процесу вимірювання сили, діючої на пробу в неоднорідному магнітному полі.

До складу структурної схеми пристрою для визначення вмісту магнітної фракції в рудах входять наступні функціональні вузли: 1 - Магніт, 2 - Ярмо, 3 - Двигун постійного струму з незалежним збудженням, 4 - Контейнер для аналізованої проби, 5 - Немагнітний важіль, 6 - Противага, 7 - Геркон, 8 - Керований магніт, 9 - Поворотна платформа, 10 - Реверсивний привод, 11 - Робочий зазор, 12 - Генератор імпульсу, 13 - Блок управління, 14 - Електронні ключі, 15 - Генератори, 16 - Аналогові суматори, 16 - Джерело опорної напруги, 17 - Керований стабілізатор струму, 18 - Блок поділу, 19 - Кінцеві вимикачі (поворотної платформи), 20 - Реєструючий прилад.

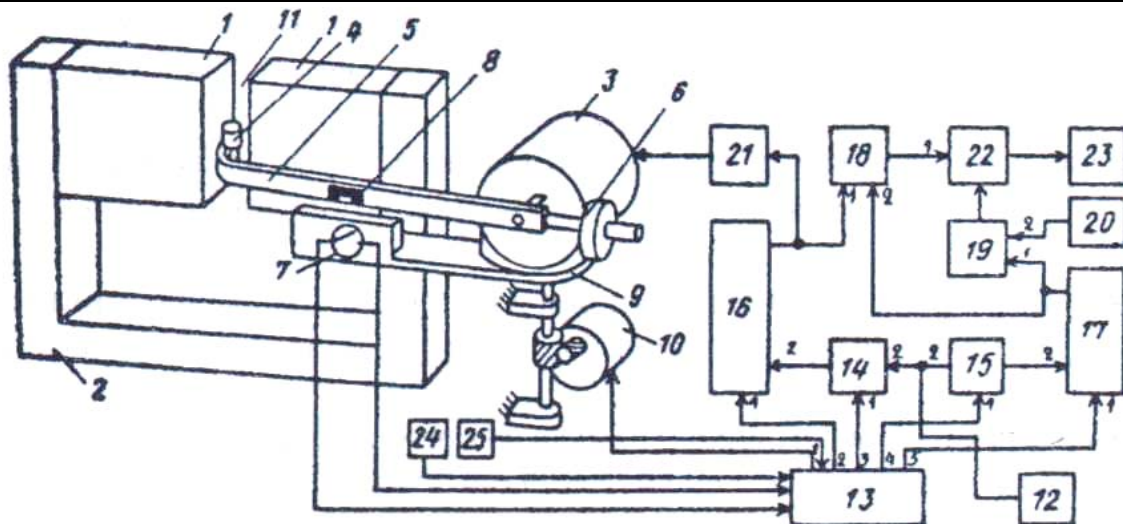


Рис. 1. Структурна схема пристрою

Роботу пристрою можна розбити на три етапи.

На першому етапі (перед початком вимірювань) відбувається компенсація маси контейнера.

На другому етапі проводиться вимірювання і запам'ятовування сигналу, що пропорційний масі проби.

На третьому етапі роботи проводиться визначення сигналу, що пропорційний силі, яка діє на пробу в магнітному полі магнітів.

Подальша робота пристрою виконується аналогічно першого етапу до моменту переходу стабілізатора в режим стабілізації струму. При цьому на виході генератора встановлюється напруга, пропорційна сумі мас проби і контейнера і силі, діюча на магнітну фракцію проби в неоднорідному магнітному полі, яке надходить на перший вхід суматора. На виході подільника виникає напруга, пропорційна питомій силі, що діє на магнітну фракцію проби в неоднорідному магнітному полі, тобто питомого вмісту магнітної фракції в аналізованій пробі, яка реєструється пристроєм.

Перевагою даного пристрою є підвищення продуктивності визначення вмісту магнітної фракції за рахунок автоматизації процесу вимірювання сили, діючої на пробу в неоднорідному магнітному полі.

Література

1. А.с.327398 СССР, МКИ Е01п15/00. Устройство для определения содержания ферромагнитного материала./ В.И. Новохатько, Т.И. Гуленко, В.А. Кондратьев, В.Г. Лысов (СССР) - №1338190/26-25; заявл. 10.06.69; опубл.26.01.72, бюл. №3.
2. ГОСТУ 3206-95. Руди залізні типу залізних кварцитів. Метод визначення заліза магнетиту.-К.: Держстандарт України, 1999.
3. А.с.1469472 СССР, МКИ 601№27/72. Устройство для определения содержания магнитной фракции в рудах /И.С. Чук, Н.А. Ткаченко, А.К. Яновицкий, В.Н. Волощук, Ю.Л. Грицай, М.И. Попова.- №4185971/24-21; заяв.18.12.86; опубл. 30.03.89, бюл. №12.

References

1. A.s.327398 SSSR, MKY Ye01p15/00. Ustroistvo dlia opredeleniya sodержaniya ferromagnitnoho materyala./ V.Y. Novokhatko, T.Y. Hulenko, V.A. Kondratev, V.H. Lysov (SSSR) - №1338190/26-25; zaiavl. 10.06.69; opubl.26.01.72, biul. №3.
2. HOSTU 3206-95. Rudy zalizni typu zaliznykh kvartsytiv. Metod vyznachennia zaliza mahnetytu.-K.: Derzhstandart Ukrainy, 1999.
3. A.s.1469472 SSSR, MKY 601№27/72. Ustroistvo dlia opredeleniya sodержaniya mahnitnoi fraktsyy v rudakh /Y.S. Chuk, N.A. Tkachenko, A.K. Yanovitskiy, V.N. Voloshchuk, Yu.L. Hrytsai, M.Y. Popova.-№4185971/24-21; zaiav.18.12.86; opubl. 30.03.89, biul. №12.

ПИТАННЯ ІНТЕРПРЕТАЦІЇ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДАНИХ З КОЛЬОРОСПРИЙНЯТТЯ ОГЛЯДУ НА ВИКОРИСТАННЯ ЇХ У ТЕЛЕВІЗІЙНИХ ЗАСТОСОВАННЯХ

Анотація. Розглянуто дослідження МакАдама, Брауна, Брауна та МакАдама, Вищецького та Філдера, експерименти дослідного центру LUTCHI з оцінювання кольоросприйняття та порогового кольоророзрізнєння. Сформульовано проблему урахування експериментальних даних з порогового сприйняття кольору в існуючих просторах кольоророзрізнєння.

Ключові слова: кольоросприйняття, порогови кольоророзрізнєння, еліпси МакАдама, еліпсоїди Брауна, еліпсоїди Вищецького-Філдера, LUTCHI, нелінійне перетворення (ξ, η).

O.F. MAZURKIEWICZ

O.S.PopovOdessa national academy of telecommunications

COLOR APPEARANCE EXPERIMENTAL DATA INTERPRETATION ISSUES ACCORDING TO THEIR USE IN TELEVISION APPLICATIONS

Annotation. MacAdam, Brown, Brown and MacAdam, Wyszecki and Fielder data, LUTCHI research centre data on colour difference thresholds and colour appearance are reviewed. Actual issues of taking into account experimental data on threshold color perception in existing colour difference spaces are formulated.

Keywords: colour appearance, colour difference thresholds, MacAdam ellipses, Brown ellipsoids, Wyszecki-Fielder ellipsoids, LUTCHI, nonlinear transformation (ξ, η).

На сьогоднішній день вища метрика кольору є досить розробленою, стандартизованою та використовуваною в інженерній та науковій практиці. Побудова вищої метрики кольору базується не тільки на законах Грасмана, але й на психофізиці сприймання кольорів. Тобто створення вищих метрик кольору потребує достатньої кількості експериментальних даних зі сприйняття кольору зоровим аналізатором людини. Загалом можна виділити два підходи до проведення таких експериментів: психофізичні методи, розроблені Фехнером (методи установки на найбільшу подібність стимулів та установки на ледве помітні розбіжності стимулів) та методи психофізичного шкалювання, розроблені Стивенсом (побудова психофізичної шкали у відповідності до сприйманої величини стимула). За цими підходами можна виділити декілька значних експериментів:

Експеримент МакАдама. Систематичне дослідження з оцінювання порогових властивостей зору на різних ділянках кольорних діаграм було проведено МакАдамом у 1942 році [1]. Дослідження включало себе урівнювання за кольорністю двох стимулів – фіксованого та випробувального. Результатом досліджень стали еліпси різних діаметрів, побудованих навколо 25 точок з фіксованою кольорністю. Еліпси було побудовано на основі результатів приблизно 20000 експериментів з урівнювання спостерігачем PGN з нормальним кольоровим зором та являють собою геометричне місце точок однаково сприйманих кольорностей. Півосі еліпсів дорівнюють середньоквадратичним помилкам встановлення кольорних рівностей спостерігачем за рівної яскравості для всіх еліпсів (48 кд/м^2). Довжину півосей приймають за поріг кольоророзрізнєння.

1. *Експерименти Брауна та Брауна й МакАдама.* У 1949 році Брауном та МакАдамом було проведено дослідження з оцінювання порогового розрізнєння розбіжностей кольорів [2]. Випробування проводились для 38 фіксованих стимулів двома спостерігачами (WRJB та DLM). Яскравості порівнюваних стимулів змінювались в діапазоні від 1 кд/м^2 до 34 кд/м^2 . На основі експериментальних даних Брауном та МакАдамом було побудовано 38 еліпсоїдів кольоророзрізнєння. Детальний опис проведення експерименту Брауна й МакАдама та довжину півосей поперечних перерізів еліпсоїдів для відповідних рівнів яскравості представлено в [6]. В подальших дослідженнях з порогового кольоророзрізнєння Брауном у 1957 р. [3] було отримано 22 еліпсоїди з центрами в широкому діапазоні кольорностей та яскравостей від $10,3 \text{ кд/м}^2$ до $20,6 \text{ кд/м}^2$, причому експеримент проводився з залученням 12 спостерігачів. Еліпсоїди було побудовано шляхом зваженого усереднення експериментальних даних всіх спостерігачів. Поперечні перерізи еліпсоїдів Брауна надано в [6].

2. *Експерименти Вищецького та Філдера.* В роботах Вищецького (1965) [4] й Вищецького та Філдера (1971) [5] були представлені дані з урівнювання великих розбіжностей в кольорі, тобто розбіжностей, в декілька разів більших за поріг кольоророзрізнєння. Експеримент проводився з використанням трьох шестикутних полів діаметром 3° кожний, що їх було розташовано у білому оточенні яскравістю 6 кд/м^2 . Спостерігачам (GF, AR та GW) пропонувалося оцінити різницю в кольорі для кожного з шестикутників попарно. Кінцеве урівнювання досягалось за однаково сприйманої яскравості та кольорності для трьох шестикутників разом. Експеримент було проведено для 28 фіксованих стимулів яскравістю 12 кд/м^2 . Таким чином, результатом дослідження стали 28 еліпсоїдів розрізнєння великих кольорових розбіжностей [6].

3. *Експерименти дослідного центру LUTCHI* (Loughborough University of Technology Computer and

Human Interface). В роботах Люо (1991, 1993, 1995) [7-11], Ханта та Люо (1994) [12] були представлені дані з кількісної інтерпретації кольоросприйняття за різних умов освітлення. Експерименти проводились 4–8 спостерігачами з нормальним кольоровим зором для стимулів, які було розділено на 8 груп відповідно до умов спостереження стимулів, а також до характеристик самих стимулів. Загалом було проведено 59 фаз експерименту. Оцінка проводилась за світлотою, колірністю та колірним тоном, а також за допомогою теле-спектрорадіометру вимірювались колориметричні характеристики оцінюваного стимулу. Колориметричні характеристики виражені в координатах x, y, Y . Оцінки світлоти та колірного тону обчислювались як арифметичне середнє наданих спостерігачами оцінок, оцінка колірності – як геометричне середнє. Яскравості стимулів змінювались в широкому діапазоні. Наприклад, для самовипромінюючих стимулів (ЕПТ) яскравості змінювались від 20 кд/м² до 42 кд/м².

Результати експериментів МакАдама дані LUTCHI отримали вираження при побудові просторів кольоророзрізнєння (CIELAB, CIELUV) нелінійне перетворення (ξ, η) колірного графіку МКО 1960) та моделі кольоросприйняття CIECAM02 відповідно. Зазначені простори та модель є універсальними у передбаченні кольору та ледве помітних відмінностей в кольорі, хоча модель CIECAM02 є значно більш розробленою в тому сенсі, що в ній враховано більший набір експериментальних даних. Дані з порогового кольоророзрізнєння Брауна й МакАдама, Брауна та дані з розрізнєння великих розбіжностей в кольорі Вищецького та Філдера взагалі не враховані в існуючих моделях кольоросприйняття.

Проте сучасний рівень прогресу телевізійних технологій є таким, що відтворення зображень може виконуватися із якістю, яку характеризують відмінністю між кольорами передаваної сцени та відтвореного зображення на рівні порогів розрізнєння кольорів. Тому задача розробки саме просторів кольоророзрізнєння методами оптимізації з урахуванням повного набору експериментальних даних вважається одним із пріоритетних напрямків телевізійної кваліметрії. Таку задачу можна вирішити на основі нелінійного перетворення (ξ, η) колірного графіку МКО 1960, виконаного МакАдамом [13-15] через наявність аналітичного виразу перетворення та приближення його метрики, до евклідової метрики [16, стор. 351].

Література

1. MacAdam D. Visual sensitivities to color differences in daylight/ D. MacAdam// J. Opt. Soc. Am.. – 1943. – № 32. – С. 247.
2. Brown W., MacAdam D. Visual sensitivities to combined chromaticity and luminance differences/ W. Brown, D. MacAdam// J. Opt. Soc. Am. – 1949. – № 39. – 808 с.
3. Brown W. Color discrimination of twelve observers/ W. Brown// J. Opt. Soc. Am. – 1957. – № 47. – 137 с.
4. Wyszecki G. Matching color differences/ G. Wyszecki// J. Opt. Soc. Am. – 1965. – № 55. – 1319 с.
5. Wyszecki G., Fielder G. Color-difference matches/ G. Wyszecki// J. Opt. Soc. Am. – 1971. – № 61. – 1501 с.
6. Wyszecki G., Stiles W. S. Colour Science. Concepts and methods, quantitative data and formulae/ G. Wyszecki, Stiles W. S. // USA: John Wiley and Sons. – 2000. – 950 с.
7. Luo M. R. Quantifying colour appearance. Part I. LUTCHI colour appearance data/ M. R. Luo, A. A. Clarke, P. A. Rhodes [та ін.]// Color Res. Appl. – 1991. – № 16. – С. 166–180.
8. Luo M. R. Quantifying colour appearance. Part II. Testing colour models performance using LUTCHI colour appearance data/ M. R. Luo, A. A. Clarke, P. A. Rhodes [та ін.]// Color Res. Appl. – 1991. – № 16. – С. 181–197.
9. Luo M. R. Quantifying colour appearance. Part III. Supplementary LUTCHI colour appearance data/ M. R. Luo, X. W. Gao, P. A. Rhodes [та ін.]// Color Res. Appl. – 1993. – № 18. – С. 98–113.
10. Luo M. R. Quantifying colour appearance. Part IV. Transmissive data/ M. R. Luo, X. W. Gao, P. A. Rhodes [та ін.]// Color Res. Appl. – 1993. – № 18, С. 191–210.
11. Luo M. R. Quantifying colour appearance. Part V. Simultaneous contrast/ M. R. Luo, X. W. Gao, S. A. R. Scrivner// Color Res. Appl. – 1995. – 20. – С. 18–28.
12. Hunt R. W. G., Luo M. R. Evaluation of a model of colour vision by magnitude scalings: Discussion of collected results// Color Res. Appl. – 1994. – № 19. – С. 27–33.
13. MacAdam D. Geodesic chromaticity diagram / D. MacAdam // Farbe. – 1969. – № 18. – С. 77.
14. MacAdam D. Geodesic chromaticity diagram / D. MacAdam // Farbe. – 1970. – № 19. – С. 38.
15. MacAdam D. Geodesic chromaticity diagram based on variances of color matching by normal 14 observers / D. MacAdam // Appl. Optics. – 1971. – № 10. – С. 1.
16. Джадд Д. Цвет в науке и технике / Д. Джадд, Г. Вышецки. – М.: Мир, 1978 – 592 с.

РОЗРАХУНОК МЕТОДИЧНОЇ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ВЕЛИЧИНИ ТКО РЕЗИСТОРІВ ПРИ ЇХ НАГРІВАННІ ЕЛЕКТРИЧНИМ СТРУМОМ

Аналізуються похибки методу вимірювання ТКО прецизійних плівкових резисторів при їх нагріванні електричним струмом. Запропонована схема вимірювання ТКО, яка складається з джерела живлення та послідовно з'єднаних контрольованого та баластного резисторів. При відповідному виборі величини баластного опору схема може використовуватись для нагрівання та вимірювання величини ТКО резисторів. Приведено аналітичний вираз для максимальної відносної похибки вимірювання величини ТКО, який може бути використаний при проектуванні пристроїв для вимірювання ТКО прецизійних плівкових резисторів

Ключові слова: похибка, вимірювання, ТКО, прецизійний плівковий резистор

V.E. GAVRONSKIY, N.M. GAVRONSKAYA

Khmelnickiy polytechnic college
gavronskiy@gmail.com**CALCULATION OF METHODICAL ERROR OF MEASURING OF SIZE OF TCR OF RESISTORS AT THEIR HEATING BY ELECTRIC CURRENT**

Annotation. The errors of method of measuring of TCR of precision film resistors are analysed at their heating by an electric current. Offered chart of measuring of TCR, consisting of a power source and connected in series and controlled ballast resistors. At the proper choice of size of ballast resistance a chart can be used for heating and measuring of size of TCR of resistors. Analytical expression is resulted for the maximal relative error of measuring of size of TCR, which can be used in the design of devices to measure precision film resistors TCR

Keywords: error, measurement, TCR, precision film resistor

У виробництві плівкових резисторів найбільш трудомісткою операцією є вимірювання температурного коефіцієнта опору (ТКО). Актуальність розробки та впровадження пристроїв для автоматизації даної операції збільшується в зв'язку зі збільшенням вимог до точності номіналів виготовлених резисторів та їх стабільності.

Метод вимірювання ТКО прецизійних резисторів при їх нагріванні електричним струмом дозволяє контролювати за ТКО резистори в діапазоні номіналів від десятків долей ома до сотень кілоом. Максимальне значення номіналів обмежується допустимою величиною імпульсної напруги, яку можна подавати на резистор без зміни його властивостей.

Одним з основних блоків пристрою для вимірювання ТКО прецизійних плівкових резисторів є блок нагрівання, в якому реалізовується гіперболічна залежність $I = \frac{P}{U}$, де $P = const$, за допомогою лінійно ламаної апроксимації. Особливістю блок-схеми пристрою є суміщення кіл нагрівання та вимірювання величини ТКО резисторів з метою досягнення простоти та надійності пристрою. Це досягається за допомогою того, що на початку та в кінці нагрівання реалізовується вимірювання величин падіння напруги на резисторі та обчислюється їх різниця, яка з певною похибкою пропорційна величині ТКО.

Максимальна відносна похибка способу вимірювання величини ТКО плівкових резисторів при нагріванні їх електричним струмом становитиме:

$$\delta TCO \approx \frac{(1-k)^2}{1+6\sqrt{k}+k}$$

Отже, максимальна величина методичної похибки запропонованої схемивимірювання резисторів низьким ТКО визначається лише вибором k – величини коефіцієнта перекриття опору всередині піддіапазона. Наприклад, якщо методична похибка не повинна перевищувати 1,5%, коефіцієнт перекриття k потрібно вибрати не менше 0,5.

Література

1. Гуржій А.М. Електричні і радіотехнічні вимірювання. – Київ: Навчальна книга, 2002.
2. Дудюк Д.Л. Електричні вимірювання. – Львів: Афіша, 2003.
3. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений. М.: Мир, 1990.
4. Кушнир Ф.В. Электрорадиоизмерения, М.: Связь, 1980.
5. Дорожовець М., Мотало В., Стадник Б. Основи метрології та вимірювальної техніки. Львів: НУ „Львівська політехніка”, 2005.

**ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЗАДАННОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ САМОЛЕТНОГО
ОТВЕТЧИКА ПУТЕМ РЕШЕНИЯ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ**

Аннотация. Решена проблема обеспечения заданного уровня мощности самолетного ответчика путем создания статистически-детерминированных математических моделей и решения обратных задач синтеза допусков на параметры моделей.

Ключевые слова: обратная задача, математическое моделирование, АПЭ, статистически-детерминированная модель, самолетный ответчик, допуски

A.V. GOROSHKO, A.K. JANOVYTSKY, V.P. ROYZMAN

Khmelnytsky National University, Ukraine
iftomm@ukr.net**PROVIDING OF POWER LEVEL OF AEROPLANE DEFENDANT BY SOLVING THE INVERSE PROBLEM**

Annotation. Solved the problem of providing a given level of power aircraft defendant by creating statistically deterministic mathematical models and the solution of inverse problems of synthesis of tolerances on the model parameters.

Keywords: inverse problem, mathematical modeling, AGEs, statistically-deterministic model, airplane defendant, tolerances

Самолетный ответчик (СО) предназначен для работы с радиолокационными системами, которые входят в систему управления воздушным движением, и обеспечивает автоматическую выдачу этим радиолокационным системам информации о координатах самолета, бортовом номере, барометрической высоте полета, а также сигналов индивидуального распознавания и аварии. Исследуемый СО-69 используется и устанавливаются на гражданских и военных самолетах, таких как, например МиГ-23, МиГ-25, МиГ-27, МиГ-29, МиГ-31, Ту-142, Ту-95, Як-40, Л-410, АН-26, вертолет МИ-26.

Под обеспечением уровня мощности выходных параметров подразумевается гарантия стабильности мощности выходного ВЧ-сигнала, то есть выполнение требований ТУ на эту исходную характеристику в течение всего срока эксплуатации. Для этого необходимо было выявить первичные конструкторские и технологические факторы механической природы, влияющие на величину мощности исследуемого СО и построить математическую модель зависимости выходной характеристики от этих факторов, а также найти область работоспособности ответчика, т.е. область допустимых значений первичных факторов, гарантирующих выполнение ТУ для СО.

Мощность выходного ВЧ-сигнала формируется в приемопередатчике (ПП) основного блока СО-69, а точнее в генераторе СВЧ, содержащим два независимых каскада: автогенератор (задающий генератор - ЗГ) и усилитель мощности (УМ). При этом известно, что мощность выходного ВЧ-сигнала представляется в виде произведения двух функций, моделирующих каждый из каскадов ЗГ (φ_1) и УМ (φ_2), т.е.

$$P = \varphi_1 \cdot \varphi_2, \quad (1)$$

где $\varphi_1(\mathbf{x})$, $\varphi_2(\mathbf{x})$ - неизвестные функции, которые моделируют ЗГ и УМ соответственно.

При этом конструкция и технология сборки ответчика не предусматривает промежуточный контроль этих выходных характеристик отдельных каскадов. Возможно только измерения значений выходной характеристики самого генератора при произвольных наборах значений первичных факторов как ЗГ, так и УМ. С учетом такой многокаскадности генератора СВЧ для моделирования мощности был использован метод построения гибридных статистически детерминированных моделей [1].

Измеренные значения моделируемой мощности при некоторых фиксированных значениях первичных факторов ЗГ ($\mathbf{x}_{10}$) и УМ ($\mathbf{x}_{20}$) равны

$$P_0 = \varphi_{10} \cdot \varphi_{20}, \quad (2)$$

где $\varphi_{10} = \varphi_1(\mathbf{x}_{10})$, $i = 1, 2$ - фиксированные, но не известные значения функции φ_i .

Образует вспомогательные функции

$$P_1 = \varphi_1(\mathbf{x}_1) \cdot \varphi_{20}, \quad P_2 = \varphi_{10} \cdot \varphi_2(\mathbf{x}_2), \quad (3)$$

из которых

$$\varphi_1(\mathbf{x}_1) = P_1(\mathbf{x}_1) / \varphi_{20}, \quad \varphi_2(\mathbf{x}_2) = P_2(\mathbf{x}_2) / \varphi_{10}. \quad (4)$$

Подставив (4) в (2), получим $P = P_1(\mathbf{x}_1) \cdot P_2(\mathbf{x}_2) / (\varphi_{10} \cdot \varphi_{20})$, откуда с учетом (3) находим

$$P = P_1(\mathbf{x}_1) \cdot P_2(\mathbf{x}_2) / U_0. \quad (5)$$

Для получения статистически-детерминированной модели вида (5) необходимо построить полиномиальные модели для функций $P_i(\mathbf{x}_i)$, $i = 1, 2$ путем реализации $2^{n_1} + 2^{n_2}$ экспериментов по схеме

полного факторного эксперимента (l_1, l_2 - количество первичных факторов для ЗГ и УМ соответственно). С этой целью в первую очередь необходимо определить те первичные факторы ЗГ и УМ, которые должны быть учтены в этих моделях, и на основании экспертного опроса специалистов, было установлено, что значительно влияют на выходную характеристику P - мощность выходного ВЧ-сигнала, могут следующие параметры деталей и узлов каждого каскада генератора передатчика.

Параметры деталей и узлов ЗГ: усилие прижатия анодного плунжера к анодной цанги ЗГ $q_1 \cdot 10^2$, Н; диаметр корпуса катодно-сеточного контура ЗГ $q_2 \cdot 10^{-3}$, м; диаметр стакана катодно-сеточного контура ЗГ $q_3 \cdot 10^{-3}$, м; среднее арифметическое отклонений профиля поверхности стакана катодно-сеточного контура ЗГ $q_4 \cdot 10^{-6}$, м; среднее арифметическое отклонение профиля поверхности по кругу трубки анодной цанги ЗГ $q_5 \cdot 10^{-6}$, м; диаметр стакану анодного контура ЗГ $q_6 \cdot 10^{-3}$, м.

Параметры деталей и узлов УМ: усилие прижатия анодного плунжера к анодной цанги ЧП $Q_1 \cdot 10^2$, Н; Диаметр корпуса катодно-сеточного контура УМ $Q_2 \cdot 10^{-3}$, м; диаметр стакана катодно-сеточного контура УМ $Q_3 \cdot 10^{-3}$, м; среднее арифметическое отклонений профиля поверхности корпуса стакана катодно-сеточного контура УМ $Q_4 \cdot 10^{-6}$, м.

Определив вспомогательные функции (20), получили выражение для мощности через абсолютные переменные

$$P = (-622,537 + 0,0094q_2 + 1651,4286q_3 + 3643,4286q_4 + 49,06q_5 + 351,4839 \cdot 10^6 q_6) \cdot (-46,9037 - 802,8571Q_1 + 586,5306Q_2 + 2780816,33Q_3 + 0,2277Q_4 - 0,0152 \cdot 10^{-5} (Q_1 - 0,03201) \cdot (Q_4 - 6)).$$

Для обеспечения надежного контакта поршня с корпусом объемного резонатора и с анодной цангой генератора СВЧ необходимо иметь внутреннюю поверхность корпуса резонатора и внешнюю - анодной цанги, достаточно высокого класса чистоты. Однако при частой перенастройке контура резонатора возникает неоднородная выработка поверхности контактов через стирание слоя серебра, которым покрыты плунжеры, что приводит к большому разбросу величины переходного сопротивления контактов по длине их перемещения и значительному отклонению выходной мощности в процессе эксплуатации. Обеспечение указанных требований не устраняет вытирания тонкого слоя серебра на поверхности плунжера. Кроме того, решение обратной задачи синтеза допусков на конструкцию ПП для модели $P(q_1, q_2, q_3, q_4, q_5, q_6, Q_1, Q_2, Q_3, Q_4)$ показало, что для выполнения ТУ величина допусков должна быть настолько мала, что их невозможно обеспечить при заданной технологии производства. В связи с этим дальнейшие меры по обеспечению указанных требований на рассмотренные дестабилизирующие факторы были признаны малоэффективными, и было принято решение о необходимости доработки конструкции ПП.

Конструкция резонатора была упрощена путем введения диэлектрической колбы, диэлектрической основы и серебряных сегментов, при этом отпадает необходимость центрирования поршня, снижаются требования к классу точности изготовления поверхности металлической колбы и корпуса резонатора, а исключение непосредственного контакта поршня с корпусом резонатора позволяет снизить требования к чистоте поверхности. В новой бесконтактной конструкции, исключая гальванический контакт, удалось устранить дестабилизирующие факторы, влияющие на величину мощности выходного ВЧ-сигнала.

Экспертный опрос специалистов и опыт предыдущих исследований выявили, какие первичные факторы наиболее влияют на выходную характеристику P - мощность выходного ВЧ-сигнала в новой конструкции. В результате была построена модель новой конструкции и получен следующий вид зависимости мощности P от приведенных факторов

$$P = (8,8505 + 0,1094q_1 - 0,028 \cdot 10^6 q_4) \cdot (22509,043 + 3,12 \cdot Q_1 + 124857Q_2 - 812000 \cdot Q_3) \quad (6)$$

Установленные зависимости мощности выходного ВЧ-сигнала от первичных факторов позволяют ставить обратную задачу определения таких допусков на эти факторы, при которых обеспечивалось бы выполнение условия на рассматриваемую исходную характеристику

$$P \geq P_0. \quad (7)$$

где P_0 - минимальное значение мощности, которое соответствует требованиям ТУ.

Рассмотренная обратная задача может быть сформулирована следующим образом. При заданных номинальных значениях первичных факторов $x_0 = (q_{20}, q_{40}, Q_{10}, Q_{20}, Q_{30})$ необходимо определить такие допустимые их отклонения $\delta_i, i = 1, 2, \dots, 5$ от номинальных значений, чтобы в полученном параллелепипеде $x_{i0} - \delta_i/2 \leq x_i \leq x_{i0} + \delta_i/2$ выполнялось условие (24) на выходную характеристику.

Множество частных критериев может быть сформулирована в виде $F_i = -\delta_i \rightarrow \min$. Для сведения данной многокритериальной задачи к однокритериальной была использована линейная свертка критериев вида $\tilde{F} = \sum_{i=1}^5 c_i \delta_i \rightarrow \max$, где $c_i \geq 0, \sum_{i=1}^5 c_i = 1$ - нормированные положительные числа, определяемые из производственных или экономических соображений. Итак, задача сводится к определению таких значений

допусков δ_i , при которых достигается максимум целевой функции $\tilde{F}$ при условии выполнения ограничений на первичные факторы и выходную характеристику СО, задаваемых системой неравенств

$$50 \cdot 10^{-2} \leq q_1 \leq 450 \cdot 10^{-2}, \quad U \geq 600, \quad 32,995 \cdot 10^{-3} \leq Q_2 \leq 33,135 \cdot 10^{-3}, \quad 5 \cdot 10^{-6} \leq q_4 \leq 20 \cdot 10^{-6}, \\ 50 \cdot 10^{-2} \leq Q_1 \leq 450 \cdot 10^{-2}, \quad 31,91 \cdot 10^{-3} \leq Q_3 \leq 32,11 \cdot 10^{-3}.$$

Для новой конструкции было проведено определение допусков на первичные факторы ответчика, и найдены оптимальные значения первичных факторов СО: $211 \leq q_1 \cdot 10^2, H \leq 289, 6,25 \leq q_4 \cdot 10^{-6}, m \leq 20, 50 \leq Q_1 \cdot 10^2, H \leq 450, 33,01 \leq Q_2 \cdot 10^{-3}, m \leq 33,12, 31,93 \leq Q_3 \cdot 10^{-3}, m \leq 32,09$. Эти допуски были приемлемыми для изготовителя и данная конструкция СО продолжает эксплуатироваться.

Выводы

Построена гибридная статистически-детерминированная модель формирования мощности выходного сигнала СО под действием первичных факторов механической природы и выявлены приоритетные факторы, дестабилизирующие величину выходной мощности. Принято решение изменения конструкции на бесконтактную и построена гибридная статистически детерминированная модель для новой конструкции. Путем решения обратной задачи синтеза допусков и определения области работоспособности конструкции найдены допустимые значения параметров, обеспечивающих выполнение ТУ.

Литература

1. Goroshko A., Royzman V., Pietraszek J. Construction and practical application of hybrid statistically-determined models of multistage mechanical systems //Mechanics. – 2014. – Т. 20. – №. 5. – С. 489-493.

References

1. Goroshko A., Royzman V., Pietraszek J. Construction and practical application of hybrid statistically-determined models of multistage mechanical systems //Mechanics. – 2014. – Т. 20. – №. 5. – С. 489-493.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРЕДПОЛАГАЕМОГО МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ И СОСТОЯНИЯ ОБЪЕКТА МОРСКОГО ПОИСКА И СПАСАНИЯ

Аннотация: Приводится математическая постановка задачи оценки основных параметров объектов бедствия координатором поисково-спасательных операций с учетом различий влияющих факторов окружающей среды в районе. Предлагается представление параметров атрибутами элементарной дрейфующей единицы района вероятного местонахождения объекта поиска и спасания.

Ключевые слова: поиск и спасание, морские аварии.

Y.Y. SELEZEN

Admiral Ushakov Maritime State University

MATHEMATICAL TASK RAISING AS FOR SUPPOSED LOCATION AND CONDITION OF MARINE SEARCH AND RESCUE OBJECT DETERMINATION

Annotation: In the article the mathematical raising of task on distressed object basic parameters estimation is brought by the search and-rescue mission co-ordinator taking into account differences in environmental influences in a probable area. It is offered the parameters presentation by the attributes of elementary drifting unit of search and rescue object in a probable area.

Keywords: search and rescue, marine emergency.

Одним из основных требований к планированию и проведению поисково-спасательных операций является оценка состояния и местонахождения объекта поиска и спасания. Данная оценка производится координатором операций и имеет решающее значение в дальнейшем развитии мер реагирования на инцидент бедствия. Первым этапом планирования поисково-спасательных операций является определение предельных границ района, в котором находятся все возможные местоположения оставшихся в живых, и разработка одного или нескольких сценариев бедствия. Результатом этих сценариев является формулирование предположений о возможном районе и характере распределения плотности вероятности местонахождения объекта поиска и спасания на начальной стадии для каждого сценария. Пример представления такого вероятного района местонахождения объекта бедствия на начальной стадии аварийного происшествия представлен рисунком 1 а трехмерный графический вид распределения и вид в горизонтальной плоскости, рисунок 1 б.

Так как морские объекты имеют тенденцию к неконтролируемому дрейфу под действием ветра, волнения и течения, следующими этапами предусматривается оценка их передвижения, определение вероятной погрешности такой оценки и использование полученного результата для расчета наиболее вероятного текущего местоположения. Помимо учета указанных факторов координатором операций, также производится оценка предполагаемой продолжительности выживания терпящих бедствия и их состояния на протяжении всего периода выполнения поисково-спасательной операции[1].

Одна из основных проблем учета указанных факторов заключается в том, что район возможного местонахождения может захватывать значительные площади, а условия внешней среды, имеющие решающее значение на оценку предполагаемого местоположения и состояния объекта, могут отличаться в различных точках района.

С целью решения данной проблемы представим район возможного начального местонахождения совокупностью элементарных дрейфующих единиц (не взаимодействующих между собой), со случайными начальными координатами, распределенных по району в соответствии с заданным законом распределения плотности вероятности местонахождения объекта поиска, рисунок 1 в.

Присвоим элементарной дрейфующей единице q в качестве её параметра некоторое значение вероятности P_q местонахождения объекта в районе, равное для всех дрейфующих единиц. Учитывая, что все значения случайных координат местонахождения объекта поиска и спасания принадлежат вероятному району местонахождения, интеграл плотности вероятности местонахождения объекта по всему району равен единице. Из заданных выше свойств, элементарных дрейфующих единиц, зная их общее количество Q получим вероятность местонахождения объекта для одной дрейфующей единицы:

$$P_q \approx \frac{1}{Q}$$

Таким образом, зная количество n элементарных дрейфующих единиц, находящихся в подрайоне или ячейке координатной сетки, можно определить вероятность локализации объекта поиска и спасания

$$POC \approx P_q n$$

Присвоим каждой дрейфующей единице уже окончательно набор следующих параметров

$$\left[P_{qs} \quad \varphi_{qs}(t) \quad \lambda_{qs}(t) \quad V_{qs}(t) \quad K_{qs}(t) \quad H_{qs}(t) \right]$$

где P_{qs} — значение вероятности местонахождения объекта для одной дрейфующей единицы; $\varphi_{qs}, \lambda_{qs}$ — широта и долгота (географические координаты) в текущий момент времени t соответственно; $V_{qs}(t)$ — скорость дрейфа; $K_{qs}(t)$ — путевой угол (направление) дрейфа; H_{qs} — оценка целостности объекта поиска и спасания, жизнеспособности лиц терпящих бедствие; q — порядковый номер элементарной дрейфующей единицы района вероятного местонахождения объекта; s — номер района начального вероятного местоположения, соответствует номеру сценария.

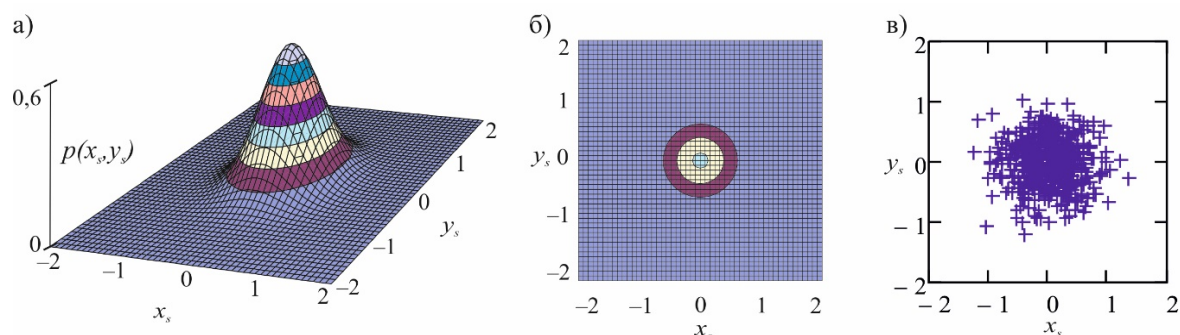


Рисунок 1

а — нормальное двумерное распределение вероятности в трехмерном пространстве;
 б — нормальное двумерное распределение плотности вероятности в горизонтальной плоскости;
 в — представление совокупностью случайных величин.

Значение вероятности местонахождения объекта для одной дрейфующей единицы будем считать функцией, независимой от времени, в рамках принятого и отрабатываемого координатором сценария.

В качестве кинетических характеристик (местоположение и элементы движения в каждый данный момент времени) объекта поиска автором выбраны наиболее информативные и не зависящие от используемой математической модели расчета траектории морского дрейфа параметры. Это обуславливает универсальность рассматриваемого подхода. Однако отметим, что использование конкретной модели учета перемещения объекта накладывает необходимость присвоения дополнительных параметров, обусловленных требованиями модели.

Оценку целостности объекта поиска и спасания, жизнеспособности лиц, терпящих бедствие, целесообразно осуществлять для групп элементарных дрейфующих единиц, подверженных влиянию одних и тех же качественных и количественных значений факторов окружающей среды экспертными методами.

Заключение

Таким образом, рассматриваемая проблема определения предполагаемого местоположения и состояния объекта с учетом различий влияющих факторов окружающей среды в районе решается путем определения и оценки набора параметров предполагаемых состояний элементарных дрейфующих единиц района вероятного местонахождения объекта бедствия.

Литература

1. Координация операций // Руководство по международному авиационному и морскому поиску и спасанию : Doc. 9731 — AN/958 : в III томах. Т. II. — Лондон: IMO; Монреаль: ICAO, 2010.
2. Абчук В. А. Поиск объектов / В. А. Абчук, В. Г. Суздаль — М.: Сов. радио 1977г. — 336с.

Reference

1. Koordinatsiya operatsiy // Rukovodstvo po mezhdunarodnomu aviatsionnomu i morskому poisku i spasaniyu : Doc. 9731 — AN/958 : v III tomah. T. II. — London: IMO; Monreal: ICAO, 2010.
2. Abchuk V. A. Poisk ob"ektov / V. A. Abchuk, V. G. Suzdal' — M.: Sov. radio 1977g. — 336s.

ВИКОРИСТАННЯ СОНЯЧНИХ БАТАРЕЙ ІЗ БІЛЬШОЮ ЕФЕКТИВНІСТЮ

Анотація. Розглянуто характеристики, властивості, методи роботи сонячних батарей та їх математичні моделі. Визначено основні недоліки та проблеми мало ефективності сонячних батарей, а також представлено варіанти покращення їхньої роботи за допомогою їх розміщення, методами збору сонячної енергії та за допомогою схем.

Ключові слова: сонячні батареї, енергетика, підвищення ефективності, потужність.

R.M. RUDKOVSKYI, O.P. VOITIUK, V.V. MARTYNYUK

Khmelnytsky National University
merlin.vop@gmail.com

USING SOLAR PANELS MORE EFFICIENT

Annotation. We consider the characteristics, properties, methods of solar panels and their mathematical models. The main shortcomings and problems of low efficiency solar cells, and provides options for improving their work through their location, methods of collecting solar energy and using charts.

Keywords: solar panels, energy efficiency, power.

Зараз дуже поширена проблема з використання альтернативної енергії, тому на даний час використання сонячних батарей є дуже важливим питанням. За допомогою сонячних батарей можна отримувати електроенергію, яка не шкодить навколишньому середовищу та дає змогу економити кошти. Використовуючи сонячні панелі можна забезпечити електроенергією цілий будинок, якщо правильно на ньому розмістити сонячні батареї та підібравши правильну потужність цих батарей.

Перспективи розвитку сонячної енергетики були досліджені на цьому графіку:

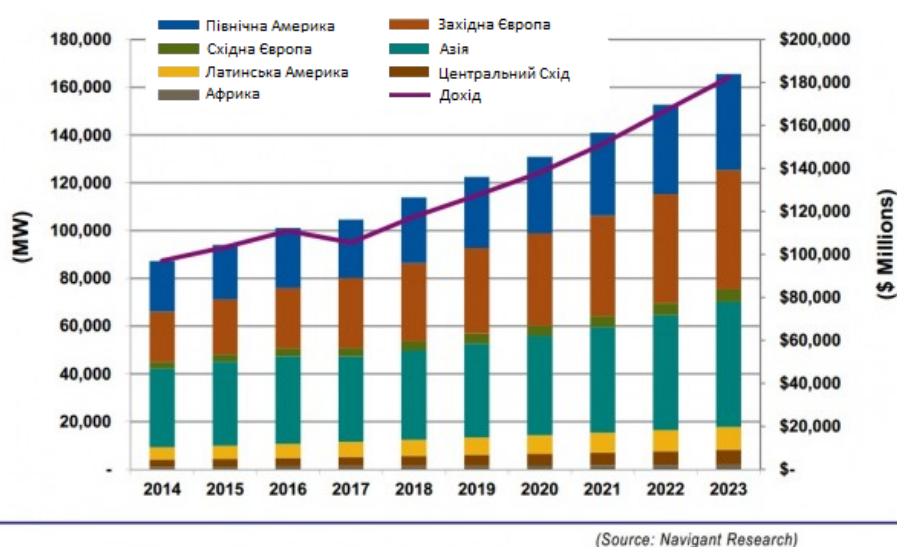


Рис. 1. Перспективи розвитку сонячної енергетики та дохід у цій галузі

Цей графік показує на скільки вигідно використовувати сонячну енергію і який дохід від цього можна отримати. [1]

На даний час створюється багато перспективних проєктів пов'язаних із сонячною енергетикою. Це будівництво стадіонів, освітлення яких здійснюється повністю за допомогою сонячних батарей; розробка автомобілів, яхт, які працюють від сонячної енергії; створення, навіть, доріг, покриття яких буде містити в собі сонячні елементи, які будуть перетворювати сонячне світло в електричну енергію.

Існує також багато методів покращення роботи сонячних батарей, такі як: методи очищення поверхонь сонячних панелей, методи збору сонячної енергії, а також створення схем, які б збільшували струм на виході сонячної батареї. Для прикладу можна навести таку сонячну панель з самоочищеною поверхнею; також сонячні панелі, які відслідковують кут нахилу сонця [2, 3]

Розглянуто математичну модель сонячної батареї.

На рис. 2 зображена еквівалентна схема заміщення сонячного елемента. Вона описується наступним виразом:

$$I_{\phi} = I_{\phi}(W) - I_{\phi} \left[\exp \frac{qU_{\phi}}{kT} - 1 \right] \Leftrightarrow U_{\phi} = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{I_{\phi}(W) - I_{\phi}}{I_{\phi}} + 1 \right] \quad (1)$$

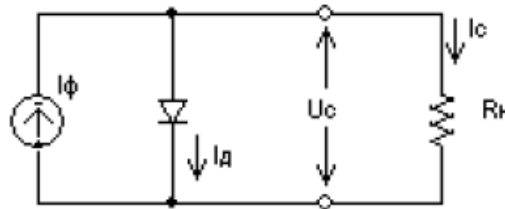


Рис. 2. Схема заміщення сонячного елемента

Вплив освітленості сонячних елементів на величину U_c , тобто кут падіння сонячних променів, визначається за формулою:

$$I_{\phi}(W) = W \cdot I_{\phi} \quad (2)$$

Включивши цю залежність в основну формулу потужності, отримаємо формулу, яка описується таким виразом:

$$P_c = I_c \cdot U_c = \left(I_{\phi}(W) - I_0 \left[\exp \frac{q U_c}{k T} - 1 \right] \right) \cdot \left(\frac{k T}{q} \ln \left[\frac{I_{\phi}(W) - I_0}{I_c} + 1 \right] \right) \quad (3)$$

де I_c – струм через зовнішнє навантаження; I_0 – зворотній струм насичення; q – заряд електрона; T – абсолютна температура, °K; k – постійна Больцмана; U_c – напруга на виході елемента; I_{ϕ} – струм неосновних носіїв, генерованих світлом (фотострум), W – освітленість сонячних елементів.

Щоб отримати максимальну потужність з цієї формули достатньо буде змінювати кут нахилу сонячної батареї, і на максимальному значенні потужності визначимо, при якому куті нахилу найефективніше використовувати сонячну батарею.

Характеристики сонячного елемента зображенні на рис. 3. [4]

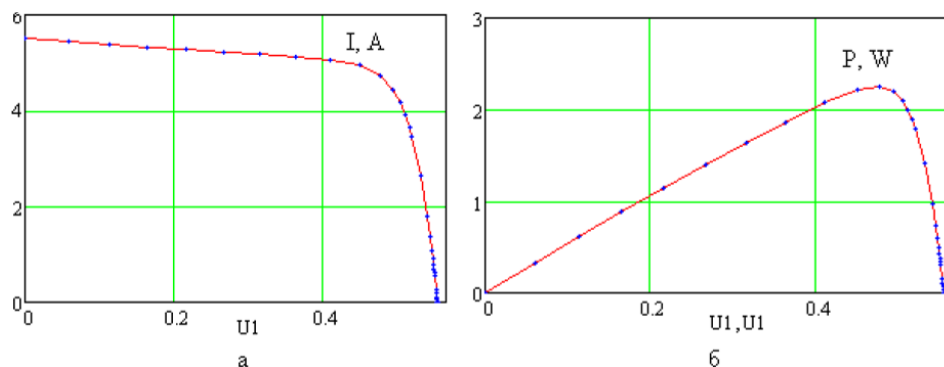


Рис. 3. Характеристики сонячного елемента, що описується виразом (1)
а – вольт-амперна характеристика; б – вольт-ватна характеристика

Також можна застосувати такий спосіб покращення ефективності сонячних батарей, як використання суперконденсаторів, які будуть накопичувати заряд. Розроблено таку схему, яка буде підтримувати точку максимальної потужності та віддавати всю енергію в певний момент часу. Такий спосіб дає можливість отримати таку енергію, що дозволяє лампі розжарювання потужністю 100 Вт світитись, яка за таких самих умов без такої схеми не світитись.

Застосування таких методів дозволяє використовувати сонячні батареї з більшою ефективністю. Використовуючи метод зміни кута нахилу дає нам можливість отримати більшу потужність батареї, а використавши схему із суперконденсаторів можна досягти таких значень струму та потужності сонячної батареї, що суттєво перевищує значення, які б отримали без цієї схеми.

Література

1. Jeff Spross. Home Solar and Other Small-Scale Renewables Set to Double by 2023: [Electronic Resource]. – Mode of access: <http://solarenergy.net/News/home-solar-small-scale-renewables-set-double-2023/>. – Title from the screen.
2. Mark Crawford. Self-Cleaning Solar Panels Maximize Energy Efficiency: [Electronic Resource]. – Mode of access: <https://www.asme.org/engineering-topics/articles/energy/self-cleaning-solar-panels-maximize-efficiency>. – Title from the screen.
3. В Україні запрацювала перша рухома сонячна електростанція: [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://ecotown.com.ua/news/V-Ukrayini-zapratsyuvala-persha-rukhome-sonyachna-elektrostantsiya/>. – Назва з екрану.
4. Математическая модель солнечной батареи: [Електронний ресурс]. – Режим доступа: <http://conf.sfu-kras.ru/sites/mn2012/thesis/s012/s012-009.pdf>. – Название с экрана.

IGBT ТРАНЗИСТОРИ ДЛЯ ЗАДАЧ КЕРУВАННЯ У СИЛОВІЙ ЕЛЕКТРОНІЦІ

Проведений аналіз проблеми використання різних типів транзисторів у силовій електроніці показує, що сьогодні транзистори типу MOSFET і IGBT, складають основу силової перетворювальної техніки.

Ключові слова: транзистор, IGBT, MOSFET.

L.V. KARPOVA, I.V. GULA
Khmelnytsky national university, Khmelnytsky, Ukraine
Lesya_lk@i.ua

IGBT TRANSISTORS FOR CONTROLLING IN POWER PROCESSES

Power systems increased it power during last years. We use power transforming systems to supply energy from AC or DC inputs to AD or DC outputs like UPS, Solar power stations, hydroelectric stations and so on. The analysis of the problems shows to us how difficult to choose adequate radio elements for such types of transforming systems. For now, world market provides access to numerous transistors based on MOSFET and IGBT technologies. For now, IGBT produced from generation 4 to generation 8. Selection of correct type of power transistor that meets modern requirements proposed at this article.

Keywords: transistor, IGBT, MOSFET.

Електроенергетика в сучасному світі зайняла настільки важливе місце, що ми уже не уявляємо, яким чином можна обійтися без електричної енергії в цивілізованому суспільстві, насиченому технічними засобами, що полегшують нам життя. Відповідно, завдання перетворення електроенергії сьогодні настільки широкі і різноманітні, що в цьому напрямку працює величезна кількість розробників-інженерів, безліч фірм поставляє на ринок перетворювачі напруги, струму, частоти з колосальними діапазонами потужностей - починаючи від декількох ватів і закінчуючи тисячами мегават. Тому цілком природно, що перетворювачі електроенергії сьогодні можна зустріти в усіх галузях промисловості, на транспорті, в побуті. Сучасне промислове виробництво немислиме без частотних перетворювачів швидкості обертання електродвигунів. Не обійтися без перетворювачів електричної енергії і на сучасному електротранспорті [1, 1].

Поява транзисторів IGBT вирішила існуючу десятиліттями проблему забезпечення потужних високовольтних силових схем надійним ключовим елементом, що володіє високою швидкодією, малими витратами енергії на керування, стійкістю до багаторазових струмових перевантажень і повною керованістю (при ввімкненні і вимкненні), а також відкрило величезні перспективи для створення високо надійних статичних перетворювачів потужності.

У тих областях, де потрібне поєднання високих робочих напруг і струмів, домінують IGBT силові транзистори. Вони можуть використовуватися у вигляді дискретних приладів, безкорпусних кристалів у складі гібридних силових модулів та інтелектуальних силових модулів різних електроприводів.

Перший промисловий зразок біполярного транзистора з ізолюваним затвором був запатентований International Rectifier в 1983 році. Транзистори IGBT, як клас приладів силової електроніки, займає домінуюче становище для діапазону потужностей від одиниць до сотень кВт. Причому вибір, яке покоління IGBT використати, залежить від сфери застосування. Подальший розвиток IGBT буде йти шляхом: підвищення діапазону граничних комутованих струмів і напруг; підвищення швидкодії; підвищення стійкості до перевантажень і аварійних режимів; зниження прямого падіння напруги; розробки нових структур з густиною струмів, що наближаються до тиристорних; розвитку "інтелектуальних" IGBT (з вбудованими функціями діагностики та захисту) і модулів на їх основі.

Література

1. Горященко К.Л. Тенденції розвитку сучасної силової елементної бази для керування пристроями легкої промисловості / К.Л. Горященко, С.Л. Горященко // Вісник Хмельницького національного університету. – 2004. – № 5. – Ч.1. – С. 174-177
2. Полікаровських О.І. Аналіз сучасних методів побудови силових перетворювачів для електротранспорту / О.І. Полікаровських, В.Є. Гавронський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2010. – №1. – С. 167-170.

References

1. Horyashchenko K.L. Tendentsiyi rozvytku suchasnoyi sylovoyi elementnoyi bazy dlya keruvannya prystroyamy lehkoyi promyslovosti / K.L. Horyashchenko, S.L. Horyashchenko // Visnyk Khmel'nyts'koho natsional'noho universytetu. – 2004. – # 5. – Ch.1. – S. 174-177
2. Polikarovskyykh O.I. Analiz suchasnykh metodiv pobudovy sylovykh peretvoryuvachiv dlya elektrottransportu / O.I. Polikarovskyykh, V.Ye. Havronskyykh // Vymiryuvalna ta obchyslyuvalna tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh. – 2010. – #1. – S. 167-170.

ОСОБЛИВОСТІ РЕАЛІЗАЦІЇ ЕТАПІВ ОСВІТНЬОГО ПРОЕКТУ ЧЕРЕЗ ЗАСТОСУВАННЯ СУЧАСНИХ ТЕХНІЧНИХ ЗАСОБІВ ВИКОНАННЯ ШКІЛЬНОГО ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМУ З ЕЛЕКТРИКИ ТА МАГНЕТИЗМУ

Анотація. В рамках реалізації освітнього проекту співпраці школи та ВНЗ розглядаються особливості впровадження новітньої методології використання сучасних технічних засобів реалізації шкільного лабораторного практикуму з фізики (Електрика та магнетизм). Пропонується комплексний підхід щодо вирішення проблем із практичної підготовки учнів/студентів з фізики шляхом впровадження певного лабораторного комплексу, який поєднує в собі сучасні електронні компоненти, вимірювальні прилади та програмне забезпечення для моделювання електричних кіл.

Ключові слова: лабораторний комплекс, програми-симулятори, методологічна складова

N.I. YEVTUSHENKO, L.P. LEONOVA

UC Odessa №49
Leonova0110@gmail.com

SOME FEATURES OF IMPLEMENTATION OF THE EDUCATIONAL PROJECT STAGES BY MEANS OF IMPLEMENTATION OF MODERN TECHNICAL EQUIPMENT OF SCHOOL LABORATORY WORKS ON ELECTRICITY AND MAGNETISM

Abstract. Within the framework of the educational project of interactions of secondary school and higher educational institutions it considers some features of new methodology introduction of modern technical equipment use for practical implementation of school Physics Laboratory (Electricity and Magnetism). The authors proposed integrated approach to solve problems concerning practical training of students in Physics by implementation of certain Laboratory complex which combines modern electronic hardware units, instrumentations and software for electrical circuit simulations.

keywords: laboratory complex, software simulators, methodological component

Проект впровадження новітньої методології на основі використання сучасних технічних засобів виконання шкільного лабораторного практикуму з фізики (електрика та магнетизм) визначається як педагогічний, та не є комерційним. Особливостями впровадження педагогічних проектів, які визначаються, як інноваційні, є той факт, що результат досягатиметься протягом значного часу від одного року до п'яти.

Актуальність роботи

На даний час в Україні відсутні вітчизняні аналоги сучасних лабораторних комплексів з електродинаміки та магнетизму для загальноосвітніх закладів, а існуючі зарубіжні комплекси коштують дорого. Вирішення проблеми з одного боку технічної, з іншої – матеріальної, потребує сучасного лабораторного комплексу за доступну вартість. Створений навчальний лабораторний комплекс з курсу «Фізика» (електрика і магнетизм) для загальноосвітніх навчальних закладів відповідає сучасним потребам. З 2015-2016 навчального року починається вивчення фізики за новим державним освітнім стандартом. У зв'язку із реформуванням середньої освіти та введення нового Державного освітнього стандарту база для виконання практичної частини курсу прикладних дисциплін, таких, як фізика, потребує оновлення. Протягом усього періоду існування незалежної України в освітньому секторі країни накопичувалися численні проблеми системного характеру[1]:

- занепад **матеріально-технічної бази**, старіння педагогічних кадрів, недостатній приплив молодих спеціалістів;
- зниження якості освіти та падіння рівня знань і вмінь учнів, моральне **старіння методів і методик навчання**;
- зниження якості освіти та падіння рівня знань і вмінь учнів, моральне старіння методів і методик навчання;
- зниження якості навчальної літератури та критичний брак передових технологій в освітньому секторі.

Освіта має перетворитися на ефективний важіль економіки знань, на інноваційне середовище, у якому учні й студенти отримують навички і вміння самостійно оволодівати знанням протягом життя та застосовувати це знання в практичній діяльності [1].

Вирішення визначених проблем пропонується шляхом:

- здійснення оновлення матеріально-технічної бази шкільного кабінету фізики для вивчення тем «Електродинаміка та магнетизм», використовуючи навчальний лабораторний комплекс з курсу «Фізика» (електрика і магнетизм) для загальноосвітніх навчальних закладів. Комплекс є аналогом програмно-апаратного комплексу NI ELVISTM II, надає такі самі можливості для забезпечення експериментально-дослідницького компоненту навчання, але має значно нижчу вартість.

- Вироблення нової методики навчання застосовуючи лабораторний комплекс з курсу «Фізика» (електрика і магнетизм) для загальноосвітніх навчальних закладів при вивченні фізики в школі. Нова методика полягає в поєднанні трьох складових компонентів комплексу: теоретичного (методичні рекомендації для вчителя та дидактичний матеріал для учнів), прикладного (макетна плата із електричними приладами та вимірювальними засобами) та симуляційного (практичне використання програм-симуляторів).

- Створення нової дидактичної бази (зошит для лабораторних робіт) для оптимізації практичної частини при вивченні фізики в 7-9 класах. Яка дозволяє виконувати експериментальну частину обов'язкової програми з фізики, як в класі із використанням макетної плати так і для самостійної роботи учня вдома із використанням програми-симулятора.

При системному використанні можливостей запропонованого лабораторного комплексу поліпшаться знання учнів з фізики, що стане безумовним фактором формування конкурентоспроможного випускника основної школи.

Об'єкт дослідження: процес використання лабораторного комплексу з електрики і магнетизму при вивченні фізики.

Предмет дослідження: навчальний лабораторний комплекс з електрики та магнетизму.

Метою дослідження є розробка методологічної складової для застосування навчально-лабораторного комплексу з курсу «Фізика» (електрика і магнетизм) при вивченні фізики в загальноосвітніх навчальних закладах.

Новизна наукових положень і результатів:

Створено лабораторний комплекс [2], який задовольняє сучасним потребам експериментальної складової шкільного курсу фізики та дає можливість розширити його зміст за рахунок курсів, факультативних або гурткових занять школярів. Лабораторний комплекс з курсу «Фізика» (електрика і магнетизм) для загальноосвітніх навчальних закладів дозволяє реалізовувати нову методику вивчення фізики в школі та поєднує складові:

- методичні рекомендації для вчителя з використання комплексу та організації навчальної діяльності учнів (урок, гурток, факультатив);
- дидактичний матеріал для учнів – зошит для лабораторних робіт – для організації практичної діяльності учнів на уроці та вдома;
- фізичне обладнання для виконання лабораторних робіт – макетна плата із електричними приладами та вимірювальними пристроями;
- програма-симулятор – для моделювання електричних кіл на комп'ютері та здійснення віртуальних досліджень з електродинаміки та магнетизму. [2]

Задачі, що вирішувалися:

1. Вивчення та аналіз існуючих сучасних лабораторних комплексів з «Електродинаміки та магнетизму» для загальноосвітніх навчальних закладів.

2. Створення відповідної матеріальної бази – підбору необхідних для виконання лабораторних робіт, передбачених новою програмою приладів з таким розрахунком, щоб з одним набором працювало двоє учнів.

3. Розробка методичного забезпечення щодо використання лабораторного комплексу з курсу «Фізика» (електрика і магнетизм) для вчителів, керівників гуртків та факультативів загальноосвітніх навчальних закладів та дидактичного матеріалу для учнів.

4. Пошук комп'ютерних програм навчального призначення для симуляції електричних кіл та здійснення відповідних вимірів для вивчення законів електродинаміки та магнетизму.

5. Поєднання трьох компонентів лабораторного комплексу з курсу «Фізика»: теоретичного, модельюючого та симуляційно-програмного засобів.

Практична значимість: запропонований лабораторний комплекс на сучасному етапі не має вітчизняних аналогів та дає змогу об'єднати теоретичні знання учнів з практичним застосуванням при вивченні відповідних розділів фізики. Методологічний супровід комплексу дозволить вчителю організувати навчальну діяльність учнів та здобути школярами вміння працювати з реальними фізичними приладами, збирати експериментальні установки, користуватись вимірювальними приладами. Дає змогу оптимізувати самостійну роботу учнів з моделювання електричних явищ, поліпшення дослідницької діяльності. Дозволить учню та вчителю вийти за межі обов'язкового програмного матеріалу. Як кінцевий результат – сприяє формуванню стійких знань з відповідних розділів фізики, формує конкурентно-спроможного випускника з технічних дисциплін.

Література

1. Концепція розвитку освіти України на період 2015–2025 років, <http://www.mon.gov.ua>.
2. Троцишин І.В., Євтушенко Н.І., Леонова Л.П., Кузьміна Н.М. Новітня методологія та сучасні технічні засоби виконання шкільного лабораторного практикуму з фізики (електрика та магнетизм) – міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». – 2014. - №4, С. 241-250.

МОНІТОРИНГ ВИКОРИСТАННЯ ПРИСТРОЇВ ВВЕДЕННЯ ДАНИХ ПК ЛОКАЛЬНИХ МЕРЕЖ

Запропоновано програмно-апаратну реалізацію пристрою контролю подій клавіатури ПК локальної мережі, який поєднує функції прийому, аналізу, шифрування та передавання інформації по радіоканалу на накопичувальний пристрій. Пристрій є складовим елементом комплексної системи захисту інформаційних ресурсів локальної мережі.

Ключові слова: захист інформації, локальна мережа, кейлогер, шифрування інформації

JU.P. GULCHAK, A.T. TERENCECHUK
Vinnitsa Pirogov National Medical University
jurigulchak@rambler.ru

USE MONITORING OF PC DATA INPUT DEVICES IN LAN

A software and hardware implementation device for control events of PC keyboard in LAN, which combines the functions of receiving, analyzing, encrypting and transmitting information via radio to the storage device. The device is part of a complex system of information resources protection in LAN.

Keywords: information security, LAN, keyloggers, information encryption

Оцінка рівня інформаційної безпеки є актуальною задачею, вирішення якої потребує значних матеріальних, інтелектуальних та інших ресурсів. Важливою складовою такої оцінки є постійний контроль використання інформаційних ресурсів організації[1]. Для окремих ПК (локальної мережі) це перш за все реєстрація будь-яких спроб діалогу з комп'ютером та введення даних з клавіатури

Для виконання такої оцінки пропонується використання програмно-апаратного комплексу перехоплення, накопичення та аналізу даних, які передаються від клавіатури. Основне призначення пристрою – контроль даних, які вводились з клавіатури на наявність порушень, спроб злому паролю, моніторинг зайнятості засобів ОТ за визначений період часу.

Пристрій перехоплення інформації, що передається від клавіатури до ПК виконує функцію прийому, аналізу, шифрування та передавання зашифрованих даних по радіоканалу на пристрій накопичення інформації[2]. Керування пристроєм здійснюється за допомогою мікроконтролера та спеціалізованого програмного забезпечення. Інформація накопичується в окремому блоці ОЗП.

Блок накопичення даних, які надходять від пристроїв перехоплення реалізує функції прийому, аналізу, збереження та розшифровування даних. Керування пристроєм здійснює мікроконтролер за спеціальним адаптивним алгоритмом. Окремим блоком реалізуються функції передавання даних та ініціалізації відповідних ПК локальної мережі. Пристрій має схему автентифікації, яка унеможлиблює доступ до даних сторонніми особами. Будь-яка спроба звертання до блоку ОЗП клавіатури фіксується.

Програмний продукт може бути розміщений як на звичайному ПК, так і на спеціалізованому (для контролю локальної мережі). Доступ до пристрою виконано у вигляді введення логіна і паролю адміністратора.

Розроблений програмно-апаратний комплекс перехоплення, накопичення та аналізу даних клавіатури дає можливість проводити оперативний моніторинг використання інформаційних ресурсів локальної мережі.

Література

1. Домарев В.В. Безопасность информационных технологий. Системный подход - К.: ООО ТИД «Диасофт», 2004. - 992 с.
2. Садердинов А. А., Трайнев В. А., Федулов А. А. Информационная безопасность предприятия: Учебное пособие. 2-е изд.— М.: Издательско-торговая корпорация «Дашков и К°». 2005.— 336 с.

**ФРАГМЕНТ РАДІОКЕРОВАНОЇ
АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ОПОВІЩЕННЯ.***Анотація. Розглянуто фрагмент радіокерованої автоматизованої системи оповіщення (АСО).**Ключові слова: цивільний захист, система оповіщення, надзвичайна ситуація.*

S.I. BILOUSOV

Odessa National Academy of Telecommunications named after O.S.Popov
ovshvets@ukr.net**THE FRAGMENT OF RADIO-CONTROLLED AUTOMATED WARNING SYSTEMS***Annotation. The article deals the fragment of radio-controlled automated warning systems.**Keywords: civil defence, warning system, emergency situation.*

Радіокерована автоматизована система оповіщення (АСО) (рис. 1) призначена для оповіщення населення на необмежених територіях.

При створенні систем оповіщення необмеженої протяжності використовуються радіостанції стандарту МРТ-1327 або інші, з відповідними інтерфейсами та програмним забезпеченням. При цьому управління засобами оповіщення здійснюється через базові станції транкінгового радіозв'язку [1].

Базові конструкції технічних засобів та програмне забезпечення дозволяють використовувати різноманітні види радіозв'язку (транкінговий, стільниковий, супутниковий), а також проводові системи зв'язку при комплектуванні відповідними інтерфейсами та програмним забезпеченням.

Складається радіокерована АСО з:

- пультів управління засобами оповіщення (ПУЗО) декількох модифікацій із допоміжним обладнанням;
- пристроїв управління кінцевими засобами оповіщення (ПУКЗО) декількох модифікацій, котрі є абонентами відповідної системи зв'язку і працюють у неопалюваних приміщеннях [2].

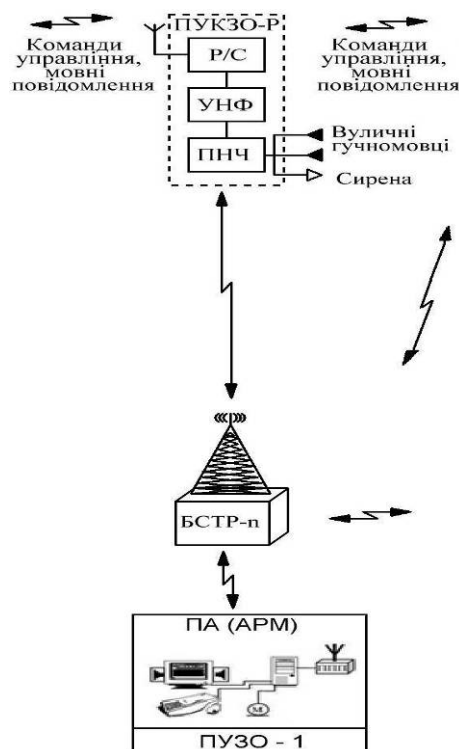


Рисунок 1 – Фрагмент радіокерованої АСО.

Література

1. Емельянов В.В, Назаренко В.В. Транкинговая радиосвязь: Учебное пособие. – ХНУРЭ 2000. – 224 с.
2. Білоусов С.І. Системи оповіщення цивільного захисту. Навчальний посібник. Частина II. Одеса-2013.

INVARIANT CONTROL SYSTEM OF QUALITY OF WATER-COAL FUEL

Annotation. The control system which allows raising profitability and power efficiency of process of manufacture of water coal fuel (WCF) is developed. The mathematical model of the invariant control system of the expense of coal in the course of manufacture WCF is resulted.

Keywords: Power efficiency, invariant control system, mathematical model, water coal fuel, expense of components.

I.C. КУШНІР

Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова
kushnir.igor@onat.edu.ua

ІНВАРІАНТНА СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ ЯКІСТЮ ВОДОВУГІЛЬНОГО ПАЛИВА

Анотація. Розглянута система управління, що забезпечить підвищення продуктивності та енергоефективності процесу виробництва водовугільного палива (ВВуП). Розроблена математична модель інваріантної системи управління ділянкою витрати вугілля процесу виробництва ВВуП.

Ключові слова: енергоефективність, інваріантна система управління, математична модель, водовугільне паливо, витрата компонентів.

Ukraine takes the 8-th place in the world on the general stocks of coal (about 50 billion tons of stone coal and about 3 billion tons of brown coal). About 80 million tons of coal and about 1 million tons of brown coal are annually extracted. For the purpose of volatility reduction from Russia now thermal power plants (combined heat and power plant) of Ukraine from gas are transferred to rather new type of fuel – water coal fuel (WCF). Re-equipment of the Ukrainian combined heat and power plants are carried out by means of a number of the Chinese firms having a wide experience of design and operation of the enterprises for production of WCF.

Development of a high-quality control system by quality of WCF which allows to carry out control of one of key parameters – viscosity of WCF throughout all technological process of production and to provide demanded value of viscosity at a final production phase.

Process of manufacturing of WCF consists of the following main stages: crushing, wet grinding, classification and homogenization [1]. There is a question of a further assessment of quality of the final product, namely: what its physical and chemical properties, how long a mix it is capable to keep these properties without essential changes [2, 3].

It is necessary to allocate two types of sizes, namely: such which are subject to change in process of preparation of WCF: contents of a firm component (or humidity), granulometric structure, viscosity (dynamic or kinematic), stability (static) and such which depend only on properties of initial coal: calorific ability, ash-content, chemical composition, mineral structure, etc [4].

Let's consider in more detail of one of manual characteristic like viscosity which is subject to regulation in the course of production. Viscosity of WCF though depends on the maintenance of a firm component and granulometric structure, however is allocated in separate parameter as defines quality of dispersion of a mix at a utilization stage. Load of the pump equipment which is used at WCF transportation also depends on viscosity.

The system of maintenance of the set viscosity of WCF by its production will allow to improve essentially quality indicators as production and transportation processes, and process of use of WCF [4, 5]. The main lack of existing systems of production management of WCF is absence of quality control of a semi-finished product at each stage and the final product as a whole.

Let's consider on model the monitoring system of viscosity of WCF with a management principle on a deviation (fig. 1), where $K_1(p)$ – transfer function of a site of a wet grinding, $K_2(p)$ – transfer function of a site of classification, $K_3(p)$ – transfer function of the line of return of particles of the big size on a repeated grinding, $K_4(p)$ – transfer function of a site of homogenization, $\alpha(p)$ – the image according to Laplas of a consumption of coal, $\beta(p)$ – the image according to Laplas of instant value of viscosity, $\theta(p)$ – the image according to Laplas of a consumption of coal according to the set viscosity of the final product, $y(p)$, $x(p)$ – the image according to Laplas of intermediate variables.

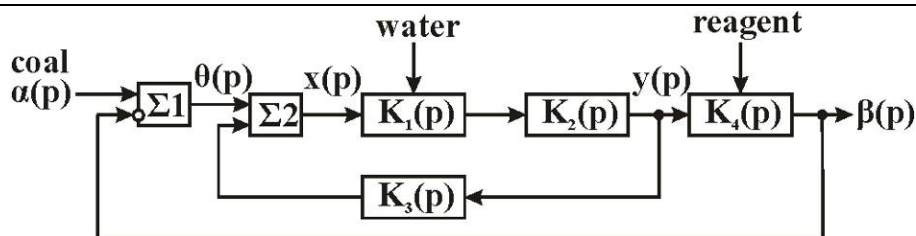


Figure 1 – Model of the monitoring system of viscosity of WCF with a management principle on a deviation

According to the model presented on fig. 1 initial equations register as follows:

$$\begin{cases} \theta(p) = \alpha(p) - \beta(p), \\ x(p) = \theta(p) + K_3(p) \cdot y(p), \\ y(p) = K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot x(p), \\ \beta(p) = K_4(p) \cdot y(p). \end{cases} \quad (1)$$

Having excluded intermediate variables, we will receive the system equation for a mistake

$$\{1 + K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_4(p) - K_3(p)]\} \cdot \theta(p) = [1 - K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_3(p)] \cdot \alpha(p). \quad (2)$$

From here transfer function of system by mistake, connecting $\theta(p)$ and $\alpha(p)$

$$K_M(p) = \frac{\theta(p)}{\alpha(p)} = \frac{1 - K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_3(p)}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_4(p) - K_3(p)]}. \quad (3)$$

In a general view such system is static with an astatism zero about [6].

For the purpose of improvement of quality of WCF it is expedient to apply a double-channel principle, i.e. the combined management combining a principle of management on a deviation with a principle of management on setting management [7] (a consumption of coal) (fig. 2).

On fig. 2 $K_\alpha(p)$ – transfer function of compensating communication on a consumption of coal, $\Sigma 3(p)$ – the image according to Laplas of a consumption of coal according to quantity of the returned particles of the big size and compensating communication $K_\alpha(p)$.

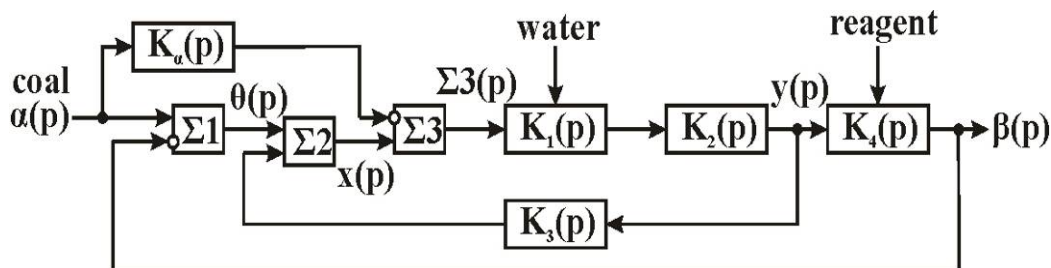


Figure 2 – Model of the monitoring system of viscosity of WCF with the combined principle of management

According to fig. 2 equations of elements of system look like

$$\begin{cases} \theta(p) = \alpha(p) - \beta(p), \\ x(p) = \theta(p) + K_3(p) \cdot y(p), \\ \Sigma 3(p) = x(p) - K_\alpha(p) \cdot \alpha(p), \\ y(p) = K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot \Sigma 3(p), \\ \beta(p) = K_4(p) \cdot y(p). \end{cases} \quad (4)$$

Then the system equation for a mistake will become

$$\begin{aligned} & \{1 + K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_4(p) - K_3(p)]\} \cdot \theta(p) = \\ & = \{1 - K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_3(p) - K_4(p) \cdot K_\alpha(p)]\} \cdot \alpha(p). \end{aligned} \quad (5)$$

From here transfer function by mistake of invariant system

$$K_M(p) = \frac{\theta(p)}{\alpha(p)} = \frac{1 - K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_3(p) - K_4(p) \cdot K_\alpha(p)]}{1 + K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_4(p) - K_3(p)]}. \quad (6)$$

The condition of absolute invariance of $\theta(p)$ is relative to $\alpha(p)$

$$1 - K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot [K_3(p) - K_4(p) \cdot K_\alpha(p)] = 0, \quad (7)$$

whence

$$K_\alpha(p) = \frac{1 - K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_3(p)}{K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_4(p)}. \quad (8)$$

From (8) follows that the transfer function $K_\alpha(p)$ corresponding to absolute invariance, physically isn't realized. However lack of possibility of achievement of absolute invariance doesn't mean that in the combined system it is impossible to receive high quality of WCF, for example by means of a method of increase of an order of an astatism [6, 7].

For the purpose of improvement of quality of water coal fuel it is expedient to use a principle of invariance (independence) of system of automatic control of production process.

In an invariant control system of quality of viscosity, combine a management principle on a deviation with a management principle on setting influence, introduction in the opened communication of a link with adjustable value of transfer function gives the chance to come nearer to achievement of absolute invariance. In practice it is enough to increase an astatism order and by that to lift quality of made water coal fuel.

References

1. Chris M. Anderson, Mark A. Musich, Brian C. Young, John J. Richter, Ray A. DeWall, Robert O. Ness, Jr. *Wiang Haeng Coal-Water Fuel Preparation and Gasification.*, Grand Forks, North Dakota: Energy and Environmental Research Center University of North Dakota, 1996. – 135.
2. Wang J., J. Cobb and W. Elder. Study of Hg Oxidation in the Post-Combustion Zones of a Coal-Fired Boiler. *Proceedings 2001 Conference on SCR/SNCR for NOx Control*, Pittsburgh, Pennsylvania, May 2001.
3. Yun-Hae Kim, Prasad Yarlagadda, Xiaodong Zhang and Zhijiu Ai. Fabrication and Preparation of Coal-Water Slurry Dispersant with Amphoteric Polycarboxylate. *Advanced Materials Research*, 335-336, 2011, pp. 1257-1261.
4. Мосин С.И. Российский опыт внедрения промышленной технологии производства водоугольного топлива / С.И. Мосин, А.Г. Морозов, Г.Н. Делягин // *Новости теплоснабжения*, 2008. – № 9 – с. 22 – 28.
5. Кушнір І.С. Нечітка система контролю в'язкості суміші при виробництві водовугільного палива / І.С. Кушнір, А.І. Андрєєв, О.М. Харабет. // *Праці інституту електродинаміки Національної академії наук України. Збірник наукових праць. Спец. випуск. Ч.1.* – К.: 2011. – с. 182-189.
6. Стеклов В.К., Андрєєв А.І. Системи автоматичного керування. – К.: Техніка, 2001. – 232 с.
7. Труды Научного семинара «70 лет теории инвариантности». Москва, июнь 2008 г. / Под ред. С.Н. Васильева. – М.: ЛКИ, 2008. – 256 с.

СТРУКТУРА СУЧАСНОЇ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ОПОВІЩЕННЯ

*Розглянуто структуру сучасної автоматизованої системи оповіщення.**Ключові слова: цивільний захист, система оповіщення, надзвичайна ситуація.*S.S. SHARGORODSKAYA, S.I. BILOUSOV, O.V. SHVETS
Odessa National Academy of Telecommunications named after O.S.Popov
ovshvets@ukr.net

THE STRUCTURE OF MODERN AUTOMATED WARNING SYSTEM

*Annotation. The article deals the structure of modern automated warning system.**Keywords: civil defence, warning system, emergency situation.*

Неодмінною умовою сталого розвитку суспільства є створення і підтримка в постійній готовності системи оповіщення [1].

Структурою системи є мережа пунктів автоматизації системи, які пов'язані між собою каналами зв'язку. Основна кількість пунктів автоматизації системи складає розподілену радіально-вузлову централізовану ієрархічну структуру з декількома рівнями ієрархії, інші пункти автоматизації системи мають окреме значення і не входять до централізованої ієрархічної структури. Структура системи складається з двох ієрархічних рівнів (рис.1).

Ієрархію та структуру системи визначають пункти автоматизації. У зв'язку з тим, що пункти автоматизації мають жорстку прив'язку до адміні-стративно-територіального роз-поділу, то і структура системи має таку саму прив'язку [2].

На першому рівні знаходяться регіональні пункти автоматизації (ПА), на другому рівні районні пункти. Регіо-нальні ПА мають організаційне резервування та складаються з наступних пунктів: міський, позаміський та дублюючий. Районні ПА складаються з основного та дублюючого ПА.

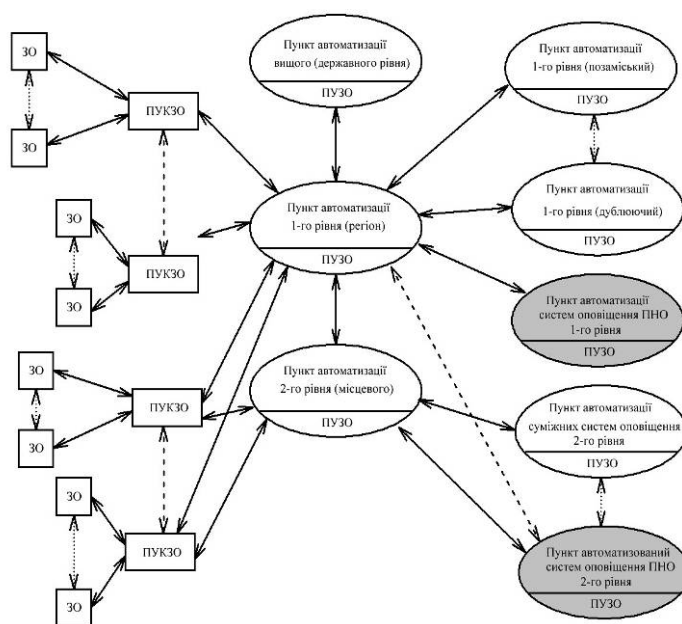


Рисунок 1 – Схема структури сучасної АСО

Література

1. Цивільний кодекс України від 14.10.2014р.
2. Білоусов С.І. Системи оповіщення цивільного захисту. Частина І. Регіональні системи оповіщення цивільного захисту./ П.П. Воробієнко, С.І. Білоусов// Одеса. – 2013.

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ АКУМУЛЯТОРІВ ПРИ ЦИКЛІЧНОМУ РЕЖИМІ РОБОТИ

Застосування автономних систем електричного живлення базується на застосуванні типових елементів збереження енергії – акумуляторів. Проте, акумулятор є елементом з нелінійним співвідношенням енергії заряду до енергії розряду. Найбільш оптимальним з боку зростання енерго ефективності є керування рівня заряду акумулятора.

Ключові слова: акумулятор, рівень заряду.

E.A. YURCHENKO, K.L. GORYASCHENKO

Khmelnytsky national university, Ukraine
kostyakst@ukr.net

INCREASE EFFICIENCY OF USE BATTERIES IN CYCLIC MODE

The use of autonomous systems of electric power based on the use of typical elements of the conservation of energy - accumulator. However, the accumulator is an element with a nonlinear relation between charge energy to discharge energy. The best way to increase energy efficiency is the management of charge level. This type of charge management require to use not fully charged accumulator. But only some types of modern accumulators can be used for this charge. Usage of "unfull" charge can reduce accumulator full charge level and reduce lifecycle.

Keywords: accumulator, charge level.

В сучасних системах електроживлення широкого застосовуються акумуляторні батареї різних типів. Для їх зарядки використовують різні зарядні пристрої – від найпростіших, в яких використовують заряд постійним струмом без контролю за зарядом, до високотехнологічних мікропроцесорних систем, де заряд контролюється за такими параметрами, як температура, напруга та струм. Вирішенню проблеми подовження строку експлуатації акумуляторів присвячено наукові дослідження вчених Жуйкова В.Я., Павлова В.Б., Подражанського Ю.М.

Відомо, що акумулятор є пристроєм зберігання енергії шляхом перетворення за рахунок відповідних хімічних процесів. В процесі заряду акумулятор накопичує енергію з різною ефективністю. Зазвичай, розряджений акумулятор більш повно перетворює енергію, ніж майже заряджений.

Наприклад, на рис. 1. показано графік ефективності заряду нікель-кадмієвого акумулятора, де видно майже 100% ефективність лише у перші 80-90% досягнутої ємності. Далі енергія втрачається на нагрів.

Тобто, можна припустити, що для NiCd акумуляторів при роботі в межах 80-90% енергія заряду витрачається найбільш ефективно. Проте, такий недозаряд веде до зменшення повної ємності батареї, відомого як "ефект пам'яті". Отже, потрібно виконувати дії з відновлення ємності та витратити енергію. Метою дослідження є розробка алгоритмів заряду та використання різних типів акумуляторів для досягнення максимальної ефективності заряду.

Нехай N – кількість акумуляторів, K_1 – рівень оптимального заряду, K_2 – рівень максимального заряду (рис. 1). Точка K_1 – є точкою зміни нахилу кривої заряду. Для розв'язку цієї задачі пропонується застосування наступного формального алгоритму розрахованого як на один так і на серію окремо керованих акумуляторів.

1. Виконання заряду акумулятора за номером T від 1 до N від рівня 0 до рівня K_1 ;
2. Виконання заряду акумулятора за номером T від 1 до N від рівня K_1 до рівня K_2 .

Таким чином, при наявності серії акумуляторів, максимальна частина енергії буде швидко збережена. А якщо далі буде також вільна енергія, то ця енергія вже з меншою ефективністю також буде збережена.

Література

3. Волкивский В.Б., Камаев В.С., Колодяжный А.В. Методы заряда никель-кадмиевых аккумуляторных батарей // Електроніка і зв'язок. – 2005. – № 27. – С. 18-25.

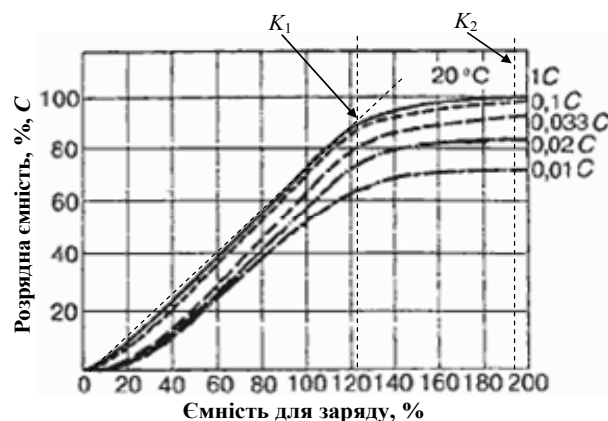


Рис. 1. Ефективність заряду нікель-кадмієвого акумулятора

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ РАСЧЕТ НАБОРА ОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Аннотация. Проведена серия экспериментов по автоматизированному расчету набора систем цифровой фильтрации.

Ключевые слова: автоматизация проектирования, системы цифровой фильтрации.

A.A. SERGEEV-GORCINSKY
 NTUU “KPI”, ESC “Institute for applied system analysis”
 alexey.sergeev@ymail.com

AUTOMATED CALCULATION OF OPTIMAL DIGITAL FILTERING SYSTEMS

Abstract. A series of experiments has been carried out on the automated calculation of a set of digital filtering systems.

Keywords: automated design, digital filtering systems.

Введение. Существует класс задач, в которых отсутствует информация об исходном (незашумленном, информационном) сигнале. При таком условии подстройка фильтра осуществляется «вслепую» (обучение без учителя, unsupervised learning) [1].

Постановка задачи. Одним из методов «слепой» фильтрации является метод оптимизированного на базе аппроксимации расчета порядка цифрового фильтра (ЦФ). В статье [2] для слепой фильтрации снятых с датчика акселерометра периодических зашумленных сигналов был применен метод оптимизированного расчета порядка фильтра простое скользящее среднее (ПСС).

Для численного эксперимента был сгенерирован комплексный зашумленный сигнал, выполнен автоматизированный расчет значений оптимальных параметров фильтров ПСС, фильтрация низкочастотных составляющих и оценка Фурье-образа результатов фильтрации.

Расчет набора оптимальных фильтров. Если значения исходного информационного сигнала неизвестны, можно рассчитать набор оптимальных фильтров ПСС для фильтрации отдельных частотных составляющих зашумленного сигнала. Набор оптимальных параметров $\{m\}$ фильтров ПСС может быть рассчитан в результате выполнения следующих шагов [2]:

1. Выбор порядка m ($m \in Z$) для фильтра ПСС и расчёт отфильтрованных значений для временных точек дискретизации $\{m, m+1, m+2, \dots\}$, в соответствии со следующим соотношением [3]:

$$y_{\phi m}[k] = \frac{1}{2 \cdot m + 1} \cdot \sum_{i=-m}^m y[k+i], \quad (1)$$

где k — номер текущей временной точки дискретизации ($k = \{m, m+1, m+2, \dots, N-m\}$), $y[k+i]$ — значение зашумленного сигнала в точке дискретизации $k+i$, m — порядок фильтра ПСС ($m \in Z$), $y_{\phi m}[k]$ — значение отфильтрованного сигнала в точке дискретизации k .

2. Выбор интервала аппроксимации n и расчёт аппроксимированных значений для интервалов временных точек $\{\{0, 1, 2, \dots, n-1\}, \{n, n+1, n+2, \dots, 2 \cdot n-1\}, \dots\}$ по методу наименьших квадратов (МНК, Least squares method). Расчёт аппроксимированного значения (условного математического ожидания) с помощью МНК можно выразить следующим соотношением [4]:

$$y_{an}[i] = b_0 + b_1 \cdot i, \quad (2)$$

$$b_1 = \frac{n \cdot \sum_{i=0}^{n-1} i \cdot y[i] - \sum_{i=0}^{n-1} i \cdot \sum_{i=0}^{n-1} y[i]}{n \cdot \sum_{i=0}^{n-1} i^2 - \left(\sum_{i=0}^{n-1} i \right)^2}, \quad (3)$$

$$b_0 = \frac{1}{n} \cdot \left(\sum_{i=0}^{n-1} y[i] - b_1 \cdot \sum_{i=0}^{n-1} i \right), \quad (4)$$

где $i = \{0, 1, 2, 3, \dots, n-1\}$, n — интервал аппроксимации (количество точек для которых определено эмпирическое уравнение регрессии, $n = \{2, 3, 4, \dots, N\}$), $y[i]$ — значение зашумленного сигнала в точке дискретизации i , $y_{an}[i]$ — оценка условного математического ожидания (аппроксимированное значение

зашумленного сигнала) в точке дискретизации i .

3. Расчёт минимизируемой функции среднего абсолютного отклонения (CAO) для значений аппроксимированного y_{an} и отфильтрованного $y_{\phi m}$ сигналов определяется следующим соотношением [5]:

$$M_{CAO}(Y_{an}, Y_{\phi m}) = \frac{1}{N - 2 \cdot m} \cdot \sum_{k=m}^{N-m} |y_{an}[k] - y_{\phi m}[k]|, \quad (5)$$

где k — временная точка дискретизации, $y_{an}[k]$ — значение аппроксимированного сигнала в точке дискретизации k , $y_{\phi m}[k]$ — значение отфильтрованного сигнала в точке дискретизации k , Y_{an} — аппроксимированный сигнал, $Y_{\phi m}$ — отфильтрованный сигнал, N — общее количество временных точек дискретизации исходного зашумленного сигнала.

Фильтрация комплексного сигнала. Для оценки возможности автоматизированного расчета набора оптимальных фильтров для комплексных зашумленных сигналов, была проведена серия экспериментов по генерированию сигнала и расчету набора оптимальных параметров низкочастотных фильтров ПСС. Для численного эксперимента был сгенерирован сигнал стационарной формы по следующей формуле:

$$x[k] = 0.2 \sin(2\pi(f)k) + \sin(2\pi(3f)k) + 0.5 \cos(2\pi(5f)k) + 1.5 \cos(2\pi(7f)k) + \varepsilon[k], \quad (6)$$

где k — номер отсчета, f — частота сигнала (25 Гц), $x[k]$ — значение зашумленного сигнала, $\varepsilon[k]$ — значение шумовой составляющей.

Кроме информационного сигнала был сгенерирован шум с нормальным распределением. После комбинирования информационной и шумовой составляющих был сформирован зашумленный сигнал с отношением сигнал-шум (ОСШ) 5 дБ.

Для сформированного зашумленного сигнала был рассчитан набор оптимальных параметров фильтров ПСС и проведена фильтрация низкочастотных составляющих. Значения модулей Фурье-образа для зашумленного сигнала и отфильтрованных составляющих изображены на рис. 1.

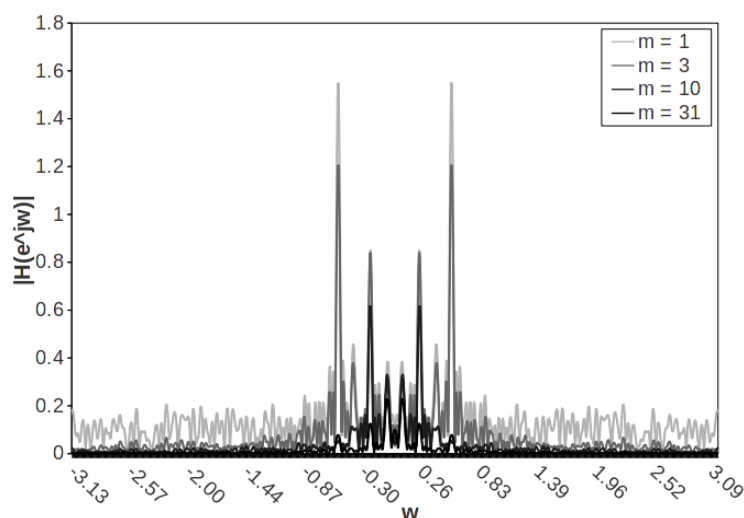


Рис. 1. Значения модулей Фурье-образа частотных составляющих

Выводы. При визуальном анализе модулей Фурье-образа (см. рис. 1) было установлено, что при фильтрации зашумленного сигнала с помощью оптимальных фильтров (параметров) ПСС были отфильтрованы отдельные частотные составляющие зашумленного сигнала. Из результатов проведенных экспериментов следует, что применение предложенной методологии позволяет автоматизировано рассчитать набор оптимальных параметров фильтров ПСС.

Литература

1. Сергиенко А. Цифровая обработка сигналов, 3-е издание, BHV, 2011. — С. 593-595.
2. Sergeev-Horchynskiy, V. Rogoza. "Periodic signal filtration using digital filtering system calculation optimized by approximation", Science-Based Technologies, No. 3, 2014. — P. 284-288.
3. Oppenheim A., Schaffer R. Discrete-Time Signal Processing, Prentice-Hall, 2010. — P. 17-18.
4. Draper N., Smith H. Applied regression analysis, 3rd ed., Wiley, 2007. — P. 24-25.
5. Guadong Xu, Yu Zong, Zhenglu Yang. Applied Data Mining, ECM, 2013. — P. 70-71.

С.В. БЕХ
Хмельницький національний університет
М.А. ТАРАНЕНКО, І.В. ТРОЦИШИН
ОНАЗ ім. О.С. Попова,
vottp.tiv@gmail.com

ЦИФРОВІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА ЇХ МІСЦЕ В ІНФОМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІЙ ТЕХНІЦІ ТА ЗАСТОСУВАННЯ В СУЧАСНИХ ПРИСТРОЯХ КОНТРОЛЮ

Представлено розширений огляд основних підходів та застосування цифрових технологій в сучасній вимірювальній техніці. Особливу увагу приділено методології та принциповим визначенням і особливостям застосування ЦАП і АЦП у сучасних інформаційно-вимірювальних системах.

Ключові слова: цифрові технології, ЦАП і АЦП, інформаційно-вимірювальна техніка

S.V. BEH
Khmelnytsky National University
M.A. TARANENKO, I.V. TROTSYSHYN
ONAT. A.S. Popov
vottp.tiv@gmail.com

DIGITAL TECHNOLOGY AND THEIR PLACE IN INFOMATSIYNO-MEASUREMENT TECHNOLOGY AND STAGNATION-APPLICATION IN MODERN DEVICES CONTROL

Abstract. Presented extended overview of the main approaches and the use of digital technologies in modern measurement technology. Particular attention is paid to the principal methodology and application of the definition and characteristics of DAC and ADC in modern information-measuring systems.

Key words: digital technology, DAC and ADC, information and measuring equipment

Ефективність будь-якого виробництва, особливо в приладобудуванні, значною мірою визначається якістю вимірювальних приладів. Особливо важливим це питання є у військовій та космічній галузях, нанотехнологіях, де вказані параметри визначають кінцевий результат. Якщо ще до середини ХХ ст. превальювали механічні вимірювальні прилади з візуальним відліком результату вимірювання, то в даний час у вимірювальній техніці використовуються переважно електронні прилади. Вимірювальну інформацію такі прилади отримують від первинних перетворювачів датчиків), заснованих на різних фізичних принципах роботи. Це дозволяє отримувати вимірювальну інформацію у вигляді цифрового коду і автоматично обробляти її на ЕОМ або мікроконтролерах.

Розвиток інформаційно-вимірювальних систем дозволяє оперативно обробляти великі масиви інформації без втручання оператора, тобто практично виключається суб'єктивний фактор. Однак розвиток засобів обробки інформації пред'являє жорсткі вимоги як до єдності форми представлення вимірювальної інформації, так і до окремих параметрах. Серед останніх найбільш важливими є точність вимірювань, надійність роботи вимірювальних приладів та їх швидкодії. Параметри точності та швидкодії є визначальними для ефективного розв'язання поставлених перед вимірювальною системою завдань.

Жорстка конкуренція на світовому ринку засобів вимірювання та накладає певні вимоги на конструкції вимірювальних приладів. Вони повинні бути дешевими, а отже, конструктивно простими, мати достатньо великий термін напрацювання на відмову і забезпечувати необхідну точність вимірювань. На перший погляд ці вимоги суперечливі, якщо точність і надійність засобів вимірювання забезпечувати конструктивними методами.

Однак як при конструюванні приладів, отриманні первинної вимірювальної інформації, так і на рівні її обробки широке поширення одержали різні методи підвищення точності вимірювань, серед яких слід виділити так звану структурну компенсацію основних похибок вимірювань.

Під структурною компенсацією похибки автор розуміє розробку і реалізацію методу отримання і перетворення вимірювальної інформації, при якому конструкція приладу (чутливого елемента) або вимірювальної схеми виявляється практично нечутливою до впливу того чи іншого фактора, наприклад, температури, непрямолинійності напрямних, зміни зазору у вузлі чутливого елемента і т.п. Це, в свою чергу, дозволяє знизити вимоги до точності обробки елементів конструкції, виключити регульовальні і юстувальні пристрої, забезпечити більш жорсткі умови експлуатації.

Важливим етапом розробки конструкції засобів вимірювання є раціональна елементна база. Це однаковою мірою стосується як технологічних параметрів механічної частини приладів (ступінь стандартизації і уніфікації, використання спеціалізованого або стандартного устаткування, складності складального процесу і т.д.), так і елементної бази сучасної електроніки.

Розвиток мікроелектроніки дозволило створити не тільки широку елементну базу з практично необмеженими можливостями, але й забезпечити високі експлуатаційні параметри приладів на їх основі. Якщо транзисторна схемотехніка вимагала від розробника хороших професійних якостей в галузі електроніки з обов'язковим навічанням окремих вузлів, то для сучасних розробок потрібні знання основ прикладної математики та навички складання схем з жорсткою або програмованою логікою. Питання

макетування, при необхідності, можуть бути реалізовані віртуальними коштами з мінімальними фінансовими і часовими витратами.

Сучасні прилади для вимірювання фізичних величин відрізняються різноманітністю фізичних принципів роботи та способів їх технічної реалізації. В загальному вигляді їх можна представити як певний набір механічних, оптичних, магнітних, електричних та інших параметрів, тісно взаємопов'язаних між собою. Останнє дозволяє, наприклад, оптичні або механічні параметри регулювати електронними засобами і навпаки. Важливим тут найчастіше виявляється відмова від традиційних методів регулювання та вибір раціональних рішень.

Зазначена обставина зумовлює певні вимоги до підготовки фахівців в галузі приладобудування. Сучасний інженер повинен мати широкий кругозір в таких галузях знань, як вимірювальна техніка та метрологія, конструювання, дискретна (цифрова) схемотехніка, оптика, і в деяких суміжних областях.

Природно, не можна підготувати фахівця з глибокими знаннями в усіх перерахованих областях в рамках однієї програми. І тут на перший план в навчальному процесі виходить методологія міжпредметних зв'язків та дозування необхідного рівня знань у поєднанні з високою ефективністю засвоєння матеріалу.

Цифрова схемотехніка базується на алгебрі логіки, що вимагає певних знань двійкової системи числення. Тому перші дві глави присвячені позиційним системам числення та основ алгебри логіки. Поряд з вивченням окремих пристроїв дискретної схемотехніки представлена глава, присвячена пристроям лінійної схемотехніки, що дозволяє сформувати певні знання, необхідні при обробці.

Широке використання засобів обчислювальної техніки для обробки аналогових вимірювальних сигналів пов'язано, перш за все, з розвитком елементної бази і пристроїв, що забезпечують взаємний перехід від аналогової інформації до цифрової (АЦП) і навпаки (ЦАП). Тому вони використовуються для сполучення пристроїв цифрової обробки сигналів з пристроями, що представляють вимірювальну інформацію у вигляді безперервного (аналогового) електричного сигналу. Крім того, ряд периферійних пристроїв вимагають для свого управління електричний сигнал в аналоговій формі, наприклад, для управління електричними, гідравлічними та іншими машинами.

Цифроаналогові (ЦАП) і аналого-цифрові (АЦП) перетворювачі застосовуються для введення в ЦВМ та вимірювання аналогових даних, для виведення інформації з ЦВМ в аналоговій формі і передачі її на виконавчі пристрої. Розвиток даного класу перетворювачів пов'язано з відомими перевагами обробки та зберігання цифрової вимірювальної інформації, що дозволяє організувати управління складними інформаційними процесами в реальному масштабі часу. Слід зауважити, що зберігання вимірювальної інформації в аналоговій формі може бути забезпечено якісно лише в обмеженому проміжку часу, зі впливом якого ця інформація або втрачається, або істотно спотворюється. Важливим є також ряд прикладних задач для телеметричних систем, для систем цифрового моделювання аналогових функцій, наприклад, в цифрових вольтметра, для пристроїв наочного відображення на дисплеї процесів, що відбуваються в обчислювальній машині, і інформації, що знаходиться в її пам'яті [1-5]. Важливим призначенням перетворювачів є також реалізація кодового управління в синтезаторах напруги і генераторах складних функцій, у пристроях порівняння цифрових величин з аналоговими.

Для реалізації АЦП і ЦАП вітчизняної та зарубіжної промисловістю випускається широка номенклатура інтегральних мікросхем. За сукупністю параметрів перетворювачі умовно можна розділити на три основні групи: перетворювачі загального застосування (середньої точності), прецизійні (похибка перетворення менше 0,1%) і швидкодіючі (час встановлення менш 100нс). Звідси головна особливість інтегральних мікросхем розглянутого виду, незалежно від типу логіки і конструктивного виконання, - дуже висока точність виготовлення інтегральних елементів, що досягає десятків і сотих часток відсотка. При цьому вихідні параметри перетворювачів і їх компонентів повинні бути сумісні зі стандартними лінійними і цифровими мікросхемами. Зазначені особливості розглянутого класу інтегральних мікросхем накладають специфічні вимоги до технології їх виготовлення. Так, якщо стандартні перетворювачі загального застосування (8-10разрядів) виготовляються на основі біполярних і уніполярних структур за традиційною технологією, то надшвидкісні і прецизійні - за спеціальною технологією, що забезпечує комплексний схемотехнічний і конструктивний підхід.

Більшість АЦП і ЦАП є двійковими. Їх розрядність вибирається таким чином, щоб похибка перетворення не перевищувала одиниці молодшого значущого розряду. Тому роздільну здатність перетворювачів прийнято оцінювати величиною $1/2^n$, тобто зворотного кількості кодових комбінацій (градацій). У деяких випадках зручніше висловлювати роздільну здатність у відсотках або в абсолютних одиницях.

Наприклад, десятирозрядний перетворювач з діапазоном шкали 10В має роздільну здатність $1 / 1024$ $1 / 1000 = 0,1\%$, що відповідає абсолютним значенням похибки в межах 10 мВ. Просте збільшення розрядності перетворювача не завжди може привести до збільшення роздільної здатності. Якщо збільшити розрядність, наприклад, з 10 до 12 [1-6], то роздільна здатність в абсолютних одиницях виявиться рівною 2,5 мВ, що порівнянно з рівнем власних шумів елементів, наведень перешкод. Якщо не вжити спеціальних заходів щодо зниження рівня шумів, то подальше підвищення розрядності перетворювача не призведе до підвищення точності перетворення. Відомі ЦАП з двійково-зваженими резисторами (рис.1) [1-6], які зібрано на резисторах номінали яких вибрано у значення двійкового коду $1, 2, 4, 8 \dots 2^n$, які утворюють подільник напруги керований двійковими сигналами керування.

Недоліком даного АП є різні номінали резисторів, які призводять до немонотонності та великої диференційної не лінійності характеристики перетворення ЦАП.

За прототип взято схему подільника Кельвіна [1] (рис.2).

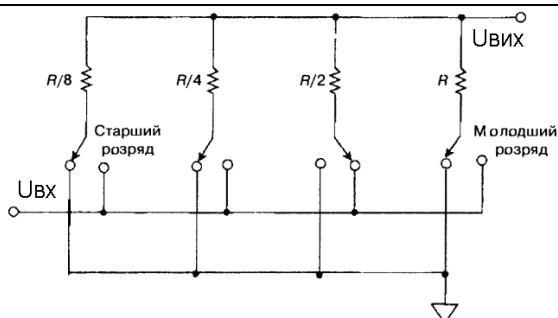


Рис.1. ЦАП із зваженими резисторами

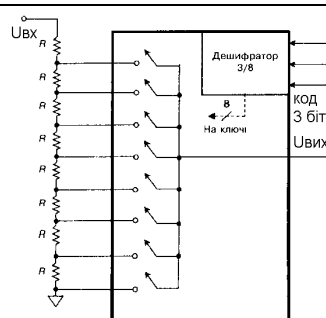


Рис.2 Атенюатор-подільник Кельвіна

Основний недолік ЦАП термометра (Кельвіна) полягає у великому числі резисторів і ключів, необхідних для досягнення високої роздільної здатності (ступенів перетворення). Сьогодні ця архітектура досить широко застосовується в простих ЦАП, таких як цифрові потенціометри, і є компонентом більш складних структур ЦАП високої роздільної здатності. Завданням винаходу є збільшення роздільної здатності подільника (кількості квантованих значень шкали перетворення) і розширення функціональних можливостей шляхом адаптивного вибору характеристики перетворення.

Завдання вирішується шляхом побудови Атенюатора-подільника Троцишина (АПТ), який полягає у використанні кодуєваної комутації точок проміжних з'єднань лінійки N послідовно з'єднаних резисторів однакового номіналу, в якій на верхній (крайній вивід лінійки резисторів) подається вхідна напруга, а нижній (крайній вивід лінійки резисторів) підключено до спільного виводу атенюатора-подільника (подільника Кельвіна), відрізняється тим що, для збільшення кількості квантованих точок вихідних значень шкали АП, до значень більших за N (подільника Кельвіна), вхідний сигнал кодуєвано подається на виводи (точки з'єднання) починаючи з верхньої N і наступних вниз до $N/2$, при цьому комутація вхідної напруги на верхній вивід N реалізує класичну шкалу перетворення із N значеннями, а використовуючи наступні проміжні точки $N-1$ і до $N/2$ отримуємо, окрім наявних N , ще додаткові квантовані значення шкали перетворення

$$N_i = \text{mod}_{\leq 1,000} \left\{ \frac{A_j}{B_k} \right\}, j, k \in 1 \div N, \text{ схема АПТ для випадку } N=8 \text{ резисторів приведена на рис.3.}$$

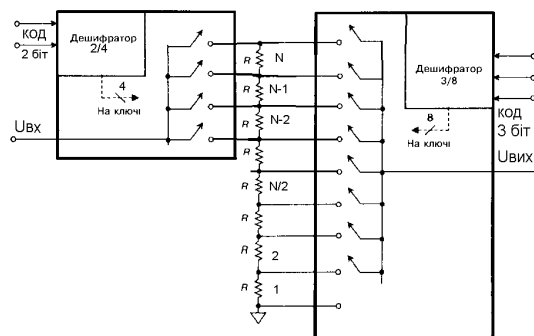


Рис.3. Схема Атенюатора-подільника Троцишина для 8R

Робота способу полягає в послідовній комутації стану АПТ згідно послідовних значень шкали перетворення яку забезпечують вхідний і вихідний комутатори, згідно заданого алгоритму режиму комутації. В таблиці наведено типові значення параметрів АП Кельвіна і АПТ та їх порівняльні співвідношення.

Таблиця – Порівняльні характеристики АПТ і АП Кельвіна

Кількість резисторів NR (N АП Кельвіна)	2	4	8	16	32	64	128	256	1024
Кількість квантових точок шкали АПТ	2	6	22	80	324	1260	5022	19948	318964
Приріст квантова них значень	0	2	14	64	292	1196	4894	19692	317940
Виграш	1	1,5	2,75	5	10,125	19,69	39,08	77,92	311,5

Література

1. Каталог фирмы Tektronix, 1988г.
2. Денбовецкий С.В. и др., Запоминающие электронно-лучевые осциллографы. Москва, «Радио и связь», 1990.
3. 20X Clock multiplication moves digitizing rate of portable Scopes in to Hiperdrive. Richard B. Rudloff, Hewlett-Packard Corp.
4. Цифровой регистратор импульсных сигналов АФИ-1700. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. Институт ядерной физики Сибирского отделения АН СССР, 1994 г.
5. 500Mpsps 8-Bit Flash ADC, Analog Design Guide, 7th Edition, Maxim Integrated Products, Inc.
6. Walt Kester. High speed sampling and high speed ADC. High speed design techniques, Analog Devices Inc.
7. Патент України №100581, Спосіб побудови атенюатора-подільника Троцишина, пріоритет: 09.03.2011. опубліковано 10.01.2013, Бюл.№1. 5с.

УДК 621.391

К.Д. ГУЛЯЄВ

Інститут телекомунікацій і глобального інформаційного простору НАНУ
kirill@gulyayev.com.ua**ТУНЕЛЮВАННЯ ІР-ТРАФІКУ КРІЗЬ ЕХ-МЕРЕЖУ
З МЕТОЮ ЗБІЛЬШЕННЯ ШВИДКОСТІ КОМУТАЦІЇ
В МЕЖАХ ВІРТУАЛЬНОГО КОМУТАЦІЙНОГО ЯДРА**

Анотація. В роботі наведено базові принципи концепції тунелювання ІР-трафіку крізь мережу, що побудована із використанням нової телекомунікаційної технології ЕХ. Зокрема розглянуто принципи тунелювання з метою збільшення швидкодії комутації блоків даних.

Ключові слова: ІР-трафік, ЕХ-мережа, тунелювання, комутація

K.D. GULYAEV

Institute of Telecommunications and Global Information Space of NASU
kirill@gulyayev.com.ua**IP-TRAFFIC TUNNELING VIA EX-NETWORK FOR SWITCHING SPEED INCREASING IN THE VIRTUAL SWITCHING CORE**

Abstract. The paper presented basic principles of IP-traffic tunneling via network that is built with using the new telecommunications technology – EX. Considered in particular the tunneling principles in order to increase the data units switching speed.

Keywords: IP-traffic, EX-network, tunneling, switching

Стрімкий розвиток інфокомунікаційних технологій, який викликав зростання обсягів трафіку, що циркулює в сучасних телекомунікаційних мережах, як ніколи гостро поставив перед науковцями проблему пошуку нових методів підвищення ефективності його передавання.

Створена на попередніх етапах дослідження технологія ЕХ [1-2], в основу якої покладено принцип використання службових заголовків змінного розміру, продемонструвала можливість отримати вигоду в 1,29 разів по швидкодії обробки блоків даних (у порівнянні із класичною маршрутизацією стеку TCP/IP) за рахунок відсутності додаткових перевірок та складностей пов'язаних із врахуванням гетерогенності мереж. Проведені дослідження показали доцільність використання цієї технології відразу в декількох сегментах ринку: від сховищ даних типового датацентру до комутаційного ядра мережі крупного оператора.

Слід зазначити, що комерційне впровадження пропонованого інноваційного продукту можливе лише при створенні сприятливих умов його функціонування в межах існуючої глобальної інформаційної інфраструктури. Найбільш важливим елементом цих умов є забезпечення спільної роботи мереж, що побудовані із використанням інноваційної технології, та мереж передавання даних, що складають сьогодні основу мереж загального користування.

Серед найбільш важливих аспектів такої спільної роботи слід відзначити можливість одночасного передавання навантаження крізь єдине телекомунікаційне середовище, як із використанням традиційних, так і з використанням інноваційної технології, а також принципи поєднання розрізнених сегментів мереж різних типів за допомогою механізмів тунелювання.

Особливої актуальності це питання набуває при створенні корпоративних мереж, які складаються з декількох територіально рознесених сегментів. Це пояснюється тим, що найбільш розповсюдженим методом поєднання окремих сегментів до єдиної логічної мережі є організація єдиного адресного простору та прозорого транспортування трафіку між такими сегментами за допомогою тунелювання. Як відомо, в основу процесу тунелювання трафіку між двома сегментами пакетної мережі покладено принцип інкапсуляції блоків даних нижчих або рівних рівнів до блоків даних вищих або рівних рівнів моделі OSI [3]. За рахунок цього з'являється можливість використовувати єдину адресацію та механізми маршрутизації в межах всієї корпоративної мережі не зважаючи на кількість сегментів, що входять до її складу.

Крім забезпечення міжмережної взаємодії з метою інтеграції мереж, що використовують різні телекомунікаційні технології, тунелювання сьогодні використовується також з метою підвищення швидкості комутації (наприклад, в технології MPLS). Зважаючи на це в основу концепції тунелювання ІР-навантаження крізь ЕХ-мережу має бути покладено саме принцип підвищення швидкості комутації.

Очевидним призначенням такого виду тунелювання є зменшення додаткової затримки, що вноситься комутаційним обладнанням під час комутації телекомунікаційних потоків значного обсягу в ядрі великих мереж (наприклад, транспортних мереж крупних операторів телекомунікацій). Як і при використанні інших аналогічних технологічних концепцій швидкісне тунелювання трафіку в ЕХ-мережі здійснюється за рахунок тимчасової (на період перебування блоку даних в ядрі транспортної мережі) мінімізації адресної інформації, що використовується для комутації інформаційних потоків. Так, наприклад, в технології MPLS [4] для цього використовується спеціальна мітка, яку маршрутизатори ядра (маршрутизатори Р-типу) використовують для комутації блоків даних замість логічних адрес (наприклад, ІР-

адрес). З цією метою використовуються міжмережні шлюзи (в технології MPLS – маршрутизатори PE-типу), що підтримують обидва стеки протоколів (в нашому випадку – TCP/IP та EX), а також містять таблицю маршрутизації, що дозволяє обрати EX-адресу „виходу” з EX-мережі для відповідного IP-пакету. В свою чергу безпосередню обробку потоків даних здійснює комутуючий маршрутизатор EX. При цьому замість IP-адрес для комутації та пошуку „виходу” для EX-кадру з EX-мережі він використовує EX-адресу мінімального розміру. Наприклад, адреса розміром 1 байт дозволяє створювати комутуючий простір до якого входить до 255 маршрутизаторів, що, як правило, цілком достатньо для організації транспортної мережі достатньо крупного оператора телекомунікацій національного масштабу.

Таким чином, використання зображеної на рис. 1 концепції, дозволяє створити для зовнішніх IP-мереж щось на кшталт комутуючої хмари, яка забезпечує швидкісну обробку телекомунікаційного навантаження, що, в свою чергу, зменшує середню комутаційну затримку блоків даних в ядрі мережі. Безумовною перевагою такого способу, у порівнянні, наприклад, із технологією MPLS є також те, що в наведеному варіанті технологія EX одночасно використовується і як транспортна технологія каналного рівня і як технологія підвищення швидкості комутації, що мінімізує кількість додаткових операцій на інкапсуляцію та де інкапсуляцію на рівні міжмережних шлюзів.

З метою оцінки теоретичного ефекту від запровадження пропонованої технології розглянемо математичну модель обробки блоку даних на комутуючому пристрої (EX-маршрутизаторі, маршрутизаторі Р-типу технології MPLS або звичайному IP-маршрутизаторі) в залежності від розміру адресної інформації, що використовується для комутації в умовах різного рівня інтенсивності навантаження.

Насамперед, проаналізуємо процес прийняття рішення про здійснення комутації у найбільш загальному випадку. Для цього будемо вважати, що на вхід комутуючого пристрою надходить потік блоків даних (пакетів або EX-кадрів) інтенсивністю λ , кожен з яких містить адресну інформацію розміром X біт, яка призначена для визначення вихідного порту для всього блоку. Прикладами такої адресної інформації можуть бути EX-адреса змінного розміру, мітка, IP-адреса тощо. Після первинної обробки блок даних потрапляє до внутрішньої черги. У разі заповнення черги повідомлення відхиляється. Для спрощення будемо вважати, що потік обслуговування (комутації) має експоненціальний розподіл з інтенсивністю μ (t), яка залежить від часу t (X , N), необхідного для визначення вихідного інтерфейсу. Зазначений час, в свою чергу, залежить не тільки від методу порівняння записів із записами у відповідній таблиці комутації (або маршрутизації), а й від кількості записів N в такій таблиці, а також від розміру самої адресної інформації.

Якщо припустити, що процес обробки складається лише з процесу визначення вихідного інтерфейсу за адресою (знехтувати іншими складовими процесу) та вважати, що процес обробки записів має лінійний характер, мінімальний час обробки блоку даних дорівнюватиме часу обробки одного елемента $t_{\max} = t_i$, а максимальний відповідно добутку часу обробки одного запису та кількості елементів. При цьому середній час обробки залежно від кількості елементів та часу обробки одного елемента дорівнюватиме:

$$t_{\text{mid}}(t_i, N) = \frac{\sum t_i N}{N} = \frac{t_i(N+1)}{2}. \quad (1)$$

Зрозуміло, що така груба оцінка не відображає реального процесу комутації, але є цілком достатньою для узагальненої порівняльної оцінки впливу зменшення розміру мережної адреси на швидкість комутації.

Враховуючи внутрішнє сховище з обмеженим розміром та відкиданням повідомлень за умови переповнення, система комутації може розглядатися за Кендалом [5-6] як СМО М/М/1:IS, де IS — загальна кількість місць обслуговування та очікування у системі. В цьому випадку середня кількість заявок у системі:

$$\bar{N} = \frac{\rho}{1-\rho} - \frac{(IS+1)\rho^{IS+1}}{1-\rho^{IS+1}}, \quad (2)$$

де ρ — коефіцієнт завантаженості системи.

За формулою Літтла [5-6] середній час комутації буде визначатись як $\bar{T}_f = \frac{1}{\lambda} \bar{N}$. Таким чином,

якщо встановити рівень залежності часу обробки одного елементу (наприклад, порівняння однієї IP-адреси із одним записом в таблиці маршрутизації) від розміру мережної адреси можна оцінити його вплив на загальний час комутації, як для маршрутних (комутаційних) таблиць різного розміру, так і для різного рівня інтенсивності надходження блоків даних (рис. 1).

Зокрема на графіку (рис. 1) наведено залежність середнього часу комутації (лише самого процесу визначення інтерфейсу призначення) від інтенсивності надходження блоків даних при різному значенні часу обробки одного елементу. При розрахунку було припущено, що таблиця комутації (або маршрутизації) містить 100 записів, а буфер очікування дозволяє вмістити до 100 блоків. При цьому значення інтенсивностей надходження пакетів та їх обробки підібрано таким чином, щоб коефіцієнт завантаженості не перевищував одиниці. Зокрема з графіків видно, що при часі обробки одного запису на рівні 4 нс (суцільна лінія) час комутації досягає 1 мкс вже при інтенсивності в 4 Мблоки/с, а при часі обробки на рівні 2 нс (пунктирна лінія) це саме значення часу комутації (1 мкс) досягається лише при інтенсивності близько 9

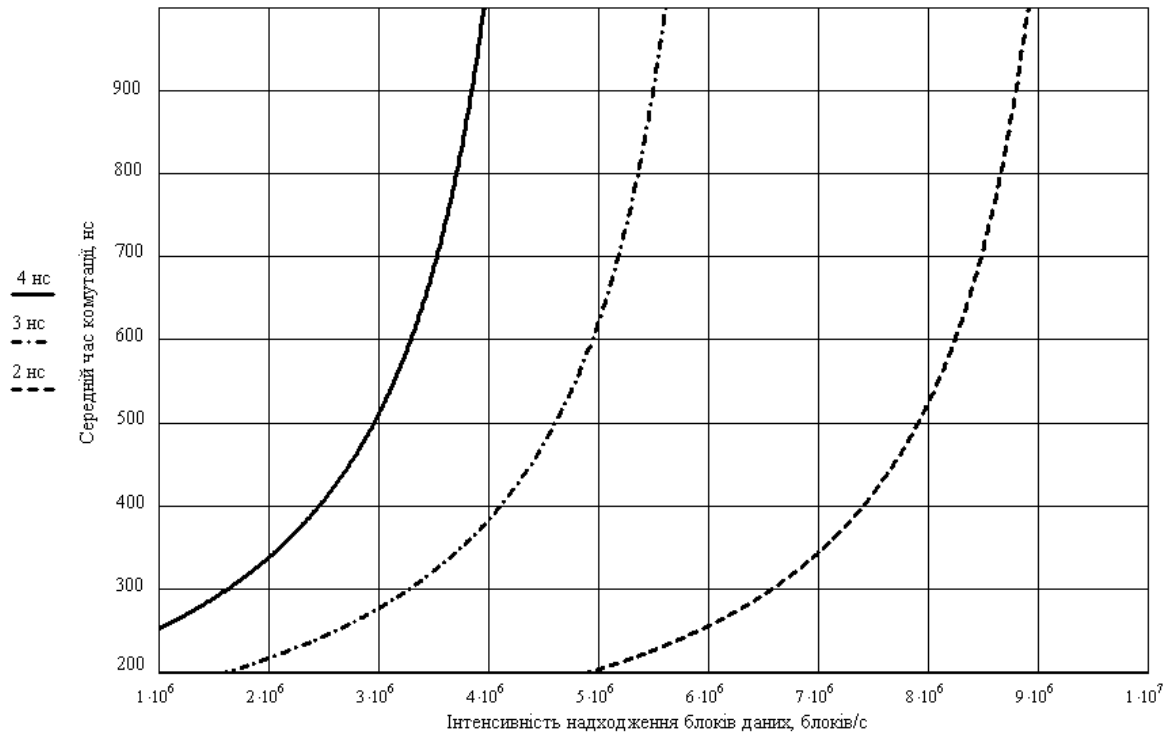


Рисунок 1 – Залежність середнього часу комутації від часу обробки одного елементу

Таким чином, якщо припустити наявність лінійної залежності між розміром порівнювальних адрес та часом порівняння (що напряму впливає із лінійного зменшення кількості обчислювальних операцій в типовій мікропроцесорній системі), стає очевидною більш ніж двократне зростання ефективності комутації (маршрутизації) при двократному зменшенні розміру адреси.

Література

1. Каптур В.А. Базові принципи практичної реалізації систем адресації із змінним розміром мережної адреси в Ethernet мережах / В.А. Каптур, К.Д. Гуляєв, П.С. Кравченко // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2012. – №1. – С. 51 – 54.
2. Гуляєв К.Д. Стек протоколів системи адресації із змінним розміром мережної адреси / К.Д. Гуляєв // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2012. – №2. – С. 74 — 76
3. Таненбаум Э. Компьютерные сети /Э. Таненбаум. – СПб.: Питер, 2005. – 992 с.
4. Rosen E. Multiprotocol Label Switching Architecture // E. Rosen, A. Viswanathan, R. Callon. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.ietf.org/rfc/rfc3031.txt>
5. Крылов В. В. Теория телетрафика и ее приложения/ В.В. Крылов, С.С. Самохвалова . - СПб.: БХВ-Петербург, 2005. - 288 с.: ил.
6. Бочаров П.П. - Теория массового обслуживания. Учебник./ П.П. Бочаров, А.В. Печинкин - М.: Изд-во РУДН, 1995. - 529с., ил.

ОПТИМІЗАЦІЯ БАГАТОМОДУЛЬНОЇ КОНСТРУКЦІЇ ОСЕРДЯ ОПТИЧНИХ КАБЕЛІВ ЗА КРИТЕРІЄМ МІНІМАЛЬНОЇ СОБІВАРТОСТІ

Анотація. В даній роботі проведено дослідження щодо оптимізації багатомодульної конструкції осердя двошовного оптичного кабелю на 144 ОВ за критерієм мінімальної собівартості. Для досягнення поставленої мети запропоновано два шляхи зміни значень параметрів елементів другого повиву – збільшення кроку спірального укладання та зменшення діаметра трубок оптичних модулів. За результатами проведених досліджень встановлено, що зменшення собівартості оптичних кабелів порівняно з неоптимізованою конструкцією за рахунок збільшення кроку спірального укладання елементів другого повиву становить 0,88 %, а за рахунок зменшення діаметра трубок оптичних модулів у другому повиві – на 8,75 %.

Ключові слова: оптичний кабель, собівартість, конструктивні елементи, геометричні розміри, трубка оптичного модуля, маса, ціна.

O.V. BONDARENKO, D.M. STEPANOV, O.O. VERBITSKIY

Department of Fiber optic communication lines
vols@onat.edu.ua

OPTIMIZATION OF THE CORE DESIGN IN MULTIMODULE OPTICAL CABLES BY MINIMUM COST

Abstract – In this paper, research of optimization the concentric design of the two-layered core in optical cable, for example with 144 optical fibers, by criterion for the minimum cost are performed. To achieve this goal proposed two ways to change the values of the elements parameters in the second layer – increasing of the helical laying step or decreasing of the optical modules tube diameter. The results of the research allow to establish, that reducing of the cost of optical cables compared to non-optimization structure by increasing the helical laying step of elements in the second layer of the core on 0,88%, and by reducing the diameter of optical modules tubes in the second layer – on 8,75%.

Keywords – optical cable; construction elements; geometrical dimensions; optical module tube; weight; cost.

One of the most important product of manufacture for the communication sector is an optical cable (OC). Using of which in the field of telecommunications services allow to satisfy the requirements of customers by providing high-speed access to information devices of fiber optic transmission systems (FOTS), internet, cable operators and more. To ensure the necessary bandwidth of transport telecommunication networks are commonly used concentric OC (core with many layers of optical modules), containing a small number (till to 32 [1, 2]) of single-mode fibers with low attenuation. Fibers in few-fiber OC are placed inside the optical module (OM) tubes with different diameters and filled with hydrophobic filler. In these OC the core usually contains 5 [1] or 6 [2] OM with or without a certain number of filling elements (FE), which are helically stacked around a central power element (CPE), which is made of fiber glass or steel rod with the plastic shell. CPE diameter depends on the number of elements in the first layer of the OC core [3]. These multifiber concentric optic cables are intended to build customer access networks and ensuring of software technology «Fiber To The Home» [4].

However, the limitations that prevent the introduction of this technology is the cost of OC. This requires to solve a few problems about structural OC optimization for subscriber access networks by the criterion of the minimum cost and reducing the prices of cable elements materials, manufacture price, etc.

Therefore, the goal of this work is optimization the design of the concentric cable core by the criterion of the minimum cost.

In this paper, as an object of study chosen a two-layered multimodule concentric OC, that was developed in [5] (Fig. 1). The elements of this OC, that were included in further calculations and studies, include: CPE with fiber glass rod, optical fibers, module tubes (optical module), hydrophobic filler of an OM, intermodule filler, waterproof tape, peripheral power element (aramid yarn) (PPE), protective hose.

Calculation the OC cost are based on the determination of the weight of its structural elements and materials for their production. Basic OC elements have a cylindrical shape, solid rods (OF, CPE, FE) or tubular (OM, protective hose). Further, using the identified masses of cable elements, prices of theirs materials can be calculated the cost of materials, which are used for the manufacture of elements and the total cost of all material elements of the cable [6].

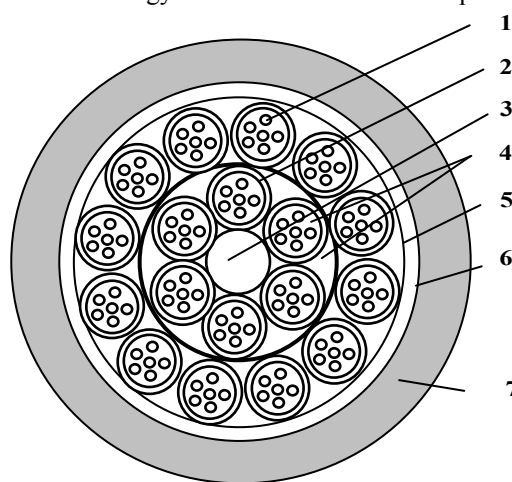


Fig. 1. The core design of an optical cable:
1 - OF; 2 - tube of optical module; 3 - central power element;
4 - filling compounds; 5 - fastening element; 6 - peripheral power element (aramid yarns); 7 - protective hose

Reduction of the total cable price may be possible by decreasing the weight of its structural elements. Decreasing the weight of structural OC elements is possible by reduction their dimensions, in particular, OM tubes in which optical fibers (OF) are loosely layered inside. However, the tube diameter of optical module D_{OM} chosen on the basis of the requirements for the permissible relative elongation of OC structures [3]. The latter depends on the distance between the optical fiber (or a bunch of OF) and the inner surface of the wall of OM, which is determined by the number of optical fibers in the OM [3].

In [5] states that the development of design of multilayer cable core by the longitudinal load must be determined by geometrics elements of the first layer. Therefore in this paper to optimize the design of the two-layer OC, as shown in Fig. 1, by changing the parameters of the second layer: increasing of helical step stacking of elements, as proposed in [5], and decreasing of the module tube diameter and the number of OF in it. To reduce the consumption of materials of cable elements in the second layer the step of the helical stacking of elements h_2 can be increased until a relative elongation of the second cable layer will be higher, than in the first layer, $\varepsilon_1 > \varepsilon_2$.

Reducing the diameter of OM tube in the second core layer of OC leads to the decreasing in the relative longitudinal elongation of the cable in the second layer, as well as the number of elements in this layer is increasing. Define the core diameter of OC by the first layer and specify the number of elements in the second layer the OM tube diameter in the layer can be calculated [7]

$$d_{OM2} = \frac{D_1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\sin^2 \theta} \left[\frac{1}{\sin^2 \frac{\pi}{n}} - 1 \right]} - 1}, \quad (1)$$

here d_{OM2} – OM diameter in second layer, mm; D_1 – diameter of OC core by the first layer, mm, $D_1 = d_{CPE} + 2d_{OM1}$; d_{CPE} – diameter of CPE, mm; d_{OM1} – OM diameter (OM and FE) in the first layer, mm; θ – angle of helical stacking elements in the second layer, radian; n – number of elements in the second layer.

Based on the value of the OM diameter d_{OM2} in the second layer the relative elongation of OC ε_{c2} in the second layer can be found using the expression [8]

$$\varepsilon_{c2} = -1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot \pi^2 \cdot R_2^2}{h_2^2} \cdot \left(\frac{2\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_2^2}{R_2^2} \right)}, \quad (2)$$

here R_2 – radius of the helical stacking elements in the second layer, mm; h_2 – step of helical stacking elements of the second layer, mm; ΔR_2 – the distance between the bunch of OF and the inner surface of OM wall, mm.

In this paper, using the proposed optimization method, developed two optimization models of two-layered OC, for example with 144 OF, – model №2 (with increased step of helical stacking elements in the second layer of cable core) and model №3 (with reduced OM diameter of the second layer of the cable core). Parameters of the model №1, which is taken as a basis for development in [5] and the two developed OC models, given in Table 1. Implementation of this method of OC design optimization does not change the transmission optical parameters of OF.

Table 1 – Elements parameters of multimodule two-layered OC models

Parameter of elements in OC core		Model №		
		1	2	3
Number of OF in OC		144	144	144
Diameter of CPE d_{CPE} , mm		2,70	2,70	2,70
Diameter of OM tube, d_{OM} , mm	in I layer	2,50	2,50	2,50
	in II layer	2,50	2,50	1,85
Number of OF in OM n_{OF}	in I layer	8	8	8
	in II layer	8	8	6
Number of elements	in I layer	6 OM	6 OM	6 OM
	in II layer	12 OM	12 OM	16 OM
Total number of OF	in I layer	$6 \times 8 = 48$	$6 \times 8 = 48$	$6 \times 8 = 48$
	in II layer	$12 \times 8 = 96$	$12 \times 8 = 96$	$16 \times 6 = 96$
Relative elongation of the cable ε_c , %	by I layer	0,52	0,52	0,52
	by II layer	0,82	0,53	0,60
Step of helical stacking elements, mm	in I layer	90	90	90
	in II layer	90	131	90
The weights of material elements of the cable design, kg		219,27	217,20	191,78
OC cost per 1 km, UAH		6115,50	6061,40	5580,60

The developed model structures of two-layer OC are taken: first OM layer contains 8 OF, OM in first layer in model №3 contains 6 OF, diameter of bunch with 8 OF $d_{OF8} = 0,843$ mm [3], bunch diameter with 6 OF $d_{OF6} = 0,765$ [3], radial wall thickness of OM $\Delta t_{OM} = (0,15...0,2)$; number of aramid yarn type «Twaron D 1052 8050» - 12 threads, the radial thickness of the protective hose $\Delta t_{ph} = 1,6$ mm [5]. The density of all elements are taken from [9], structural and technology factors and factors accounting process waste are taken from [6]. Prices for materials design elements are taken from [6, 10].

The results of the research allow to make the following conclusions:

1. In this paper, an optimization of multimodule concentric cable core design by the criterion of minimum cost is made by changing the parameters of the second layer.

2. As a result of the calculations and researches established, that the optimization of two-layered OC core design by increasing the step of helical stacking elements of the second layer (model №2) on 45% (from 90 mm to 131 mm) made it possible to reduce the cost of the cable compared to non-optimized design on 0,88%, and by reducing the diameter of the OM tubes in the second layer (model №3) on 26% (from 2,5 mm to 1,85 mm) – on 8,75%. This makes it possible to assert that the method of optimization of two-layer OC core design applied to model №3 is profitable.

3. This method of optimization of two-layered OC core design can be recommended for use during the development of cables for subscriber access networks in order to minimize their costs.

References

1. Kataloh kabeliv PAT «Zavod «Yuzhkabel'», 2014.
2. Kataloh kabeliv PAT «Odeskabel'», 2014.
3. Bondarenko O.V. / Technique of determination of modules tube diameter and possible lengthening of optical cables construction / O.V. Bondarenko, D.M. Stepanov, O.M. Stastchuk // Фотоелектроніка. – 2011. – Вип. 20. – С. 76 – 80.
4. Arkhytektura optycheskykh setey dostupa FTTH (Fiber-to-the-Home) / Y. Насымов. – Rezhym dostupu do vydannya https://www.cisco.com/web/RU/downloads/Cisco_FTTH_architecture.pdf.
5. Bondarenko O.V. Metod optymizatsiyi bahatomodul'noyi konstruktsiyi oserdya optychnykh kabeliv / Bondarenko O.V., Stepanov D.M., Boyarova A.A. // Naukovi pratsi ONAZ im. O.S. Popova. – Odesa, 2013. – Vyp. № 1. – S. 99 – 106.
6. Bondarenko O.V. Osoblyvosti rozrakhunku povnoyi sobivartosti i optovoyi tsiny volokonno-optychnoho kabelyu v umovakh rynkovykh vidnosyn v ekonomitsi krayiny / Bondarenko O.V. // Zhurnal NNIPETA im. H.E. Veynshteyna ONAKhT. – Odesa, 2013. – S.
7. Volokonno-opticheskie kabeli. Teoreticheskie osnovy, konstruirovaniye i raschet, tehnologiya proizvodstva i ekspluatatsiya: monografiya / Iorgachev D.V., Bondarenko O.V., Daschenko A.F., Usov A.V. – Odessa: Astropoint, 2000. – 536 s.
8. Malke G. Volokonno-opticheskie kabeli: Osnovi proektirovaniya kabeley, planirovaniye sistem / G. Malke, P. Gessing. – Novosibirsk: Izdatel, 1997. – 264 s.
9. Osnovnyye materialy, ispolzuemye pri izgotovlenii opticheskikh kabeley / Electro House. – Rezhim dostupu do vidannya <http://eh-electro-house.ua/spravochnik/osnovnye-materialy-ispolzuemye-pri-izgotovlenii-opticheskikh-kabeley/>.
10. Detailed Import Data of twaron. – Режим доступу: <https://www.zauba.com/import-twaron-hs-code.html>

АНАЛИЗ ПЕРСПЕКТИВ ВНЕДРЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ 4G В УКРАИНЕ

Аннотация. В работе проведен анализ развития стандартов и технологий сетей мобильной связи поколений 3G-4G с точки зрения перспектив внедрения технологии 4G в Украине. Рассмотрены особенности интеграции услуг на основе пакетных сетей беспроводного доступа в концепции VoLTE. Сделан вывод о возможности и целесообразности опережающей разработки в Украине технологии мобильной связи на основе лучших известных достижений. Новые решения должны быть ориентированы не только на интеграцию сетей цифровой телефонии с сетями Интернет, но и на более высокие стандарты передачи трафика реального времени в сенсорных сетях и системах типа M2M.

Ключевые слова: 4G, VoLTE, сенсорные сети, система M2M

V.I. TIKHONOV, A.R. LOVCHIKOVA

A. S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications
victor.tykhonov@onat.edu.ua anastasia.lovchikova@gmail.com

ANALYSIS OF THE OF 4G TECHNOLOGY DEPLOYMENT PERSPECTIVES IN UKRAINE

Abstract. The paper analyzes the development of 3G-4G mobile network standards and technologies in terms of the 4G deployment perspectives in Ukraine. The issues of packet based service integration in wireless access networks are considered behind the VoLTE concept. The feasibility and expedience of advanced mobile communication technology development in Ukraine was concluded, which is based on the best known solutions. New decisions are to meet higher standards of real-time traffic control in sensor networks and M2M systems along with the digital telephony to Internet networks convergence.

Keywords: 4G, VoLTE, sensor network, M2M system

Одним из лучших решений 4G на данном этапе (2015 год) является реализация объединенной системы мобильной связи четвертого поколения (4G) двумя ведущими операторами телекоммуникаций США на основе технологии VoLTE (2014 г., Verizon Wireless и AT&T Inc.), [1]. При этом, существуют различные трактовки термина 4G (стандарт 4, коммерческий бренд «4G», сети 4G на основе VoLTE. Пакет стандартов 4G включает LTE-Advanced и WiMax2 (IEEE 802.16m). Коммерческий бренд «4G» связан с внедрением технологии доступа LTE, основная особенность которой – метод доступа OFDM. LTE на физическом уровне не совместима с радиоканалами 2G-3G, поэтому для передачи трафика телефонии применяют «отката от 4G к 3G» (CSFB). Технология 4G на базе VoLTE использует обновленную платформу eIMS (evolved IMS), в которой коммутация голосовых пакетов в радиоканале осуществляется периодически (с периодом 10 мс). Базовой услугой транспортной сети eIMS является передача трафика телефонии по предварительно установленным виртуальным соединениям с гарантированной скоростью (GBR). Такая концепция интеграции услуг получила название MMTel (Multimedia Telephony).

Вопреки недавним прогнозам относительно перспектив создания сетей NGN на принципе “All over IP”, реальная практика внедрения сетевых технологий свидетельствует о наличии внутренних противоречий; они обусловлены попытками «латания дыр» по отношению к стеку TCP/IP. Ограниченность полосы пропускания на последней миле (радиоканал в беспроводном доступе) является узким местом в телекоммуникационной инфраструктуре. Возможности повышения быстродействия радиоканала в условиях ограниченности мощности приема-передатчиков уже близки к насыщению. Поэтому решающую роль в увеличении емкости канала играют методы и протоколы передачи пакетных данных.

В Украине сейчас внедряется мобильная связь 3G, что является обоснованной тактикой с учетом технико-экономических и политических факторов. Интеграция услуг на базе VoLTE под силу только крупным игрокам на рынке телекоммуникаций, и для Украины такая перспектива непривлекательна. В ОНАС им. А.С.Попова запатентована принципиально новая платформа конвергенции мультисервисных сетей – интегрированная технология телекоммуникаций UA-ITT, которая не имеет мировых аналогов. [2]. Она включает в себя возможности современных технологий (OTN, MPLS-TP, VoLTE и др.). В то же время, платформа UA-ITT обеспечивает преемственность поколений сетевых технологий и плавный переход от архитектуры IP-сетей к новой телекоммуникационной инфраструктуре. Благодаря этому, наша страна имеет уникальную возможность после внедрения 3G сразу планировать стратегический переход на технологии беспроводного доступа, которые сегодня рассматриваются как 5G и 6G.

Литература

1. The Verizon Wireless 4G LTE Network: Transforming Business with Next-Generation Technology. – Режим доступа: http://business.verizonwireless.com/content/dam/b2b/resources/LTE_FutureMobileTech_WP.pdf
2. Семиноженко В.П. Концепция сетевой интеграции по технологии ITT/ В.П. Семиноженко, В.М. Горицкий, П.П. Воробийенко, В.И. Тихонов // Электросвязь. – 2012. – № 7. – С.27–31.

**ВИЗНАЧЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ МОДИФІКОВАНИХ
СХЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЗАСОБІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ**

Анотація. Запропоновано модифіковану структуру інтерполяційного фільтра для пристрою синхронізації засобів телекомунікацій. Розроблено імітаційну схему каналу передачі даних з використанням модифікованої конструкції пристрою синхронізації. Наведено аналітичні залежності для формалізації аналітичного опису інтерполяційних пристроїв для пристроїв синхронізації засобів телекомунікацій. Приведено результати дослідження запропонованих рішень при побудові модифікованих схем синхронізації шляхом визначення енергетичного виграшу, джиттеру, помилки за констеляційною діаграмою.

Ключові слова: синхронізація, інтерполятор, поліфазний фільтр, завадостійкість

J.M. BOIKO

Khmelnitskyi National University
boiko_julius@ukr.net**DETERMINATION OF EFFICIENCY MODIFIED SYNCHRONIZATION SCHEME TELECOMMUNICATIONS**

Annotation. A modified structure interpolating filter to device synchronization of telecommunications. Developed simulation circuit data link using a modified design of the device synchronization. The analytical dependence for formalizing analytical description interpolation device for synchronization of telecommunications devices. The results of research of the solution in the construction of modified synchronization schemes by identifying energy gain, jitter and errors by constellations diagram.

Keywords: interpolation, polyphase filter, noise immunity

Одним із основних процесів який впливає на загальну завадостійкість приймання цифрових кодованих сигналів, є процес синхронізації в демодуляторах квадратурних сигналів [1]. На сьогодні актуальною задачею є використання модифікованих способів синхронізації на основі врахування впливу завад сусідніх символів на фазовий критерій тракту, зокрема використання інтерполяційних та багатофазних модифікованих схем синхронізації, що дозволяє покращити характеристики цифрових каналів [1]. Саме дослідженню, моделюванню і визначенню виграшу від використання цих способів присвячене дане дослідження.

Для підвищення ефективності синхронізації пропонується метод перетворення частоти дискретизації за допомогою поліфазних фільтрів. Поліфазний фільтр представляє собою набір невеликих фільтрів, що працюють паралельно, кожен з яких обробляє тільки підмножину відліків сигналу. При цьому формується нова послідовність і не виконуються зайві обчислення, тому що для кожного відліку необхідно обчислити вихідний сигнал тільки одного з цих фільтрів. В даний час для відновлення сигналів з рівномірною дискретизацією досліджуються різні методи перетворення частоти дискретизації, які розраховані на незначні коливання відхилень інтервалу дискретизації. У зв'язку з цим, дуже важливо знайти розв'язок задачі побудови пристрою синхронізації модифікованого типу та можливість застосування структури Фарроу для безперервного регулювання перетворенням частоти дискретизації, з метою відновлення нерівномірних відліків оцифрованого сигналу і подальшого її застосування в цифровій обробці сигналів в блоках обробки засобів телекомунікацій для підвищення їх завадостійкості.

Основне рівняння інтерполяції дискретного сигналу записується у вигляді:

$$y(lT_i) = y[(n_l + \mu_l)T_{in}] = \sum_{i=I_1}^{I_2} x[(n_l - i)T_{in}] h_l[(i + \mu_l)T_{in}], \quad (1)$$

де $\{x(n)\}$ - послідовність відліків сигналу з інтервалом T_{in} ; $h_l(t)$ - імпульсна характеристика інтерполяційного нерекурсивного фільтра; i - індекс фільтра; n_l - вихідна координата, яка визначає $I = I_2 - I_1 + 1$ відліків сигналу для використання l -го інтерполятора; μ_l - дробовий інтервал дискретизації який визначає коефіцієнти фільтра l -го інтерполянта.

Імпульсна характеристика інтерполяційного фільтра виражається в кожному інтервалі T_{in} за допомогою полінома ступеня M :

$$h_l(t) = h_l[(i + \mu_l)T_{in}] = \sum_{m=0}^M c_m(i) \mu_l^m, \quad (2)$$

Число поліноміальних коефіцієнтів $c_m(i)$ є постійним, яке не залежить від μ_l , і визначається виключно імпульсною характеристикою інтерполяційного фільтра $h_l(t)$.

Тоді передавальна функція такого нерекурсивного фільтра буде мати вигляд:

$$C_m(z) = \sum_{i=I_1}^{I_2} c_m(i) z^{-i} . \quad (3)$$

Таким чином, вираз (3) є поліном від μ_l^m , який буде єдиним змінним параметром структури. До складу такої структури входить $M+1$ нерекурсивних фільтрів з постійними коефіцієнтами увімкненими паралельно, виходи яких множаться на дробовий інтервал дискретизації μ_l^m .

Замість μ_l у (2) використаємо конструкцію з $(2\mu_l - 1)$ для утворення дробового інтервалу (рис.1). Представимо імпульсну характеристику фільтру наступним чином:

$$h_l[(n + \mu_l)T_{in}] = \sum_{m=0}^M c_m(n)(2\mu_l - 1)^m . \quad (4)$$

тут $n = -N/2, -N/2+1, \dots, N/2-1$.

Для дослідження запропонованих рішень проведемо розробку імітаційної схеми системи передачі

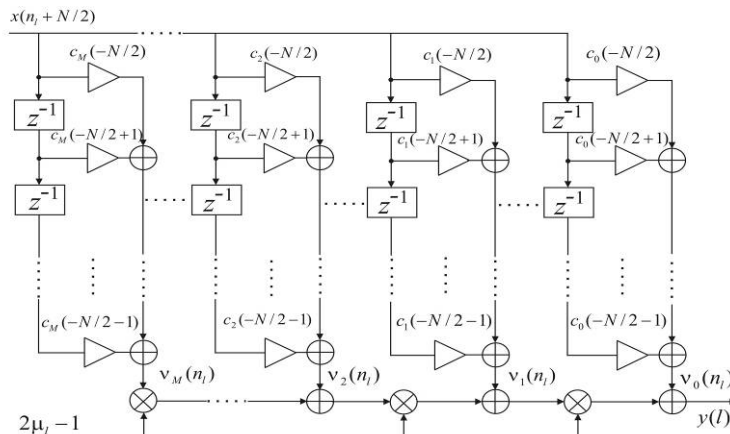


Рис. 1 Модифікована схема поліфазного фільтра Фарроу

входить підсистема «модулятор». Тут вихідний сигнал після скремблювання потрапляє на кодер Грею, далі відбувається диференційне кодування, екстраполяція, передискретизація («Upsample») та обмеження сигналу за спектром фільтруючим пристроєм («FIR Filter»). Далі в системі на рис. 2 вихідний сигнал потрапляє на підсистему поліфазний інтерполятор «Polyphase interpolator», в канал передачі інформації. Фазова помилка задається блоком «Phase offset». На рис. 3-6 представлено графіки для визначення завадостійкості пристрою обробки сигналів при наявності в каналі передачі даних завад, констеляційні діаграми, око-діаграми для визначення джиттера та залежності для оцінювання динаміки спотворення сигналу в каналі передачі інформації за величиною вектора помилки EVM (Error Vector Magnitude).

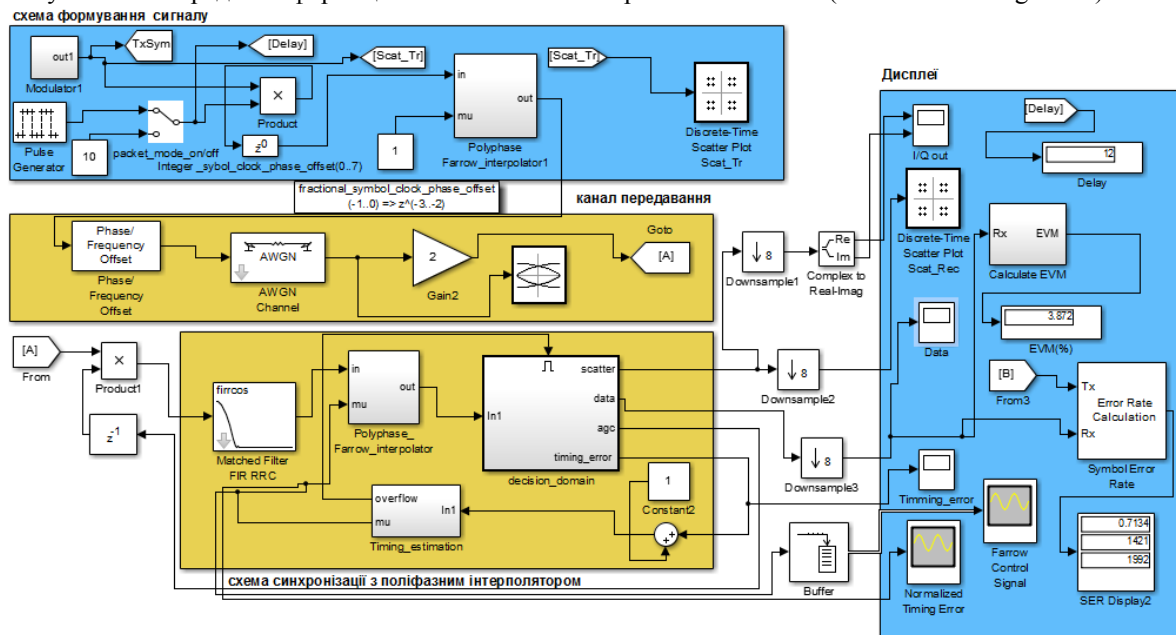


Рис. 2 Імітаційна схема системи передачі даних для дослідження пристрою синхронізації із поліфазним інтерполятором

Оцінювання роботи пристрою синхронізації проведено шляхом дослідження динаміки зміни сигналів управління та стану помилки в структурі інтерполяційних пристроїв. В результаті проведених

досліджень встановлюємо наступне: стабілізація показів дисплеїв відбувається швидше у разі використання поліфазних конструкцій. Похибка на констеляційній діаграмі в цьому випадку змінюється від 2 до 1% залежно від вибору дробового інтервалу дискретизації. У разі багатофазної архітектури узгоджених фільтрів похибка змінювалася від 3 до 4,5% залежно від значення індексу багатофазної конструкції. Аналогічна картина для випадку визначення помилки при часовій нестабільності. Тут кращі показники мали системи синхронізації поліфазної конструкції. При значеннях $\mu=0,5$ похибка змінювалася в межах 3%. Використання кубічного інтерполятора Лагранжа в схемі синхронізації блоку обробки сигналів з 16QAM (умови експерименту), дозволяє отримати вигравш на рівні 1,4 дБ для $BER=10^{-4}$. Модифіковані інтерполяційні схеми і багатофазні узгоджені фільтруючі схеми (криві 3 і 2 на рис.3), дозволяють отримати вигравш на рівні 3 дБ для $BER=10^{-4}$ і для модифікованого інтерполяційного пристрою на рівні 3,4 дБ. Продуктивність інтерполяційних пристроїв краща для високих значень E_b/N_0 .

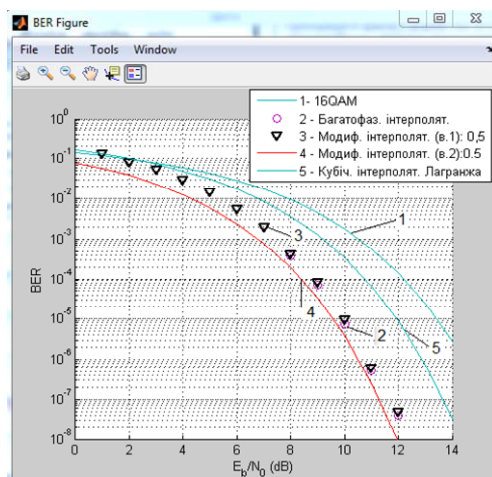


Рис. 3 Залежності для оцінювання завадостійкості: 1 - 16QAM; 2 - багатофазний інтерполятор; 3 і 4 - модифікований інтерполятор, різні конструкції;

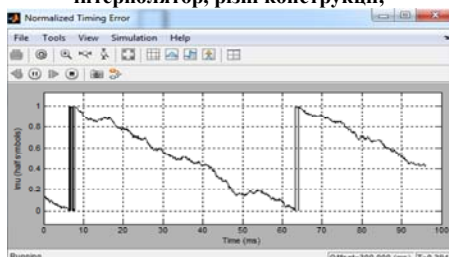
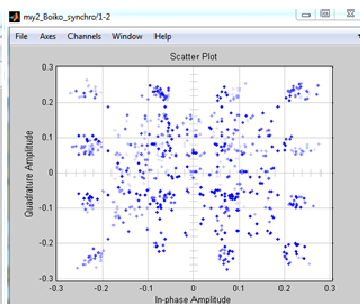
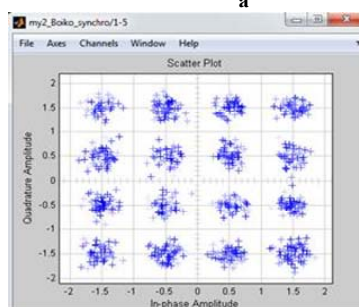


Рис. 4 Дисплей нормованої помилки синхронізації ($\mu=0,5$)

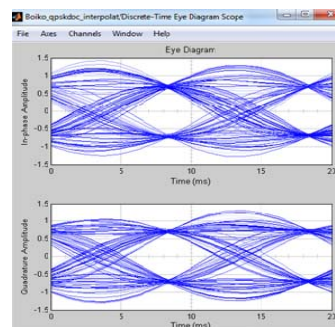


а

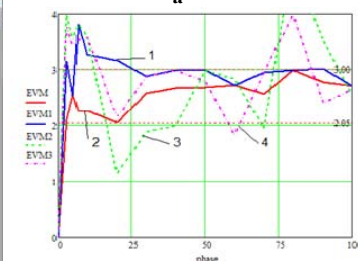


б

Рис. 5 Констеляційна діаграма на приймальному боці отримана в результаті експерименту при спрацюванні пристрою синхронізації: а - $\mu=0$; б - $\mu=0,5$



а



б

Рис. 6 Залежності для оцінювання ефективності прийнятих рішень: а - око-діаграми; б - оцінка EVM при зміні фазової помилки (град): 1 - поліфазна конструкція $\mu=1$; 2 - $\mu=0,5$; 3 - багатофазна конструкція $m=10$; 4 - $m=30$

Література

1. Boiko J. M. Synthesis problems of clock synchronization devices for receivers of satellite telecommunication data transmission systems //J. M. Boiko, A.I. Eromenko //Bulletin of National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute" Series — Radiotechnique. Radioapparatus building. — 2014. — Ed. 58. — 55-66 p.

**ПРИМЕНЕНИЕ СВОЙСТВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ
СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ**

Аннотация. В работе рассмотрены способы применения пространственно-временных свойств сигналов в беспроводных системах связи

Ключевые слова: модель распространения, поляризация, пространственно-временные свойства, системы беспроводной связи

S.V. SIDEN

A.S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications
ssiden1@live.com**APPLICATION OF PROPERTIES OF SPACE-TEMPORAL SIGNALS IN WIRELESS COMMUNICATION
SYSTEMS**

Annotation. Methods of using space-temporal properties of the signals in wireless communication systems are discussed.

Keywords: propagation model, polarization, space-temporal properties, systems of wireless communication

Развитие и усовершенствование современных систем беспроводной связи (СБС) сталкивается с рядом принципиальных проблем: ограниченностью радиочастотного ресурса, проблемой передачи через радиоканал и другими. При анализе и построении СБС, в основном учитываются амплитудные, частотные и фазовые характеристики сигналов. Перспективными являются методы, основанные на применении пространственно-временных (поляризационных) свойствах электромагнитной волны.

Одной из причин ухудшения качественных показателей СБС является замирания сигнала, вызванное его многолучевым распространением. Как отмечалось в работе [1], на данный момент существует множество многолучевых моделей распространения, учитывающих количество и расположение рассеивателей на пути распространения сигнала. К недостаткам данных моделей можно отнести то, что они не учитывают пространственно-временные характеристики передаваемых сигналов и отражательных свойств рассеивателей. В работе [2] было показано, что суммарная напряженность электрического поля в точке приема, при многолучевой модели распространения, зависит от вида излучаемой поляризации и электрических параметров подстилающей поверхности. Поэтому целью работы явился анализ моделей, основанных на использовании поляризационных особенностей сигналов.

Применение многолучевых моделей распространения, учитывающих пространственно-временные свойства волны, может позволить с большей точностью определить характеристики принимаемого сигнала. С одной стороны это может повысить эффективность использования выделенного частотного ресурса, с другой стороны определение поляризационной структуры поля в точке приема позволит создать методы и устройства поляризационной адаптации для оптимального согласования приемной антенны с приходящим полем по поляризации.

Литература

1. Сидень С.В. Оценка поляризационно-чувствительных многолучевых моделей распространения / С.В. Сидень, М.Б. Проценко / материалы XIII МНТК «ВОТТ», 6-12 червня 2014. - Одесса-Хмельницький, - С. 99.
2. Protsenko M.B. Analysis of the space-polarization structure of the field near the antenna of mobile terminal / M. B. Protsenko, S.V. Siden // Proc. of X-th International Conf. «Antenna Theory and Techniques (ICATT)». – Kharkiv, Ukraine. – 21-24 Apr. 2015.– P.258-260.

Reference

1. Siden S.V. Ocenka poljarizacionno-chuvstvitel'nyh mnogoluchevykh modelej rasprostraneniya / S.V. Siden, M.B. Protsenko / materialy XIII MNTK «VOTTP», 6-12 chervnya 2014. - Odessa-Hmel'nic'kij, - C. 99.
2. Protsenko M.B. Analysis of the space-polarization structure of the field near the antenna of mobile terminal / M. B. Protsenko, S.V. Siden // Proc. of X-th International Conf. «Antenna Theory and Techniques (ICATT)». – Kharkiv, Ukraine. – 21-24 Apr. 2015.– P.258-260.

БЕСПРОВОДНАЯ ЛИНИЯ СВЯЗИ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИЙ МИКРОВОЛНОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Введение

В последние годы тенденция использования диапазона терагерцового радиоволн приобрела в отличие от прошлых лет устойчивый характер. Это объясняется успехами в разработке технически совершенных устройств и систем на базе технологий микроволновой электроники [1-8]. Имеется большая потребность в организации высоконадежных однопролетных линий связи, предназначенных для обмена данными между ЭВМ и периферийными устройствами [10]. В связи с этим задача разработки беспроводной линии связи терагерцового диапазона на базе технологий микроволновой электроники является чрезвычайно актуальной.

1 Основная часть

Ключевыми элементами радиорелейной системы связи терагерцового диапазона являются радиоэлектронные приемо-передающие устройства, способные формировать и передавать необходимой мощности для этого частотного диапазона модулированные сигналы со скоростью от 1 Гбит/с и принимать сигналы с приемлемой высокой чувствительностью [9].

Передающий и приемный тракты составляют аналоговую (линейную) часть радиорелейной системы. Эти тракты построены по гетеродинной схеме и обеспечивают передачу сигналов на трассе в терагерцовом диапазоне частот в пределах 130...134 ГГц. Диапазон промежуточных частот составляет 2...4 ГГц. Структурная схема передающего тракта показана на рисунке 1 и содержит в своем составе следующие функциональные узлы: усилитель промежуточной частоты (УПЧ) (при необходимости); частотный преобразователь вверх; гетеродин; полосно-пропускающий фильтр (ППФ); выходной усилитель мощности (УМ) (при возможности приобретения компонентов); передающая антенна.

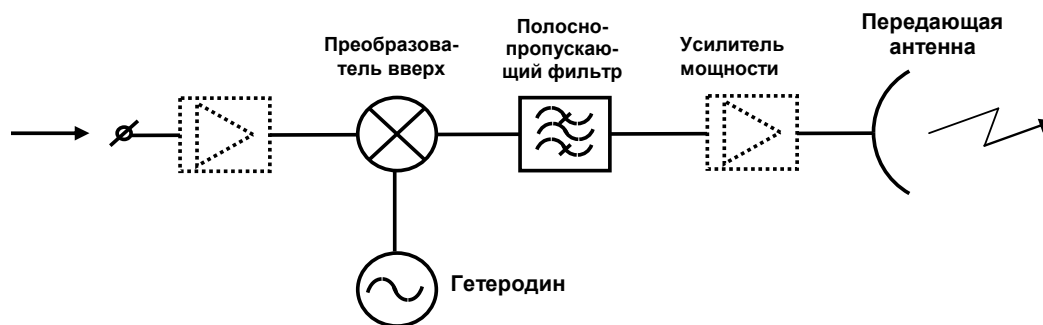


Рисунок 1 - Структурная схема передающего тракта

Структурная схема приемного тракта приведена на рисунке 2 и состоит из следующих узлов: приемная антенна; входной малошумящий усилитель (МШУ) (при возможности приобретения компонентов); полосно-пропускной фильтр; смеситель; гетеродин; усилитель промежуточной частоты. Сигнал с антенны поступает на МШУ, затем на ППФ, далее на смеситель, к которому подключен гетеродин. После смесителя сигнал проходит через усилитель промежуточной частоты и поступает к демодулятору.

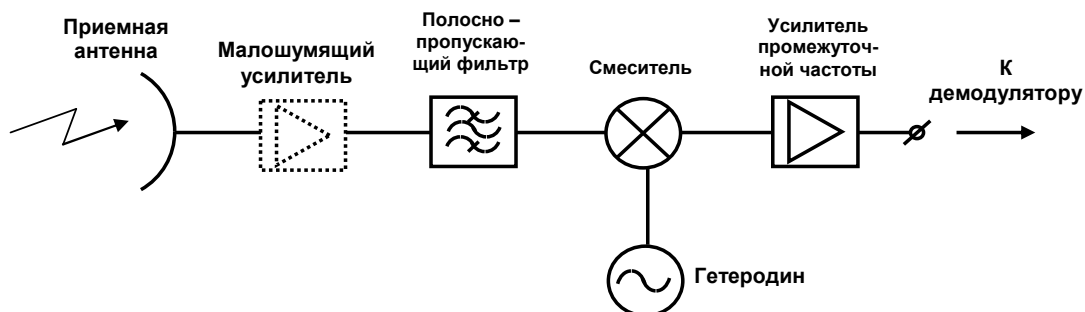


Рисунок 2 - Структурная схема приемного тракта

Реализация малошумящего усилителя на входе приемного тракта составляет такую же проблему, как и с усилителем мощности на выходе передатчика.

Приемник и передатчик системы имеют одинаковую конструктивную построение. Модульное исполнение отдельных узлов с максимальным использованием монолитных микросхем обеспечивает компактность конструкции, а также удобство ее сборки и монтажа, как показано на рисунке 3.

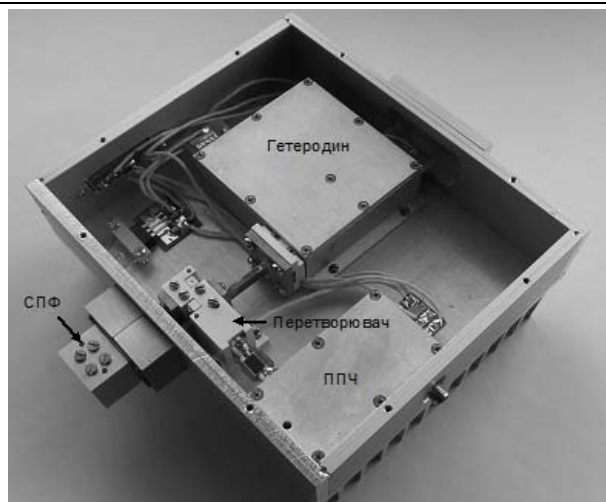


Рисунок 3 - Расположение узлов в составе приемного (передающего) тракт

Измеренная сквозная частотная характеристика коэффициента передачи $K(f)$ показана на рисунке 4.

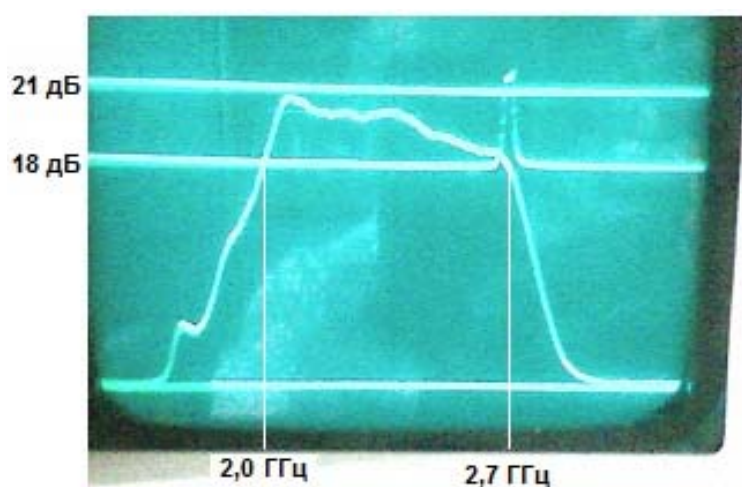


Рисунок 4 - Сквозная частотная характеристика коэффициента передачи приемо-передающего тракта

Экспериментальные исследования трактов радиорелейной системы показали следующие значения основных показателей в рабочем диапазоне частот: Шумовая температура приемного тракта $T_{ш} = 5000$ К; Выходная мощность передающего тракта $P_{вых} = 40$ мкВт.

Проведены экспериментальные исследования лабораторного образца цифровой симплексной радиорелейной системы терагерцового диапазона (рисунок 5) в составе: приемный и передающий радиотракта в диапазоне частот 130 134 ГГц, цифровые модемы.



Рисунок 5 - Внешний вид лабораторного образца цифровой симплексной радиорелейной системы терагерцового диапазона

Испытания системы было проведено согласно схеме, показанной на рис. 6.

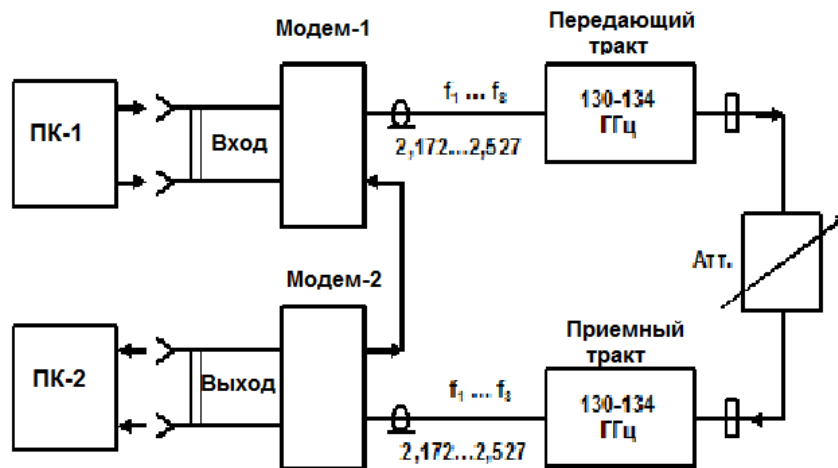


Рисунок 6 - Схема испытаний телекоммуникационной системы

Получены следующие результаты:

- Пропускная канальная способностью до 1200 Мбит / с.
- Значение вероятных битовых ошибок BER не более 10^{-6} .
- Дальность связи в нормальных условиях в пределах 1 км.
- Коэффициент усиления системы на уровне 50 дБ.
- Вид модуляции - КАМ-64.

Выводы

Впервые в практическом плане проведены экспериментальные исследования лабораторного образца цифровой симплексной радиорелейной системы терагерцового диапазона в составе приемного и передающего радиотракта в диапазоне частот 130-134 ГГц и цифрового модема с пропускной канальной способностью до 1200 Мбит/с.

Созданные передающие и приемные радиотракты терагерцового диапазона НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИЙ МИКРОВОЛНОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ могут быть использованы для построения телекоммуникационных систем и сетей, в том числе радиорелейных систем прямой видимости для транспортных сетей мобильной связи следующего поколения.

Литература

1. Кравчук С.О. Телекомунікаційні системи терагерцового діапазону. Монографія.//Житомир.: ФОП «Євенок О.О.».-2014.-394с. Кравчук С.О., Наритник Т.М.
2. M.Ye. Ilchenko Transceiver for 130-134 GHz band and digital radiorelay system. M.Ye. Ilchenko, T.N. Narytnik, S.Ye. Kuzmin, A.I. Fisun, O.I. Belous, V.N. Radzikhovsky// Telecommunications and Radio Engineering.- Volume 72.- Number 17.- 2013.-P.1623-1638.
3. Ильченко М.Е. Моделирование функциональных узлов радиорелейной системы терагерцового диапазона. Ильченко М.Е., Нарытник Т.Н., Кузьмин С.Е., Радзиховский В.Н // Электронное научное специализированное издание – журнал «Проблемы телекоммуникаций».- №2 (11) .-2013.-с. 95-113.
4. Ильченко М.Е. Приемо-передатчик для цифровой радиорелейной системы терагерцового диапазона. Ильченко М.Е., Кузьмин С.Е., Нарытник Т.Н, Радзиховский В.Н.//Telecommunication sciencest .- Volume 72, Number 18, 2013.-P.1651-1663
5. Ильченко М.Е. Моделирование функциональных узлов радиорелейной системы терагерцового диапазона/ Ильченко М.Е., Кузьмин С.Е., Нарытник Т.Н., Радзиховский В.Н.// Электронное научное специализированное издание – журнал «Проблемы телекоммуникаций».- №2 (11) .-2013.-с. 95-113.
6. Ильченко М.Е/ Приемо-передатчик для цифровой радиорелейной системы терагерцового диапазона/ Ильченко М.Е., Кузьмин С.Е., Нарытник Т.Н, Радзиховский В.Н. //Матеріали 23-ої Міжнародної Кримської конференції (КриМіко-2013) «СВЧ-техніка і телекомунікаційні технології». 2013. т.1,с.318-319.
7. Пат. 84923 Україна, МПК H04B 7/165 (2006/0). Приймально-передавальний формувач інформаційного потоку для каналу зв'язку із підвищеною спектральною ефективністю та пропускну здатністю. Ильченко М.Ю., Наритник Т.М., Казіміренко В.Я., Войтенко О.Г., Радзіховський В.В., Свириденко В.В. Заявник і патентовласник Національний технічний університет «Київський політехнічний інститут».-№u2013 03679, заявл. 26.03.2013; опубл.11.11.2013, Бюл.№21.- 4с: іл.
8. Пат. 93139 Україна, МПК H04B 7/165 (2006.01). Канал передачі даних в терагерцовому діапазоні з пропускну здатністю більше 1 Гбіт/с / Ильченко М.Ю., Наритник Т.М., Казіміренко В.Я., Радзіховський В.В., Кузьмін С.С.-Заявник і патентовласник Національний технічний університет «Київський політехнічний інститут».-№u20140189, заявл. 25.02.2014; опубл. 25.09.2014, Бюл.№8.-5с: іл.
9. Narytnik T.N. Possibilities of Using THz-Band Radio Communication Channels for Super High-Rate Backhaul// Telecommunications and Radio Engineering, 73 (15):1361-1371 (2014).

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ МИТРИС И DOCSIS ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ МИКРОВОЛНОВЫХ СЕТЕЙ BACKHAUL

ВВЕДЕНИЕ

Расширение существующих распределительных (backhaul) сетей происходит за счет развертывания многочисленных новых ячеек малых размеров, которые дополнительно нагружают существующие сети backhaul, в том числе точки присутствия оптоволоконных сетей и системы управления объединенной инфраструктурой в местах появления новых ячеек. Все это требует дальнейшего увеличения пропускной способности сетей backhaul. Развитие сетей может идти по пути создания вариантов беспроводных сетей backhaul на новых частотах, в том числе микроволновых сетей, с использованием технологий МИТРИС и DOCSIS, и применения малогабаритных и экономичных сетевых интерфейсов.

В настоящем докладе рассмотрены возможности микроволновых сетей backhaul, основывающихся на технологиях МИТРИС и DOCSIS 3.0, использование которых для решения указанных задач, как нам представляется, является очень перспективным. Вклад технологии МИТРИС состоит в большой информационной емкости радиоканала и высокой энергетической эффективности. В соединении с предоставляемыми технологией DOCSIS 3.0 новыми возможностями в организации прямого и обратного каналов эти качества МИТРИС позволяют создать эффективную микроволновую сеть backhaul.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В литературе имеются многочисленные свидетельства успешного использования технологии DOCSIS совместно с различными микроволновыми системами (MMDS, MVDDS и др.) [1-5]. Но для построения микроволновых сетей backhaul по-настоящему перспективным является соединение достижений современной технологии DOCSIS с возможностями, предоставляемыми системой МИТРИС. В системе MMDS явно не хватает полосы uplink, а в системе MVDDS обратный канал вообще не предусмотрен, поэтому она может использоваться только в составе гибридной сети, взаимодействующей с сетью какого-либо другого стандарта. Не подходит для сетей backhaul и система LMDS, поскольку сразу по нескольким причинам, главной из которых являются большие потери в дожде, радиус обслуживания для нее не может превышать 5-6 км, что явно недостаточно для распределительной сети.

В качестве исходного проекта (прототипа) для построения комплекса оборудования микроволновой сети backhaul нами использован проект городской сети передачи данных на базе технологий МИТРИС и DOCSIS, которая была подробно описана в статье [3]. Опираясь на этот проект, для построения микроволновой сети backhaul используется тот же принятый в Великобритании и Российской Федерации план частот, состоящий из двух поддиапазонов: 10,15-10,3 ГГц и 10,5 -10,65 ГГц. Один из этих поддиапазонов предназначается для передачи прямых каналов, а другой – для передачи обратных. Эти поддиапазоны должны быть разделены на две примерно равных части, занимающих полосы частот около 65 МГц, которые предназначены для использования в смежных секторах с целью частотного разделения каналов на границе между соседними секторами (дуплексное разделение в системе по-прежнему достигается за счет одновременного использования для прямых и обратных каналов отдельных поддиапазонов и ортогональной поляризации). Количество секторов в системе может быть четыре и более.

По широкополосным прямому и обратному каналам микроволновой сети backhaul передаются объемы информации, значительно превышающие те, которые свойственны самым высокоскоростным системам доступа. В условиях передачи одним передатчиком объединенного канала, состоящего из восьми модулированных 256QAM несущих, для радиолинии прямого канала это неизбежно приводит к резкому увеличению бюджета по мощности. Это увеличение зависит от таких факторов:

1. Увеличение за счет объединения до 8-ми радиочастотных каналов в один нисходящий канал приводит к необходимости увеличения бюджета на 15 дБ.

2. Переход от модуляции 64QAM (SNR = 28 дБ) к модуляции 256QAM (SNR=35 дБ) дает увеличение еще на 7 дБ.

В сумме получаем увеличение бюджета радиолинии в среднем на 22 дБ. На первый взгляд, необходимо было бы учесть и третье слагаемое – увеличение шумовой полосы приемника в восемь раз (до 65 МГц). Но это увеличение касается только LNB, поскольку обработка обратных каналов производится на каждой несущей отдельно, а эффективная шумовая полоса будет равна полосе одной несущей. Поэтому это слагаемое можно не учитывать.

Для обратного канала, наоборот, нужно учитывать все три слагаемых, а именно:

1. Увеличение бюджета на 9 дБ за счет объединения 4-х каналов в один обратный канал.
2. Переход от модуляции QPSK (SNR = 12 дБ) к модуляции 64QAM (SNR = 28 дБ), что увеличивает бюджет обратного канала еще на 16 дБ.

3. Увеличение бюджета радиолинии на 6 дБ за счет увеличения шумовой полосы приемника в 4 раза.

В сумме получаем очень большую величину – 31 дБ. Но здесь на помощь нам приходит присущее методу S-CDMA свойство IPPC, которое позволяет получить выигрыш по мощности на 20 дБ. Оставшиеся 11 дБ можно компенсировать за счет увеличения коэффициентов усиления антенн центральной станции и станций клиентов. Это увеличение коэффициентов усиления антенн дает равный вклад в бюджет прямого и обратного каналов, поэтому для прямого канала увеличение бюджета на остающиеся 11 дБ ($22 \text{ дБ} - 11 \text{ дБ} = 11 \text{ дБ}$)

необходимо будет реализовать за счет увеличения мощности передатчика центральной станции.

В каждом их секторов центральной станцией могут обслуживаться до 128 клиентов в одном upstream канале S-CDMA. Для сети backhaul это вполне достаточно. Все 128 передатчиков станций клиентов работают одновременно, и их сигналы должны быть одновременно приняты LNB центральной станции. Таким образом, режим работы в обратном канале существенно отличается от рекомендуемого нами ранее режима TDMA, при котором в каждый момент времени, соответствующий передаче слота информации, в сети присутствует только один абонентский передатчик. Динамический диапазон приемника одного сектора центральной станции по входу за счет одновременной передачи 128 сигналов с шириной полосы 15 МГц (против одного канала с шириной полосы 3,2 МГц) должен быть увеличен ориентировочно на 40 дБ. Реализация такого большого увеличения динамического диапазона может представлять собой непростую техническую задачу, но при современном уровне технологии эта задача вполне может быть решена.

С другой стороны, непрерывный режим работы передатчика обратного канала, хоть и несколько усложняет тепловой режим выходного усилителя мощности трансивера клиента, тем не менее, позволяет несколько упростить схему, поскольку позволяет отказаться от схемы выключения питания усилителя в паузах.

Для соединения всех частей системы в единый комплекс могут широко использоваться оптоволоконные линии и интерфейсы гигабитного Ethernet, что в процессе проектирования системы дает разработчику дополнительные степени свободы.

В составе клиентских устройств во многих случаях целесообразным будет использование кабельных модемов, интегрированных с точками доступа сети Wi-Fi стандарта IEEE 802.11n. Использование интегрированной точки доступа поможет существенно уменьшить количество оборудования, применяемого во вторичной сети доступа, и снизить стоимость сети в целом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Значительный рост требований к емкости микроволновых распределительных сетей обусловлен увеличением трафика, генерируемого на предприятиях среднего бизнеса и в домохозяйствах. В то время как крупный бизнес предпочитает соединение по технологии «оптоволоконный кабель к помещению» - Fiber To The Premises (FTTP), предприятия малого и среднего бизнеса (SMB) требуют от сети backhaul передачи таких объемов информации, которые могут быть переданы с помощью технологии DOCSIS 3.0. Поэтому DOCSIS 3.0 может стать ключевой составной частью микроволновой сети backhaul, использующей на РНУ уровень технологии МИТРИС.

Мобильные устройства также стремительно развиваются по пути увеличения скорости данных, что проявляется в совершенствовании широкополосных технологий WiMAX и LTE нового поколения. За счет устройств 3-5 G сервисы мультимедиа будут обогащены возможностью передачи текущего видео. Сегодня мобильные устройства поддерживают цифровые камеры с разрешением более 5-ти мегапикселей, которые могут передавать текущее видео. По мере развития технологий эта тенденция будет только усиливаться.

Особо важным аспектом является достигаемое с помощью оборудования этого стандарта увеличение пропускной способности обратного канала, как за счет объединения каналов, так и за счет применения технологии Synchronous Code Division Multiple Access (S-CDMA).

Среди всех других беспроводных технологий только технология МИТРИС может предоставить радиоканалы с необходимой шириной полосы для каналов downlink и uplink, позволяя реализовать эффективную широкополосную распределительную сеть. В качестве модемного оборудования и оборудования, обеспечивающего множественный доступ, предложено использовать оборудование современного стандарта DOCSIS 3.0, на основе которого может быть достигнут новый уровень пропускной способности сети. Этому способствует предлагаемый стандартом метод объединения каналов downstream и upstream, а увеличению пропускной способности upstream – еще и множественный доступ по методу S-CDMA. Решающим фактором снижения общей стоимости центральной станции сети является модульное построение модема (CMTS) DOCSIS 3.0.

При практической реализации всех указанных преимуществ может быть построена микроволновая сеть более высокого уровня, чем предложенная ранее MAN, а именно, - микроволновая распределительная сеть с недостижимой для существующих беспроводных решений пропускной способностью, которая в большинстве случаев может по производительности конкурировать с проводными и оптоволоконными решениями, значительно превосходя их по экономичности.

В докладе также проанализированы перспективы развития технологии DOCSIS в ближайшем будущем и возможные революционные изменения, которые позволят резко увеличить пропускную способность сети, построенной на основе этой технологии. Все они в полной мере будут использованы предлагаемой микроволновой сетью, позволив увеличить ее пропускную способность до 10 Гб/с и более.

Литература

1. Кравчук С.О. Телекомунікаційні системи терагерцового діапазону. Монографія.-Житомир.-2014.-394с. Кравчук С.О., Наритник Т.М.
2. Ксьонзенко П.Я., Наритник Т.М., Химич П.В. Особливості побудови міських мереж передачі даних на базі технології МІТРИС.// Наукові вісті НТУУ "КПІ".-2011.-№6.-С.16-29.
3. Нарытник Т.Н., Ксензенко П.Я., Химич П.В. Преимущества и перспективы развития микроволновых распределительных сетей на основе технологий МИТРИС и DOCSIS// Электронное научное специализированное издание – журнал «Проблемы телекоммуникаций» • № 4 (9) • 2012 • с.104-128.
4. Нарытник Т.Н. Ксензенко П.Я., Химич П.В. Гетерогенные распределительные сети асимметричного доступа с использованием микроволновых технологий цифрового телевизионного вещания// З'вязок.-№2.-2013.-С.12-20.
5. Ксензенко П.Я., Нарытник Т.Н., Химич П.В. Backhaul для гетерогенных сетей Журнал //«Телекоммуникации».-№1-2.-2014.-с.10-21.

**ФОРМАЛІЗАЦІЯ ЗАДАЧІ КЕРУВАННЯ НАВАНТАЖЕННЯМ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНОЇ МЕРЕЖІ НА ОСНОВІ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ**

Анотація. Розглянуто задачу формалізації причинно-наслідкових зв'язків між параметрами (змінними) пар вхід-вихід, та опис цих зв'язків природною мовою на основі теорії нечітких множин та лінгвістичних змінних.

Ключові слова: функція належності, введення нечіткості, матриця знань.

A.R. VRUBLEVSKY, I.P. LESOVOY, G.V. PILIPENKO

Odessa National Academy of Communication. AS Popova
ur5fo@mail.ru**FORMALIZATION CONTROL PROBLEMS NAVAVNTAZHENNYAM
TELECOMMUNICATIONS NETWORK BASED ON FUZZY LOGIC**

Annotation. The problem formalization of causal relationships between the parameters (variables) pairs of input-output, and description of these relations in natural language based on the theory of fuzzy sets and linguistic variables.

Keywords: membership function, fuzzification, knowledge matrix.

Для забезпечення ефективності функціонування телекомунікаційної мережі необхідно забезпечити динамічне узгодження інтенсивності надходження потоків навантаження та їх рівномірне розподілення з урахуванням усіх ресурсів шляхом керування потоками. Побудова моделі розв'язку задачі оптимального розподілу ресурсів мережі та прийняття рішень вимагає зваженого й ретельного підбору критеріїв з урахуванням переваг та психофізичних характеристик користувачів. Складність викликає формалізація оцінки користувачами якості послуг та застосування математичної моделі знань фахівців-експертів у вигляді якісних понять та міркувань.

Підґрунтям для формалізації причинно-наслідкових зв'язків між параметрами (змінними) пар вхід-вихід, є опис цих зв'язків природною мовою на основі теорії нечітких множин та лінгвістичних змінних [2,3].

Розглянемо об'єкт з n вхідними та одним вихідним параметрами. Позначимо f_d - деяку функцію, яка встановлює взаємозв'язок між змінними y_i та d які можуть бути як кількісного так і якісного характеру:

$$d = f_d(y_1, y_2, \dots, y_n), \quad (1)$$

де $y_1, y_2, \dots, y_n$ - вхідні параметри, d - вихідний параметр.

Визначимо діапазони зміни кількісних параметрів:

$$U_i = [y_{mi}, y_{vi}], \quad i = \overline{1, n}; \quad (2)$$

$$W = [d_m, d_v], \quad (3)$$

де $y_{mi} (y_{vi})$ - мінімальне та максимальне значення вхідної змінної y_i ;

$d_m (d_v)$ - відповідно мінімальне та максимальне значення вихідної змінної (параметру) d .

Визначимо дискретні множини можливих змінних (якісних параметрів) як:

$$U_i = \{v_i^1, v_i^2, \dots, v_i^{q_i}\}, \quad i = \overline{1, n}; \quad (4)$$

$$W = \{w^1, w^2, \dots, w^{q_d}\}, \quad (5)$$

де $v_i^1 (v_i^{q_i})$ - бальна оцінка, яка відповідає найменшому (найбільшому) значенню вхідної змінної y_i ;

$w^1 (w^{q_m})$ - бальна оцінка, що відповідає мініимальному (максимальному) значенню вихідної змінної d ; q_i ,

$i = \overline{1, n}$ та q_m є потужностями множин (4) та (5).

Якщо $Y^* = [y_1^*, y_2^*, \dots, y_n^*]$ - вектор фіксованих вхідних змінних $y_i^* \in U_i, i = \overline{1, n}$, рішення $d^* \in W$ визначається на базисі інформації про вектор $Y^* = [y_1^*, y_2^*, \dots, y_n^*]$. Необхідною умовою є функція яка встановлює зв'язок між вхідними та вихідними параметрами. Вхідні та вихідні параметри можуть бути лінгвістичними змінними, які задаються на універсальних множинах (2), (3) або (4), (5).

Для оцінки лінгвістичних змінних будемо використовувати якісні терми таких терм-множин:

$$A_i = \{a_i^1, a_i^2, \dots, a_i^{L_i}\} - \text{терм-множина змінної } x_i, i = \overline{1, n};$$

$$D = \{d_1, d_2, \dots, d_m\} - \text{терм-множина змінної } d,$$

де a_i^p – p -й лінгвістичний терм параметра змінної $x_i = \overline{1, L_i}, i = \overline{1, n}$;
 d_j – j -й лінгвістичний терм параметра (змінної) d , який співпадає з назвою j -го рішення, m – кількість різноманітних рішень.

Для якісних параметрів (змінних) u та d нечіткі множини A та D визначимо виразами:

$$a_i^p = \sum_{k=1}^{q_i} \mu^{a_i^p}(v_i^k) / v_i^k; \quad (6)$$

$$d_j = \sum_{r=1}^{q_m} \mu^{d_j}(w^r) / w^r, \quad (7)$$

де $\mu^{a_i^p}(v_i^k)$ – міра належності елемента $v_i^k \in U$, терму $a_i^p \in A_i$,
 $p = \overline{1, L_i}, i = \overline{1, n}, k = \overline{1, q_i}; \mu^{d_j}(w^r)$ – міра належності елемента $w^r \in W$ терму-рішенню $d_j \in D, j = \overline{1, m}$.

При використанні кількісних параметрів $x_i, i = \overline{1, n}$ та d нечіткі множини $a_i^p \in A_i$ и $d_j \in D$ визначаються виразами:

$$a_i^p = \int_{x_{hi}}^{x_{bi}} \mu^{a_i^p}(x_i) / x_i; \quad (8)$$

$$d_j = \int_{d_n}^{d_b} \mu^{d_j}(d) / d, \quad (9)$$

де значення вихідного параметра $u \in [d_n, d_b]$ терму-рішенню $d_j \in D, j = \overline{1, m}$.

Знаки суми та інтегралу у виразах (6) - (9) означають операцію об'єднання пар типу $\mu(u)/u$.
 Процедура визначення лінгвістичних оцінок змінних та їх функції належності називають введенням нечіткості або фазифікацією.

Матриця знань визначає систему логічних висловлювань типу “ЯКЩО-ТО, ІНАКШЕ”, які зв'язують значення вхідних параметрів (змінних) $y_i, i = \overline{1, n}$ з одним із рішень $d_j, j = \overline{1, m}$, а саме:

якщо $(y_1 = a_1^{11})$ та $(y_2 = a_2^{11}) \dots$ та $(y_n = a_n^{11})$ або
 $(y_1 = a_1^{12})$ та $(y_2 = a_2^{12}) \dots$ та $(y_n = a_n^{12})$ або ...
 $(y_1 = a_1^{1k_1})$ та $(y_2 = a_2^{1k_1}) \dots$ та $(y_n = a_n^{1k_1})$, тоді $d = d_1$, інакше
 якщо $(y_1 = a_1^{21})$ та $(y_2 = a_2^{21}) \dots$ та $(y_n = a_n^{21})$ або
 $(y_1 = a_1^{22})$ та $(y_2 = a_2^{22}) \dots$ та $(y_n = a_n^{22})$ або
 $(y_1 = a_1^{2k_2})$ та $(y_2 = a_2^{2k_2}) \dots$ та $(y_n = a_n^{2k_2})$, тоді $d = d_2$, інакше

 якщо $(y_1 = a_1^{m_1})$ та $(y_2 = a_2^{m_1}) \dots$ та $(y_n = a_n^{m_1})$ або
 $(y_1 = a_1^{m_2})$ та $(y_2 = a_2^{m_2}) \dots$ та $(y_n = a_n^{m_2})$ або ...
 $(y_1 = a_1^{mk_m})$ та $(y_2 = a_2^{mk_m}) \dots$ та $(y_n = a_n^{mk_m})$, тоді $d = d_m$.

Використавши символи операцій $\bigcup$ (або) а також $\bigcap$ (та) систему висловлювань перепишемо у вигляді:

$$\bigcup_{p=1}^{k_j} \left[\bigcap_{i=1}^n (y_i = a_i^{jp}) \right] \rightarrow d_j, j = \overline{1, m}. \quad (10)$$

Запишемо систему нечітких логічних рівнянь у вигляді

$$\mu^{d_j}(Y) = \bigvee_{p=1}^{k_j} \left[\bigwedge_{i=1}^n \mu^{a_i^{jp}}(y_i) \right], j = \overline{1, m}. \quad (11)$$

Алгоритм прийняття рішення реалізується у вигляді матриці:

$$\left. \begin{array}{l}
 \left. \begin{array}{l}
 \mu^{11}(y_1) \mu^{11}(y_2) \dots \mu^{11}(y_n) \} \min \\
 \mu^{12}(y_1) \mu^{12}(y_2) \dots \mu^{12}(y_n) \} \min \\
 \dots \\
 \mu^{1k_1}(y_1) \mu^{1k_1}(y_2) \dots \mu^{1k_1}(y_n) \} \min
 \end{array} \right\} \max \\
 \dots \\
 \left. \begin{array}{l}
 \mu^{m1}(y_1) \mu^{m1}(y_2) \dots \mu^{m1}(y_n) \} \min \\
 \mu^{m2}(y_1) \mu^{m2}(y_2) \dots \mu^{m12}(y_n) \} \min \\
 \dots \\
 \mu^{mk_m}(y_1) \mu^{mk_m}(y_2) \dots \mu^{mk_m}(y_n) \} \min
 \end{array} \right\} \max
 \end{array} \right\} \max .$$

Висновки

Подання вхідних параметрів у вигляді лінгвістичних змінних з нечіткими термами, дозволяє описувати причинно-наслідкові зв'язки "вхідні параметри-рішення" звичною мовою за допомогою нечітких логічних висловлювань.

Введення матриці знань дозволяє формалізувати ситуаційну інформацію завантаженості телекомунікаційної мережі у вигляді нечітких логічних висловлювань, які зв'язують лінгвістичні змінні рішень та вхідних параметрів.

Перехід від *матриці знань* до нечітких логічних рівнянь дозволяє зв'язати функції належності рішень та вхідних параметрів, а потім вибрати рішення з максимальним значенням функції належності кількісних вхідних параметрів.

Література

1. Поспелов Д.А. Ситуационное управление: Теория и практика. – М.: Наука, - 1986. – 240 с.
2. Ротштейн А.П. Интеллектуальные технологии идентификации. – Винница: "УНИВЕРСУМ-Винница", 1999. – 320 с.
3. Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник. - К.: "Радиоаматор", 1998.-704 с.

Reference

1. Pospelov D.A. Situacionnoe Upravlenie: Teorija I praktika.-M.: Nauka,-1986. -240 s.
2. Rotshtein A.P. Intelektualnye tehnologiy identifikacij. – Vinnitsa: "UNIVERSUM-Vinnitsa", 1999. - 320 s.
3. Gostev V.I., Steklov V.K. Sistemy avtomaticheskogo upravljenja s cifrovymi reguljatorami: Spravochnik. – K.: "Radioamator", 1998. – 704 s.

**РЕЗУЛЬТАТИ ПОРІВНЯННЯ ДЕЯКИХ ГЕНЕРАТОРІВ ХАОСУ
ПО КОРЕЛЯЦІЙНИМ ВЛАСТИВОСТЯМ ЇХ СИГНАЛІВ**

Анотація. Приведений результат порівняння неперервних динамічних систем (ДС) по критерію кореляційних властивостей хаотичних сигналів. Показано, що за умови обмеження протяжності хаотичних сигналів, кореляційні властивості сигналів кожного генератора змінюються у значних межах. В результаті порівняння хаотичних сигналів неперервних ДС було встановлено, що хаотичні сигнали системи Mathieu van der Pol володіють найкращими кореляційними властивостями при заданому обмеженні у протяжності сигналів у 1000 вибірок.

Ключові слова: хаос, генератори хаосу, порівняння, матриця Грама

O.B. GOLEVYCH, O.S. PYVOVAR, I.V. TROTSYSHYN

Khmelnitsky National University, Khmelnytsky, Ukraine

**THE RESULTS OF SOME CHAOS GENERATORS COMPARISON BY CORRELATION PROPERTIES OF THEIR
SIGNALS**

The results of continuous dynamic systems' (DSs) comparison by the criterion of chaotic signals' correlation properties are given in the article. It is shown that correlation properties of each generator's signals would change widely if the length of chaotic signals were limited. The comparison of continuous DSs' chaotic signals shows that the chaotic signals of Mathieu van der Pol system have the best correlation properties under given constraints in the length of signals in 1000 samples.

Keywords: chaos, chaos oscillators, comparison, Gram matrix

Починаючи з 80х років минулого століття тематика хаосу активно досліджується, щорічно їй присвячуються сотні наукових праць. Активно досліджуються як сигнали генераторів хаосу так і їх синтез, для отримання переваг у тих чи інших тактико технічних характеристиках систем зв'язку. Паралельно зростає кількість публікацій у яких приводяться нові динамічні системи, що описують різні природні процеси, поведінка яких вважається хаотичною.

Тому, на сьогоднішній день існує велика кількість генераторів хаосу, внаслідок чого існує проблема вибору конкретного генератора хаосу для застосування у прямохаотичних системах зв'язку, зважаючи на недостатньо освітлені якісні характеристики сигналів кожного генератора.

Запропонований у [1] метод оцінки ДС відкриває 2 шляхи до оцінки сигналів ДС та їх порівняння: прогресивний та регресивний.

При прогресивному способі оцінки та порівнянні сигналів ДС будується аналог біфуркаційної діаграми певної ДС та статистично обчислюються взаємкореляційні властивості сигналів в межах біфуркаційної діаграми в залежності від протяжності хаотичних сигналів ДС. Інтегральним показником для такого способу оцінки слугуватиме $G_{S_{max}}$ - усереднене значення максимального елемента верхнього або нижнього трикутника матриці Гама M , для ансамблю вибірок певної протяжності. Такий спосіб оцінки хаотичних сигналів ДС являється надзвичайно часто містким, однак дає найбільш повну картину взаємкореляційних властивостей сигналів кожної ДС для використання у багатоканальних прямохаотичних системах зв'язку.

Однак надзвичайна часомісткість прогресивного методу не дозволяє оцінити велику кількість генераторів хаосу у адекватних часових рамках.

Реалізація регресивного способу порівняння генераторів хаосу

При регресивному способі оцінки хаотичних сигналів, ДС вводиться у реалізацію типового хаотичного сигналу із типовим для даної системи дивним аттрактором. В такому випадку оцінка залежності значення G_{max} проводиться по одному хаотичному сигналу для кожної ДС. Такий спосіб дозволяє набагато швидше оцінити більшість відомих ДС та порівняти характеристики їх сигналів. Звісно, що таке порівняння представляє собою лише частинний випадок від прогресивного методу, де для кожного генератора кількість оцінюваних сигналів >10 тис.

Внаслідок огляду більшості доступних у літературі аналогових генераторів хаосу [2], було виділено 84 неперервних динамічних систем, що описуються системи від 2 до 4 диференціальних рівнянь.

Формування такої вибірки генераторів хаосу, дає змогу здійснити їх порівняння по заданому критерію, попередньо звівши усіх їх до однакових умов.

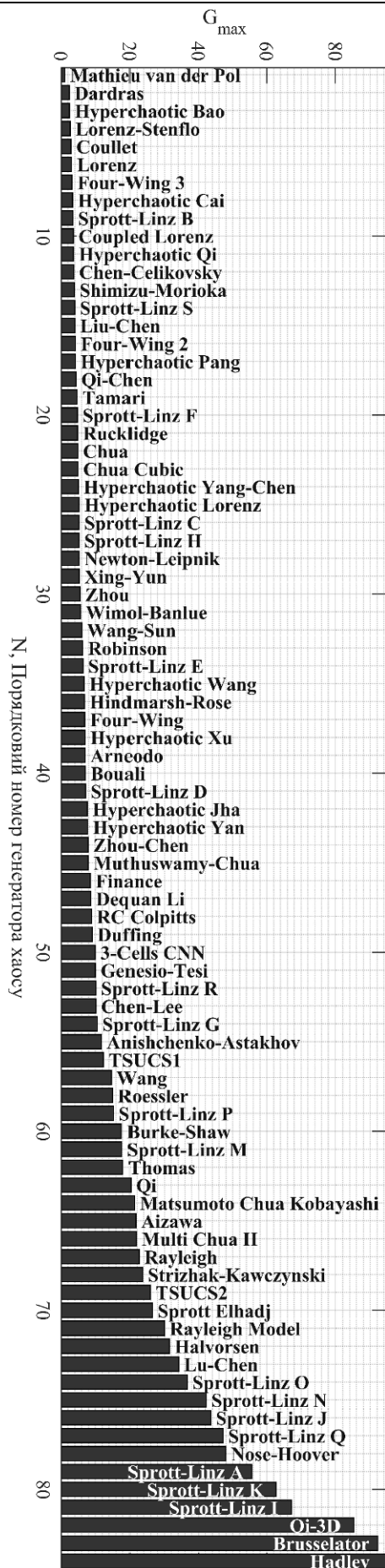


Рис. 1 – гістограма оцінки генераторів хаосу

Приведення до однакових умов здійснюється шляхом встановлення вільного шляху інтегрування системи диф. рівнянь, та обмеженням кількості вибірок усіх сигналів, що фактично означає вирівнювання усіх генераторів по частоті.

Опис усіх досліджуваних генераторів хаосу приводиться у [2], тому немає сенсу висвітлювати опис систем диф. рівнянь для кожного генератора окремо в межах цієї роботи, щоб не загроможувати дану роботу великою кількістю проміжних даних.

Важливо зауважити, що гістограма розподілу генераторів хаосу (рисунок 1) є частинним випадком для сигналів протяжністю у 1000 вибірок та змінить порядок розташування генераторів хаосу при збільшенні чи зменшенні протяжності сигналів кожного генератора відповідно, внаслідок нелінійної залежності значення G_{max} від часу.

Висновки:

1. Використовуючи отриману гістограму порівняння кореляційних властивостей хаотичних сигналів різних генераторів хаосу можливо запропонувати такий підбір двох або більше генераторів хаосу, сигнали яких, будуть задовольняти вимоги представлені до кореляційних властивостей сигналів.

2. Представлені результати порівняння хаотичних сигналів різних ДС має безпосередньо прикладний характер внаслідок того, що вибір сигналів ДС із кращими кореляційні властивості означає потенційне збільшення відношення сигнал/шум для системи зв'язку.

3. За приведеним порівнянням, при умові обмеження протяжності сигналів у 1000 вибірок, серед досліджених генераторів хаотичних сигналів за кореляційними властивостями найбільш доцільним у застосуванні у прямохаотичних системах зв'язку із перемиканням хаотичних режимів виявився хаотичний генератор Mathieu van der Pol.

Література

1. Голевич О.Б. Метод відбору хаотичних сигналів для використання у надширококустових системах зв'язку/ О.Б. Голевич // Журн. ВОТТІ. – 2014. – №3. – С.173-175.
2. JLS Chaos blog. [Електронний ресурс]: <http://jlswebs.blogspot.de>
3. Кислов В. Я., Колесов В. В., Беляев Р. В. Применение хаотических сигналов в информационных технологиях / В. Я. Кислов // Журн. Радиотехника и электроника — 2009, — №1-2. — С. 23-32.

References

1. O. B. Golevych, "The selection method for chaotic signals in ultra-wideband communication systems," Measuring and Computing Devices in Technological Processes, vol. 3, pp.173-175, Nov. 2014
2. JLS Chaos blog. [Електронний ресурс]: <http://jlswebs.blogspot.de>
3. Kislov V. YA., Kolesov V. V., Belyayev R. V. Primeneniye khaoticheskikh signalov v informatsionnykh tekhnologiyakh, Radiotekhnika i elektronika, 2009, No. 1-2. — pp. 23-32.

СПОСІБ ДЕТЕКТУВАННЯ ХАОТИЧНИХ СИГНАЛІВ В УМОВАХ ДІЇ ЗАВАД

Анотація. У статті приведений результат застосування способу детектування хаотичних сигналів в умовах дії адитивного білого шуму різної потужності. Розглянута залежність зміни значення FOM для кожного сигналу в залежності від потужності адитивного шуму.

Ключові слова: хаос, генератори хаосу, порівняння, FOM

O.B. GOLEVYCH

Khmelnytsky National University, Khmelnytsky, Ukraine
oleg_plus@mail.ru

THE METHOD OF CHAOTIC SIGNALS DETECTION UNDER THE IMPACT OF NOISE

The results of the method of chaotic signals' detection under the impact of additive white noise with different power are given in the article. The dependence of the FOM values' change for each signal from the power of additive noise was studied.

Keywords: chaos, chaos oscillators, comparison, FOM

Більшість існуючих способів ідентифікації хаотичних коливань базується на аналітичному відслідковуванні еволюції динамічної системи через формування та обчислення матриці Якобі [1]. Також існують модифікації відомих аналітичних способів ідентифікації хаотичних коливань, що дозволяють здійснити статистичний аналіз, однак, надмірна кількість обчислень накладає певні обмеження на застосування таких способів ідентифікації [1].

При кореляційному способі прийому можливо розглянути спосіб статистичний спосіб запропонований у [2]. Однак, використання кореляційного способу прийому не завжди є доцільним, зважаючи на складність будови та кількості кореляторів у приймачі.

$$FOM = 100 \cdot \left(1 - \sum_{i=1}^N |X_i - X^*_i| / (\Delta X \cdot N) \right), \quad (1)$$

де X – послідовність на виході передавача, X^* – послідовність на вході приймача відповідно.

Тому запропоновано новий підхід для детектування хаотичних сигналів, що значно спростить будову вхідних

трактів приймача, внаслідок великої швидкодії запропонованого методу, що базується на обрахунку рівня співпадіння між аналізованими сигналами.

Як видно із рисунку 1, реакція значень FOM (figure of merit) на адитивний шум, є різною для сигналу кожної ДС відповідно. Тому, знаючи наперед характеристику залежності значення FOM від рівня шуму для кожного хаотичного сигналу, за допомогою запропонованого методу можливо розрізнити прийняті хаотичні сигнали при певній потужності адитивного білого шуму на вході приймача. Також запропонований метод дозволяє відрізнити шумові коливання від хаотичних (рис. 1 – штрихована крива), що дає можливість організації прямохаотичної системи зв'язку з активною паузою.

Література

1. Мун Ф. Хаотические колебания. Вводный курс для научных работников и инженеров: пер. с англ. / Мун Ф. – М.: Мир, 1990. – 312 с.
2. Голевич О.Б. Метод відбору хаотичних сигналів для використання у надширокопasmових системах зв'язку/ О.Б. Голевич // Журн. ВОТТІ. – 2014. – №3. – С.173-175.

References

1. F. C. Moon, Chaotic Vibrations. An Introduction for Applied Scientists and Engineers. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey 2004.
2. O. B. Golevykh, "The selection method for chaotic signals in ultra-wideband communication systems," Measuring and Computing Devices in Technological Processes, vol. 3, pp.173-175, Nov. 2014

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ

*Приведены корректирующие коды, используемые в различных современных системах радиодоступа и вещания.
Ключевые слова: радиодоступ, помехоустойчивое кодирование, турбокоды, LDPC*

KAMINSKIY S., BORSCHOVA L.
Odessa national academy of telecommunication a.n. O.S. Popov
duracell20072007@ya.ru, borschova@ukr.net

ERROR-CONTROL CODES IN MODERN RADIO COMMUNICATION SYSTEMS

*Annotation. Error-control codes that is used in modern radio access and broadcasting systems are enumerated.
Key words: radio access, error-control codes, turbocodes, LDPC.*

В настоящее время цифровые системы радиосвязи и вещания вошли в повседневную жизнь. Одним из основных показателей качества работы системы связи является устойчивость к воздействию помех, обеспечение дальности действия при ограничениях на мощность передатчика. Такие требования удовлетворяются применением различных способов обработки сигналов, выбором метода модуляции и помехоустойчивого кодирования.

В связи с этим актуальной задачей является анализ методов помехоустойчивого кодирования с точки зрения получения максимального энергетического выигрыша от кодирования.

Целью работы является исследование тенденций применения помехоустойчивого кодирования в современных радиосистемах.

Системы радиосвязи можно классифицировать следующим образом [1]: - по области применения: спутниковой связи и вещания, системы сотовой связи, системы радиодоступа, радиорелейные системы; - по назначению: персональные, локальные, городские, региональные, глобальные; - по степени подвижности: фиксированные, перемещаемые, подвижные. Эти особенности систем радиосвязи являются причиной многообразия помехоустойчивых кодов и алгоритмов их декодирования.

В таблице 1 приведены стандарты некоторых систем радиосвязи и указаны используемые методы кодирования.

Таблица 1 – Помехоустойчивое кодирование в системах радиосвязи

Стандарт	Помехоустойчивый код
Персональные сети: IEEE 802.15.3, 802.15.3a	сверточный код (133, 171), скорости кода 1/3, 1/2, 5/8, 3/4 [2]
Локальные сети: IEEE 802.11n	сверточный код (133, 171), скорости кода 1/2, 2/3, 3/4; низкоплотностные коды (LDPC), длина кода 648, 1296, 1944 [3]
Региональные сети: IEEE 802.16, IEEE 802.16e	блоковые (в т.ч. с проверкой на четность, Хемминга) и сверточные (в т.ч. (133, 171)) турбокоды; LDPC со скоростями 1/2, 2/3, 5/6, длина кода 576...2304 [1, 3]
Региональные сети: LTE	сверточные коды со скоростью 1/3, 1/2 и разной ДКО; сверточные турбокоды с базовой скоростью 1/3, длина 40...5114 [3]
Вещание: DVB-T, DVB-S, DVB-T2, DVB-S2	Каскадные коды: Рида-Соломона, сверточные. БЧХ и LDPC, длиной 64800 бит

Для каждой радиосистемы должен быть выбран собственный алгоритм помехоустойчивого кодирования и декодирования, учитывающий ее особенности. Указанные в стандартах помехоустойчивые коды дают представление о тенденциях развития теории кодов. Особое внимание уделяется турбо и низкоплотностным кодам. Предметом дальнейших исследований является анализ помехоустойчивости приведенных методов кодирования.

Литература

1. Григорьев В.А. Сети и системы радиодоступа / Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А. – Сети и системы радиодоступа. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с.: ил.
2. Шахнович А.В. Современные технологии беспроводной связи / А.В. Шахнович, – Изд. 2-е. М.: Техносфера, 2006. – 288 с.
3. Вишнеvский В. Энциклопедия WiMAX путь к 4G/ В. Вишнеvский, С. Портной, И. Шахнович, – М.: Техносфера, 2009. – 471 с.

Ю.С. ГОРОХОВ, Д.Н. БЕКТУРСУНОВ, М.В. ЗАХАРЧЕНКО,
В.В. КОРЧИНСЬКИЙ, Б.К. РАДЗИМОВСЬКИЙ
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова
vladkorchin@rambler.ru

ЗВ'ЯЗОК ПОТУЖНОСТІ ТАЙМЕРНОГО КОДУ З ЗАДАНИМ ЧИСЛОМ ІНФОРМАЦІЙНИХ ВІДРІЗКІВ І ЗНАЧЕННЯМ ТВІРНОГО ЕЛЕМЕНТА Δ

Анотація. Встановлено число інформаційних елементів таймерних сигнальних конструкцій, що максимізують потужність коду, при заданому числі значущих моментах модуляції (i), інтервалу часу формування конструкції ($T_{\text{кк}}$), величини твірного елемента (Δ), а також сформульовані умови вибору коефіцієнтів A_i рівняння якості $\sum A_i x_i = 0 \pmod{A_0}$.

Ключові слова: таймерна сигнальна конструкція, кодова комбінація, твірний елемент Δ , найквістовий елемент.

Y.S. HOROKHOV, D.N. BEKTURSUNOV, M.V. ZAKHARCHENKO, V.V. KORCHYNSKII, B.K. RADZIMOVSKII
Odessa national academy of telecommunication a.n. O.S. Popov
vladkorchin@rambler.ru

THE CONNECTION OF TIMER CODE POWER WITH A GIVEN NUMBER OF INFORMATION PIECES AND VALUE OF GENERATING ELEMENT Δ

Abstract. Established a number of information items of timer signal constructions which maximize a code power at a given number (i) significant modulation moments and interval ($T_{\text{кк}}$) and value of generating element (Δ). Also formulated the conditions of selection coefficients A_i of quality equation $\sum A_i x_i = 0 \pmod{A_0}$.

Keywords: timer signal construction, code combination, generating element Δ , nyquist element.

З початку XXI століття інформацію в основному передають у цифровому вигляді, тому серед телекомунікаційних систем та мереж особливого розвитку набули телекомунікаційні системи та мережі передавання даних, всесвітня комп'ютерна мережа Інтернет, корпоративні й регіональні комп'ютерні мережі та інші.

Серед важливих показників телекомунікаційних мереж є властивість виконувати свою основну функцію в заданих умовах – забезпечувати якість передавання інформації в мінімальні терміни затримки.

Ефективність системи передачі залежить від характеристик якості. Розрізняють показники ефективності [1]: прагматичну (ступінь задоволення системою її призначення), технічну (технічна досконалість), технологічну (простота розроблення та створення), експлуатаційну (зручність використання і обслуговування) та економічну ефективність (доцільність здійснення затрат для створення та функціонування системи).

В зв'язку з необхідністю передавати зростаючі об'єми інформації актуальним залишається підвищення швидкості передачі, особливо при роботі по каналах з обмеженою смугою пропускання та потужністю [1].

Одним з методів підвищення швидкості передачі є використання таймерних сигналів [2], в яких за рахунок зменшення відстані між кодовими словами вдається на заданому інтервалі реалізації синтезувати більше число реалізацій в порівнянні з позиційним кодуванням.

Відомо, що при позиційному кодуванні по каналу передаються коефіцієнти α_i полінома десятичного числа $N_{(a)}$

$$N_{(a)} = \alpha_{m-1} a^{m-1} + \alpha_{m-2} a^{m-2} + \dots + \alpha_1 a^1 + \alpha_0, \quad \alpha = a-1; a-2; \dots; 0, \quad (1)$$

де a – число станів інформаційного параметра каналу.

Враховуючи, що кожний коефіцієнт передається сигналом на одному інтервалі найквістового елемента t_0 , то довжини кодової комбінації ($T_{\text{кк}} = mt_0$), відповідаючи десятковому числу $N_{(a)}$, дорівнюють ступені полінома (1) m .

Мінімальна енергетична відстань такого коду відповідає енергії одного найквістового елемента. В ТСК мінімальна відстань між кодовими конструкціями визначається енергією базового твірного елемента $\Delta = t_0/s$, $s \in 1, 2, 3, \dots$, де κ – ціле число. Конкретне значення елемента Δ розраховується із забезпеченням доцільної ймовірності прийнятого кодового слова в даному каналі.

Число реалізацій сигнальних конструкцій на інтервалі m найквістових елементів при заданих значеннях i, s, m

$$N_{\text{PT}} = C_{ms-i(s-1)}^i = (ms - i(s-1))! / i!(ms - is)!. \quad (2)$$

Якщо при позиційному кодуванні $N_{\text{PT}} = a^m$, то при ТСК $N_{\text{PT}} \gg a^m$. Наприклад, в двійковому каналі при $m = 5$ кількість $N_{\text{PT}} = 32$, для ТСК при $s = 5$, $i = 3$, $m = 5$ – $N_{\text{PT}} = 286$, а при $s = 7$ –

$N_{PT} = 680$, що в 21,25 рази більше. Знайдемо залежність потужності $\|L\|$ простого коду від числа значущих моментів модуляції та довжини сигнальної конструкції [2]. Спочатку розглянемо питання визначення числа значущих моментів модуляції, що забезпечує максимальну потужність $\|L\|$ простого таймерного коду при заданих m та s . Для цього була сформульована та доведена теорема про максимальну потужність таймерних сигнальних конструкцій.

Теорема 1. Для простого таймерного коду максимальна потужність $\max\|L\| = \binom{ms - i(s-1)}{i}$, якщо $i = \left\lfloor \frac{ms}{s+1} \right\rfloor$, $\forall s > 0$ (множина s більше нуля) та $\forall m \geq 0$. Звідси

$$\max\|L\| > \binom{ms - (i-1)(s-1)}{i-1}, \quad (3)$$

$$\max\|L\| > \binom{ms - (i+1)(s-1)}{i+1}. \quad (4)$$

Особливий інтерес становить аналіз залежності $\|L\|$ простого таймерного коду зі змінним числом значущих моментів модуляції від довжини кодової комбінації за фіксованих значень s . Для блокових кодів, як відомо, збільшення довжини блока на одиницю призводить до подвоєння потужності. Аналогічно для таймерного коду при $s = 1$ маємо $\|L\| = 2^m$, і збільшення m на одиницю веде до подвоєння $\|L\|$. Розглянемо випадок, коли $s > 1$ та $m \gg s$. Тоді $s(m-i) + i \rightarrow m$, і можна записати

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \left[\frac{\sum_{i=0}^{m+1} \binom{s(m-i)+i}{i}}{\sum_{i=0}^m \binom{s(m-i)+i}{i}} \right] = 2.$$

Це вказує на те, що s впливає лише на швидкість збіжності до граничного значення, тому для $m \approx s$ граничне значення співвідношення потужностей більше двох.

Синтез асиметричних ТСК, які виправляють та виявляють помилки, полягає в тому, що необхідно знайти залежність вагових коефіцієнтів $A_k (k=1, i)$ та модулі A_0 порівняння $\sum_{k=1}^i A_k x_k \equiv 0 \pmod{A_0}$ умови якості приймання. Нижче подана теорема, яка є основою для побудови кодів з виправленням помилок.

Теорема 2. Якщо коефіцієнти A_k порівняння $\sum_{k=1}^i A_k x_k \equiv 0 \pmod{A_0}$ визначено так, що $A_k = (e_0 + 1)^{k-1}$ та $A_0 = (e_0 + 1)^i$, то помилки кратності меншої чи рівної i величиною $[-e_0, e_0]$ виявляються з імовірністю 1.

Висновок. Код виправляє помилки кратності меншої чи рівної (i) величиною $\left(-\left\lfloor \frac{e_0}{2} \right\rfloor, \left\lfloor \frac{e_0}{2} \right\rfloor \right)$.

Для того щоб код виявив помилки кратності меншої чи рівної (i) величиною $\left(-\left\lfloor \frac{e_0}{2} \right\rfloor, \left\lfloor \frac{e_0}{2} \right\rfloor \right)$, усі синдроми S мають бути різними. Методом математичної індукції можна показати, що всі $\left(2 \left\lfloor \frac{e_0}{2} \right\rfloor \right)^i$ – синдроми різні.

Література

- Бройдо В.Л. Вычислительные системы, сети и телекоммуникации: учебник для вузов / Бройдо В.Л. - Питер, 2004 – 703с.
- Захарченко В.М. Синтез багатопозиційних часових кодів / Захарченко В.М. – К.: Техніка, 1999. – 284 с.

ПРОБЛЕМЫ РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК КАЧЕСТВА
ОБСЛУЖИВАНИЯ ПРИ САМОПОДОБНОМ ТРАФИКЕ СЕТИ

Ключевые слова: модель самоподобного трафика, формула Норроса, метод Херста, распределения Парето и Вейбулла.

Аннотация. Исследованы методы повышения точности расчета характеристик качества обслуживания в сети с самоподобным трафиком за счет более точного нахождения коэффициента Херста в зависимости от параметра формы распределения Парето.

A.G. LOZHKOVSKY, O.V. VERBANOV

Odessa national academy of telecommunications a.n. O.S. Popov
aloshk@onat.edu.ua overbanov@onat.edu.uaPROBLEMS CALCULATE THE CHARACTERISTICS OF SERVICE QUALITY OF SELF-SIMILARITY TRAFFIC
IN NETWORK

Keywords: model of self-similar traffic, Norrosa formula, Hearst method, distribution Pareto and Weibull.

Annotation. Researched methods to improve the accuracy of calculation of the characteristics of service quality in the networks with self-similar traffic through more precise location coefficient Hirst depending on the form of Pareto distribution.

Несмотря на популярность модели самоподобного трафика, до сих пор ряд задач оценки качества обслуживания в пакетной сети остается нерешенными. В частности, из-за отсутствия строгой теоретической базы, способной дополнить классическую теорию массового обслуживания при проектировании пакетной сети с самоподобным трафиком, не существует достоверной и признанной методики расчета параметров и показателей качества систем распределения информации в условиях эффекта самоподобия.

Для односерверной системы с бесконечной очередью и постоянным временем обслуживания (модель $fBM/D/1/\infty$) грубое решение известно, как формула Норроса [1]:

$$N = \frac{\frac{H}{(1-\rho)^{H-1}}}{\frac{0.5}{\rho^{H-1}}} \quad (1)$$

Здесь N – это среднее количество требований в системе, которое не может быть превышено, т.е. это верхняя оценка этого количества требований в системе $fBM/D/1/\infty$, а H – это коэффициент самоподобности пакетного трафика, называемый коэффициентом Херста.

Метод Херста позволяет выявить в статистических данных пакетного трафика такие его свойства, как кластерность, тенденцию следовать по направлению тренда (персистентность) и быструю перемежаемость последовательных значений интенсивности трафика (всплески интенсивности, приводящие к пачечности), сильное последствие, сильную память, фрактальность (самоподобность), наличие периодических и непериодических циклов (из-за особенностей используемых протоколов передачи).

Однако, результаты моделирования, представленные на рис.1 показывают, что для самоподобия трафика с ростом интенсивности нагрузки ρ ухудшаются характеристики качества обслуживания, но не настолько, как это определяется формулой Норроса. Расхождение результатов моделирования (показаны знаком «+») и оценок, полученных по формуле (1) штриховой линией может достигать сотни процентов. Оценка Норроса сильно завышена и надо более точное решение.

Пачечный характер генерированного трафика способствует его адекватности реальному характеру трафика в мультисервисных сетях. Здесь при широком диапазоне скоростей передачи нагрузка является разнородной, поскольку передачу потоков разных приложений и служб обеспечивает одна и та же сеть с едиными протоколами и законами управления. Источники определенной службы характеризуются максимальной и средней скоростями передачи, т.е. коэффициентом пачкования (*burstness*) и средней длительностью пика нагрузки. Например, пачкование для речевых служб возможно из-за пауз в разговоре.

Наиболее известным методом формирования самоподобного потока является метод Мандельброта [2]. Он основан на суперпозиции нескольких независимых и имеющих одинаковое распределение ON/OFF источников, интервалы между ON и OFF периодами которого обладают эффектом Ноа. Эффект Ноа в распределении длительностей ON/OFF периодов является базовым при моделировании самоподобного трафика. Эффект Ноа является синонимом синдрома бесконечной дисперсии. Для достижения эффекта Ноа используют распределения Парето или Вейбулла, часто называемые «распределениями с длинным хвостом». Наличие в распределении «длинного хвоста» обеспечивает свойство пачечности трафика, т.к. в распределении возрастают вероятности длинных интервалов между событиями.

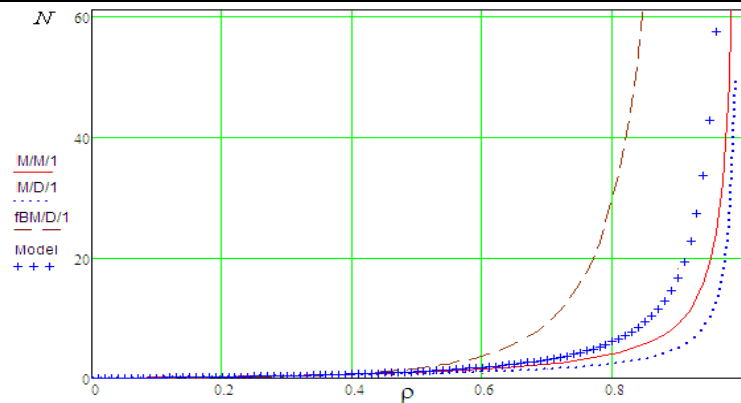


Рисунок 1 – Моделирование N в модели $fBM/D/1/\infty$ при $H = 0,7$

При практическом моделировании [3] распределение Парето получается путем перехода от равномерного распределения методом обратной функции:

$$Z_i = \frac{b}{a \sqrt[a]{U_i}}, \quad (2)$$

где Z_i – i -й интервал между событиями, U – случайное число, равномерно распределенное на интервале $[0, 1]$. Параметр формы a распределения Парето и коэффициент Херста H принято считать [1], что находятся в такой зависимости:

$$H = \frac{3 - a}{2}. \quad (3)$$

Однако, результаты моделирования, представленные на рис. 2 показывают, что для распределения Парето (а также и Вейбулла) нет линейной зависимости (3) коэффициента Херста H от параметра формы a распределения.

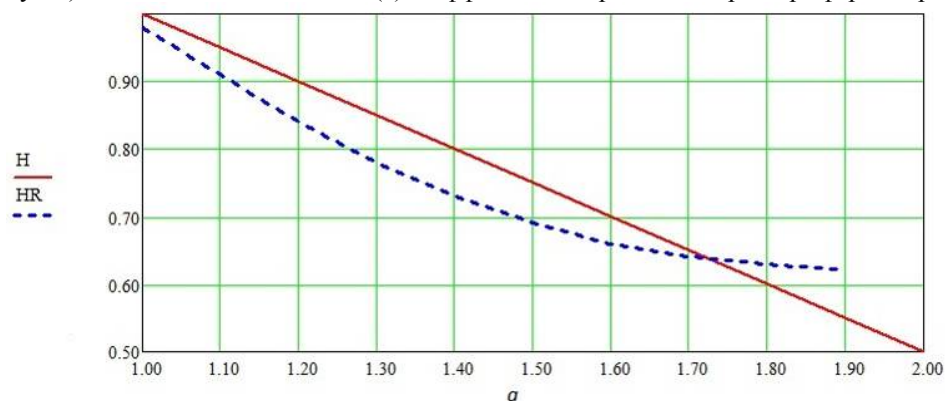


Рисунок 2 – Моделирование H в модели $fBM/D/1/\infty$ при $\rho = 0,6$

Из рис. 2 видно, что реальный коэффициент Херста HR зависит от параметра формы a распределения Парето не линейно, а по закону, близкому к экспонентному.

Таким образом, если реальная статистика трафика (интервал времени между пакетами) аппроксимируется распределением Парето, то для расчета характеристик качества обслуживания по формуле Норроса (1) следует рассчитывать коэффициент самоподобности Херста не по формуле (3), а по формуле аппроксимирующей кривой HR , показанной на рис. 2 штриховой линией. В этом случае точность расчета возрастает на порядок, причем при этом погрешность не превышает 10-20%.

Литература

1. Крылов В.В., Самохвалова С.С. Теория телетрафика и её приложения. – СПб.: БХВ-Петербург. – 2005. – 288 с.: ил.
2. Мандельброт Б. Фрактальная геометрия природы // Компьютинг в математике, физике, биологии. Пер. с англ. – М.: Изд-во Института компьютерных исследований, 2002.
3. Ложковский А.Г., Салманов Н.С., Вербанов О.В. Моделирование многоканальной системы обслуживания с организацией очереди. – Восточно-европейский журнал передовых технологий №3/6(27), 2007, С.72-76.
4. Ложковский А.Г. Моделирование трафика мультисервисных пакетных сетей с оценкой его коэффициента самоподобности / А.Г. Ложковский, О.В. Вербанов // Збірник наукових праць ОНАЗ ім. О.С. Попова. - 2014. – №1. – С.70-76.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПЕРЕДАЧИ OFDM/QAM И OFDM/OQAM

Аннотация. Рассмотрены особенности формирования сигналов OFDM/OQAM, проведена оценка увеличения сложности реализации OFDM/OQAM в сравнении с OFDM/QAM, проведено сравнение спектральных эффективностей OFDM/OQAM и OFDM/QAM.

Ключевые слова: OFDM, QAM, OQAM, циклический префикс, ICI, ISI, ортогональный базис, хорошо локализованные импульсные фильтры.

O.A. ORYABINSKAYA, P.V. IVASCHENKO

Odessa National Academy of Telecommunication named after A.S. Popov

lekaor@ukr.net

TRANSFER COMPARATIVE ANALYSIS OF METHODS OF TRANSMISSION OFDM/QAM AND OFDM/OQAM

Abstract. The features of signal generation OFDM/OQAM, assessed the implementation of increasing complexity OFDM/OQAM compared with OFDM/QAM, the comparison of the spectral efficiencies of OFDM/OQAM and OFDM/QAM.

Keywords: OFDM, QAM, OQAM, cyclic prefix, ICI, ISI, orthogonal basis, well localized pulse filters.

Состояние проблемы. В настоящее время одним из наиболее перспективных решений в области высокоскоростной передачи данных по каналам мобильной связи является использование технологии OFDMA (множественный доступ с ортогонально-частотным разделением). Обычная OFDM/QAM система достаточно устойчива к многолучевому распространению сигнала, за счет использования защитного интервала, который образуется циклическим префиксом. Однако этот защитный интервал уменьшает спектральную эффективность системы на соответствующую величину.

Целью данной работы является оценка эффективности использования OFDM/OQAM с точки зрения спектральной эффективности и сложности реализации.

Математическая модель сигналов OFDM/QAM и OFDM/OQAM. В канальном символе QAM-М информация закладывается в амплитуде и начальной фазе. Для распознавания канального символа в случае канала с быстрыми частотно-селективными замираниями необходима сложная обработка. Если QAM-М реализуется в канале связи посредством OFDM, то принципиальным является вопрос выбора базиса при формировании сигнала. В существующих системах связи с сигналами OFDM/QAM используется базис на основе обратного преобразования Фурье, использующий прямоугольные базисные функции с дальнейшим ограничением спектра оконной функцией. Данный базис обеспечивает распознавание элементов сигнала при наличии соответствующей внешней синхронизации, поскольку является хорошо локализованным во временной области, и обладает ортогональностью в частотной. Ортогональность между базисными функциями, как правило, получают с использованием либо временного, либо частотного ограничения функции прототипа. Например, прямоугольные функции, обладающие медленно спадающим спектром ограничивают с помощью временного окна функцией половины косинуса. Для сохранения ортогональности в частотной области базисные функции растягивают во времени за счет циклического префикса и получают ортогональный относительно быстро спадающий по частоте и локализованный по времени базис, используемый в системах OFDM/QAM. Попытки замены ортогонального базиса, приводили к сильной потере спектральной эффективности. Согласно теореме Балиан-Лоу, невозможно использовать хорошо локализованные базисные функции в случае высокой частотно-временной плотности, когда спектральная эффективность максимальна $TF = 1$ [1]. Снижение спектральной эффективности является нежелательным для устройств, в которых требуется высокоскоростная передача данных. Из теории Габора о базисных функциях – основной недостаток OFDM/QAM-систем, заключается в том, что невозможно создать хорошо локализованные импульсные фильтры в случае высокой частотно-временной плотности, т. е. в случае высокой спектральной эффективности [1]. При использовании таких систем требуется придерживаться компромисса между локализацией импульсных фильтров и спектральной эффективностью.

Для достижения лучшей спектральной эффективности одновременно с улучшением ISI/ICI была предложена другая OFDM-схема с использованием QAM со сдвигом (OQAM – offset QAM). Данный метод позволил получить наилучшее частотно-временное уплотнение модулирующих символов, что обеспечило сохранение ортогональности даже в случае максимальной частотно-временной плотности $TF = 1$ [1]. Использование временного сдвига между передачей действительной и мнимой части QAM-символа (квадратурная амплитудная модуляция со сдвигом Offset QAM (OQAM)) позволило использовать хорошо локализованный базис, сохранив максимальную спектральную эффективность.

Как вариант базисной функции была попытка использовать идеально локализованную функцию Гаусса. Существенным недостатком такой функции является то, что функция не является ортогональной как

во временной, так и в частотной области. В результате спектральная эффективность снижается, в сравнении с базисом половины косинуса. Другой подход, использующий формирование хорошо локализованного базиса получил название алгоритм изотропного ортогонального преобразования (ИОТА). Данный алгоритм построения базиса основан на синтезе базиса Вейля-Гейзенберга, в основе которого лежит сингулярное разложение матрицы базиса Габора. Получаемый базис обладает хорошей локализацией одновременно во временной и частотной области за счет близости его инициализирующего импульса к идеально локализованной функции Гаусса. В отличие от базиса на основе идеально локализованной функции Гаусса ИОТА-базис обладает ортогональностью, что обеспечивает такую же спектральную эффективность как система OFDM/QAM без учета потерь за счет циклического префикса [2].

Анализ спектральной эффективности. Оценку спектральной эффективности проводим на основании стандартов для LTE сети, так как в ней предусмотрены оба режима OFDM/QAM и OFDM/OQAM. Оценка спектральной эффективности определяется по формуле

$$\gamma = \frac{C}{\Delta F}, \text{ (бит·с)/Гц.} \quad (4)$$

Предварительно необходимо оценить пропускную способность в заданной полосе ΔF .

В LTE системе данные передаются блоками (так называемыми кластерами) в частотно-временной области [3]. Каждый кластер обрабатывается (кодируется и декодируется) независимо и характеризуется следующими величинами: N_s – число несущих; N_t – число OFDM-символов; N_p – число пилотных несущих, n – уровень модуляции (битовая загрузка символа), $R_{\text{код}}$ – скорость кода.

Пропускная способность, обеспечиваемая в одном ресурсном блоке без учета циклического префикса [4]:

$$C = (1 - \text{PER})I = (1 - \text{PER})R_{\text{код}}n(N_sN_t - N_p)\Delta f / N_t \quad (5)$$

где PER (packet error rate) – вероятность ошибки передачи пакета. В полосе 10 МГц предусмотрена возможность передачи одновременно 50 ресурсных блоков.

Добавление циклического префикса равноценно снижению пропускной способности на величину T_{cp} / T , где T_{cp} – длительность циклического префикса. Рассчитаем потенциальные пропускные способности системы LTE ($\text{PER} \rightarrow 0$) в различных режимах работы. Результаты занесены в табл. 1. В расчетах учтем, что $T_{\text{cp}} = 5,21$ мкс для первого OFDM-символа и $T_{\text{cp}} = 4,69$ мкс для следующих шести OFDM-символов. Таким образом среднее значение $T_{\text{cp}} = 4,764$ мкс. Также в системе LTE предусмотрен разнос между поднесущими $\Delta f = 15$ кГц и $T = 66,67$ мкс [3].

Таблица 1 Сравнение потенциальных спектральных эффективностей систем OFDM/OQAM и OFDM/QAM с коротким циклическим префиксом в LTE

Модуляция	$R_{\text{код}}$	n	N_s	N_t	N_p	Выделенная полоса, МГц	C, Мбит/с для полосы в 10 МГц		γ , бит·с/Гц спектральная эффективность	
							OFDM/OQAM	OFDM/QAM	OFDM/OQAM	OFDM/QAM
ФМ-4	1/2	2	8	12	8	10	5,5	5,12	0,55	0,512
ФМ-4	3/4	2					8,25	7,67	0,825	0,767
КАМ-16	1/2	4					11	10,23	1,1	1,023
КАМ-16	3/4	4					16,5	15,35	1,65	1,535
КАМ-64	2/3	6					22	20,46	2,2	2,046
КАМ-64	3/4	6					24,75	23,02	2,475	2,302

Оценка сложности реализации. В случае OFDM/QAM сложность реализации определяется количеством операций БПФ и составляет порядка $O(\log_2 N)$ операций [5]. В системах с OFDM/OQAM к необходимым операциям БПФ добавляются операции необходимые для осуществления полифазной фильтрации.

Предположим, функция форма импульса прототипа $\mathfrak{Z}_{m,n}(t)$ (или его усечение) имеет конечную длительность в интервале $-M\tau_0 \leq t \leq M\tau_0$, его дискретный вариант $g_k[n]$ отличен от нуля при $n = -MN/2, \dots, MN/2$, следовательно, длина $g_k[n]$ будет $MN + 1$. Для того чтобы иметь то же самое число отводов в каждом фильтре компонента, мы просто отбрасываем последнюю выборку $g_k[n]$ так, чтобы длина каждого фильтра компонента была равна M [5].

Для синтеза сигнала OFDM/OQAM необходимо умножить матрицу базиса на вектор информационных символов. Эта операция требует $(2M-1)M$ комплексных сложений и $2M^2$ комплексных умножений [5].

Процесс демодуляции кроме такого же числа комплексных сложений и умножений, как для модуляции, требуется еще произвести операцию взятия реальной части вектора, что требует еще $4M^2$ действительных умножений и $(4M^2 - 3M)$ действительных сложений [5].

Т.о. для проведения модуляции и демодуляции требуется порядка $O(\log_2 N + 16M^2 - 4M)$ операций, что, конечно, значительно больше классической OFDM схемы.

Выводы. В этой работе проведен анализ потенциальной спектральной эффективности методов передачи OFDM/OQAM и OFDM/QAM реализованных в системе LTE, а также оценено увеличение сложности реализации OFDM/OQAM, за счет применения фильтрации. Метод передачи OFDM/OQAM за счет хорошей локализации во времени и по частоте, в отличие от традиционной OFDM/QAM, не требует наличия защитных интервалов (циклических префиксов), что повышает спектральную эффективность (рис. 1, табл. 1). Использование фильтрации усложняет реализацию на порядка $O(16M^2 - 4M)$ операций. Как видим чем выше порядок фильтра, тем больше требуется вычислительного ресурса.

Литература

1. Волчков В.П. Новые технологии передачи и обработки информации на основе хорошо локализованных сигнальных базисов / В.П. Волчков // Научные ведомости БелГУ Серия "Информационные – телекоммуникационные технологии" № 15 (70) – Белгород: Изд-во БелГУ, 2009 – С. 182-189
2. Jinfeng Du, Svante Signell Classic OFDM Systems and Pulse Shaping OFDM/OQAM Systems // Electronic, Computer, and Software Systems Information and Communication Technology KTH - Royal Institute of Technology SE-100 44 Stockholm, Sweden // TRITA-ICT/ECS R 07:01 ISSN 1653-7238 ISRN KTH/ICT/ECS/R-07/01-SE
3. Тихвинский В.О. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук. – М.: Эко-Трендз, 2010. – 284 с.
4. Ермолаев В.Т. Теоретические основы обработки сигналов в системах мобильной радиосвязи (Электронное методическое пособие) Учебная дисциплина: – Теория электрической связи / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман. – Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского Национальный исследовательский университет, Нижний Новгород 2010, 107 с.
5. Волчков В.П. Оптимизация ортогонального базиса Вейля-Гейзенберга для цифровых систем связи, использующих принцип FDM/OQAM передачи / В.П. Волчков, Д.А. Петров // Научные ведомости БелГУ Серия " История Политология Экономика Информатика" № 1 (56) Выпуск 9/1 – Белгород: Изд-во БелГУ, 2009 – С. 104-114 f-sur-Yvette, France Received 1 August 2001; received in revised form 1 February 2003

References

1. V.P. Volchkov Novyie tehnologii peredachi i obrabotki informatsii na osnove horosho lokalizovannyih signalnyih bazisov// Nauchnyie vedomosti BelGU Seriya "Informatsionnyie – telekommunikatsionnyie tehnologii" № 15 (70) – Belgorod: Izd-vo BelGU, 2009 – P. 182-189
2. Jinfeng Du, Svante Signell Classic OFDM Systems and Pulse Shaping OFDM/OQAM Systems // Electronic, Computer, and Software Systems Information and Communication Technology KTH - Royal Institute of Technology SE-100 44 Stockholm, Sweden // TRITA-ICT/ECS R 07:01 ISSN 1653-7238 ISRN KTH/ICT/ECS/R-07/01-SE
3. Tihvinskiy V.O., Terentev S.V., Yurchuk A.B. Seti mobilnoy svyazi LTE: tehnologii i arhitektura. – M.: Eko-Trendz, 2010. – 284 p.
4. Ermolaev V.T. Flaksman A.G. Teoreticheskie osnovy obrabotki signalov v sistemah mobilnoy radiosvyazi (Elektronnoe metodicheskoe posobie) Uchebnaya distsiplina: – Teoriya elektricheskoy svyazi– Nizhegorodskiy gosudarstvenniy universitet im. N.I. Lobachevskogo Natsionalniy issledovatel'skiy universitet, Nizhniy Novgorod 2010, 107 p.
5. V.P. Volchkov, D.A. Petrov Optimizatsiya ortogonalnogo bazisa Veylya-Geyzenberga dlya tsifrovyyih sistem svyazi, ispolzuyuschiy printsip FDM/OQAM peredachi // Nauchnyie vedomosti BelGU Seriya " Istoriya Politologiya Ekonomika Informatika" № 1 (56) Vyipusk 9/1 – Belgorod: Izd-vo BelGU, 2009 – P. 104-114 f-sur-Yvette, France Received 1 August 2001; received in revised form 1 February 2003

ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕМВН ПРОВОДОВИХ ТСП/ІР МАРШРУТИЗАТОРІВ

Анотація. Розглянуто можливість витоку конфіденційної інформації, що циркулює по локальним обчислювальним мережам, шляхом перехоплення побічних електромагнітних випромінювань і наводок маршрутизатора.

Ключові слова: маршрутизатори, інформація, провідний.

І.О. ANTONOVA, A.V. ZHMURKO, S.V. KHOMICH

Odessa National Academy of Telecommunications. Popov
irina-frankovskaja@mail.ru zhmurko_1991@mail.ru**RESEARCH PEMVN WIRED TCP / IP ROUTER**

The possibility of leakage of confidential information circulating on the local area network, side by intercepting electromagnetic radiation and navodok router.

Tags: routers, information, leading.

З кожним днем завдання інтелектуального виявлення, попередження та протидії атакам на системи інформаційної взаємодії стають все більш актуальним для більшості вітчизняних підприємств. Атаки та методи перехоплення інформації еволюціонують, стають витонченішими і набувають масового характеру. Відомі випадки порушення працездатності і навіть виведення з ладу інфраструктури різних державних і комерційних підприємств [1]. Забезпечення безперервності роботи та розвитку підприємств в цілому припускає побудову та впровадження комплексних системи захисту та протидії атакам на інформаційне середовище.

Одним з важливих елементів сучасних мережах передавання інформації на базі стеку протоколів ТСП/ІР є пристрій комутації – маршрутизатор. Маршрутизатор — електронний пристрій, задачею якого є поєднання мереж та керування процесом маршрутизації, тобто на підставі інформації про топологію мережі та певних правил приймає рішення про пересилання між різними сегментами мережі (рис. 1).

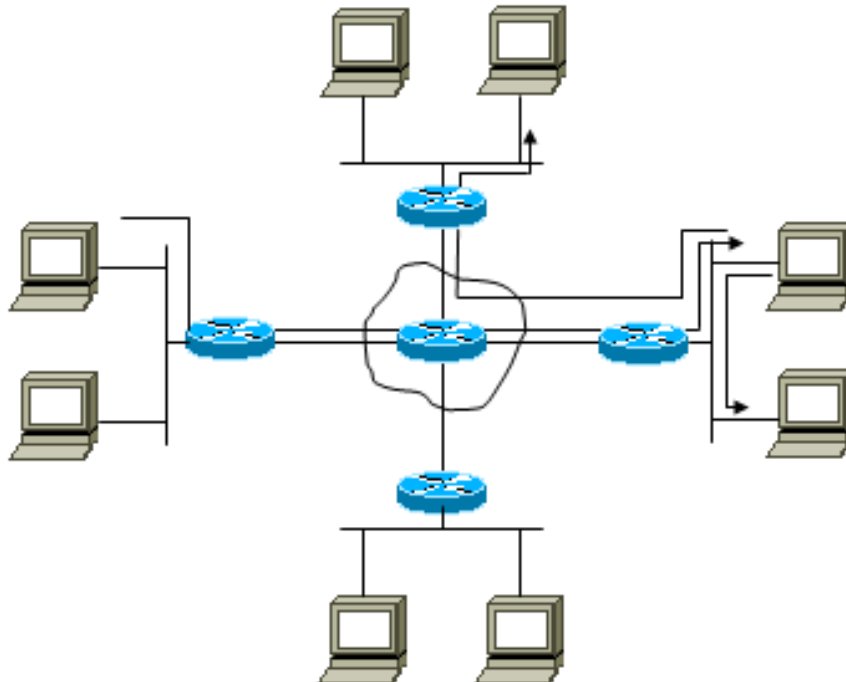


Рисунок 1 – Типова схема роботи маршрутизатора

В процесі функціонування засобів інформаційної взаємодії (у тому числі, маршрутизаторах) в конструктивних елементах і кабельних з'єднаннях циркулюють електричні струми інформативних сигналів, в результаті чого побічні електромагнітні поля та випромінювання (ПЕМВН) - рівні яких можуть бути достатніми для прийому та перехвату сигналів та вилучення корисної інформації за допомогою спеціальних технологічних рішень та апаратури (рис.2). [2].



Рисунок 2 – перехоплення ПЕМВН безпроводових пристроїв вводу

Такий технічний канал витоку є досить небезпечним, через високу ймовірність втрати інформації, що циркулює через маршрутизатор.

Висновки:

1. Таким чином, для захисту конфіденційної інформації, що вводиться передається по мережам зв'язку, рекомендується застосовувати як активні методи захисту інформації (просторове зашумлення), так і пасивні (екранування).

2. Також важливим є дослідження та контроль актуальних значень спектральних характеристик та рівнів ПЕМВН у пристроях, що забезпечують роботу сучасних мереж.

Література

1. Интерфейсы периферийных устройств : учеб. пособие для вузов / В. А. Павлов. — Саров, 2010. — 374 с.: ил.
2. Хорев А.А. Защита информации от утечки по техническим каналам. Часть 1. Технические каналы утечки информации: Учебное пособие. М.: Гостехкомиссия РФ, 1998
3. Електронний ресурс: http://www.videoradio.ru/stati/tehnicheskie_kanali_utechki_informacii_obrabativaemoi_tekhnicheskimi_sredstvami.htm
4. Електронний ресурс: <http://daybook.org.ua/seti/klassovaya-i-besklassovaya-marshrutizaciya.html>

References

1. Ynterfeysy peryferyynyh devices: Textbook. posoby for Universities / VA Pavlov. - Sarov, 2010. - 374 p.: il.
2. AA Horev Zashchita Leaks of information here on tehnycheskym channels. Part 1. Tehnycheskye Channels Leaks information: Uchebnoe posobyie. M.: Hostehkomysyssa Russia, 1998
3. Electronic resource: http://www.videoradio.ru/stati/tehnicheskie_kanali_utechki_informacii_obrabativaemoi_tekhnicheskimi_sredstvami.htm
4. Electronic resource: <http://daybook.org.ua/seti/klassovaya-i-besklassovaya-marshrutizaciya.html>

ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ОРТОГОНАЛЬНЫЕ ГАРМОНИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ ОБОБЩЕННОГО КЛАССА

Аннотация. Предлагается сравнительный анализ вариантов построения систем передачи ортогональными гармоническими сигналами обобщенного класса, основанный на расчете интерференционных помех, порожденных линейными искажениями сигналов.

Ключевые слова: системы передачи, интерференционные помехи, ортогональные гармонические сигналы, канал связи.

V.A. BALASHOV, I.B. BARBA, N.V. SYTNIN

Odessa national academy of telecommunication a.n. A.S. Popov

Irina_barba@mail.ru

CHARACTERISTICS OF TRANSMISSION SYSTEMS USING ORTHOGONAL HARMONIC SIGNALS OF THE GENERALIZED CLASS

Annotation. The comparative analysis of transmission systems designing variants that are using generalized class orthogonal harmonic signals, based on the calculation of the interference noise generated by linear distortions of signals, is offered.

Key words: the transmission system, interference noises, orthogonal harmonic signals, the communication channel.

За последние годы благодаря успехам применения цифровой обработки сигналов широкое распространение получили технологии передачи, которые используют для передачи широкополосные ортогональные гармонические сигналы (ОГС)[1].

Технологии передачи xDSL (DSL-Digital Subscriber Line) в соответствии с Рекомендациями Международного союза электросвязи (МСЭ-Т) G. 991 – G. 993 используют различные системы ОГС и на сегодня являются самыми распространенными для построения широкополосного доступа (ШД) с использованием хорошо развитой сети абонентских линий (АЛ) телефонной сети общего пользования.

Технологии передачи с применением ОГС также используются в новейших технологиях радиодоступа: Wi-Fi (стандарт IEEE 802.11), Wi-MAX (стандарт IEEE 802.16), LT, в системах высококачественного цифрового радио и телевизионного вещания.

Широкое распространение систем передачи (СП) ОГС на сетях связи связано с тем, что эти системы обеспечивают высокую эффективность передачи информации по каналам связи с ненормованными и нестабильными во времени частотными характеристиками, с аддитивными и мультипликативными помехами.

В докладе обсуждается вопрос о возможности построения систем ортогональных сигналов на основе гармонического базиса, обладающих лучшими характеристиками, чем традиционные ОГС.

Приводятся обоснование критерия ортогональности и метод синтеза систем ОГС обобщенного класса, включающего и традиционные сигналы ОГС. Особенностью сигналов обобщенного класса является отсутствие защитного интервала. Синтезированы оптимальные по критерию минимальной эффективной ширины спектра (максимальной концентрации энергии в ограниченной полосе частот) системы ОГС, оценены их частотные характеристики и рассчитаны интерференционные помехи, порождаемые частотными искажениями.

Обоснован оптимальный вариант построения СП с ОГС обобщенного класса, предложен алгоритм демодуляции сигналов, основанный на алгоритме вычисления быстрого преобразования Фурье, оценены скорости передачи СП ОГС с учетом аддитивных гауссовых, переходных и интерференционных помех, порождаемых линейными искажениями сигналов[2].

Применение ОГС обобщенного класса в СП обеспечивает повышение скорости передачи за счет снижения мощности интерференционных помех, вызванных линейными искажениями. Узкополосность сигналов при возможности выбора требуемого числа сигналов придает СП ОГС робастные свойства.

Литература

1. Балашов В. А. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами / Балашов В. А., Воробийченко П.П., Ляховецкий Л.М. // - М.:Эко – Трендз, 2012. – 228 с.: ил.
2. Барба И.Б. Повышение вычислительной эффективности демодуляции сигналов систем передачи с ОГС / И.Б. Барба // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. - 2013. - 1. - С.134-139.

**ОЦЕНКА СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ В СИСТЕМАХ
G.FAST ПО ТЕЛЕФОННЫМ КАБЕЛЯМ ТИПА ТП**

Дана оценка достижимых скоростей передачи информации по отечественным телефонным кабелям типа ТП в зависимости от числа параллельно работающих систем передачи G.Fast при использовании системы компенсации переходных помех «векторинг»

Ключевые слова: переходные помехи, скорость передачи, система передачи G.Fast, векторинг

V.I. ORESHKOV, V.N. MOLOGA

Odessa national academy of telecommunication a.n. O.S. Popov
Oreshkov_VI@mail.ru, vmologa@gmail.com**TRANSMISSION RATE ESTIMATION IN THE G.FAST SYSTEMS BY TP TYPE TELEPHONE CABLE**

Annotation. The estimation of the achievable data transmission rate for domestic TP type telephone cables depending on the number of parallel transmission systems G.Fast using "vectoring" crosstalk cancellation system

Keywords: crosstalk, transmission rate, G.Fast transmission system, vectoring

G.Fast – технология цифровых абонентских линий сетей широкополосного доступа (ШД) позволяющая достигать скорости передачи порядка 1 Гбит/с по абонентским линиям (АЛ) телефонной сети [1]. Технология G.Fast предназначена для того, чтобы при построении сетей ШД FTTH сохранить существующие телефонные кабели внутри зданий и при этом обеспечить высокие скорости передачи, сопоставимые с FTTH. Данная технология – дальнейшее развитие технологии VDSL2, оптимизированная для малых расстояний. G.Fast предусматривает подключение по медному телефонному кабелю 10–30 абонентов на расстояние не более 250 м.

Основным фактором, ограничивающим скорость передачи в системе передачи (СП) G.Fast являются переходные помехи на дальний конец от параллельно работающих СП в многопарном телефонном кабеле распределительного участка. МСЭ-T разработал рекомендацию по снижению переходных помех: Рек. МСЭ-T G.993.5 [2]. Соответствующие алгоритмы и система компенсации межканальных переходных помех получила название «векторинг».

В докладе рассматривается оценка скорости передачи, достижимой СП G.Fast с использованием «векторинга» при параллельной работе в многопарном телефонном кабеле. В расчетах скорости передачи использовалась известная формула расчета количества бит наносущую в системах передачи с OFDM [3]. СП G.Fast описывалась маской мощности передатчика. В качестве АЛ был использован телефонный кабель типа ТППЭп-50х2х0,4, характеристики которого были практически измерены в диапазоне частот до 100 МГц. Результаты расчетов приведённые на рис. 1 позволяют сделать вывод об эффективности применения системы «векторинга» для снижения переходных помех и достижения скоростей близких к скорости одиночной СП (вариант без переходных помех).

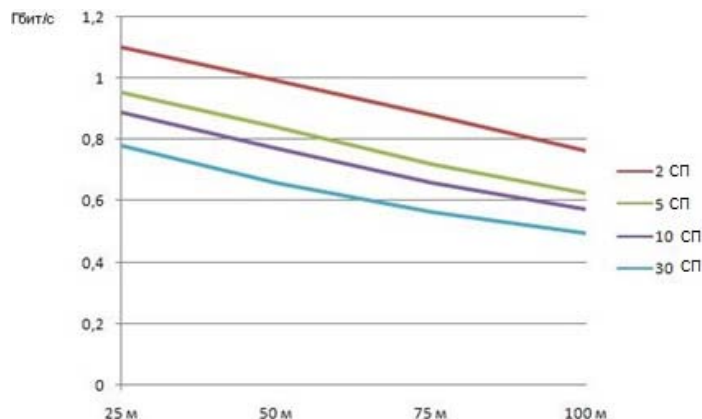


Рис. 1 – Зависимость скорости передачи СП G.Fast от длины линии и количества систем

Литература

1. G.Fast Delivers Gigabit Broadband Speeds To Customers Over Copper (FTTdp) / [Электронный ресурс] / Tim Verry (2013-08-05) // PC Perspective. – Режим доступа: <http://www.pcper.com/news/General-Tech/GFast-Delivers-Gigabit-Broadband-Speeds-Customers-Over-Copper-FTTdp>. – Дата доступа: 29.03.2015. – Заголовок экрана.
2. ITU-T. Recommendation G.993.5 : Self-FEXT cancellation (vectoring) for use with VDSL2 transceivers. [Text]. – Apr. 2010-04-22. – Geneva, 2010. – 80 p.
3. Балашов В.А. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами / В.А. Балашов, П.П. Воробийко, Л.М. Ляховецкий. – М.: Эко-трендз. – 2012. – 228 с.

**ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ СИНХРОНИЗАЦИИ
МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ OFDM**

Аннотация. Разработан новый способ формирования сигналов синхронизации многочастотных сигналов OFDM, предназначенный для оценки моментов начала и окончания сигналов.

Ключевые слова: синхронизация, OFDM, многочастотные сигналы

V.L. BANKET, A.D. PERSIN

Odessa national academy of telecommunication n.a. O.S.Popov
persin.alexey@gmail.com**THE SYNCHRONIZATION SIGNALS FORMING OF MULTIFREQUENCY OFDM SIGNALS**

Annotation. The new method of the synchronization signals formation for multifrequency OFDM signals is developed. The method intended for an estimation of the beginning & termination time moments of signals

Keywords: synchronization, OFDM, multifrequency signals

Многочастотные сигналы OFDM широко используются в современных телекоммуникационных системах для передачи информации как по каналам с частотно-селективными замираниями [1...6], так и по каналам с ненормированными характеристиками [7]. Отличительная особенность обработки таких сигналов – использование при демодуляции процедур интегрирования в пределах посылок на каждой из поднесущих, составляющих многочастотный сигнал. Моменты начала и окончания операций интегрирования обычно задаются сигналами синхронизации. Поэтому разработка способов формирования сигналов синхронизации многочастотных сигналов OFDM является важной и актуальной задачей. Вместе с тем, несмотря на наличие ряда действующих систем с сигналами OFDM (например, WiMAX, Wi-Fi, LTE[6], DVB-T, DSL[7] и др.), в литературе крайне мало сведений о способах выделения сигналов синхронизации. Многолетняя практика развития систем передачи с одночастотными сигналами приводила разработчиков аппаратуры к использованию простых и эффективных методов выделения сигналов синхронизации непосредственно из принимаемого сигнала, не требующих дополнительных затрат мощности и полосы частот. В случае OFDM подобный способ синхронизации также может быть предложен.

В широко распространенном варианте реализации многочастотных сигналов поднесущие имеют следующий вид:

$$\{ \cos i\omega_0 t \}_{i=0}^{N-1}, 0 < t < T \quad (1)$$

При использовании амплитудной модуляции поднесущих (1) модулирующими информационными символами a_i , $i=[0...(N-1)]$ передаваемый в канал OFDM сигнал имеет вид

$$S_{OFDM}(i, t) = \sum_{i=0}^{N-1} S_0 a_i \cos(i\omega_0 t) \quad (2)$$

где S_0 – амплитуда немодулированной поднесущей.

Для определения оценок начала и окончания интервала существования сигнала $S_{OFDM}(i, t)$ подадим многочастотный сигнал (2) на квадратор (устройство возведения в квадрат). Для корректного вычисления результатов квадратичной обработки определим многочастотные сигналы, подобные (2), но с иной нумерацией слагаемых

$$S_{OFDM}(l, t) = \sum_{l=0}^{N-1} S_0 a_l \cos(l\omega_0 t), S_{OFDM}(m, t) = \sum_{m=0}^{N-1} S_0 a_m \cos(m\omega_0 t). \quad (3)$$

При такой записи результат возведения в квадрат сигнала (2) определится как произведение сигналов вида (3)

$$V(l, m, N) = \left\{ \sum_{l=0}^{N-1} S_0 a_l \cos(l\omega_0 t) \right\} \times \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} S_0 a_m \cos(m\omega_0 t) \right\} \quad (4)$$

При переборе индексов в произведении (4) результат может быть представлен в виде таких сумм

$$[S_{OFDM}(l, m, t)]^2 = V(l, m = l, t) + V(l, m \neq l, t) \quad (5)$$

В произведении (5) встречаются сомножители с одинаковыми индексами (т.е. поднесущие сигнала OFDM с совпадающими частотами). Таких компонентов будет всего N . Кроме того, в полном множестве вариантов индексов частот (всего N^2 вариантов) будет $(N^2 - N)$ произведений компонентов с различными индексами ($m \neq l$) (поднесущих с несовпадающими частотами). Далее следует воспользоваться свойством ортогональности поднесущих, составляющих многочастотный сигнал OFDM, которое «проявляется» в

пределах интервала интегрирования (0..T). Подадим результат возведения в квадрат (5) на интегратор (накопитель). Если процесс обработки сигнала начинается с момента $t=0$ и продолжается достаточно долго ($T \gg 0$), то на всем интервале наблюдения выхода интегратора всегда найдется «интервал ортогональности» (0..T), в пределах которого свойство ортогональности может быть использовано для решения задачи определения оценок начала и окончания интервала существования сигнала $S_{OFDM}(i, t)$. В частности, интегрирование комбинационных составляющих с разными частотами с учетом свойства ортогональности дает результат

$$I(m \neq l) = \int_0^T \left\{ \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{m=0, m \neq l}^{N-1} S_0^2 a_l a_m \cos(l\omega_0 t) \cos(m\omega_0 t) \right\} dt = 0 \quad (6)$$

Иными словами, выход интегратора не содержит комбинационных составляющих от взаимодействия в квадраторе колебаний сигналов поднесущих разных частот. В то же время, выход интегратора содержит полезный сигнал, пригодный для формирования требуемых оценок времени начала и окончания сигнала. В частности, интегрирование результатов прохождения через квадратор поднесущих с равными частотами дает

$$I(m = l, N, T) = \int_0^T \left[\sum_{l=0}^{N-1} \frac{S_0^2 a_l^2}{2} (1 + \cos 2l\omega_0 t) \right] dt = \frac{S_0^2 a_l^2 NT}{2} \quad (7)$$

Полученный результат есть полная энергия многочастотного OFDM сигнала $E_{OFDM} = \frac{S_0^2 a_l^2 NT}{2}$, равная сумме N одинаковых частных энергий поднесущих.

Можно говорить о том, что устройство «квадратор/интегратор» при обработке OFDM сигнала реализует функции некоего «коллективного» (группового) коррелятора, *вычисляющего и объединяющего* коэффициенты корреляции сигналов поднесущих, входящих в состав многочастотного сигнала.

Выход квадратора (7) содержит постоянную составляющую $\frac{S_0^2 a_l^2}{2}$. В целом, результат возведения в квадрат есть прямоугольный импульс с флуктуирующей вершиной. Границы этого сигнала можно определить, выполнив амплитудное ограничение, которое подавляет амплитудные флуктуации, но при этом будут утрачены отмеченные выше ортогональные свойства поднесущих и фильтрующие свойства интегратора.

Таким образом, алгоритм выделения границ OFDM сигнала имеет следующий вид:

1. *Нелинейная обработка* многочастотного сигнала (возведение в квадрат) в квадраторе для получения комбинационных продуктов (произведений) колебаний поднесущих с совпадающими и несовпадающими частотами.
2. *Линейная обработка* в интеграторе комбинационных продуктов с выхода квадратора, в результате чего с использованием свойств ортогональности составляющих OFDM сигнала (поднесущих) удастся, в последующем, выявить границы анализируемого сигнала.
3. *Выделение методом вычисления второй производной* результатов линейной обработки *границ начала и окончания* многочастотного OFDM сигнала.

Литература

1. Bahai A.R.S. Multi-Carrier Digital Communications. Theory and Applications of OFDM. Second Edition / Bahai A.R.S., Saltzberg B.R., Ergen M.; - Boston: Springer Science + Business Media, Inc., 2004. – 411 с.
2. Lampe L. Differential Modulation Diversity for OFDM / Lampe L., Schober R. // 6th International OFDM-Workshop (InOWo). - Hamburg, 2001. - с. 19-1 - 19-6
3. Fischer R. Coded Modulation for Noncoherent Reception with Application to OFDM / Fischer R., Lampe L., Muller-Weinfurter S. // IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 50, NO. 4, JULY, 2001. - с. 910-919
4. Sommer D. Aspects of Coding and Modulation for OFDM / Sommer D., Fettweis G. P. // 6th International OFDM-Workshop (InOWo). - Hamburg, 2001. - с. 21-1 - 21-4
5. Sampath H. A Fourth-Generation MIMO-OFDM Broadband Wireless System: Design, Performance, and Field Trial Results // Hemanth Sampath, Shilpa Talwar, Jose Tellado, Vinco Erceg // IEEE Communications Magazine. - September, 2002. - с. 143-149
6. Вишнеvский В.М. Энциклопедия WiMAX Путь к 4G / Вишнеvский В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В.; - Москва: Техносфера, 2009. – 472 с.
7. Балашов В.А. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами. / Балашов В.А., Воробийченко П.П., Ляховецкий Л.М.. – Москва: Эко-Трендз, 2012. – 228 с.

**ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ В УМОВАХ
СУМІЩЕНОГО КАНАЛУ ДЛЯ СТАНДАРТУ 802.11N**

Анотація. В даній роботі, було проведено дослідження особливості роботи безпроводної мережі стандарту 802.11n для випадку суміщеного каналу.

Ключові слова: безпроводний канал, Wi-Fi мережа, суміщений канал.

D. MYCHALEVSKIY, V.V. NOMYROVSKA, A.N. POSTERNAK

Vinnytsia national technical university
adotq@ukr.net

STUDY THE TRANSMISSION OF INFORMATION IN THE COMBINED CHANNEL FOR 802.11N STANDARDS

Annotation. In this work, a study of wireless network 802.11n standard characteristics in the case of combined channel.

Keywords: wireless channel, Wi-Fi network, combined channel.

При проектуванні сучасних безпроводних мереж існує ряд факторів, що впливають на характеристики ефективної швидкості передачі інформації. Їх можна розділити на дві групи. До першої групи можна віднести фактори, які мають постійний вплив і є незмінними у часі. До другої – фактори, для яких існує імовірність появи завади у будь-який момент часу при однакових сеансах передачі даних. До них можна віднести внутрішньо-канальні завади, які можуть мати значний вплив на основні характеристики каналу, оскільки мережі 802.11x будуються із використанням напівдуплексного режиму передачі із використанням одного частотного каналу [1].

Для боротьби із такими завадами, при наявності інтерференційних точок доступу із використанням того ж самого частотного каналу, застосовуються алгоритми сумісної роботи пристроїв. Це приводить до виникнення додаткових затримок та колізій у сеансах передачі пакетів, що обумовлено збільшенням кількості передавальних пристроїв у каналі. Тому, є актуальним, проведення досліджень для встановлення характеристик основних параметрів безпроводної мережі при виникненні умов суміщеного каналу. Для цього, було проведено дослідження мережі стандарту 802.11n для трьох випадків: канал із прямою видимістю, без суміщеного каналу (крива 1); суміщений канал із прямою видимістю (крива 2); суміщений канал із архітектурними перешкодами (крива 3). Результати залежностей потужності сигналу та ефективної швидкості передачі від відстані наведено на рис. 1.

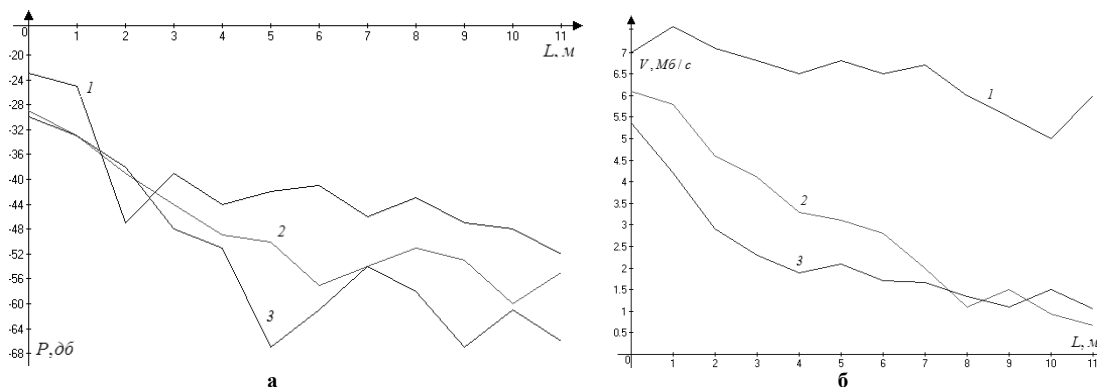


Рис.1. Залежність розподілу потужності сигналу а) та ефективної швидкості передачі інформації б) від відстані для умови суміщеного каналу

Таким чином, як видно із результатів досліджень, було виявлено, що при наявності внутрішньо-канальної завади ефективна швидкість передачі інформації зменшилась більш ніж у два рази.

Література

1. CWAP Certified Wireless Analysis Professional Official Study Guide: Exam PW0-270 / D.A. Wescott, D.D. Coleman, P. Mackenzie, B. Miller – Wiley Technology Pub., 2011. – P. 712.

НАБЛИЖЕНЕ РІШЕННЯ ДИФЕРЕНЦІАЛЬНОГО РІВНЯННЯ ПРИСТРОЮ СИНХРОНІЗАЦІЇ МЕЖ ЕЛЕМЕНТАРНИХ СИГНАЛІВ В СТАЛОМУ РЕЖИМІ

Анотація. Виконано дослідження закону розподілу фази CI і оцінка впливу на цей закон характеристик пристроїв синхронізації меж елементарних сигналів (ПСМЕС)

Ключові слова: синхронізація, фаза, синхроімпульс

I.P. LESOVOY, V.M. KOLCHAR
Odessa national academy of telecommunication a.n. O.S. Popov
vovakolchar@ukr.net

APPROXIMATE SOLUTION OF DIFFERENTIAL EQUATIONS OF SYNCHRONIZATION DEVICE OF THE ELEMENTARY SIGNALS BOUNDARIES IN A STEADY STATE

Annotation. The research phase of the distribution of SI and the impact assessment of the characteristics of the synchronization device of the elementary signals boundaries (PSMES) on the distribution was used

Keywords: synchronization, phase, sync impulse

Рівняння, що описує ПСМЕС називають рівнянням Фоккера-Планка, в сталому режимі $J \rightarrow \infty$, $W(x, J/y) = W(x)$ та $\partial W / \partial I = 0$ прийме вигляд:

$$\frac{d}{dx}[a(x)W(x)] = \frac{\pi}{N} \frac{d^2}{dx^2}[b(x)W(x)]. \quad (1)$$

Тут функції $b(x)$ – дисперсія кількості імпульсів. $a(x)$ – математичне очікування кількості імпульсів за елементарний сигнал.

Задача рішення (1) полягає в знаходженні функції щільності ймовірності фази синхроімпульсу (CI), тобто в дослідженні ПСМЕС в сталому режимі. Рішення рівняння (1) представляється у вигляді відрізка ряду Грама-Шарльє [1]

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}} \left[1 + \frac{\gamma_3}{3!} H_3\left(\frac{x-x_0}{\sigma}\right) + \frac{\gamma_4}{4!} H_4\left(\frac{x-x_0}{\sigma}\right) \right]. \quad (2)$$

Тут $H_k(x)$ поліном Ерміта k – того порядку відносно ваги $e^{-x^2/2}$, $\gamma_3; \gamma_4$ – коефіцієнти асиметрії та ексцесу.

Якщо:

$$\Theta(i\omega) = \int_{-\pi}^{+\pi} e^{i\omega x} W(x) dx - \quad (3)$$

характерна функція, а $\Psi(i\omega) = \ln \Theta(i\omega)$ – кумулянтна функція, то остання може бути розкладена в ряд Тейлора в околиці точки $\omega = 0$:

$$\Psi(i\omega) = H_1 i\omega + H_2 \frac{(i\omega)^2}{2!} + H_3 \frac{(i\omega)^3}{3!} + H_4 \frac{(i\omega)^4}{4!}, \quad (4)$$

причому числові характеристики щільності ймовірності (2) зв'язані з кумулянтами H_i розкладення наступним чином:

$$x_0 = H_1, \sigma^2 = H_2, \gamma_3 = \frac{H_3}{\sigma^3}, \gamma_4 = \frac{H_4}{\sigma^4}. \quad (5)$$

Вираз (4) записано з пропозицією, що кумулянтами вищих порядків можна знехтувати.

Нехай $a(x)$ і $b(x)$ записані у вигляді поліномів (2.18) задовольняють умовам (2.19). Рішення рівняння (1) в формі (2) можна отримати на основі таких властивостей характеристичної функції:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\omega x} \frac{d^n}{dx^n} Z(x) dx &= (-i\omega)^n \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\omega x} Z(x) dx, \\ \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\omega x} x^n Z(x) dx &= \frac{d^n}{d(i\omega)^n} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\omega x} Z(x) dx. \end{aligned} \quad (6)$$

Помноживши (1) на $e^{i\omega x}$ та інтегруючи на інтервалі $(-\pi, +\pi)$ отримаємо з врахуванням (6):

$$a_0\Theta(i\omega) + a_1\Theta'(i\omega) + a_2\Theta''(i\omega) + a_3\Theta'''(i\omega) + \frac{\pi}{N}i\omega[b_0\Theta(i\omega) + b_1\Theta'(i\omega) + b_2\Theta''(i\omega)] = 0. \quad (7)$$

Т.я. $\Theta(i\omega) = e^{\Psi(i\omega)}$ то рівняння (7) приводиться до рівняння відносно кумулянтної функції:

$$a_0 + a_1\Psi'(i\omega) + a_2\left\{[\Psi(i\omega)]^2 + \Psi''(i\omega)\right\} + a_3\left\{[\Psi'(i\omega)]^3 + 3\Psi'(i\omega)\Psi''(i\omega) + \Psi'''(i\omega)\right\} + i\omega\frac{\pi}{N}\left\{b_0 + b_1\Psi'(i\omega) + b_2[\Psi'(i\omega)]^2 + b_2\Psi''(i\omega)\right\} = 0. \quad (8)$$

Якщо підставити в цей вираз формулу (4) та прирівняти до нуля суму коефіцієнтів при однакових степенях $(i\omega)$, то з врахуванням (5) можна отримати систему нелінійних алгебраїчних рівнянь відносно x_0, σ^2, H_3 и H_4 наступного вигляду:

$$a_0 + a_1x_0 + a_2x_0^2 + a_3x_0^3 + \sigma(a_2 + 3a_3x_0) + a_3H_3 = 0. \quad (9)$$

$$\sigma^2(a_1 + 2a_2x_0 + 3a_3x_0^2) + H_3(a_2 + 3a_3x_0) + a_3(3\sigma^4 + H_4) + \frac{\pi}{N}(b_0 + b_1x_0 + b_2x_0^2 + b_2\sigma^2) = 0. \quad (10)$$

$$\frac{H_3}{2}(a_1 + 2a_2x_0 + 3a_3x_0^2) + \sigma^4(a_2 + 3a_3x_0) + \frac{H_4}{2}(a_2 + 3a_3x_0) + \frac{9}{2}a_3\sigma^2H_3 + \frac{\pi}{N}[\sigma^2(b_1 + 2b_2x_0) + b_2H_3] = 0 \quad (11)$$

$$\frac{H_4}{6}(a_1 + 2a_2x_0 + 3a_3x_0^2) + \sigma^2H_3(a_2 + 2a_3x_0) + a_3(2H_4\sigma^2 + \sigma^6 + \frac{2}{3}H_3^2) + \frac{\pi}{N}\left[\frac{H_3}{2}(b_1 + 2b_2x_0) + b_2(\frac{H_4}{2})\right] = 0 \quad (12)$$

В кожному рівнянні основну роль відіграють доданки з коефіцієнтами a_1 та b_0 . Тому при наближеному рішенні доцільно визначити математичне очікування x_0 з рівняння (9), дисперсію σ^2 – з рівняння (10), а кумулянти третього та четвертого порядків – з рівнянь (11) и (12) відповідно.

Якщо шукати рішення системи використовуючи метод послідовних наближень Ньютона, то можна отримати: в нульовому наближенні – всі шукані величини вважаються рівними нулю. При цьому з формул (9) та (10) знаходяться x_0 та σ^2 в першому наближенні:

$$x_0 = -\frac{a_0}{a_1}, \quad (13)$$

$$\sigma = -\frac{\pi}{N} \frac{b_0}{a_1}. \quad (14)$$

Перше наближення для кумулянта третього порядку:

$$H_3 = -2 \frac{\pi^2}{N^2} \frac{b_0^2}{a_1^2} \frac{\frac{a_2}{a_1} - 3 \frac{a_0a_3}{a_1^2} - \frac{b_1}{b_0} + 2 \frac{b_2}{b_0} \cdot \frac{a_0}{a_1}}{1 - 2 \frac{a_0a_2}{a_1^2} + 3 \frac{a_0^2a_3}{a_1^3} + \frac{\pi}{N} \left(\frac{b_2}{a_1} - \frac{b_0a_3}{a_1^2} \right)}. \quad (15)$$

При достатньо великому N знаменник в останньому співмножнику (15) близький до одиниці. В цьому випадку коефіцієнт асиметрії дорівнює:

$$\gamma_3 = -2 \sqrt{\frac{\pi}{N}} \sqrt{\frac{b_0}{-a_1}} \left(\frac{a_2}{a_1} - 3 \frac{a_0a_3}{a_1^2} - \frac{b_1}{b_0} + 2 \frac{b_2}{b_0} \frac{a_0}{a_1} \right). \quad (16)$$

Якщо $a_1 = a_2 = b_1 = 0$ то $\gamma_3 = 0$.

Далі знаходиться H_4 :

$$H_4 = -6 \frac{\pi^3}{N^3} \frac{b_0^3}{a_1^3} \left(\frac{a_3}{a_1} - \frac{b_2}{b_0} \right). \quad (17)$$

Величина коефіцієнту ексцесу з (5) рівна:

$$\gamma_4 = -6 \frac{\pi}{N} \frac{b_0}{a_1} \left(\frac{a_3}{a_1} - \frac{b_2}{b_0} \right). \quad (18)$$

При $a_3 = b_2 = 0$ – коефіцієнт ексцесу дорівнює нулю. Це значить, що якщо в достатньо великій околиці точки $x = 0$ (або точніше – в околиці кореня функції $a(x)$) $a(x)$ – лінійна, а $b(x)$ – постійна, то шукана щільність ймовірності є нормальною.

Поправки, які даються другим наближенням невеликі. Вираз для математичного очікування та дисперсії в другому наближенні має вигляд:

$$x_0 = -\frac{a_0}{a_1} - \frac{a_0^2}{a_1^2} \left(\frac{a_2}{a_1} - \frac{a_0 a_3}{a_1^2} \right) + \frac{\pi}{N} \frac{b_0}{a_1} \left(\frac{a_2}{a_1} - 3 \frac{a_0 a_3}{a_1^2} \right); \quad (19)$$

$$\sigma^2 = \frac{\pi}{N} \frac{b_0 - b_1 \frac{a_0}{a_1} + b_2 \frac{a_0^2}{a_1^2} - \frac{3\pi}{N} a_3 \frac{b_0^2}{a_1^2}}{-a_1 + 2a_2 \frac{a_0}{a_1} - 3a_3 \frac{a_0^2}{a_1^2} + \frac{\pi}{N} \left(b_2 - 6b_0 \frac{a_3}{a_1} \right)}. \quad (20)$$

Висновки: Застосована методика прийнятна для дослідження ПСМЕС дискретного типу, в яких усереднювач – дільник частоти генератора керованих напруг на N , причому коефіцієнт ділення N має достатньо велике значення. Виведені співвідношення можна використовувати для дослідження ПСМЕС.

Література

1. Казаков В.А. Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи. М, «Сов. Радио», 1973, 232 с.
2. Методы математической физики т.1 Курант Р., Гильберт Д. Жанр, Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1933.

ОБ ОСОБЕННОСТЯХ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЭМ СИГНАЛА ВДОЛЬ ВОЛНОВОДА, СОСТАВЛЕННОГО ИЗ НАНОСФЕР БЛАГОРОДНЫХ МЕТАЛЛОВ

Рассмотрено распространение поверхностных дипольных колебаний вдоль линейной цепочки, составленной из сферических наночастиц благородных металлов. В рамках метода RPA применительно к «модели желе» вычислены основные параметры прохождения ЭМ сигнала вдоль наноразмерного волновода при разных температурах и различных характеристиках диэлектрической матрицы.

Ключевые слова: поверхностные дипольные колебания, металлические наночастицы, волновод.

А.О. ЧЕПОК
ONAT named after A. Popov
ch_a_o@meta.ua

ON BASIC FEATURES OF EM SIGNAL TRANSPORTING ALONG LINEAR WAVEGUIDES COMPOSED OF NOBLE METAL NANOSPHERES

Abstract – Propagation of surface dipole oscillations along a linear chain composed of spherical nanoparticles of noble metals is considered. Within the RPA method applied to the "jelly model" some basic parameters of EM signal passing along the nanoscale waveguide at different temperatures and different characteristics of the dielectric host matrix are calculated.

Keywords: surface dipole oscillations, metal nanoparticles, nanoscale waveguide.

Исследования плазменных колебаний в металлических наночастицах проводятся сравнительно давно и имеют большое прикладное значение (нанофотоника и оптическая телекоммуникация). Важная роль в таких системах отведена наноразмерным волноводам, на основе которых возможно создание оптических систем связи следующего поколения. В качестве таких волноводов все чаще рассматриваются одномерные упорядоченные массивы из сферических наночастиц благородных металлов (Au, Ag, Cu). Установлено, что наночастицы благородных металлов поддерживают плазмонные резонансы в широком (УФ > видимый > ближний ИК) диапазоне частот [1-3].

Целью данной работы является расчет некоторых характеристик наноразмерных волноводов в виде цепочки длиной L_{ch} , составленной из наносфер радиуса a благородных металлов: $a = 25$ нм, $L_{ch} \gg a$. Предполагалось, что металлические наносферы расположены эквидистантно с расстоянием d между центрами ближайших частиц, а также что наноцепочка помещена в среду с диэлектрической проницаемостью ϵ .

Предметом исследования было распространение ЭМ сигнала вдоль одномерного массива, составленного из металлических наночастиц сферической формы. Предполагалось, что источником ЭМ сигнала в данной длинной ($L_{ch} \gg a$) цепочке было возбуждение коротким одиночным импульсом дипольных плазменных колебаний в одной из наносфер массива, после чего вдоль данного волновода распространяются дипольные волны [4-6]. Экспериментально доказано [6-9], что в подобных наноразмерных линейных структурах могут существовать слабозатухающие собственные моды плазменных колебаний, и длина L_S распространения сигнала вдоль такого нановолновода лишь слабыми омическими потерями.

Полученные результаты. Расчеты ряда характеристик наноразмерного волновода проводились *ab initio* в рамках метода RPA и теоретических положений, опубликованных в [6, 10]. Результаты расчетов представлены в Табл. 1.

Таблица 1 – Результаты расчетов некоторых параметров наноразмерных волноводов:

Материал наночастиц	Групповая скорость сигнала $v_{gr,Z}$	Время жизни волнового пакета τ_0 , сек	Длина распространения сигнала L_S , мкм
Ag	$(0,1600 \pm 0,0002) \times c$	$2,42 \times 10^{-14}$	1,16
Au	$(0,1580 \pm 0,0002) \times c$	$2,14 \times 10^{-14}$	1,01
Cu	$(0,0480 \pm 0,0001) \times c$	$1,91 \times 10^{-14}$	0,27

Примечание 1: здесь c – скорость света в вакууме. Полученные характеристики таких возбуждений находятся в хорошем согласии с экспериментальными данными [7-9].

Примечание 2: для представленных в Табл. №1 расчетов были взяты следующие базовые условия: $a=25$ нм, $d/a = 3$, температура = 27°C, диэлектрическая среда – вакуум.

Выводы. При определенных параметрах описанного нановолновода могут возникать незатухающие

волновые пакеты дипольных колебаний. Этот факт имеет экспериментальное подтверждение и может быть использован для передачи информации на относительно большие расстояния – $L_S > 1$ мкм, т.е. на расстояния, превышающие 200 периодов данной наноразмерной структуры.

Перспектива применения описанных наноразмерных волноводов: преобразование световой энергии в фотодиодных полупроводниковых системах с наномодифицированной активной поверхностью; транспорт электромагнитной энергии и информации в соответствующих нанооптических устройствах.

Литература

1. Huidobro P.A., Nesterov M.L., Martin-Moreno L., Garcia-Vidal F.J. "Transformation Optics for Plasmonics". Nano Lett. 2010, 10, pp. 1985–1990.
2. Pitarke J.M., Silkin V.M., Chulkov E.V., Echenique P.M. "Theory of surface plasmons and surface-plasmon polaritons". Reports on Progress in Physics 2007, 70, pp. 1–87.
3. S.A. Maier, P.G. Kik, H.A. Atwater, "Optical pulse propagation in metal nanoparticle chain waveguides", Phys. Rev. B 67 (2003) 205402.
4. J. Jacak, J. Krasnyj, W. Jacak, R. Gonczarek, A. Chepok, L. Jacak, "Surface and volume plasmons in metallic nanospheres in a semiclassical RPA-type approach: Near-field coupling of surface plasmons with the semiconductor substrate", Phys. Rev. B 82 (2010), 035418 [14 pages].
5. W. Jacak, J. Krasnyj, J. Jacak, R. Gonczarek, A. Chepok, L. Jacak, D. Z. Hu, D. Schaadt, "Radius dependent shift in surface plasmon frequency in large metallic nanospheres: Theory and experiment", J. Appl. Phys. 107 (2010) 124317.
6. W. Jacak, J. Krasnyj, J. Jacak, A. Chepok, L. Jacak, W. Donderowicz, D. Z. Hu, D. Schaadt, "Undamped collective surface plasmon oscillations along metallic nanosphere chains", J. Appl. Phys. 108 (2010) 1.
7. S.A. Maier, M.L. Brongersma, P.G. Kik, H.A. Atwater, "Observation of near-field coupling in metal nanoparticle chains using far-field polarization spectroscopy", Phys. Rev. B 65 (2002) 1098-0121.
8. S.A. Maier, H.A. Atwater, "Plasmonics: Localization and guiding of electromagnetic energy in metal/dielectric structures", J. Appl. Phys. 98 (2005) 011101.
9. D.M. Schaadt, B. Feng, E.T. Yu, "Enhanced semiconductor optical absorption via surface plasmon excitation in metal nanoparticles", Appl. Phys. Lett. 86 (2005) 063106.
10. L. Jacak, Y. P. Krasny, A. O. Chepok, On plasmon oscillations in metal nanoparticles, Low Temperature Physics 35, 383 (2009).

**МЕТОДОЛОГІЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ БЕЗПЕКИ
В АВІАТРАНСПОРТНОМУ КОМПЛЕКСІ**

У доповіді розглянуто один із найбільш перспективних напрямків захисту авіатранспортного комплексу неперервних послідовностей різномірних операцій обробки потоку однорідних одиниць цього комплексу.

Ключові слова: комплекс різномірних операцій, порушення безпеки, авіатранспортний комплекс

V.V. KOZLOVSKY, A.V. MISHCHENKO, V.S. KUTSENKO

National Aviation University, Kyiv
vvk@zeos.net**METHODOLOGY INFORMATION SECURITY IN AIR TRANSPORT COMPLEX**

The report is considered one of the most promising areas of continuous protection air transport complex sequences of dissimilar homogeneous flow processing operations units of the complex.

Keywords: complex heterogeneous operations, security breaches, air traffic complex

Вступ

В сучасному світі постає проблема інформаційної безпеки в авіатранспортному комплексі. Такі проблеми відносять до основних задач менеджменту та економіки інформаційної безпеки - наукової організації складних процесів по критерію максимально ефективного функціонування системи за призначенням та тендерних задач ресурсної оптимізації процесів поточного типу. На кожному етапі цих процесів існує імовірність порушення інформаційної безпеки тому і постає необхідність у пошуку оптимальних рішень для захисту.

До процесів «поточного» типу відносять неперервну послідовність (комплекс) різномірних операцій «обробки» потоку однорідних одиниць основного ресурсу («засобу») для переведення кожної з початкового у потрібний стан – це так званий «конвеєрний» процес, наприклад:

Основна частина

Головне завдання будь-якої авіатранспортної інфраструктури – прийняти адекватне рішення щодо необхідності і захищеності в конкретних мінливих умовах. Сьогодні це стало дедалі складніше, оскільки все важче стало спрогнозувати, оцінити, яким чином Ваше рішення вплине на розвиток усієї проблемної системи. Тому сьогодні науковці знаходяться в пошуці методології, яка б адекватно оцінювала слабкоструктуровані системи та ОПР як особистість: зі своїм світобаченням, досвідом та інтуїцією.

Кожний етап потребує багато фінансових вливань, а наша задача пов'язана з необхідністю мінімізувати витрати на кожному етапі життєвого циклу АТ комплексу. Умовою ефективного захисту ресурсу забезпечення є відсутність його простою між «сусідніми» операціями процесу; це означає, що тривалість кожної операції «поточного» процесу (як їх послідовності) при даному ресурсі забезпечення повинна бути однаковою, тобто –

$$\tau_j(y_j) = (\omega_j / y_j) = \tau, j = \overline{1, n}, \quad (1)$$

де n – кількість послідовних операцій процесу для одиниці основного ресурсу;

τ_j – тривалість j -ї операції;

ω_j – трудомісткість j -ї операції;

y_j – кількість одиниць спеціалізованого ресурсу забезпечення для захисту j -ї операції;

τ – потрібна тривалість кожної операції поточного процесу.

Для кожного виду ресурсу, наприклад, пасажирських ПС різного класу (різної місткості, дальності та швидкості польоту) визначається потрібність захисту одиниць кожного виду із n –

$$A = \langle A_j, j = \overline{1, n} \rangle, \quad AS = \sum_{j=1}^n A_j. \quad (2)$$



Рис. 1. Комплекс різномірних операцій «обробки» потоку однорідних одиниць основного ресурсу для яких існує імовірність порушення безпеки

З формули бачимо, що для забезпечення кращого захисту ми можемо або зменшити кількість одиниць для захисту, що для нас є небажаним, або проводити модернізацію для укріплення основних пунктів захисту і розширення можливих варіантів спроб нападу, для кращого захисту. Це робить можливим знаходження більш зручних і ефективних способів захисту.

Обстеження ринку m постачальників способів модернізації дає можливість проаналізувати всі можливі варіанти розширення та відтворення інформації:

$$B = \langle B_i, i = \overline{1, m} \rangle, \quad BS = \sum_{i=1}^m B_i \quad (3)$$

та ціни на продукцію –

$$C = \|c_{ij}\|_{m \times n}, \quad (4)$$

де c_{ij} – ціна одиниці ресурсу j -го класу у i -го постачальника.
Планом нападів і захисту є матриця

$$X = \|x_{ij}\|_{m \times n}, \quad (5)$$

елементом якої x_{ij} є кількість одиниць ресурсу j -го класу, що захищається. Вартість даного плану X –

$$CS(X) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n c_{ij} x_{ij}. \quad (6)$$

Виникає наступна («тендерна») задача нападів і захисту даного виду ресурсу – на множині планів $\{X\}$ нападів (стовпчики матриці X) і захисту (стрічки матриці X), кожний котрих (5) задовольняє умову на можливий об'єм поставок –

$$WS(X) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n x_{ij} \geq WS, \quad (7)$$

Постає завдання знайти такий (оптимальний) план :

$$X^o = \|x_{ij}^o\|_{m \times n}, \quad (8)$$

який мінімізує загальну вартість плану (захисту) –

$$CS(X^o) = \min_{\{X\}} CS(X) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n c_{ij} x_{ij}^o. \quad (9)$$

Це – задача лінійного програмування (ЛП) з матричним аргументом, яка належить до класу «транспортних» задач (ТЗ) ЛП і звичайно вирішується методом «потенціалів» чи симплексним методом.

Згідно (1), при відомій «трудомісткості» (чи «трудовитратах») операцій процесу –

$$\Omega = \langle \omega_j = (y_j \tau_j), j = \overline{1, n} \rangle \quad (10)$$

потрібний ресурс захисту для кожної операції (компонента плану розподілу Y) знаходиться з очевидного рівняння – обмеження

$$\frac{\omega_j}{y_j} = \tau, j = \overline{1, n}. \quad (11)$$

Остаточно –

$$Y^o = \langle y_j^o = (\omega_j / \tau), j = \overline{1, n} \rangle. \quad (12)$$

Для обмеження «оберненої» задачі –

$$TS(Y) = \sum_{j=1}^n \frac{\omega_j}{y_j} \leq TS^{npun} = (\tau n), \quad (13)$$

тобто для

$$\tau = (TS^{npun} / n), \quad (14)$$

Тому для вирішення даної задачі ЛП з матричним аргументом найбільш ефективним є ітераційний метод «динамічної ефективності» поточного рішення («динамічної ефективності» ДЕ), який вільний від усіх недоліків відомих методів і алгоритм якого полягає у наступному.

1) Початкові присвоєння:

поточні (в ітераціях процесу) та загальні «потреби» замовників

$$a_j := A_j, j = \overline{1, n}; \quad sa := \sum(a_j, j = \overline{1, n}); \quad (15)$$

поточні (в ітераціях процесу) та загальні «запаси» постачальників –

$$b_i := B_i, i = \overline{1, m}; \quad sb := \sum(b_i, i = \overline{1, m}); \quad (16)$$

та можливий загальний об'єм поставок – $ws = \min\{sa, sb\}$;
значення компонент плану –

$$X = \|x_{ij} := 0\|_{m \times n} ; \quad (17)$$

матриця можливих об'ємів поставок –

$$\|\delta_{ij} := \min(a_j, b_i)\|_{m \times n} ; \quad (18)$$

матриця «динамічної ефективності» поточного плану –

$$\|\varepsilon_{ij} := (\delta_{ij} / c_{ij})\|_{m \times n} ; \quad (19)$$

точність eps рішення задачі (в од.ресурсу), наприклад, $eps := I$;
загальний поточний об'єм поставок $w := ws$;
номер ітерації – $k := 0$.

2) Ітераційна процедура

k – та ітерація

Крок 1. $k := k + 1$.

Крок 2. Пошук глобально максимальної ПЕ на матриці (14) –

$$\varepsilon_{rs} := \max_i \max_j \varepsilon_{ij} \quad (20)$$

Крок 3. Присвоювання –

$$\begin{aligned} x_{rs} &:= x_{rs} + eps; \\ a_s &:= a_s - eps; \\ b_r &:= b_r - eps; \\ w &:= w - eps. \end{aligned} \quad (21)$$

Крок 4. Перевірка умови –

чи

$$(w=0) \quad (22)$$

Якщо «так», то вихід до пункту 3 алгоритму рішення задачі (кінець ітераційної процедури).

3) Рішення задачі (стан для останньої k -ої ітерації):

оптимальний план – матриця

$$X^o = \|x_{ij}^{(k)}\|_{m \times n} ; \quad (23)$$

нестача ресурсу у замовників –

$$a_j^{(k)}, j = \overline{1, n}; \quad (24)$$

залишок ресурсу у постачальників –

$$b_i^{(k)}, i = \overline{1, m}; \quad (25)$$

загальний можливий об'єм поставок – ws ;

обчислення (мінімальної) вартості оптимального плану –

$$CS(X^o) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n c_{ij} x_{ij}^o. \quad (24)$$

Висновки

Таким чином, розглянуті способи знаходження оптимальних рішень для захисту та ресурсної оптимізації процесів поточного типу функціонування авіатранспортного комплексу. Оптимальне рішення прямих й обернених задач надається єдиною аналітичною розрахунковою формулою (5) при обчисленні відповідного значення параметра τ для кожної задачі. Алгоритмічна реалізація наданого методу ресурсної оптимізації процесу даного класу є очевидною (розрахунок по формулах) і тому докладно не розглядається. Окремо відмітимо, що засобом «градієнтного спрямування» наданої ітераційної процедури є саме евристика про динамічну ефективність ДЕ; ітерація потребує перерахування стрічки й стовпчику матриці ДЕ, на відзнаку від повного перерахування симплекс-таблиці. Даний метод не потребує ніяких спеціальних процедур приведення задачі до «регулярної» при будь-яких варіантах незбалансованості по запасах і замовленнях ресурсу і має абсолютну збіжність. Кількість ітерації дорівнює загальній кількості одиниць ресурсу, яка розподіляється, тобто на кожній ітерації розподіляється I ресурсу найкращім чином для загального значення цільової функції.

Література

1. Качинський А.Б. Безпека, загрози, ризик. Наукові концепції та математичні методи. Інститут проблем національної безпеки. Національна академія служби безпеки України. Київ, 2004. – 470 с.
2. Самарский А.А. Гулин А.В. Численные методы. М: "Наука" 1989г. – 432с.
3. Справочно - інформаційний портал: <http://www.dic.academic.ru>

КОМПЛЕКСНЫЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ И ОБНАРУЖЕНИЮ УЯЗВИМОСТЕЙ НА ВЕБ-РЕСУРСАХ

Аннотация: Предложен и обоснован комплексный подход к анализу и обнаружению уязвимостей веб-ресурсов сети Интернет с целью принятия своевременных мер безопасности и защиты. Разработан онлайн-сервис CQRLab для комплексной проверки веб-ресурсов.

Ключевые слова: веб-ресурс, онлайн-сервис, киберпреступность, аудит, уязвимость, информационная безопасность, сканер.

I.A. SEMIRENKO

Odessa national academy of telecommunication a.n. O.S. Popov
bonita.me@mail.ru

COMPREHENSIVE APPROACH TO THE ANALYSIS AND VULNERABILITY DETECTION ON THE WEB RESOURCES

Annotatio.: Abstract: A justified and integrated approach to analyze and detect the vulnerabilities of web-resources of the Internet in order to take timely measures of safety and protection. Developed an online service for CQRLab diligence of web resources.

Keywords: Web resource online service, cybercrime, auditing, vulnerability, information security scanner.

Основой стремительного развития информатизации общества является активное внедрение сети Интернет во все сферы человеческой деятельности. Анализ современного состояния и тенденций развития киберпространства свидетельствует о невысоком уровне информационной безопасности веб-ресурсов предприятий по многим показателям. Одной из важнейших проблем, которая возникает с развитием и применением компьютерных технологий является киберпреступность [1-3]. Поэтому своевременное проведение аудита и мониторинга информационной безопасности веб-ресурса дает возможность своевременно ввести эффективные средства для защиты от возможных несанкционированных действий злоумышленника. Существующие международные рекомендации и стандарты охватывают основные положения по использованию программных средств для поиска уязвимостей: «ГОСТ Р 51188-98 – Испытания программных средств на наличие компьютерных вирусов», «ГОСТ Р ИСО/МЭК 15408-1-2008 – Информационная технология. Методы и средства обеспечения безопасности. Критерии оценки безопасности информационных технологий» [4, 5].

Данная тема является актуальной, поскольку современные средства не в полной мере в состоянии выполнять комплексный аудит информационной безопасности (ИБ). Существует большое количество программных средств, с помощью которых можно проводить поиск уязвимостей, например: Acunetix, Xspider, MaxPatrol, W3af, sqlmap, Nikto и многие другие [5, 6]. Основным и общим недостатком этих программных средств является то, что их возможности ограничены, узконаправлены, то есть ориентируются на поиск конкретных уязвимостей и не проводят комплексный мониторинг.

Целью работы является развитие существующих методов мониторинга и аудита информационной безопасности веб-ресурсов. В работе предлагается комплексный подход к решению проблем информационной безопасности веб-ресурсов в сети Интернет, а именно – разработка программного средства для мониторинга и анализа ИБ веб-ресурсов, который называется CQRLab.

Онлайн-сервис CQRLab позволяет комплексно проверять и анализировать веб-ресурсы. Основным преимуществом данного сервиса: комплексный подход, интеграция современных инструментов для проверки, возможность постоянно расширять данный сервис, получение детального отчета о полном сканировании для дальнейшей его передачи в отдел безопасности. Стоит отметить, что сервис CQRLab включает в себя такие категории: Security(Безопасность), SEO(Поисковая оптимизация), Server(Проверка сервера), SMM(Присутствие в социальных медиа), Callback (виджет на сайте) и еще некоторые проверки, которые не отнесены ни в одну категорию – Nongroup. Все эти категории включают в себя всевозможные подкатегории проверок. Они предоставляют исчерпывающую информацию для веб-мастеров и для дальнейшего принятия всех мер безопасности. В таблице представлен перечень уязвимостей, атак и методы их обнаружения посредством онлайн-сервиса CQRLab (табл. 1).

В заключении можно сказать, что разработанный онлайн-сервис CQRLab является универсальным сервисом, который предоставляет более широкие возможности. Несомненно в сети Интернет уже существует огромное количество различных сканеров, но их возможности ограничены. Ведь основной принцип обеспечения эффективной безопасности веб-ресурса является комплексный подход, чтобы у злоумышленника не оставалось возможных шансов получить доступ к информации.

После полноценной и комплексной проверки можно экспортировать детальный отчет по безопасности веб-ресурса. С течением времени, меняются и совершенствуются методы и способы атак злоумышленников, поэтому необходимо постоянно отслеживать тенденции в киберпространстве и стратегически предсказывать их возможные дальнейшие действия. Данный сервис можно будет использовать в долгосрочной перспективе, однако необходимо постоянно интегрировать новые проверки и расширять его возможности. Общий обзор возможностей сервиса CQRLab представлен в [7].

Таблица 1 – Онлайн-сервис CQRLab

Уязвимость/ Атака	Описание	Поиск уязвимостей с помощью CQRLab
Перехват пароля	Может производиться при передаче данных по незащищенному каналу от пользователя к серверу. Перехват пароля производится с помощью «фишинговых» атак.	Данный сервис дает исчерпывающую информацию о сервере, а именно: основную кодировку сайта, информацию о доменной зоне, проверяет склейку домена, проверяет IP Canonicalization (URL нормализации) отсутствие дублирующих ссылок на одну и ту же страницу, IP-адрес, определяет соседей по IP, поиск логов сервера, проверяет на наличие бэкапов(резервных копий сайта), поиск sql базы, определяет информацию о DNS, поиск http default account, сканирует и дает информацию о запросе к серверу microsoft sql, поиск информации о php.info, сканирует порты, проверяет вес сайта, поиск поддоменов, предоставляет информацию о веб-сервере.
Открытый доступ к «админ»	В первую очередь необходимо позаботиться о проактивной защите сайта, а именно на уровне проектирования.	Сервис позволяет обнаружить доступ к админ-панели веб-ресурса, а также позволяет обнаружить блокируемый контент. Проверяет также не находится ли веб-сайт в списке заблокированных Роскомнадзор. Проверяет наличие репозиторий. Репозиторий - место, где хранятся и поддерживаются какие-либо данные. Чаще всего данные в репозитории хранятся в виде файлов, доступных для дальнейшего распространения по сети.
Наличие вредоносного вируса	Может повлечь за собой потерю всех посетителей. А поисковые машины маркируют такие сайты и в результатах поиска сообщают пользователям, что "Этот сайт может угрожать безопасности вашего компьютера" или "Этот сайт может нанести вред Вашему компьютеру"	Интегрированный антивирус в сервис проверяет веб-ресурс на наличие возможных вирусов.
Уязвимости в коде	Уязвимости в коде веб-ресурса позволяют злоумышленнику произвести запрос к базе данных, таким образом он может зайти в админ-панель, а затем полностью или частично изменить данные.	Интегрированные в сервис проверки Nikto и nmap позволяют проверить веб-ресурс на iframes, SQL injection.
Межсайтовое выполнение сценария	Когда злоумышленник может изменить внешний вид сайта, а также получить доступ к админ-панели путем внедрения вредоносного кода. Все это происходит из-за недостаточной проверки безопасности.	В сервисе CQRLab происходят проверки на наличие XSS/Script/HTML уязвимостей.
DDoS-атаки на сервер	Является одной из самых серьезных атак, когда на сервер отправляется поток запросов, из-за чего нагрузка на сервер увеличивается на столько, что он не может с ней справиться.	Сервис CQRLab проверяет на загрузку файлов File upload, проверка File Retrieval - Server Wide, Remote File.
Внедрение вредоносных шел-кодов, скриптов и других вирусов	Через них, в большинстве случаев, злоумышленник получает доступ к файловой системе.	Сервис проверяет веб-ресурс на вредоносные шел-коды, скрипты.

Література

1. Жуков Ю. В. Основы веб-хакинга. Нападение и защита / Юрий Васильевич Жуков. – Санкт-Петербург: Питер, 2012. – 206 с. – (Питер). – (978-5-459-01217-0; кн. 2).
2. Бабин С. А. Инструментарий хакера / Сергей Алексеевич Бабин. – Санкт-Петербург: БХВ-Петербург, 2014. – 240 с. – (Питер). – (Глазами хакера; кн. 1).
3. Скембрей Д. Секреты хакеров. Безопасность Web-приложений - готовые решения. / Д. Скембрей, М. Шема., 2003. – 384 с. – (Секреты хакеров; кн. 1).
4. Tanenbaum A. Modern operating systems [Электронный ресурс] / Tanenbaum // 1. – 2010. – Режим доступа к ресурсу: <http://rutracker.org/forum/viewtopic.php?t=4454130>.
5. Введение в информационную безопасность. Направления информационной защиты [Электронный ресурс] // УрФУ. – 2012. – Режим доступа к ресурсу: <http://rutracker.org/forum/viewtopic.php?t=4454130>.
6. An Introduction to Computer Security: The NIST Handbook [Электронный ресурс] // National Institute of Standards and Technology. – 2006. – Режим доступа к ресурсу: <http://www.fretechbooks.com/an-introduction-to-computer-security-the-nist-handbook-t725.html>.
7. cqlab.com [Электронный ресурс]

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЛИЧЕСТВА АКТИВНОГО ОБОРУДОВАНИЯ ДОСТУПА И МЕСТ ДЛЯ ЕГО УСТАНОВКИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ СЕТИ ДОСТУПА НАСЕЛЁННОГО ПУНКТА

Аннотация. В работе приведен ряд аналитических выражений, которые позволяют определить количество активного оборудования доступа и мест для его установки на основе сведений про определённый населённый пункт и используемую технологию доступа. Представлен алгоритм, вошедший в состав предложенной авторами методики выбора наиболее перспективной для конкретного населённого пункта технологии доступа.

Ключевые слова: оборудование доступа, проектирование, выбор технологии доступа

E.M.MAMMADOV

O.S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications
mem.rabita@mail.ru

ALGORITHM OF THE ACTIVE ACCESS EQUIPMENT NUMBER DETECTION AND DETECTION PLACES FOR ITS INSTALLATION IN ACCESS NETWORK DESIGN PROCESS

Abstract. The paper provides a number of analytical expressions that allow us to determine the number of active access equipment and places for its installation on the basis of information about a particular locality and access technology used. The algorithm, which became part of the methodology (proposed the authors) of selection the most promising access technologies for the specific locality.

Keywords: access equipment, design, access technology selection

Стремительный рост спроса на новые инфокоммуникационные услуги, а также увеличение объемов информационного обмена в разрезе сетей всех уровней заставляют операторов телекоммуникаций осуществлять регулярное обновление собственных сетей абонентского доступа. Выбор конкретной архитектурной модели строительства сети доступа осуществляется на стадии её проектирования и является нетривиальной задачей и базируется на анализе технических и экономических показателей.

Предлагаемый алгоритм определения количества активного оборудования доступа и мест для его установки базируется на использовании параметров населённого пункта (НП) [1], а также параметров технологии доступа. С точки зрения роли того, либо иного оборудования абонентского доступа, его можно условно разделить на два типа: оборудование организации доступа (ООД) и техническое оборудование обеспечения доступа (ТООД).

ООД обеспечивает организацию интерфейса между абонентским оборудованием и сетью доступа в целом. Типичными примерами такого оборудования могут быть коммутаторы Ethernet с подключёнными к ним абонентами (Access Layer Switches), точки доступа беспроводной связи WiFi и т.д.

В свою очередь ТООД используется с целью коммутации информационных потоков в середине сети доступа для распределения нагрузки между ООД, а также для организации взаимодействия с оборудованием уровня коммутации информационных потоков (ядром сети). Примерами такого оборудования могут быть коммутаторы или беспроводные точки доступа уровня распределения (Distribution Layer Switches) и т.д.

Следует отметить, что способ определения количества мест для установки оборудования организации доступа (ООД) в первую очередь зависит от типа среды передачи, которая используется для организации абонентских подключений. Например, только для технологии доступа, использующей беспроводную связь, может предполагаться покрытие незастроенной части населённого пункта (с целью обеспечения мобильности абонентов).

Для случая беспроводной связи определение количества мест для размещения ООД для покрытия незастроенной площади НП ($M_{НЗ_ООД}$) может быть выполнено по формуле:

$$M_{НЗ_ООД} = \left\lceil \frac{S_{общ} - S_{застр}}{\pi R_{ООД}^2} \right\rceil, \quad (1)$$

где $S_{общ}$ – общая площадь НП, кв.км; $S_{застр}$ – застроенная площадь НП, кв. км; $R_{ООД}$ – радиус охвата территории одной единицей ООД, км.

В свою очередь, определение количества мест для размещения ООД для покрытия площади НП, застроенной частным сектором ($M_{ЧС_ООД}$) может быть использована формула:

$$M_{ЧС_ООД} = \left\lceil \frac{S_{застр} (C_{част} / 100)}{\pi (R_{ООД} K_{умR})^2} \right\rceil, \quad (2)$$

где $C_{\text{част}}$ – процент застройки НП частным сектором, %; $K_{\text{умR}}$ – коэффициент уменьшения радиуса охвата территории одной единицей ООД за счёт застройки ($0 > K_{\text{умR}} < 1$).

Определение количества мест для размещения ООД для покрытия застроенной многоквартирными домами площади НП ($M_{\text{МД_ООД}}$) может быть выполнено следующим образом:

$$M_{\text{МД_ООД}} = \left\lceil \frac{S_{\text{застр}} P_{\text{застр}} (Q_{\text{этаж_МЭ}} (C_{\text{МЭ}} / 100) + Q_{\text{этаж_ВЭ}} (C_{\text{ВЭ}} / 100))}{Q_{\text{этаж_ООД}}} \right\rceil, \quad (3)$$

где $P_{\text{застр}}$ – плотность застройки, домов на кв. км; $Q_{\text{этаж_МЭ}}$ – среднее количество этажей в малоэтажном доме, этажей; $C_{\text{МЭ}}$ – процент малоэтажных домов в НП, %; $Q_{\text{этаж_ВЭ}}$ – среднее количество этажей в многоэтажном (высотном) доме, этажей; $C_{\text{ВЭ}}$ – процент многоэтажных домов в НП, %; $Q_{\text{этаж_ООД}}$ – количество этажей, охватываемых одним беспроводным ООД, этажей. При этом значение $Q_{\text{этаж_ООД}}$ может отличаться для различных типов зданий. Так, для железобетонных строений и зданий смешанного типа одно беспроводное ООД не может использоваться для охвата более чем одного этажа, а для кирпичных зданий или зданий из ракушечника этот параметр может равняться 2.

Таким образом, общее необходимое количество мест для размещения ООД ($M_{\text{ООД}}$) в случае использования технологии беспроводной связи для организации сети доступа в конкретном населённом пункте (с учётом покрытия всей территории населённого пункта) может быть определено, как сумма значений рассчитанных при помощи формул (1) – (3).

В свою очередь, при определении количества мест для размещения ООД (количество строений в застроенной части НП) при использовании медного кабеля для организации абонентских линий ($M_{\text{ООД_сmp}}$) может быть использована формула:

$$M_{\text{ООД_сmp}} = \left\lceil S_{\text{застр}} P_{\text{застр}} \left(\frac{(C_{\text{част}} / 100)}{C_{\text{ООД}}} + \frac{C_{\text{МЭ}} + C_{\text{ВЭ}}}{100} \right) \right\rceil, \quad (4)$$

где $C_{\text{ООД}}$ – количество абонентов, которое может обслуживаться одной единицей ООД, абонентов.

При этом общее количество мест для размещения ООД для случая использования медного кабеля для организации абонентских линий может быть определено как минимальное из двух значений: количества мест для размещения ООД, определяемого количеством строений ($M_{\text{ООД_сmp}}$), а также количества мест для размещения ООД, определяемого площадью НП ($M_{\text{ООД_площ}}$). Второе из указанных значений может быть вычислено по формуле:

$$M_{\text{ООД_площ}} = \left\lceil \frac{S_{\text{застр}}}{\pi R_{\text{ООД}}^2} \right\rceil. \quad (5)$$

Следует отметить, что формула (5) справедлива и при определении общего количества мест для размещения ООД при условии использования волоконно-оптических линий связи в качестве среды передачи для организации абонентских линий.

Важным является также то, что формулы (1) – (5) позволяют определить лишь количество мест для размещения ООД с учётом географических параметров и параметров застройки НП, а не количество активного оборудования. Для определения количества активного оборудования следует определить базовое количество количества платёжеспособного населения в НП ($K_{\text{баз_плат}}$):

$$K_{\text{баз_плат}} = \left\lceil K_{\text{баз}} \left(k_{\text{мл}} \frac{C_{\text{младш}}}{100} + k_{\text{ср}} C_{\text{сред}} \frac{(C_{\text{ср_плат}} + C_{\text{выс_плат}})}{100} + k_{\text{ст}} \frac{C_{\text{старш}} C_{\text{выс_плат}}}{100} \right) \right\rceil, \quad (6)$$

где $K_{\text{баз}}$ – базовое количество населения для расчёта потенциальной абонентской базы. Для случая использования проводных технологий доступа это значение равно общему количеству населения НП ($K_{\text{насел}}$), а для случая беспроводных технологий для определения данного значения следует учесть потенциальный уровень спроса ($k_{\text{спрос}}$) со стороны туристов (например, в разгар туристического сезона). В этом случае $K_{\text{баз}} = K_{\text{насел}} + k_{\text{спрос}} K_{\text{турист}}$, где $K_{\text{турист}}$ – количество «дополнительного» НП населения на время туристического сезона; $k_{\text{мл}}$, $k_{\text{ср}}$ и $k_{\text{ст}}$ коэффициенты заинтересованности в услугах связи со стороны младшей, средней и старшей возрастных групп соответственно (для упрощения могут быть

использованы фиксированные значения на уровне 0,8 (80%), 0,6 (60%) и 0,4 (40%); $C_{\text{младш}}$, $C_{\text{сред}}$ и $C_{\text{старш}}$ – процент платёжеспособного населения младшей, средней и старшей возрастных групп конкретного НП (региона или страны в целом), %; $C_{\text{ср_плат}}$ и $C_{\text{выс_плат}}$ – процентное распределение населения по уровню платёжеспособности (средний и высокий уровни), %.

Далее, для случая наличия высокого уровня конкуренции в конкретном населённом пункте (наличие конкурентов, которые уже предоставляют беспроводной или проводной широкополосный доступ), следует учесть лишь ту часть населения, которая на данный момент не охвачена конкурентами. В этом случае общее количество потенциальных абонентов ($K_{\text{абон}}$) может быть вычислено по формуле:

$$K_{\text{абон}} = \left\lceil K_{\text{баз_плат}} \left(1 - \frac{C_{\text{конкур.насел}}}{100} \right) \right\rceil, \quad (7)$$

где $C_{\text{конкур.насел}}$ – процент населения, охваченный конкурентами, %.

Для всех остальных случаев (отсутствие конкуренции или предоставление конкурентами доступа на скоростях ниже 256Кбит/с) количество потенциальных абонентов будет равняться базовому количеству населения, рассчитанному по формуле (6).

Последним шагом является вычисление количества единиц ООД, достаточного для охвата необходимого количества абонентов ($M_{\text{ООД_акт}} = \left\lceil \frac{K_{\text{абон}}}{C_{\text{ООД}}} \right\rceil$). При этом, если указанное количество меньше количества мест для размещения ООД ($M_{\text{ООД}}$), то количество единиц ООД принимается равным этому значению ($M_{\text{ООД_акт}} = M_{\text{ООД}}$).

Таким образом, предложенная последовательность аналитических выражений позволяет определить как количество необходимого оборудования (независимо от типа используемой технологии доступа), так и количество мест для его установки основываясь на обобщённых сведениях про такие классы параметров НП, как география, застройка, население, конкуренция и спрос, а также с учётом параметров, определяющих базовые характеристики работы оборудования доступа (для конкретной технологии) и используемую среду передачи.

Литература

1. Каптур В.А. Методика вибору технологічних рішень побудови телекомунікаційних мереж доступу / В.А. Каптур, П.С. Кравченко, Е.М. Мамадов // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2014, № 1, С. 77 — 83

Scientific Edition

**MEASURING AND COMPUTING DEVICES
IN TECHNOLOGICAL PROCESSES**

XIV International Scientifically-Technical Conference

June 5-10, 2015, Odesa, Ukraine

Научное издание

**ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
В ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССАХ**

Материалы XIV Международной научно-технической конференции

5-10 июня, 2015, Одесса, Украина

Наукове видання

**ВИМІРЮВАЛЬНА ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНА ТЕХНІКА
В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ**

Матеріали XIV Міжнародної науково-технічної конференції

5-10 червня, 2015, Одеса, Україна

(українською, російською та англійською мовами)

Відповідальний за випуск: д.т.н., проф. **І.В. Троцишин**

Редактор випуску: **В.С. Яремчук**

Технічний редактор: к.т.н., доц. **К.Л. Горященко**

Художнє оформлення обкладинки: **О.С. Ванчурова**

<http://fetronics.ho.com.ua/ntk>

Підписано до друку 29.05.2015 р.
Формат 30х42/4. Папір офс. Гарн. Times New Roman
Друк різнографією. Ум.друк.арк. – 31,27 Обл.-вид.арк. – 28,54
Тираж 145. Зам. № 76/15

Віддруковано в редакційно-видавничому центрі Хмельницького національного університету
29016, м. Хмельницький, вул. Інститутська, 7/1
Свідоцтво про внесення в Державний реєстр,
серія ДК № 4489 від 18.02.2013 р.