

**Науковий журнал**

**3, 2007**

# **ВІСНИК**

**Хмельницького  
національного  
університету**

**Том 1**

---

**Технічні науки**

**Хмельницький 2007**

**ВІСНИК**

**Хмельницького**

**національного**

**університету**

*Засновано в липні 1997р.*

*Виходить 6 разів на рік*

---

**Хмельницький, 2007, №3, Т.1 (94)**

---

**Засновник і видавець: Хмельницький національний університет  
(до 2005 р. – Технологічний університет Поділля, м. Хмельницький)**

<b>Головний редактор</b>	<b>Скиба М.Є.</b> , заслужений працівник народної освіти України, академік УТА, професор, ректор Хмельницького національного університету
<b>Голова редакційної колегії</b>	<b>Сілін Р.І.</b> , заслужений працівник народної освіти України, академік МАІ, академік АІН України, академік УТА, д.т.н., професор
<b>Заступник головного редактора</b>	<b>Каплун В.Г.</b> , академік УТА, д.т.н., професор
<b>Відповідальний секретар</b>	<b>Гуляєва В.О.</b> , завідувач патентно-інформаційним відділом, Хмельницький національний університет

**Ч л е н и р е д к о л е г і ї**

*Технічні науки*

д.т.н. Кіницький Я.Т., к.т.н. Баннова І.М., д.т.н. Гладкий Я.М., к.т.н. Домбровський А.Б., к.т.н. Драпак Г.М., д.т.н. Калда Г.С., д.т.н. Камбург В.Г., д.т.н. Ковтун В.В., д.т.н. Костогриз С.Г., д.т.н. Кузьменко А.Г., д.т.н. Локазюк В.М., д.т.н. Мазур М.П., к.т.н. Мандзюк І.А., д.т.н. Мичко А.А., д.т.н. Мясичев О.А., д.т.н. Параска Г.Б., д.т.н. Ройзман В.П., д.т.н. Рудницький В.Б., д.т.н. Семенюк М.Ф., д.т.н. Славинська А.Л., д.т.н. Стечишин М.С., к.т.н. Троцишин І.В., д.т.н. Шевеля В.В., д.т.н. Либа В.П., д.ф-м.н. Качурик І.І.

*Відповідальний редактор серії “Технічні науки”* **Кіницький Я.Т.**, заслужений діяч науки і техніки України, д.т.н., професор, Хмельницький національний університет

*Відповідальний:* д.т.н., професор Локазюк В.М.

*Технічний редактор* Горященко К.Л.

*Редактор-коректор* Броженко В.О.

**Адреса редакції:** **Україна, 29016, м. Хмельницький, вул. Інститутська, 11, Хмельницький національний університет**  
**редакція журналу “Вісник Хмельницького національного університету”**

**☎ (8-03822) 2-51-08**

**e-mail:** **patent\_1@beta.tup.km.ua**

**web:** **http://visniktup.narod.ru**

**http://library.tup.km.ua/visnyk\_tup.htm**

**http://vestnik.ho.com.ua**

Зареєстровано Міністерством України у справах преси та інформації.  
Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації  
Серія КВ № 9722 від 29 березня 2005 року (перереєстровано)  
Бюлетень ВАК №2, 2006

© Хмельницький національний університет, 2007

© Редакція журналу “Вісник Хмельницького національного університету”, 2007

## ЗМІСТ

## АВТОМАТИЗАЦІЯ ВИРОБНИЧИХ ПРОЦЕСІВ НА БАЗІ МІКРОПРОЦЕСОРНОЇ ТЕХНІКИ

<b>С.М. БАЛЮТА, І.М. БОГАСНКО</b> СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ ГЕОМЕТРИЧНИМИ ПАРАМЕТРАМИ ПРОКАТУ НА ШИРОКОПОЛОСНИХ СТАНАХ ГОРЯЧОЇ ПРОКАТКИ З ВИКОНАВЧИМИ МЕХАНІЗМАМИ З ДВИГУНАМИ ЗМІННОГО СТРУМУ .....	7
<b>В.М. ЛИСОГОР, С.В. СОРОКУН, А.В. ЛИСОГОР</b> ЛІНЕАРИЗОВАНІ МОДЕЛІ ГРУПОВОЇ ВЗАЄМОДІЇ СПЕЦІАЛІСТІВ-ОПЕРАТОРІВ КОНТРОЛЮ І УПРАВЛІННЯ ЄМНІСНИМ ОБ'ЄКТОМ .....	10
<b>В.М. СИНЕГЛАЗОВ, Е.В. БЕЛОБРОВ, КАМЕЛ С.К. ХАССУНА</b> МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ ПОЛУЧЕНИЯ ПАРАФИНА .....	16
<b>В. КУБНЬСКИЙ, Е. КУБНЬСКА-КАЛЕТА, Л.Б. ПЕТРИШИН, К. КРАВЧИК</b> ПРИМЕНЕНИЕ ЭВОЛЮЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ ПЛАНИРОВАНИЯ АВТО-МАТИЗИРОВАННОГО ПРОИЗВОДСТВА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ .....	19
<b>С.М. МОСКВИНА, С.А. БЛОКОНЬ</b> МОДЕЛЮВАННЯ ТЕПЛОВИХ ОБ'ЄКТІВ НА БАЗІ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕХНОЛОГІЙ .....	22
<b>С.І. ОСАДЧИЙ, І.А. ШАПОВАЛОВА</b> ДИНАМІКА СИСТЕМИ «ДЕРЕВООБРОБНИЙ ВЕРСТАТ-ПРОЦЕС РІЗАННЯ» В РЕАЛЬНИХ ЕКСПЛУАТАЦІЙНИХ УМОВАХ .....	26
<b>Л.М. БЛОХІН, С.І. ОСАДЧИЙ</b> СТРУКТУРНА ІДЕНТИФІКАЦІЯ ДИНАМІКИ БАГАТОВИМІРНИХ НЕСТІЙКИХ ОБ'ЄКТІВ ПРИ СТАЦІОНАРНИХ ВИПАДКОВИХ ЗБУРЕННЯХ .....	29
<b>В.О. ВЕРСАЛЬ, С.В. БЕРЕЗЮК, О.А. КИСЛУН</b> ОБ'РУНТУВАННЯ МОДЕЛІ ПРОЦЕСУ АВТОМАТИЧНОГО ЗАПУСКУ ТВАРИН .....	32
<b>Е.В. БЕЛОБРОВА, В.И. КОРСУН, О.П. МЫСОВ, В.Я. ТРИШКИН</b> МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА РЕКТИФИКАЦИИ. ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ОСНОВ РАСПРЕДЕЛЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ .....	36
<b>С.І. ОСАДЧИЙ, М.О. СКРИННІК, І.О. СКРИННІК</b> ІДЕНТИФІКАЦІЯ СИГНАЛІВ ЗЕРНОСУШИЛЬНОЇ УСТАНОВКИ З КИПЛЯЧИМ ШАРОМ В РЕАЛЬНИХ ЕКСПЛУАТАЦІЙНИХ УМОВАХ .....	38
<b>А.А. ТИМЧЕНКО, Р.О. ГУЗИЙ, Н.В. МАХИНЬКО</b> МОДЕЛИ И МЕТОДЫ В ЗАДАЧАХ КОМПЛЕКСНОЙ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ПРОЦЕССОВ .....	41
<b>Д.А. ЛОСИХИН, В.Я. ТРИШКИН</b> МОДЕЛИРУЕМЫЙ КРИТЕРИЙ СОГЛАСИЯ .....	44
<b>Р.П. ГРАФОВ, О.С. САВЕНКО, С.Е. МАЙОРОВ</b> СИНТЕЗ ИНФОРМАЦИОННОЙ СЕТИ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ ЗА СОСТОЯНИЕМ УПРАВЛЯЕМЫХ ОБЪЕКТОВ .....	47
<b>М.В. МАХИНЬКО</b> ІНФОРМАТИКА СИСТЕМНОГО ПРОЕКТУВАННЯ ПАКУВАЛЬНИХ АВТОМАТІВ .....	52
<b>Б.П. ДОВГАЛЮК</b> КОМП'ЮТЕРНИЙ КОНТРОЛЬ КОЛИВАННЯ ОКИСНЕННЯ ЕЛЕМЕНТІВ ЧАВУНУ НА ФУРМАХ ДОМЕННОЇ ПЕЧІ .....	55

## СПЕЦІАЛІЗОВАНІ КОМП'ЮТЕРНІ СИСТЕМИ

<b>А.О. МЕЛЬНИК, О.В. КУЗЬОВИЧ</b> ПРОЦЕСОР ШВИДКИХ ОРТОГОНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ З ПАРАМЕТРИЧНО ЗАЛЕЖНИМ ЕНЕРГОСПОЖИВАННЯМ .....	58
<b>Я.М. НИКОЛАЙЧУК, О.Д. КРУЦКЕВИЧ</b> МАТРИЧНІ СИСТЕМИ ЧИСЛЕННЯ .....	62
<b>А.А. ТИМЧЕНКО, М.В. ПІДГОРНИЙ, В.П. МЕЛЬНИК</b> ТЕОРЕТИКО МНОЖИННА МОДЕЛЬ СУЧАСНОЇ БАГАТОКОМПОНЕНТНОЇ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ОПЕРАТИВНИМ ПОЖЕЖОГАСІННЯМ .....	64
<b>М. П. КАРПІНСЬКИЙ, Л.М. КОРКІШКО, Т.А. КОРКІШКО</b> АДАПТУВАННЯ АЛГОРИТМІВ КРИПТОГРАФІЧНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ (АКП) ДО ОБРОБКИ МАСКОВАНИХ ДАНИХ .....	67
<b>Н.Я. ВОЗНА</b> МОДЕЛЮВАННЯ ЗАКОНІВ ДОЦІЛЬНОСТІ ЗМІНИ СИСТЕМНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РУХУ ТЕХНІКО- ЕКОНОМІЧНИХ ДАНИХ В РОЗПОДІЛЕНИХ КОМП'ЮТЕРНИХ МЕРЕЖАХ .....	71
<b>А.В. СКАТКОВ, Д.Ю. ВОРОНИН, Д.Н. ДАНИЛЬЧУК</b> РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ СИСТЕМЫ: СТРУКТУРНЫЙ АНАЛИЗ, КЛАССИФИКАЦИЯ, ЭКСТРЕМАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ НА ГРАФАХ .....	77
<b>А.В. ИВАНКЕВИЧ, АЛЬ ШИБАНИ САЛИМ</b> ОРГАНИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ОБРАБОТКИ ЗАПРОСОВ К СЕРВЕРАМ БАЗ ДАННЫХ В КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЯХ .....	82
<b>Я.М. НИКОЛАЙЧУК, О.І. ВОЛИНСЬКИЙ, С.В. КУЛИНА</b> ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТА СТРУКТУРА СПЕЦПРОЦЕСОРІВ В БАЗИСІ КРЕСТЕНСОНА .....	85
<b>О.М. ШИНКАРУК, Г.Є. ОПОЛЬСЬКА</b> ОБґРУНТУВАННЯ ВИБОРУ АЛГОРИТМІВ МЕТОДУ ГРУПОВОГО ОБЛІКУ АРГУМЕНТІВ В ЯКОСТІ МЕТОДИЧНОЇ БАЗИ СТВОРЕННЯ МОДЕЛЕЙ ЕВОЛЮЦІЇ СКЛАДНИХ ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ .....	90
<b>І.М. ЛАЗАРОВИЧ, В.М. ЛЕСЮК</b> МЕТОД СТИСНЕННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ДАНИХ НА ОСНОВІ ПРОЦЕДУРИ РАНДОМІЗАЦІЇ ТА ЙОГО ЗАСТОСУВАННЯ В ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМАХ .....	93
<b>В.М. ДУБОВОЙ, О.Д. НИКИТЕНКО</b> ОПТИМІЗАЦІЯ СТРУКТУРИ СИСТЕМИ НА ОСНОВІ АЛГОРИТМІЧНОЇ МОДЕЛІ .....	97
<b>В.О. ГУМЕНЮК, Н.В. ПАЩЕНКО, О.О. СИНЕЛЬНИКОВ</b> ВИКОРИСТАННЯ ПАРАФАЗНОГО КОДУ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ НАДІЙНОСТІ ЗБЕРІГАННЯ І ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ В КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМАХ .....	100
<b>Л. НИКОЛАЙЧУК, О.ЧЕГОДАР</b> МОДЕЛІ ПОДАННЯ ЗНАНЬ ПРО МЕЖІ ЗДІЙСНЕННЯ ЮРИДИЧНИХ ЗАКОНІВ .....	103
<b>А.І. ПОВОРОЗНЮК</b> ФОРМИРОВАНИЕ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ ИНТЕРВАЛОВ ЧИСЛЕННЫХ ПРИЗНАКОВ ПРИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ДИАГНОСТИКЕ .....	106
<b>Т.О. ГОЛУБЄВА, В.М. ДУБОВОЙ</b> ПАРАМЕТРИЧНА ОПТИМІЗАЦІЯ ЛІНІЙНОЇ ДИНАМІЧНОЇ СИСТЕМИ В УМОВАХ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ .....	110
<b>А.І. МАРЧЕНКО, А.С. ХАЙНАКОВ</b> ВЫБОР КРИТЕРИЕВ ОЦЕНКИ ФОРМ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ДЕРЕВА СИНТАКСИЧЕСКОГО РАЗБОРА .....	113
<b>Я.М. НИКОЛАЙЧУК, В.В. ШАРЯК</b> ОСОБЛИВОСТІ АРХІТЕКТУРИ ТА ХАРАКТЕРИСТИКА ЛІНІЙНО-РЕКУРЕНТНОЇ СТРУКТУРИ БАЗИ ДАНИХ .....	117

<b>В.М. ДУБОВОЙ, О.О. КОВАЛЮК</b> ОЦІНКА ЯКОСТІ БАГАТОКРОКОВИХ СТРАТЕГІЙ ПРИЙНЯТТЯ РІШЕНЬ В ДИНАМІЧНИХ СИСТЕМАХ .....	119
<b>С.Г. КЕВОРКОВ</b> ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОЕКТНЫХ ДАННЫХ РАЗРАБОТАННЫХ В СРЕДЕ САПР .....	123
<b>Р.В. МАСЛІЙ, А.Я. КУЛИК</b> ВИКОРИСТАННЯ ВЕЙВЛЕТ ПЕРЕТВОРЕННЯ ХААРА ДЛЯ РОЗПІЗНАВАННЯ ОБЛИЧ .....	126
<b>І. ПІТУХ</b> ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ПОБУДОВИ МИТЄСВИХ ТА ІНТЕГРАЛЬНИХ ЕКОНОМІЧНИХ ЕПЮР РУХУ ДАНИХ НА ОСНОВІ ЦИКЛІВ МАТРИЧНИХ МОДЕЛЕЙ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ .....	130
<b>О.М. БЕРЕЗЬКИЙ, І.Г. ЦМОЦЬ</b> МЕТОДИ, АЛГОРИТМИ ТА НВІС-СТРУКТУРИ ДЛЯ МНОЖЕННЯ МАТРИЦІ НА ВЕКТОР У РЕАЛЬНОМУ ЧАСІ .....	134
<b>М.П. ДИВАК, О.Л. КОЗАК</b> ОСОБЛИВОСТІ ПРОГРАМНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ДОПУСКОВОГО ОЦІНЮВАННЯ МНОЖИНИ ПАРАМЕТРІВ ІНТЕРВАЛЬНИХ МОДЕЛЕЙ З ВИДІЛЕННЯМ НАСИЧЕНОГО БЛОКУ ІСЛАР .....	140
<b>КОНТРОЛЬНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ</b>	
<b>Є.Т. ВОЛОДАРСЬКИЙ, О.В. КОЗИР, Г.І. КРАВЧУК</b> ВПЛИВ ОБ'ЄМУ ВИБІРКИ ПРИ ПРОВЕДЕННІ КОНТРОЛЬНО-ПОРІВНЯЛЬНИХ ВИПРОБУВАНЬ .....	147
<b>Н.А. ФИЛИНЮК, А.М. КУЗЕМКО, И.В. БУЛЫГА</b> ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ ИНДУКТИВНОСТИ .....	150
<b>В.І. ВОДОТОВКА, А.С. МОСТАВЛЮК</b> ДОСЯГНЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНОЇ НАДІЙНОСТІ НВЧ ДІОДНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ...	153
<b>В.О. ПОДЖАРЕНКО, Ю.В. ШАБАТУРА, А.В. ПОДЖАРЕНКО</b> ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-ТЕОРЕТИЧНИЙ МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ МОМЕНТУ ІНЕРЦІЇ ТІЛ ОБЕРТАННЯ .....	157
<b>В.Ю. ЛУЦЕНКО, А.С. ЖАГРОВ, М.А. ГОТОВКИН</b> ИССЛЕДОВАНИЕ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПРОЦЕССОВ ТЕПЛООВОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ТЕРМОПАРЫ С ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДОЙ .....	161
<b>В.І. СТЕЦЮК</b> ВІБРАЦІЙНА СТАБІЛЬНІСТЬ КВАРЦОВИХ РЕЗОНАТОРІВ .....	165
<b>А.С. КРАВЧУК, Ф.Ф. КОЛПАКОВ</b> УЗКОПОЛОСНЫЙ КВАРЦЕВЫЙ ФИЛЬТР .....	168
<b>В.С. ОСАДЧУК, О.В. ОСАДЧУК, Ю.А. ЮЩЕНКО, О.О. ЯРОСЛАВЦЕВ</b> МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ЧАСТОТНИЙ ВИТРАТОМІР НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНОГО І ПОЛЬОВОГО ТРАНЗИСТОРІВ .....	173
<b>О.Д. КРАСЮК, С.М. ПЕРЕГУДОВ, О.П. ЯНЕНКО</b> УДОСКОНАЛЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АВТОМАТИЗОВАНОЇ РАДІОМЕТРИЧНОЇ СИСТЕМИ ММ-ДІАПАЗОНУ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ СЛАБКИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ СИГНАЛІВ .....	176
<b>Л.М. ЗАМІХОВСЬКИЙ, В.А. РОВІНСЬКИЙ, Л.О. ШТАЄР</b> АВТОМАТИЗОВАНА СИСТЕМА ВИЯВЛЕННЯ ВИТОКІВ В ПРОМИСЛОВИХ ТРУБОПРОВОДАХ .....	179
<b>В.В. МАРТИНЮК</b> МЕТОДИ ТА АПАРАТУРА ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОХІМІЧНИХ СУПЕРКОНДЕНСАТОРІВ ...	182
<b>П.Д. СТУХЛЯК, М.М. МИТНИК, О.Ю. ЗАБЛОЦЬКИЙ, А.Г. МИКИТИШИН, І.В. КОНОВАЛЕНКО</b> АВТОМАТИЗОВАНИЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ДОСЛІДЖЕНЬ ПАРАМЕТРІВ ПОЛІМЕРНИХ ДІЕЛЕКТРИКІВ .....	184

<b>Л.П. ПОЧЕКАЙЛОВА, К.Л. ШЕВЧЕНКО, О.П. ЯНЕНКО</b> ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ВОДИ ТА КИСЛОТНО-ЛУЖНИХ ВОДНИХ РОЗЧИНІВ .....	188
<b>Д.А. ЛОСИХИН, В.Я. ТРИШКИН</b> МОДЕЛИРУЕМЫЙ КРИТЕРИЙ СОГЛАСИЯ .....	192
<b>СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ</b>	
<b>М.М. ЛИЧАК, В.П. ЄВТУШОК</b> ВИБІР ОПТИМАЛЬНОГО НЕРІВНОМІРНОГО КВАНТУВАННЯ ЗА РІВНЕМ ІНФОРМАТИВНОГО СИГНАЛУ В АДАПТИВНИХ СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ .....	195
<b>А.Я. КУЛИК, С.Г. КРИВОГУБЧЕНКО, Я.А. КУЛИК</b> ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ТЕСТУВАННЯ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ .....	198
<b>Р.О. ГУЗІЙ</b> СИСТЕМНІ МОДЕЛІ ТА МЕТОДИ РОЗРОБКИ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ ДЛЯ ПІДПРИЄМСТВ ЗВ'ЯЗКУ .....	202
<b>В.В. ГАРМАШ, А.Я. КУЛИК</b> ОЧИЩЕННЯ СИГНАЛУ ВІД ШУМУ З ДОПОМОГОЮ ВЕЙВЛЕТІВ .....	205
<b>КОНТРОЛЬ ТА ДІАГНОСТУВАННЯ МІКРОПРОЦЕСОРНИХ ПРИСТРОЇВ І СИСТЕМ</b>	
<b>Н.В. ЯКИМЕЦ, В.С. ХАРЧЕНКО</b> МЕТОД И СРЕДСТВА СИНТЕЗА ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С ПРОГРАММИРУЕМОЙ ЛОГИКОЙ НА ОСНОВЕ ЧАСТИЧНО РАБОТОСПОСОБНЫХ АВТОМАТОВ .....	209
<b>А.В. ДРОЗД, РЕЗА КОЛАХИ, Ю.В. ДРОЗД, И.Н. НИКОЛЕНКО</b> ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОСЕГМЕНТНОГО КОНТРОЛЯ В СУММИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ .....	212
<b>А.М. РОМАНКЕВИЧ, В.В. ГРОЛЬ, О.А. МИРОШНИКОВА</b> ЛОКАЛИЗАЦИЯ НЕИСПРАВНОСТЕЙ В ТЕСТОПРИГОДНЫХ КОМБИНАЦИОННЫХ ЦИФРОВЫХ СХЕМАХ .....	214
<b>О.В. ПОМОРОВА</b> ОЦІНЮВАННЯ ОБ'ЄМІВ ПОТОКІВ ДАНИХ У ПРОЦЕСІ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗУ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ СИСТЕМ ДІАГНОСТУВАННЯ .....	220
<b>В.А. АНДРИЕНКО, В.Г. РЯБЦЕВ, Т.Ю. УТКИНА</b> МЕТОД И СРЕДСТВО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАМЕЩЕНИЯ МОДУЛЕЙ ПАМЯТИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ .....	227
<b>О.В. ПОМОРОВА, Д.Ю. ЧАЙКОВСЬКИЙ</b> АНАЛІЗ І ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНИХ РЕЖИМІВ КОМПОНЕНТІВ ПЕРСОНАЛЬНИХ КОМП'ЮТЕРІВ .....	231
<b>Т.О. ГОВОРУЩЕНКО</b> ДОСЛІДЖЕННЯ МОДЕЛІ ВИРІШУВАЧА СИСТЕМИ ПОВТОРНОГО ТЕСТУВАННЯ ПРИКЛАДНОГО ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ .....	236
<b>М.К. АЛЬ МАДИ, В.М. КУДЛАЕНКО, В.Г. РЯБЦЕВ</b> МЕТОД ВЫБОРА ТЕСТЕРА ДЛЯ ДИАГНОСТИРОВАНИЯ МОДУЛЕЙ ПАМЯТИ ПРИ ПОМОЩИ НЕЧЕТКИХ ПРАВИЛ .....	244
<b>О.С. САВЕНКО, Ю.П.КЛЮЦ, С.В. МОСТОВИЙ</b> ДОСЛІДЖЕННЯ ТА АНАЛІЗ БЛОКУВАННЯ ПРОЦЕСІВ В КОМП'ЮТЕРНІЙ СИСТЕМІ .....	248

УДК 658.52.011.56.621.771

С.М. БАЛЮТА

Національний університет харчових технологій, м. Київ

І.М. БОГАСНКО

Науково-виробнича корпорація "Київський інститут автоматики", м. Київ

## СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ ГЕОМЕТРИЧНИМИ ПАРАМЕТРАМИ ПРОКАТУ НА ШИРОКОПОЛОСНИХ СТАНАХ ГОРЯЧОЇ ПРОКАТКИ З ВИКОНАВЧИМИ МЕХАНІЗМАМИ З ДВИГУНАМИ ЗМІННОГО СТРУМУ

*Розглянуті питання побудови систем автоматичного керування геометричними параметрами прокату на базі інтелектуальних електромеханічних систем змінного струму з векторним керуванням.*

Системи автоматичного управління геометричними параметрами тонколистового прокату станів гарячої прокатки, такі як САРН, САРТ, САУС, як правило, будуються багаторівневими (три рівневими), базовим рівнем яких є системи керування ЕМС виконавчих механізмів (ЕМСВМ) [1].

Вимоги, яким повинні задовольняти ЕМСВМ: гнучкість та можливість пристосування до технологічного процесу; динамічні характеристики регулювання; мінімальний вплив на систему живлення; спроможність витримувати динамічні перенавантаження елементів механічної підсистеми та електричних машин; надійність; відповідність вимогам верхніх ступенів системи автоматичного керування технологічними параметрами; оптимізація споживання електричної енергії.

На сьогоднішній день на широкополосних станах гарячої прокатки використовуються ЕМСВМ на базі машин постійного струму, які мають наступні недоліки: накиди та значне споживання реактивної потужності, наявність в мережі живлення вищих гармонік; необхідність встановлення вартісних засобів компенсації реактивної потужності та фільтрів; жорсткі вимоги до живлячої мережі; значні експлуатаційні витрати, пов'язані із обслуговуванням двигунів постійного струму; складність конструкції машини постійного струму, що обмежує їх динамічні характеристики.

Одним з перспективних напрямків підвищення надійності та ефективності ЕМСВМ систем автоматичного регулювання технологічних параметрів (САРТ) є використання на базовому рівні цих систем інтелектуальних електромеханічних систем змінного струму (ЕМСЗС) з векторним керуванням [2], які мають наступні ознаки. **Власна розвинута логіка ЕМС**, що базується на так званих **функціональних технологіях** (програмні модулі, у які закладені функції, пристосування ЕМСЗС для застосування в певній галузі промисловості, такі як: позиціонування, електронний приводний механізм, електронний дисковий кулачок, регулювання реєстра). **Функціональність мов програмування високого рівня** (за допомогою вільно програмованого модуля, що використовує відомі мови програмування високого рівня, до ЕМСЗС вводять завдання децентралізованого керування і разом із тим розвантажують шини передачі даних системи). **Автоматичне визначення параметрів двигуна** і параметрів механічної підсистеми (суммарний момент інерції двигуна та навантаження для одномасової моделі, а також моменти інерції двигуна та навантаження, коефіцієнти пружного зв'язку та демпфування для двомасової моделі) і зв'язане з цим автоматичне **настроювання контурів регулювання струму, числа обертів і позиціонування**. **Автоматизований вибір параметрів технологічних функцій, контурів регулювання** і відповідно програмування функцій мікроконтролера проводиться за допомогою специфічної для виробника ЕМС **графічної оболонки користувача**. **Обмін інформацією із системами керування** більш високого рівня проводиться з використанням наявних в ЕМС різних **шинних систем обміну даними**; для критичних у часі завдань комунікацій між декількома ЕМС у більшості випадків використовують **специфічні для фірм виробників, більш швидкісні шини обміну даними**.

Побудова систем автоматичного регулювання технологічних параметрів на базі інтелектуальних електромеханічних систем змінного струму (ЕМСЗС) дозволить вирішити наступні задачі: оптимізація якості виробленої продукції; оптимізація виходу продукції; мінімізація відходів; підвищення надійності процесу прокатки за рахунок відмови від колекторів та спрощення конструкції електричних машин; зменшення емісії CO<sub>2</sub>; мінімізація зносу обладнання за рахунок зменшення механічних перенавантажень в результаті застосування відповідних способів регулювання частоти обертання та позиціонування; виключення поштовхів реактивної потужності;

Вирішення поставлених завдань можливе лише за умови максимального врахування на етапі проектування електромеханічної системи та синтезу систем автоматичного регулювання технологічними параметрами особливостей технологічного процесу та ЕМСЗС.

Процес гарячої прокатки висуває до ЕМСЗС широкополосового стану такі вимоги: необхідність забезпечення дуже великого моменту обертання та перевантажень; робота декількох прокатних клітей на один технологічний процес; великі потужності й швидкі зміни навантаження виставляють високі вимоги до мережі живлення; високий ступінь керованості та чутливості до зміни технологічних параметрів; велика

експлуатаційна гнучкість, особливо в термінах розуміння забезпечення екстремума прокатки, таких як наднизька швидкість обертання з мінімальною нерівномірністю або висока швидкість обертання, зв'язані із валками; можливість досягнення дуже великої потужності ЕМС і (або) широкий діапазон роботи в області ослабленого магнітного потоку без обмеження коефіцієнта "М" (коефіцієнт "М" – числове представлення обмеження роботи машини постійного струму в області ослабленого магнітного потоку, яке наводиться виробниками електричних машин  $M = P \cdot n_M^2 / n_B$ , де відповідно  $P$  – активна потужність;  $n_M$  – максимальна частота обертання;  $n_B$  – базова частота обертання).

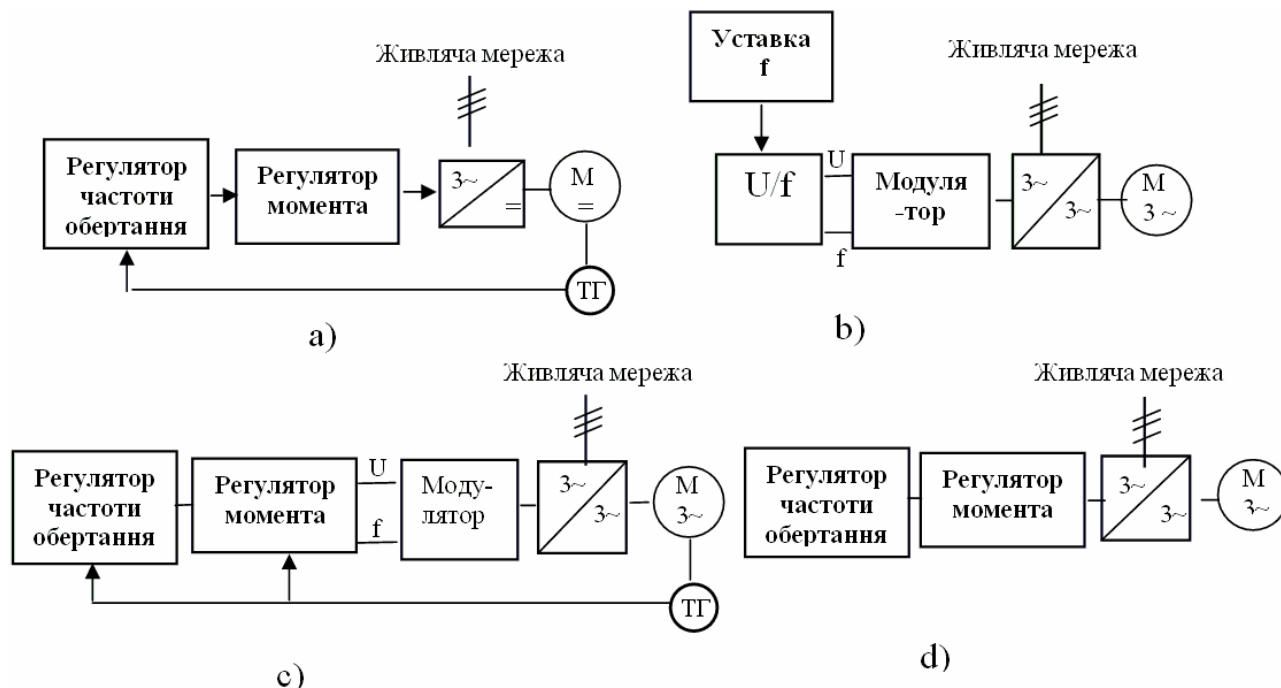


Рис. 1. Порівняння різних методів регулювання частоти обертання електричних машин: а) машина постійного струму з незалежним збудження; б) скалярне регулювання машини змінного струму; в) регулювання за магнітним потоком (FOC регулювання); д) регулювання з прямим регулюванням моменту (DTC)

### Порівняння методів регулювання машин змінного струму

Особливістю ЕМС прокатних станів є достатньо високі вимоги щодо їх динамічних характеристик, які в значній мірі залежать від використаного в даному ЕМС виду векторного керування машиною змінного струму. Не дивлячись на велику кількість існуючих методів векторного керування (ВК) ЕМС змінного струму [3], найбільше розповсюдження отримали методи, які на сьогоднішній день є промисловим стандартом [4] це регулювання з орієнтацією за магнітним потоком ротора (FOC), метод прямого керування моментом (DTC) та метод скалярного регулювання напруга – частота (U/f)

При синтезі систем автоматичного керування і виборі системи керування ЕМС необхідно знати, які переваги має векторне регулювання за потоком (FOC) порівняно з U/f та прямим керуванням моментом в практичному плані.

Для вибору найбільш оптимального способу керування ЕМС представимо результати співставлення і порівняння різних способів керування ЕМС постійного і змінного струму.

Порівняння якості регулювання різних ЕМС за наступними показниками.

**Лінійність:** вимірювана властивість наблизитися до лінійної функції, наприклад, у випадку лінійного наростання обертаючого моменту і як добре встановлюється поточне значення обертаючого моменту.

**Повторюваність (відтворюваність):** показує, як ЕМС при завданні уставок віддає потужність. Таким чином, наприклад, при багаторазовому повторенні уставки моменту визначають середні відхилення віддачі потужності.

**Час реагування (сходінка моменту):** даються дані, як швидко відбудеться віддача потужності моменту обертання у випадку стрибкоподібного збільшення або зменшення уставки моменту (0 %...100 %) і він досягне певного значення.

**Статична точність:** різниця між заданою й поточною частотою обертання при постійному моменті;

**Динамічна точність:** інтеграл за часом відхилення частоти обертання у випадку збільшення або зменшення вимірюваного навантаження (залежить від того, на скільки великим є підсилення в контурі регулювання числа обертів).



Порівняння різних способів керування ЕМС

ЕМС	ЕМС ПС регулювання моменту з датчиком частоти обертання	ЕМС ЗС U/f регулювання без датчика частоти обертання	ЕМС ЗС регулювання моменту без датчика частоти обертання	ЕМСЗС регулювання моменту з датчиком частоти обертання
вид ЕМС	одно-моторна	одно/багато-моторна	одномоторна	одномоторна
діапазон регулювання	1: 100	1: 20	1: 50	>1: 10 000
статична точність	±0,01 %	±1-3 %	±0,1-0,5 %	±0,01 %
залежність частоти обертання від навантаження	мала	висока	мала	відсутня
керування моментом	дуже гарні	відсутні	(дуже) гарні	(дуже) гарні
час регулювання моменту	10 мс	100-150 мс	< 1 мс	< 0,3 мс
коливання моменту	<1 %	<5 %	<2 %	<1 %
прискорювальний момент	≤3	≤1,2	≤2	≤6
захист від перекидання	-	умовно	так	так
стійкість до коливань	дуже гарна	обмежена	гарна	дуже гарна
плавний пуск при малих частотах	дуже гарний	обмежений	(дуже) гарний	дуже гарний
підтримання обертаючого моменту при частоті обертання нуль	обмежена	немає	так	Так
реакція на зміни навантаження	динамічна	з великим запізнюванням	із запізнюванням	динамічна
реакція на зміни уставки	динамічна	З великим запізнюванням	Із запізнюванням	Динамічна
тип ЕМ	МПС	АМ/СМ/ індукторна машина		
наявність датчика частоти обертання	так	немає (можливо)	немає	Так

Таблиця 2

Порівняння якісних характеристик систем регулювання

параметр регулювання		МПС із цифровим датчиком частоти обертання	U/f із ШІМ без датчика частоти обертання	FOR векторна ШІМ з датчиком	DTC	
					з датчиком частоти обертання	Без датчика частоти обертання
момент:	лінійність	±3 %	±12 %	±4 %	±3 %	±5 %
	повторюваність	-	±5 %	±5 %	±5 %	±5 %
	час реагування	10...20 мс	150 мс	10...20мс	1...9мс	1...9мс
точність керування частотою обертання	статична	±0,01 %	±1...3...3 %	±0,001 %	±0,01 %	±0,1...0,5 %
	динамічна	±0,3 %	±5 %	±0,3 %	±0,1 %	±0,4 %

Для оцінки можливості застосування ЕМС змінного струму для систем автоматичного регулювання технологічних параметрів широкополосного стана гарячої прокатки представимо основні вимоги до ЕМС головного приводу прокатної кліти [5]:

- величина ударного падіння швидкості не більш ніж 2 %;
- величина сталого падіння швидкості не більш 0,2 %;
- відношення часу, що відповідає максимальному значенню ударного падіння швидкості, вчасне відновлення швидкості не більш 0,25;
- час відновлення швидкості не більш 0,3 сек;
- величина чистого запізнювання системи не більш 0,01 сек;
- передатна функція замкнутої систему авторегулювання швидкості обертання робочих валків кліти повинна наближатися до передатної функції аперіодичної ланки з еквівалентної постійної часу  $T_{\text{екв}} \approx 0,1$  сек.

Співставлення вимог до системи регулювання та динамічні властивості ЕМС змінного струму показує, що вказані системи повністю задовольняють висунутим вимогам.

#### Висновки

1. Побудова систем управління геометричними параметрами прокату на широкополосних станах гарячої прокатки дозволить підвищити якість прокату, підвищити надійність та економічність системи управління.

2. Виконавчі механізми на базі інтелектуальних ЕМС змінного струму з векторним керуванням повинні задовольняють вимогам, що висувуються системами регулювання технологічних параметрів

#### Література

1. Автоматизация управления листовыми прокатными станами / Кузнецов Б.И., Опрышко И.А., Богаенко И.Н., Коновалов Ю.В., Сбитнев А.И., Рюмшин Н.А.. – К.: Техніка, 1992. – 231 с.
2. 2.Балюта С.М. Частотнорегульовані електромеханічні системи з інтелектуальним керуванням в системах автоматизації технологічних процесів. – К.: НУХТ, 2005. – 238 с.
3. Leonhard, W.: Control of Electrical Drives. – Springer. – 1996. – 528 p.
4. Bose B.K. Power electronics and AC drives. – New Jersey, Prentice- Hall, Englewood Cliffs, 1986. – 397 p.,
5. Исследование взаимосвязанной работы САР скорости и натяжения полосы / Олефир Ф.Ф., Опрышко И.А., Васичкин В.И., Жалнина Д.Ф. // Анализ систем управления станов горячей прокатки. – К.: Наукова думка, 1970. – 175 с.

Надійшла 11.2.2007 р.

УДК 62-501.12

В.М. ЛИСОГОР, С.В. СОРОКУН, А.В. ЛИСОГОР  
Вінниця

## ЛІНЕАРИЗОВАНІ МОДЕЛІ ГРУПОВОЇ ВЗАЄМОДІЇ СПЕЦІАЛІСТІВ-ОПЕРАТОРІВ КОНТРОЛЮ І УПРАВЛІННЯ ЄМНІСНИМ ОБ'ЄКТОМ

*В статті представлені лінеаризовані моделі групової взаємодії спеціалістів-операторів контролю і управління ємнісним об'єктом, де є побудована лінеаризована стохастична модель групової взаємодії спеціалістів-операторів в контролі і управлінні ємнісним об'єктом з характерною рисою, що лінеаризації буде підлягати рівняння Фоккера-Планка-Колмогорова.*

### Вступ. Обґрунтування напрямків дослідження

Об'єкт, що підлягає дослідженню має структурну та параметричну складність, що може бути описаний, як в детермінованому так і в стохастичному плані. Постають для побудови моделі задачі виділення об'єкта дослідження із складної системи, що знаходиться у взаємодії з іншими елементами системи. Як правило такі об'єкти є нелінійними і їх необхідно представити в лінеаризованому виді.

Одним з перспективних методів математичного моделювання вказаного об'єкта є стохастична лінеаризація яка і буде розглядатися.

Задача лінеаризації контролю і управління ємнісним об'єктом є важливим, тому що об'єкт може бути представлений у вигляді робота прибиральника або представляти автоматизовану лінію затарювання рідинних напоїв.

### Аналіз останніх досліджень та публікацій

Класичною роботою стохастичної лінеаризації є статистична динаміка лінійних систем автоматизованого управління де динамічна точність системи контролю та управління суттєво залежить від характеру збурюючих дій та завад, які являються випадковими функціями часу. Структура і параметри у такого роду систем можуть бути визначені лише з деякими допущеннями і уточнюються поступово під час експлуатації.

Сьогодні робляться спроби розробити так звані самоудосконалюючі, самоналаштовуючі системи з випадковою структурою та випадковими параметрами [1].

Найшло місце розвитку нових ефективних статистичних методів для рішення задач обробки даних спостережень при неперервному та дискретному часі, задач розпізнавання, адаптивні фільтрації сигналів, задач про розпізнавання багатьох та складних гіпотез [2].

Спостерігається подальший розвиток використання кореляційної теорії оптимального контролю та управління багато вимірними процесами, де дослідження застосовуються до лінійних та лінеаризованих багатовимірних стохастичних об'єктів з неперервним та дискретним часом у вигляді оптимальних алгоритмів, які безпосередньо використані при розробці контролюючих та управляючих пристроїв [3].

Знайшли також розповсюдження використання методів моделювання в просторі передатних функцій, де використовуються відповідні диференціальні рівняння системи, рішення задач аналізу стійкості з використанням перетворення Лапласа [4].

Наступним корок розробки моделей стохастичних процесів включила в себе оцінку ефективності розроблених систем на основі стохастичної динаміки, статистичного аналізу динамічних властивостей в системі управління, статистичного синтезу оптимальних систем управління, що закінчується оцінкою загальної ефективності створеної системи [5].

Подальше ускладнення задач моделювання полягало у введенні, контур управління людини або групи спеціалістів-операторів, що відображено в одній із публікацій авторів цієї статті.

Розроблені також моделі взаємодії спеціалістів-операторів в контролі і управлінні ємнісним об'єктом.

Аналізуючи опубліковані джерела можна зробити лінеаризовані моделі групової взаємодії спеціалістів-операторів є недостатніми, що характеризує актуальність пропонованої авторами публікації [6, 7].

### Мета публікації

З огляду на вищесказане, метою публікації є побудова лінеаризованої стохастичної моделі групової взаємодії спеціалістів-операторів в контролі і управлінні ємнісним об'єктом з характерною рисою, що лінеаризація буде підлягати рівняння Фоккера-Планка-Колмогорова.

### Основні результати публікації

#### 1. Опис стану нелінійних систем.

Багато систем можуть бути описані системою диференціальних рівнянь виду

$$\dot{x}(t) = f[x(t), u(t), t] \quad (1.1)$$

Тут  $t$  – змінна часу,  $x(t)$  – дійсний  $n$ -мірний змінний у часі вектор-стовбчик, який означає стан системи, а  $u(t)$  – дійсний  $k$ -мірний змінний у часі вектор-стовбчик, який означає вхідну змінну або змінну управління. Функція  $f$  є дійсною та векторною. Для багатьох систем вибір стану звичайно виходить з фізичної будови системи, а рівняння (1.1), називаємо диференціальним рівнянням стану, безпосередньо виходить з елементарних фізичних законів, яким підкорюється система.

Хай  $y(t)$  – дійсна  $l$ -мірна змінна системи, яка може бути спостережлива або за допомогою якої система впливає на навколишню обстановку. Така змінна називається вихідною змінною системи, яка часто може бути представлена наступним чином:

$$y(t) = g[x(t), u(t), t] \quad (1.2)$$

Це рівняння називається рівнянням вихідної змінної системи.

Система, яка описується рівняннями (1.1) та (1.2), називається кінцево мірною диференціальною системою або, скорочено, диференціальною системою. Разом рівняння (1.1) та (1.2) називаються рівняннями системи. Якщо векторна функція  $g$  безперечно містить  $u$ , говорять, що система має прямий зв'язок.

Підхід лінеаризації буде заключатися у використанні наступного підходу. Якщо  $u_0(t)$  задана вхідна змінна системи, яка описана диференціальним рівнянням стану (1.1), а  $x_0(t)$  – відоме рішення диференціального рівняння, то можливо знайти наближенні рішення для невеликих відхилень від початкового стану та вхідної змінної з нелінійного диференціального рівняння стану.

Передбачимо, що  $x_0(t)$  задовольняє рівнянню

$$\dot{x}_0(t) = f[x_0(t), u_0(t), t], \quad t_0 \leq t \leq t_1. \quad (1.3)$$

Хай  $u_0$  – нормальне значення вхідної змінної, а  $x_0$  – номінальна траєкторія. Часто можна передбачити, що система функціонує в умовах, близьких до номінальних, т.т.  $u$  та  $x$  мало відрізняються від  $u_0$  та  $x_0$  відповідно. Тому справедливо:

$$\begin{aligned} u(t) &= u_0(t) + \tilde{u}(t), t_0 \leq t \leq t_1, \\ x(t) &= x_0(t) + \tilde{x}(t) \end{aligned} \quad (1.4)$$

де  $\tilde{u}(t)$  та  $\tilde{x}(t)$  – малі збурення. Відповідно введемо

$$x(t) = x_0(t) + \tilde{x}(t), t_0 \leq t \leq t_1. \quad (1.5)$$

Підставимо тепер  $x$  та  $u$  в диференціальне рівняння стану та застосуємо розклад у ряд Тейлора. Тоді отримаємо

$$\dot{x}_0(t) + \dot{\tilde{x}}(t) = f[x_0(t), u_0(t), t] + J_x[x_0(t), u_0(t), t]\tilde{x}(t) + J_u[x_0(t), u_0(t), t]\tilde{u}(t) + h(t), t_0 \leq t \leq t_1 \quad (1.6)$$

іншими словами, лінеаризація (1.6) у вигляді стохастичного об'єкту приведе до рівняння Фоккера-Планка-Колмогорова, яке можна представити у вигляді

$$\frac{\partial}{\partial t} f(x, t | x_0, t_0) = - \sum_{i=1}^n \frac{\partial}{\partial x_i} [A_i(x, t) f(x, t | x_0, t_0)] + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{\partial^2}{\partial x_i \partial x_j} [B_{ij}(x, t | x_0, t_0)]. \quad (1.7)$$

Матриця  $J_u$  визначається аналогічним чином. Нехай величина  $h(t)$  по припущенню “мала” відносно  $\tilde{x}$  та  $\tilde{u}$  наближено задовольняють лінійному рівнянню

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A(t)\tilde{x}(t) + B(t)\tilde{u}(t), t_0 \leq t \leq t_1, \quad (1.8)$$

де  $A(t) = J_x[x_0(t), u_0(t), t]$ , а  $B(t) = J_u[x_0(t), u_0(t), t]$ . Рівняння (1.8) називається лініаризованим диференціальним рівнянням стану. Початковою умовою рівняння (1.8) є  $\tilde{x}(t_0)$ .

Вказана процедура лінеаризації представляє собою самий звичайний метод, який застосовується при рішенні задач управління. Часто зручно лініаризувати диференціальне рівняння системи перед представленням їх у формі рівнянь стану.

З підручників про диференціальне рівняння виходить, що апроксимація  $x(t)$ , отримана таким чином, може бути зроблена з вільною точністю, при умові, що функція  $f$  володіє часними похідними по компонентам векторів  $x$  та  $u$  відносно номінальних значень  $x_0, u_0$ , інтервал  $[t_0, t_1]$  кінцевий, а початкове відхилення  $\tilde{x}(t_0)$  та відхилення вхідної змінної  $\tilde{u}$  обираються достатньо малими.

## 2. Система керування процесом

В даному прикладі досліджується типова система керування процесом. Розглянемо змішувальна ємність, схема якого показана на рисунку 3.1. Бачок наповнюється за допомогою двох потоків, які мають змінні миттєві розходи  $F_1(t)$  та  $F_2(t)$ . Обидва вхідні потоки мають речовину з постійними величинами концентрації  $c_1$  та  $c_2$ . Вихідний потік має масову швидкість витікання  $F(t)$ , передбачається, що складова ємності змішується так, що концентрація вихідного потоку дорівнює концентрації  $c(t)$  у ємності.

Рівняння балансу мас для ємності має вигляд

$$\left. \frac{dV}{dt} \right| = F_1(t) + F_2(t) - F(t), \quad (2.1)$$

$$\frac{d}{dt} [c(t)V(t)] = c_1 F_1(t) + c_2 F_2(t) - c(t)F(t) \quad (2.2)$$

де  $V(t)$  – об'єм рідини в баці.

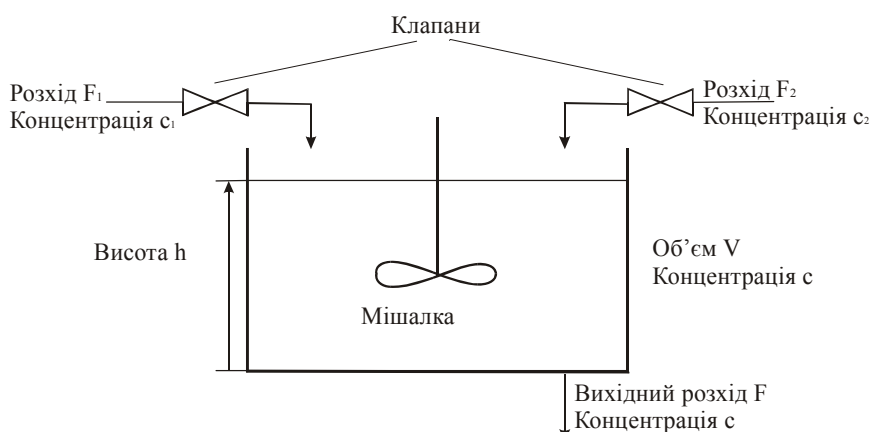


Рис. 2.1. Змішувальна ємність

Миттєвий розхід вихідного потоку  $F(t)$  залежить від висоти  $h(t)$  наступним чином:

$$F(t) = k\sqrt{h(t)}, \quad (2.3)$$

де  $k$  – експериментальна константа. Якщо ємність має постійну площу поперекового перерізу  $S$ , то можна написати

$$F(t) = k\sqrt{\frac{V(t)}{S}}; \quad (2.4)$$

тоді рівняння балансу мас прийме вигляд

$$\frac{dV(t)}{dt} = F_1(t) + F_2(t) - k\sqrt{\frac{V(t)}{S}}, \quad (2.5)$$

$$\frac{d}{dt}[c(t)V(t)] = c_1F_1(t) + c_2F_2(t) - c(t)k\sqrt{\frac{V(t)}{S}}. \quad (2.6)$$

Розглянемо з початку випадок встановившогося стану, коли всі величини є постійні:  $F_{10}$ ,  $F_{20}$  та  $F_0$  – витрати,  $V_0$  – об'єм та  $c_0$  – концентрація в баці. Тоді мають місце наступні співвідношення:

$$0 = F_{10} + F_{20} - F_0, \quad (2.7)$$

$$0 = c_1F_{10} + c_2F_{20} - c_0F \quad (2.8)$$

$$F_0 = k\sqrt{\frac{V_0}{S}}. \quad (2.9)$$

При заданих  $F_{10}$  та  $F_{20}$  ці рівняння можуть бути розв'язані відносно  $F_0$ ,  $V_0$  та  $c_0$ . Припустимо зараз, що виникли невеличкі відхилення від встановленого стану. Запишемо

$$\begin{aligned} F_1(t) &= F_{10} + \mu_1(t), \\ F_2(t) &= F_{20} + \mu_2(t), \\ V(t) &= V_0 + x_1(t), \\ c(t) &= c_0 + x_2(t). \end{aligned} \quad (2.10)$$

де  $\mu_1$  та  $\mu_2$  розглядаються, як вхідні змінні, а  $x_1$  та  $x_2$  – змінні стану. В припущенні, що вказані чотири параметри є малими, лінеаризація (2.5) та (2.6) приводять до рівняння

$$\dot{x}_1(t) = \mu_1(t) + \mu_2(t) - \frac{k}{2V_0}\sqrt{\frac{V_0}{S}}x_1(t), \quad (2.11)$$

$$\dot{x}_2(t)V_0 + c_0\dot{x}_1(t) = c_1\mu_1(t) + c_2\mu_2(t) - c_0\frac{k}{2V_0}\sqrt{\frac{V_0}{S}}x_1(t) - k\sqrt{\frac{V_0}{S}}x_2(t).$$

Підставляючи рівняння (9) в ці рівняння, отримаємо

$$\dot{x}_1(t) = \mu_1(t) + \mu_2(t) - \frac{1}{2}\frac{F_0}{V_0}x_1(t), \quad (2.12)$$

$$\dot{x}_2(t)V_0 + c_0\dot{x}_1(t) = c_1\mu_1(t) + c_2\mu_2(t) - \frac{1}{2}c_0\frac{F_0}{V_0}x_1(t) - F_0x_2(t). \quad (2.13)$$

Введемо параметр

$$\frac{V_0}{F_0} = \theta, \quad (2.14)$$

який називається часом заповнювання ємності. Виключення  $\dot{x}_1$  з (2.13) приводить до лінійзованого диференціального рівняння стану

$$\dot{x}(t) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2\theta} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\theta} \end{pmatrix} x(t) + \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ \frac{c_1 - c_0}{V_0} & \frac{c_2 - c_0}{V_0} \end{pmatrix} u(t), \quad (2.15)$$

де  $x(t) = \text{col}[x_1(t), x_2(t)]$  та  $u(t) = \text{col}[\mu_1(t), \mu_2(t)]$ .

Якщо визначити вихідні змінні у вигляді

$$\begin{aligned} \eta_1(t) &= F(t) - F_0 \approx \frac{1}{2}\frac{F_0}{V_0}x_1(t) = \frac{1}{2\theta}x_1(t), \\ \eta_2(t) &= c(t) - c_0 = x_2(t), \end{aligned} \quad (2.16)$$

то можемо доповнити рівняння (2.15) лінеаризованим рівнянням вихідної змінної

$$y(t) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 2\theta & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} x(t), \quad (2.17)$$

де  $y(t) = \text{col}[\eta_1(t), \eta_2(t)]$

Прийемо наступні числові значення параметрів:

$$F_{10} = 0,015 \text{ м}^3/\text{с}; F_{20} = 0,005 \text{ м}^3/\text{с}; F_0 = 0,02 \text{ м}^3/\text{с}; c_1 = 1 \text{ кмоль}/\text{м}^3; V_0 = 1 \text{ м}^3; \theta = 50 \text{ с}.$$

В результаті лінеаризована система рівнянь прийме вигляд

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \begin{pmatrix} -0.01 & 0 \\ 0 & -0.02 \end{pmatrix} x(t) + \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -0.25 & 0.75 \end{pmatrix} u(t), \\ y(t) &= \begin{pmatrix} 0.01 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} x(t). \end{aligned} \quad (2.18)$$

Змішувальна ємність з рис. 2.1 описується лінеаризованим рівнянням стану

$$\dot{x}(t) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2\theta} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\theta} \end{pmatrix} x(t) + \begin{pmatrix} \frac{1}{V_0} & \frac{1}{V_0} \\ \frac{c_1 - c_0}{V_0} & \frac{c_2 - c_0}{V_0} \end{pmatrix} u(t). \quad (2.19)$$

а рівняння вихідної змінної має вигляд

$$y(t) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2\theta} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} x(t). \quad (2.20)$$

Результати матриці А визначаються виразом

$$(sI - A)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s + \frac{1}{2\theta}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s + \frac{1}{\theta}} \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Система має матричну передаточну функцію

$$H(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\theta} & \frac{1}{2\theta} \\ \frac{1}{s + \frac{1}{2\theta}} & \frac{1}{s + \frac{1}{2\theta}} \\ \frac{c_1 - c_0}{V_0} \frac{1}{s + \frac{1}{\theta}} & \frac{c_1 - c_0}{V_0} \frac{1}{s + \frac{1}{\theta}} \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Матрична імпульсна перехідна функція (3.19) системи визначається за допомогою зворотнього перетворення Лапласа (2.22).

### 3. Частотна характеристика

Розглянемо частотну характеристику системи з постійними параметрами та визначається реакція системи на вхідний сигнал виду

$$u(t) = u_m e^{j\omega t}, t \geq 0, \quad (3.1)$$

де  $u_m$  - постійний вектор. Уявимо рішення диференціального рівняння стану

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (3.2)$$

як суму рішення однорідного рівняння та частинного рішення.

З початку знайдемо частинне рішення в формі

$$x_p(t) = x_m e^{j\omega t}, \quad (3.3)$$

де  $x_m$  - постійний вектор, який потрібно визначити. Нескладно знайти, що частинне рішення описується

виразом

$$x_p(t) = (j\omega I - A)^{-1} B u_m e^{j\omega t}, t \geq 0. \quad (3.4)$$

Загальне рішення однорідного рівняння  $\dot{x}(t) = Ax(t)$  може бути представлено у вигляді

$$x_h(t) = e^{At} a, \quad (3.5)$$

де  $a$  - довільний постійний вектор. Таким чином, загальне рішення неоднорідного рівняння (3.2) має вид

$$x(t) = e^{At} a + (j\omega I - A)^{-1} B u_m e^{j\omega t}, t \geq 0. \quad (3.6)$$

Постійний вектор  $a$  може бути визначений з початкових умов. Якщо система, яка описується рівнянням (3.2), являється асимптотично стійкою, то перший член рішення при зростанні  $t$  затухає, а другий член характеризує встановлений стан при вхідному впливі (3.1). Відповідне встановлене значення вихідної змінної

$$y(t) = Cx(t) \quad (3.7)$$

визначається виразом

$$y(t) = C(j\omega I - A)^{-1} B u_m e^{j\omega t} = H(j\omega) u_m e^{j\omega t}, \quad (3.8)$$

зазначимо, що до цього виразу входить матрична передатня функція  $H(s)$ , де  $s$  заміняє  $j\omega$ .  $H(j\omega)$  називається матричною частотною характеристикою системи.

Отримавши реакцію системи на комплексний періодичний сигнал виду (3.1), неважко визначити реакцію, яка встановилась при дійсному синусоїдальному вхідному сигналі.

Припустимо, що  $k$ -та компонента  $\mu_k(t)$  вектора вхідної змінної  $u(t)$  має вид

$$\mu_k(t) = \hat{\mu}_k \sin(\omega t + \varphi_k), t \geq 0. \quad (3.9)$$

Припустимо, що всі інші компоненти вектора  $u(t)$  дорівнюють нулю. Тоді встановлене значення  $i$ -ї компоненти  $\eta_i(t)$  вектора вихідної змінної  $y(t)$  описується виразом

$$\eta_i(t) = |H_{ik}(j\omega)| \mu_k \sin(\omega t + \varphi_k + \varphi_{ik}). \quad (3.10)$$

Скалярні частотні характеристики зручно представляти методом асимптотичних логарифмічних характеристик.

В завершенні можна відмітити, що встановлене значення вхідної змінної асимптотично стійкої системи з матричною частотною характеристикою  $H(j\omega)$  при постійному вхідному сигналі

$$u(t) = u_m \quad (3.11)$$

визначається так

$$y(t) = H(0)u_m. \quad (3.12)$$

Змішувальна ємність має матричну передатню функцію

$$H(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\theta} & \frac{1}{2\theta} \\ \frac{1}{s + \frac{1}{2\theta}} & \frac{1}{s + \frac{1}{2\theta}} \\ \frac{c_1 - c_0}{V_0} \frac{1}{s + \frac{1}{\theta}} & \frac{c_1 - c_0}{V_0} \frac{1}{s + \frac{1}{\theta}} \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Ця система асимптотично стійка, в зв'язку з чим має місце матрична частотна характеристика. При числових значеннях отримаємо

$$H(j\omega) = \begin{pmatrix} \frac{0,01}{j\omega + 0,01} & \frac{0,01}{j\omega + 0,01} \\ \frac{-0,25}{j\omega + 0,02} & \frac{0,75}{j\omega + 0,02} \end{pmatrix}. \quad (3.14)$$

## Висновки

Розроблені лінеаризовані моделі групової взаємодії спеціалістів-операторів контролю і управління ємнісним об'єктом, де є побудована лінеаризована стохастична модель групової взаємодії спеціалістів-операторів в контролі і управлінні ємнісним об'єктом з характерною рисою, що лінеаризації буде підлягати рівняння Фоккера-Планка-Колмогорова.

## Література

1. Солодовников В.В. Статистическая динамика линейных систем автоматического управления. Государственное издательство физико-математической литературы. – М. – 1960.
2. Хазен Э. М. Методы оптимальных статистических решений и задачи оптимального управления.. – М.: Советское радио. – 1968. – 256 с.
3. Лившиц Н.А., Виноградов В.Н., Голубев Г.А. Кореляционная теория оптимального управления многомерными процессами. М., «Советское радио», 1974г., 328 с..
4. Квакернаак Х., Сиван Р. Линейные оптимальные системы управления. – М.: Мир. – 1977. – 650 с.
5. Росин М. Ф., Булыгин В.С. Статистическая динамика и теория эффективности систем управления. – М.: Машиностроение. – 1981. – 312 с.
6. Лисогор В.М., Сорокун С.В., Циганенко О.М. Моделі контролю групової взаємодії операторів людино-машинних систем управління у ролі ередатних функцій // Збірник наукових праць Кіровоградського національного технічного університету. – Вип. 17. – Кіровоград, 2006. – С. 283-291.
7. Лисогор В.М., Сорокун С.В., Лисогор А.В. Моделі взаємодії спеціалістів-операторів в контролі і управлінні ємнісним об'єктом // Міжнародний науково-технічний журнал. Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький. – № 2. – 2006.

Надійшла 23.2.2007 р.

УДК 621.311.22-52

В.М. СИНЕГЛАЗОВ, Е.В. БЕЛОБРОВ, КАМЕЛ С.К. ХАССУНА

Національний авіаційний університет, м. Київ

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ ПОЛУЧЕНИЯ ПАРАФИНА

*Запропонована математична модель теплового процесу, який виникає в виробництві парафінів. Наведено чисельні схеми математичного моделювання на основі використання методів кінцевих різниць та методу кінцевих елементів. Проведено дослідження отриманої математичної моделі в середовищі MatLab.*

В ускорении научно-технического прогресса значительная роль отводится проблеме проектирования современных систем управления на основе использования микропроцессорной техники. Эта проблема требует разработки эффективных методов машинного синтеза программного и аппаратного обеспечения систем моделирования, идентификации и управления наиболее важными технологическими процессами. В различных отраслях промышленности реализуется множество сложных технологических процессов, для построения систем идентификации и управления которыми не могут быть непосредственно применены уже известные методы. К таким процессам относятся большой класс пространственно-распределенных динамических процессов, в основе которых лежат физические явления нестационарной диффузии и теплообмена.

Адекватные математические модели описания этих процессов на основе дифференциальных уравнений в частных производных характеризуются большими размерностями фазовых пространств и пространств управлений, зависимостью ограничений, накладываемых на переменное состояние, от самих этих состояний и нестационарностью ограничений во времени.

В настоящее время большое значение приобретает повышение эффективности технологических процессов, связанных с первичной и вторичной переработкой нефтепродуктов, что обусловлено с одной стороны – их нехваткой, с другой – значительным повышением стоимости.

Одним из продуктов вторичной переработки нефтепродуктов является парафин.

Для получения гранулированного парафина используют ванну WPP-600 и теплообменник WT-600. Жидкий парафин через регулирующий клапан, который поддерживает постоянный уровень парафина в ванне, подается в теплообменник WT-600 где происходит регулирование температуры парафина до  $68\text{ C}^0$ .

В емкости теплообменника циркулирует вода, которая является теплоносителем. Подготовленный таким образом парафин перекачивается в ванну, которая имеет рубашку, заполненную термостойким маслом, там же находится теплообменник, в который подается пар, количество подаваемого пара регулируется клапаном пара и зависит от установленного значения температуры на электронном регуляторе.

В ванне установлен насос, подающий разогретый до  $68\text{ C}^0$  парафин к соплам форсунки парафина.

Повышения качества парафина можно достигнуть за счет создания температурного поля и его

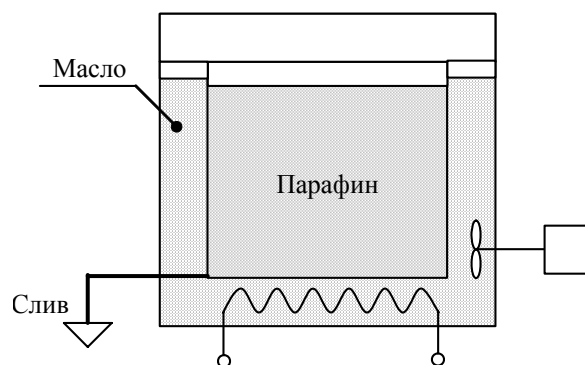


Рис 1. Структурная схема технологического процесса



поддержания. Для решения поставленной задачи необходимо построить математическую модель температурного поля с последующим ее исследованием на ЭВМ.

Математическую модель процесса можно представить в виде:

$$\begin{aligned}\nabla^2 T &= \frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2}, \\ \nabla^2 T &= \frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{q}{\lambda},\end{aligned}\quad (1)$$

где  $r$  – радиус вектор,  $z$  – аппликата,  $T(r, z, t)$  – температура, изменяющаяся во времени,  $q$  – интенсивность масла как источника тепла,  $\lambda$  – коэффициент теплопроводности масла

Граничные условия определяются в виде

$$\begin{aligned}\text{при } z = 0 & \quad T_{ж_1} = T_{c_1}, \\ \text{при } z = l & \quad \left( \frac{\partial T}{\partial z} \right)_{z=l} = -\frac{\alpha_{\Pi}}{\lambda_{\Pi}} (T_{c_1} - T_{ж_1}), \\ \text{при } r = 0 & \quad \left( \frac{\partial T}{\partial r} \right)_{r=0} = 0, \\ \text{при } r = r_1 & \quad \left( \frac{\partial T}{\partial r} \right)_{r=r_1} = -\frac{\alpha_{\Pi}}{\lambda_{\Pi}} (T_{c_1} - T_{ж_1}), \\ \text{при } r = r_1 & \quad \left( \frac{\partial T}{\partial r} \right)_{r=r_1} = -\frac{\alpha_{\mathcal{M}}}{\lambda_{\mathcal{M}}} (T_{c_1} - T_{ж_1}), \\ \text{при } r = r_2 & \quad \left( \frac{\partial T}{\partial r} \right)_{r=r_2} = -\frac{\alpha_{\mathcal{M}}}{\lambda_{\mathcal{M}}} (T_{c_2} - T_{ж_2}),\end{aligned}$$

где  $z$  – аппликата;  $r$  – радиус-вектор;  $l$  – высота внутренней стенки ванны;  $T_{ж_1}$  – температура парафина;  $T_{ж_2}$  – температура окружающей среды;  $T_{c_1}$  – температура внутренней стенки рубашки;  $T_{c_2}$  – температура внешней стенки рубашки;  $\alpha_{\mathcal{M}}$  – коэффициент теплоотдачи масла;  $\alpha_{\Pi}$  – коэффициент теплоотдачи парафина;  $\lambda_{\mathcal{M}}$  – коэффициент теплопроводности масла;  $\lambda_{\Pi}$  – коэффициент теплопроводности парафина.

Начальные условия можно представить в виде:

$$\begin{aligned}T_{ж_1}(r, z, t)|_{t=t_0} &= T_{0ж_1}(r, z); \quad T_{ж_2}(r, z, t)|_{t=t_0} = T_{0ж_2}(r, z), \\ T_{c_1}(r, z, t)|_{t=t_0} &= T_{0c_1}(r, z); \quad T_{c_2}(r, z, t)|_{t=t_0} = T_{0c_2}(r, z),\end{aligned}$$

где  $t$  – время;  $T_{0ж_1}$  – температура парафина в начальный момент времени;  $T_{0ж_2}$  – температура окружающей среды в начальный момент времени;  $T_{0c_1}$  – температура внутренней стенки рубашки в начальный момент времени;  $T_{0c_2}$  – температура внешней стенки рубашки в начальный момент времени.

Эффективное решение задачи моделирования для уравнений (1)- (3) невозможно без разработки экономичных (с вычислительной точки зрения) машинно-ориентированных методов моделирования, т. е. методов машинной реализации аналитических соотношений, описывающих рассматриваемый выше процесс.

Наиболее часто численная реализация дифференциальных уравнений в частных производных (ДУЧП) (1)- (3) осуществляется в 2 этапа. На первом этапе непрерывная пространственная область заменяется дискретной. При этом уравнения в частных производных непрерывного типа аппроксимируются конечными системами. Основными методами при этом являются: конечных разностей, взвешенных невязок и его модификаций (коллокаций, Галеркина, конечных элементов с разными пробными функциями), характеристик, интегральных преобразований и другие.

Среди аппроксимации наибольшее распространение получил метод конечных разностей, который отличается простотой реализации и достаточно хорошо изучен. В результате аппроксимации моделей конечными разностями получают уравнения для узлов дискретной сетки координат (сеточные уравнения). Вторым наиболее часто используемым методом аппроксимации является метод взвешенных невязок (МВН) и его модификаций, основанный на приравнивании нулю внутреннего произведения взвешенных (в зависимости от выбора весовых функций различают методы коллокаций, Галеркина и др.) невязок (образуются в результате подстановки в ДУЧП приближенного решения, представляющего собой конечное разложение истинного решения по координатным или пробным функциям) (см. рис. 2 и таблицу 1).

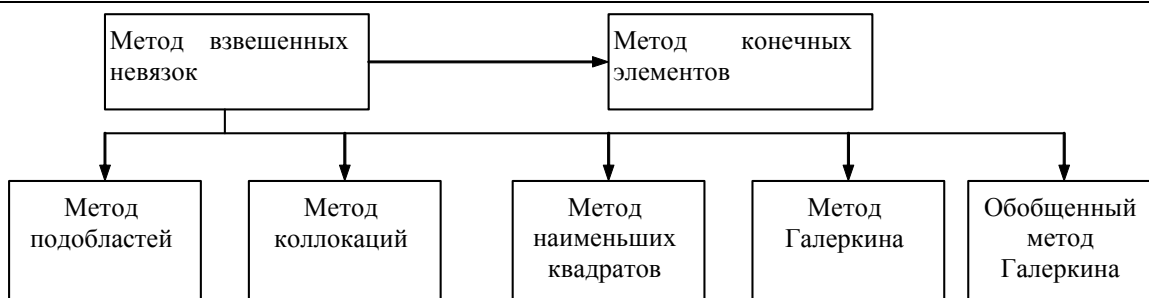


Рис. 2

Таблица 1

МВН	Метод Галеркина	Метод наименьших квадратов	Метод подобластей	Метод коллокаций
Точность	Очень высокая	Очень высокая	Высокая	Умеренная
Простота формулировки	Умеренная	Низкая	Высокая	Очень высокая
Примечание	Эквивалентен методу Рунге в случае применимости	Непригоден для задач на собственные значения и эволюционных	Эквивалентен методу конечных объектов; подходит для законов сохранения	Ортогональная коллокация дает высокую точность

Одним из существенных моментов конечной аппроксимации является этап, на котором осуществляется переход от непрерывных моделей к их конечномерным аналогам. Аппроксимация в начале исследования имеет преимущества с точки зрения простоты преобразований, при этом значительно снижается точность анализа. На втором этапе численной реализации моделей производится решение конечномерных уравнений.

В настоящее время разработано значительное количество машинно-ориентированных методов решения систем линейных уравнений большой размерности с учетом разреженности матрицы коэффициентов, которые относятся к итерационным, либо к прямым методам.

Результаты моделирования математической модели данного процесса (решение системы уравнений методом конечных элементов) программными средствами MatLab представлены на рис. 3 на котором отображено распределение температуры парафина.

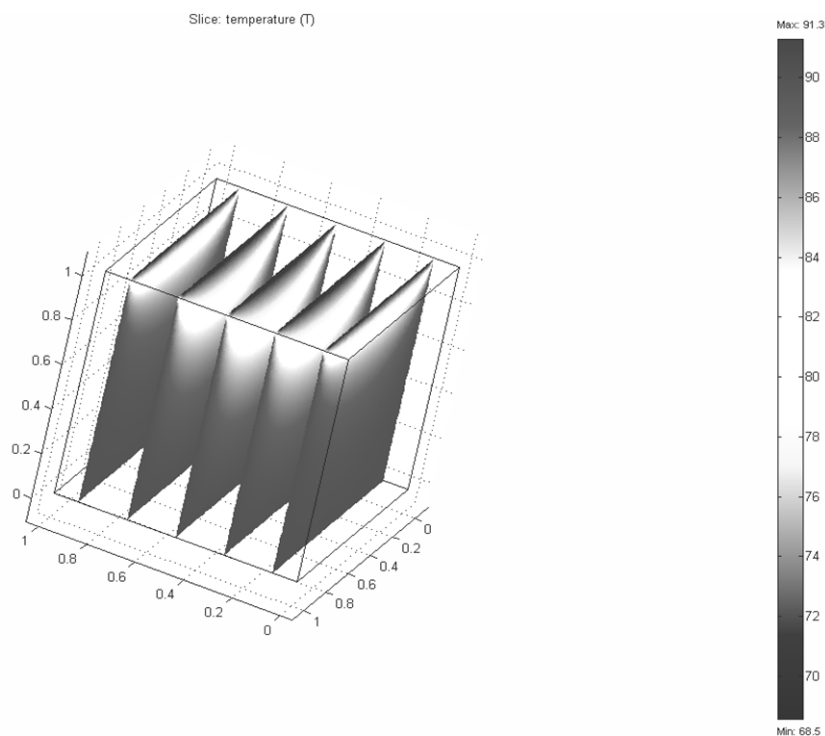


Рис. 3. Распределение температуры парафина

### Литература

1. Егоров А. И. Оптимальное управление тепловыми и диффузионными процессами. – М.: Главная

редакция физико-математической литературы издательство «Наука», 1978. – 464 с.

2. Девятков Б. Н., Демиденко Н. Д. Теория и методы анализа управляемых распределенных процессов. – Новосибирск: Наука, 1983.

3. Зенкевич О. Морган К. Конечные методы аппроксимации: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986 – 318 с.

4. Андерсон Д., Танхил Дж., Плетчер Р. Вычислительная гидродинамика и теплообмен: В 2-х т. Т.1: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 384 с., Т.2: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990 – 392 с.

Надійшла 18.2.2007 р.

УДК 681.5:519.816:517.977.5

В. КУБІНСЬКИЙ, Е. КУБІНСЬКА-КАЛЕТА, Л.Б. ПЕТРИШИН, К. КРАВЧИК

Технологический университет «AGH», факультет управления, г. Краков, Польша

## ПРИМЕНЕНИЕ ЭВОЛЮЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ ПЛАНИРОВАНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОИЗВОДСТВА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ

*В материалах статьи определены возможности применения эволюционных алгоритмов для решения задач оптимизации оперативного планирования автоматизированного производства промышленных предприятий. С этой целью проанализировано литейное производство, состоящее из автоматической линии формования, для которой создана программа, использующая эволюционный алгоритм оптимизации процедур оперативного планирования автоматизированного производства.*

### Введение

Теория эволюция Дарвина стала основанием разработки эволюционных алгоритмов. В отличие от естественной эволюции, чрезвычайно медленного процесса, компьютерная программа создает и оценивает тысячи поколений за секунды. Такие алгоритмы, кроме случайной составляющей, эффективно генерируют массивы отсчетов в пространстве решений, с каждой итерацией лучше приспособленных к окружению к заданной функции цели. Разработано и проанализировано в действии эволюционную программу, цель функционирования которой состояла в оптимизации плана литейного производства серого и ячеистого чугуна.

### 1. Характеристика литейного производственного процесса

Основным технологическим литейным оборудованием являются две чугунные печи, автоматическая литейная линия DISAMATIC и цех механической очистки отливов.

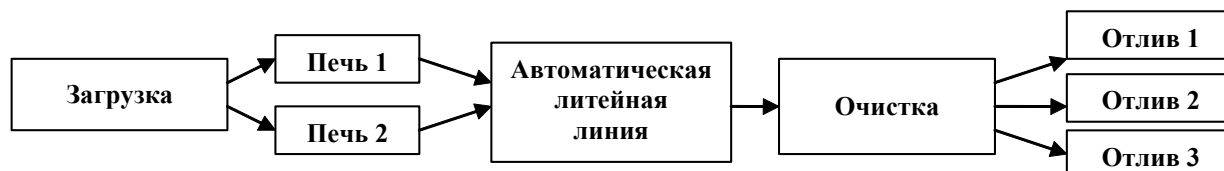


Рис. 1. Последовательность основных технологических операций литейного производства

Литейное производство функционирует на заказ. После утверждения заказ включается в план производства на обозначенный срок. Для каждого отлива готовится технологическая карта, а также определяется количество материалов, загружаемых в печь для конкретного изделия – руды, кокса, кремния и т.п. Чугунные печи в анализируемой литейной линии имеют емкость 6 000 кг, причем заполняются одноразово и отливают 4 800 кг. Остается так называемая затравка, которая служит для быстрой плавки следующих загрузок. На протяжении суток в печи усредненно производятся 4 плавки. В каждом из двух типов производимого чугуна различают несколько сортов чугуна, которые отличаются химическим составом. После получения соответствующего химического состава и температуры, продукт плавления постепенно отливается по 600 кг в чаны, а печь снова загружается для производства следующей плавки. Заливка каждой формы осуществляется только для одного отлива в автоматической литейной линии. На протяжении суток с помощью такой литейной линии отливаются 650-670 форм. Производительность литейной линии приблизительно составляет 12 000 кг/день. После затвердения металла отлив отделяется от формы, очищается и владеет определенным качеством. Для производства отливов обычно используется только одна печь, другая используется во время ремонта первой печи. Это означает, что производительность литейной линии значительно ниже производительности печи. Основной проблемой литейного производства есть литейная линия, поскольку производительность очистки в случае необходимости можно достаточно просто увеличить за счет дополнительного работника. В программе предусмотрено, что из одной плавки определенного сорта чугуна, или же из одной загрузки печи можно осуществить много заказов клиентов.

## 2. Математическая модель задачи „алгоритм эволюционного оперативного планирования литейного производства”

Для приведенного примера эволюционный алгоритм должен определить очередность осуществления производства разных отливов с целью как можно быстрого их выполнения. Функция цели – минимизация опозданий в реализации заказов клиентуры. В задаче есть несколько ограничений, в частности, ограничения производительности литейной печи и формовочного оборудования.

Задача оперативного планирования производства состоит из двух этапов и заключается в:

- объединении или разделении отдельных заказов так, чтобы печи были полностью загружены определенным сортом чугуна, поскольку иная организация производства не является эффективной.
- определении очередности определенных сортов плавок с целью реализации всех заказов в срок.

Перед началом оптимизации необходимо выбрать данные и определить значения определенных постоянных, таких как время начала производства, производительность литейной линии, емкость печи, количество рабочих очистки. Необходимо также определить параметры эволюционного алгоритма, такие как вероятность пересечения, вероятность мутаций и количество итераций. Заказы упорядочиваются согласно сорта, времени поступления (от ранее поступивших), а также приоритета (от наивысшего до наиболее низкого). В первую очередь для реализации выбирают те заказы, которые поступили раньше и имеют наивысший приоритет до достижения полной емкости печи, т.е. сумма масс изделий с одного или нескольких заказов превысит 4 800 кг. При этом последний заказ, который выполняется из такого самого сорта плавки, будет реализован в два этапа. Т.е. часть изделий из последнего заказа будет отлита из текущей плавки, а оставшая часть вынуждена ожидать времени повторного заполнения печи тем самым сортом сплава. В такой ситуации возникают дополнительные проблемы, такие как определение времени реализации, отгрузка продукции и приоритетов, которые предоставляются отдельным заказам, а не плавками (заполнениями печей). Если критическим есть время отгрузки, то необходимо выбрать наименьшее время реализации заказа из данного сорта сплава.

Задача приоритетов решается путем вычисления усредненного значения со всех заказов, выполненных из определенного сорта сплава. Конечное условие определяет переход от одного сорта чугуна к другому, т.е., если заказы из определенного сорта не позволяют полностью заполнить печь, осуществляется переход к реализации заказов из других сортов. Если все сорта будут протестированы, алгоритм заканчивает вычисление. Таким образом, формируется порядок приоритетного производства изделий из разных сортов чугуна, времени реализации заказа и отгрузки продукции, с оптимизированной очередностью выполнения заказов.



Рис. 2. Алгоритм распределения заказов заполнения печи одним сортом чугуна

В математических моделях приняты следующие значения параметров:

Время изготовления заказанного количества отливов для каждого заказа –  $p_o$ :

$$p_o = (f_o + l_o) * k_o / 60/24,$$

где  $f_o, l_o$  – время формирования и полной обработки одного изделия, минуты;  $k_o$  – количество изделий, штуки.

- Суточная производительность литейной линии DISAMATIC –  $F_t, F_t = 12\ 000$  кг/сутки.
- Приоритет, присвоенный каждому заказу –  $w_o$ , в пределах от 1 до 5, который указывает на степень важности заказа. В таком случае наиболее высокий приоритет будет предоставлен наиболее важным для производства клиентам, например постоянным, которые заказывают значительное количество изделий, клиентам, вследствие реализации заказа которых достигается наивысший эффект и т.п.
- Номер заказов, принятых к реализации в момент времени  $t$  определяется как  $o$ . Каждый из заказов  $o$  реализуется из определенного сплава  $j$  и определяется как единичное изделие  $o = 1, \dots, 0$ . Изделия из разных

сортов сплавов определены как  $i = 1, \dots, N$ . Одна плавка определяется как одно заполнение печи, из которого можно выполнить много заказов  $o$ .

- Усредненный приоритет тех заказов  $o$ , которые будут реализованы из сорта сплава  $i$  определяют как  $w_i$ :

$$w_i = \frac{\sum w_o}{m},$$

$m$  – число заказов, реализованных из сплава  $i$ .

- Сорта отливаемых сплавов  $-j = \{150, 200, 250, 400, 450, 500\}$ .

- Неделя производства готовых изделий (заказ  $o$ ) со сплавов  $i = 1, \dots, N$ , отгрузки на склад и уложения в соответствии со временем окончания заказа определяется как

$$c_i = S_t + p_i$$

где  $S_t$  – время начала производства в зависимости от заказов, выполненных в срок  $t$  будет преимущественно равным времени окончания производства предыдущего срока ( $t-1$ );  $p_i$  – сумма времен изготовления изделий со сплава  $i$

$$p_i = \sum p_{o_i}$$

- Опоздание выполнения заказов для каждого  $i = 1, \dots, N$  определяется из

$$T_i = c_i - d_o, \text{ если } T_i < 0, \text{ принимаем } T_i = 0.$$

тут  $d_o = \min \{d_o, \dots, d_m\}$  – ближайшее время отгрузки изделий, изготовленных из сплава  $i$ ,  $d_o$  – неделя, в которой клиент ожидает готовые изделия.

Функцией цели являются упорядочения плавков из разных сортов сплавов так, чтобы суммарное время опоздания заказов с учетом приоритетов было минимальным

$$F = \sum_{i=1}^n w_i * T_i \rightarrow \min.$$

В программе применены следующие ограничения:

1. Ограничение производительности литейной линии. В случае, когда литейная линия не в состоянии выполнить все заказы, наступает отклонение заказов. Начинается от заказов, пришедших последними к моменту, пока ограничение не останется выполненным. Отклоненные заказы выполняются позднее.

2. Выполнение заказов с наивысшим приоритетом за определенное время:

3.  $S_t + p_i \leq d_i$ , для изделий с наивысшим приоритетом  $w_i = \{4, 5\}$

4. Дата начала производства должна быть более поздней или равной дате окончания предыдущего производства

$$S_{(t+1)} \geq S_t + \sum_{i=1}^N p_i$$

5. Количество изготовленных изделий должна быть больше или равно нулю  $\geq 0$ .

6. Данный сплав не может быть изготовлен два раза подряд, поскольку в задаче коммивояжера нельзя два раза подряд посетить тот самый город.

### 3. Анализ результатов

Результаты вычислений приведенного примера при использовании разработанной программы приведены в табл. 1. Более детально программа представлена в работе [1].

Таблица 1

**Результаты решения примера с применением эволюционного алгоритма**

Очередность плавков – $i$ , гарантирующая минимальное опоздание	Время реализ. заказа $p$	Приоритет плавки $w$	Неделя отгрузки $d$	Фактич. неделя отгр. $c$	К-во печей	Сорт $j$
11	0,436	3	40	40	1	500
3	2,074	3	40	40	1	200
10	0,742	4	39	40	2	500
5	0,296	2	40	40	1	400
6	1,029	3	40	41	1	400
4	1,109	3	41	41	1	250
2	3,844	3	40	41	2	200
9	3,553	3	45	42	2	400
1	0,838	3	42	42	1	150
12	1,385	3	43	42	2	500
7	0,292	3	44	42	1	400
8	0,440	2	44	42	1	400

Из анализа результатов вычислений можно подытожить, что лучшее решение находится довольно быстро – в 266 поколении получаем уменьшение функции адаптации почти на половину. Необходимо указать, что при большем количестве итераций (1000) значение функции адаптации не изменяется. С целью определения эффективности эволюционного алгоритма в качестве примера оптимизировано производственный план заказов, принятых за две недели – 118 отдельных заказов из 34 сортов сплавов. Полученные результаты сравнены с результатами других методов оптимизации – методом симуляционного выжигания и с простым составлением сплавов согласно меньшего времени отгрузки. По полученным результатам проведенных исследований эволюционный алгоритм оказался лучшим на 15-20 % от метода симуляционного выжигания. Также в производственной практике не возможно полностью избежать некоторых опозданий, особенно в случае заказов, которые имеют наивысший приоритет.

### Выводы

На основании полученных результатов внедрения разработанной программы можно подытожить:

1. При незначительных средствах в относительно короткий срок времени, применяя эволюционную программу, можно улучшить эффективность планирования производства, например литейного производства. Производственный план оптимизируется благодаря решению следующих заданий:

- Какой из заказов принять в текущую реализацию, какие изделия и в какой очередности;
- Как выработать и в какой очередности, согласно приоритетов;
- Какое наименьшее время реализации заказанных изделий.

2. Анализируя иные аспекты функционирования предприятия, можно найти много других задач, решаемых с помощью эволюционных алгоритмов или другими методами искусственного интеллекта.

3. На предприятиях существует возможность применения эволюционных алгоритмов для случая решения задач управления, в частности оптимизация принятых решений, планирование стратегий инвестирования, минимизация средств, планирование работ и т.п.

4. На производстве эволюционные алгоритмы применяются для решения трудных и сложных задач оптимизации, в частности определения количества составляющих исходных материалов с целью минимизации средств продукции.

5. Хотя применение эволюционных программ не решает всех задач предприятия, необходимо осуществлять исследования по их применению из позиции их высокой эффективности.

### Литература

1. Kubinski W., Krawczyk K., Application of evolutionary algorithms for optimization of production schedule in foundry. Acta Metallurgica Slovaca 12, 2006, 2, s. 167-178

Надійшла 19.2.2007 р.

УДК 678.028: 519.977.5

С.М. МОСКВИНА, С.А. БЛОКОНЬ  
Вінницький національний технічний університет

## МОДЕЛЮВАННЯ ТЕПЛОВИХ ОБ'ЄКТІВ НА БАЗІ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

*Проведено аналіз сучасних підходів щодо проблеми моделювання складних динамічних процесів, які відбуваються у теплових об'єктах. Запропоновано нейромодель теплового об'єкта, головним критерієм оптимальності якої є якість вихідної продукції. Обґрунтовано перехід до задачі класифікації та використання нейромережеских моделей для опису роботи теплових об'єктів. Побудовано нейромережесві моделі типу перцептрон, типу мережа з радіально-базисною функцією активації та нейро-нечітка мережа. Проведено імітаційне моделювання за кожною з моделей, порівняння моделей та зроблено висновки.*

### Вступ

На сьогоднішній день тенденції світового розвитку вимагають від багатьох сфер життя та діяльності людини перегляду стратегії автоматизації. Це пов'язано з тим, що поява інтелектуальних технологій дозволяє розробляти і використовувати інтелектуальні автоматизовані системи і системи моніторингу. Особливо це стосується систем управління складними високотемпературними тепло-технологічними процесами з використанням газу під високим тиском, тобто вибухонебезпечних виробництв.

### Аналіз проблеми

Під тепловими об'єктами вважатимемо різного роду печі, що використовуються у високотемпературних теплотехнологічних виробництвах, до яких, як показано в [1], можна віднести печі випалювання цегли, вапна, скла, виготовлення металопрокату, цукрового буряку, хімічну промисловість.

Моделювання таких об'єктів до сьогодні являється складною задачею. Розглянемо проблеми, які

виникають при цьому.

Перша проблема виникає при виборі моделі об'єкта, у якій необхідно враховувати тепловий баланс, фазові перетворення, швидкості фізико-хімічних перетворень, гідродинамічні режими переміщення речовин, при цьому потребується знаходження компромісу між точним описом властивостей об'єкту та простотою моделі, що описує його.

По-друге, при уточненні моделі об'єкта необхідно обрати сукупність параметрів технологічного процесу, більшість з яких розподілені у просторі й часі, що приводить до системи диференціальних рівнянь у частинних похідних великої степені. Розв'язання такої системи представляє собою також складну задачу, оскільки потребує використання чисельних методів, проблемою яких є стійкість, що залежить від відношення кроку інтегрування по координаті простору до кроку інтегрування по координаті часу.

По-третє, якщо враховувати стохастичність поведінки об'єкта управління, яка обумовлена наявністю ряду випадкових факторів (наявність джерела завад, непередбачуваність поведінки об'єкта на окремих етапах технологічного процесу тощо), то в модель необхідно додати випадкову складову. При експлуатації об'єкта параметри управління та середовища функціонування можуть змінюватись, тобто необхідно також враховувати нестационарність динаміки технологічного процесу. Якщо враховувати нелінійність об'єкта управління, то складність моделі суттєво збільшується.

Звичайно одночасне врахування усіх вищезазгаданих елементів при обранні моделі теплового об'єкту значно її ускладнює. Як правило при тестуванні реальної автоматизованої системи це найчастіше призводить до небажаних результатів, які потребують від розробників інтуїції та власного досвіду.

Інтелектуальні технології дозволяють переглянути принципи моделювання теплових об'єктів, тому на наш погляд актуальною задачею є розробка АСУ ТП, які орієнтовані на управління якістю вихідної продукції.

#### Аналіз існуючих підходів до моделювання теплових об'єктів

Для моделювання динамічного стану теплових об'єктів звичайно використовується два підходи. Перший полягає у описанні динаміки стану теплових об'єктів за допомогою рівнянь теплового балансу. Динаміка об'єкта описується системою диференціальних рівнянь (СДР) у частинних похідних.

Так наприклад, як відомо з [2], математичну модель теплового режиму тунельної печі випалювання можна описати рівняннями теплового балансу у динаміці (1):

$$Q_{rx}(t) - Q_{ry}(t) - Q_m(t) - Q_z(t) + Q_b(t) = Q_a(t) \quad (3)$$

де  $Q_{rx}(t)$  – теплота, що вноситься в газовий простір димовими газами з попередньої підзони випалювання;  $Q_{ry}(t)$  – теплота, що виноситься димовими газами з газового простору підзони випалювання;  $Q_m(t)$  – теплові втрати через захисну теплоізолюючу стінку підзони випалювання в навколишнє середовище;  $Q_z(t)$  – теплота, що йде на випалювання керамічних виробів;  $Q_b(t)$  – теплота, що виділяється при горінні палива;  $Q_a(t)$  – теплота, що акумулюється в газовому просторі підзони випалювання; або у розгорнутому вигляді (2):

$$\left\{ \begin{aligned} & c_{zx} G_{rx}(t) T_{rx}(t) - c_g G_g(t) T_g(t) - \alpha_2 F_m [T_g^4(t) - T_m^4(0,t)] - \alpha_3 H_z \int_0^L [T_g^4(t) T_g^4(0, x_3, t)] dx_3 + \\ & + (q_b + I_b + L_{lb} I_{lb}) G_b(t) = V_g c_g \frac{dT_g(t)}{dt}; \\ & - \lambda_m \frac{\partial T_m(x_1, t)}{\partial x_1} \Big|_{x_1=0} = \alpha_2 [T_g^4(t) - T_m^4(x_1, t) \Big|_{x_1=0}]; \\ & - \lambda_m \frac{\partial T_m(x_1, t)}{\partial x_1} \Big|_{x_1=S_m} = \alpha_1 [T_m(x_1, t) \Big|_{x_1=S_m} - T_1]; \\ & \frac{\partial T_m(x_1, t)}{\partial t} = a_m \frac{\partial^2 T_m(x_1, t)}{\partial x_1^2}; \\ & - \lambda_z \frac{\partial T_z(x_2, x_3, t)}{\partial x_2} \Big|_{x_2=0} = \alpha_3 [T_g^4(t) - T_z^4(x_2, x_3, t) \Big|_{x_2=0}]; \\ & - \lambda_z \frac{\partial T_z(x_2, x_3, t)}{\partial x_2} \Big|_{x_2=S_z} = 0; \\ & a_z \frac{\partial^2 T_z(x_2, x_3, t)}{\partial x_2^2} - W_z \frac{\partial T_z(x_2, x_3, t)}{\partial x_3} = \frac{\partial T_z(x_2, x_3, t)}{\partial t}. \end{aligned} \right. \quad (4)$$

де  $t$  – час;  $T_g$  – температура димових газів підзони випалювання;  $T_m$  – температура поверхні теплоізолюючої стіни підзони випалювання;  $T_z$  – температура поверхні керамічної стіни, що межує з газовим

простором;  $c_g$  – теплоємність димових газів підзони випалювання.

Другий підхід базується на використанні розподілу температур для побудови моделі динаміки стану теплового об'єкту. Так, наприклад, в [3] наводиться методика математичного моделювання температурно-часових режимів випалювання цегли. При цьому диференційне рівняння, що описує температурне поле, має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \theta}{\partial (F_0)} &= \Delta^2 \theta \\ \frac{\partial \theta}{\partial N} &= Bi(\theta - \theta_f) \\ F_0 &= 0, \theta = 1 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

де  $\theta$  – поточна температура об'єкта;  $\Delta^2$  – оператор Лапласа;  $F_0$  – критерій Фур'є,  $Bi$  – коефіцієнт тепловіддачі;  $N$  – нормаль до поверхні зразка;  $\theta_f$  – температура газового потоку.

Бачимо, що для опису динамічного стану теплового об'єкту обидва підходи використовують СДР в частинних похідних, які через складність об'єкта дослідження мають велику розмірність, що ускладнює їх розв'язання чисельними методами. Тобто задача побудови моделі теплового об'єкта є актуальною.

### Нейродинамічне моделювання

На наш погляд для розробки моделей об'єктів, що розглядаються в роботі, з врахуванням недоліків, що розглядалися вище, корисним є використання апарату нейронних мереж. Така ж думка висловлюється у багатьох роботах, присвячених сучасним підходам до розробки автоматизованих систем управління, наприклад в [4, 5, 6], показана ефективність їх використання у різних системах автоматичного управління. Головні переваги нейронних мереж полягають у їх здатності до навчання, прогнозування значення вихідної змінної; можливості налаштування моделі на необхідну точність, що дуже важливо, особливо для вибухонебезпечних об'єктів. Крім того, вони дозволяють позбутися проблем, які виникають при моделюванні теплових об'єктів за допомогою чисельних методів: не потрібно будувати СДР у частинних похідних, враховувати стохастичність поведінки об'єкта управління та його нелінійність, оскільки для побудови нейромоделі найголовнішим є обрання параметрів, впливаючих на хід технологічного процесу та керованого параметру. Алгоритм вибору нейронної мережі є більш простим, порівняно з побудовою СДР у частинних похідних, адже тут необхідно лише обрати типи мереж, які точніше описують задачі прогнозування, класифікації тощо., та серед них обрати найкращу за результатами імітаційного моделювання.

Інтелектуальні технології дозволяють розглядати задачу управління як задачу управління якістю.

Розглянемо особливості алгоритму складання нейромережевої моделі для розв'язання задачі прогнозування якості вихідної продукції на прикладі технологічного процесу випалювання цегли у печі. Необхідно створити три нейронні мережі, у яких входами будуть відповідні впливові параметри технологічного процесу, а виходами один з трьох показників якості цегли: стійкість на стиск, водопоглинення, морозостійкість.

За вихідний параметр моделі теплового об'єкту візьмемо якість готової продукції, що визначається такими параметрами, як стійкість на стискання, водопоглинення та морозостійкість готової продукції. Ці параметри в свою чергу залежать від показників складу шихти, дотримання режиму її сушіння, діапазонів температур підзон нагрівання, випалювання й охолодження тощо. Всього було обрано двадцять чотири таких параметра, які і були взяті за вхід нейронної мережі.

Враховуючи те, що згідно з державним стандартом існує три класи цегли залежно від її якості, виходом нейронної мережі обираємо клас продукції. Тоді при моделюванні буде вирішуватись задача прогнозування якості цегли (до якого класу буде відноситись продукція при заданих параметрах моделювання), яка фактично зводиться до задачі класифікації.

Задача класифікації вирішувалась у пакеті Matlab 6.0, зокрема у Neural Network Toolbox. Вибірка даних становила 150x25 елементів (150 – кількість проведених експериментів, 25 – сума кількостей вхідних та вихідних даних).

Для проведення імітаційного моделювання було побудовано дві нейронні мережі: типу перцептрон та мережа з радіально-базисною функцією активації. Використання їх у задачі класифікації є доцільним, оскільки вони, як показано в [7], здатні навчатись апроксимувати багатомірні функції краще інших, що дуже важливо при моделюванні теплових об'єктів.

### Нейронна мережа з радіально-базисною функцією активації

Радіально-базисні нейронні мережі складаються з трьох шарів, що дає можливість реалізувати задачу класифікації за допомогою нескладної за своєю архітектурою нейронної мережі, тобто попри простоту моделі, вона володіє високою якістю навчання.

Архітектура нейронної мережі з радіально базисною функцією активації зображена на рис. 1.



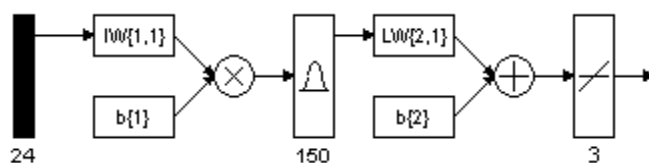


Рис. 1. Архітектура нейронної мережі з радіально базисною функцією активації

### Нейронна мережа типу персептрон

Трьохшарова структура такої нейронної мережі дає такі ж переваги, що і мережі з радіально-базисною функцією активації. Крім того дана модель здатна змінюватись на кожному кроці навчання з врахуванням одержуваної інформації; швидко довчатися, використовуючи попередню карту синапсів; враховувати закономірності теплових процесів, що існують у вхідних даних, але у неявному вигляді; їх багатомірність, багатопараметричність і нелінійність.

Архітектура нейронної мережі типу персептрон зображена на рис. 2.

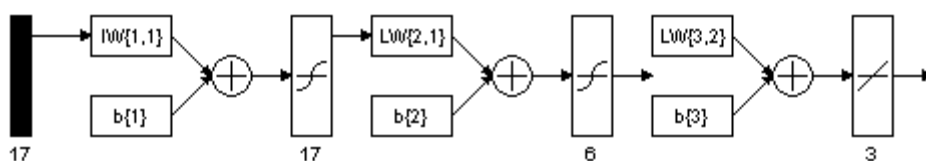


Рис. 2. Архітектура нейронної мережі типу персептрон

Як стверджує [7], ANFIS реалізує систему нечіткого виводу Сугено у виді п'ятишарової нейронної мережі прямого поширення сигналу. Призначення шарів наступне: перший шар – терми вхідних змінних; другий шар – антецеденти (посилання) нечітких правил; третій шар – нормалізація ступеня виконання правил; четвертий шар – вивід правил; п'ятий шар – агрегування результату, отриманого за різними правилами.

Входи мережі в окремий шар не виділяються. На рис. 3 зображена ANFIS-мережа з трьома вхідними змінними ( $x_1, x_2, x_3$ ) і п'ятьма нечіткими правилами. Для лінгвістичної оцінки вхідних змінних  $x_1, x_2, x_3$  використовується по 5 термів.

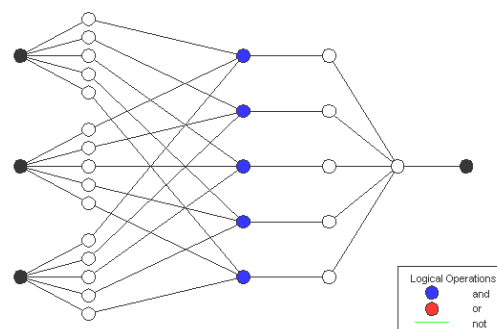


Рис. 3. Архітектура нейронної мережі типу ANFIS

### Імітаційне моделювання та порівняння моделей

Для імітаційного моделювання на вхід кожної з двох навчених нейронних мереж подавались вхідні дані тестових вибірок, які характеризують технологічний процес, що досліджується. Отримані вихідні значення прогнозованої якості цегли порівнювались з оригінальними наявними даними (виходами) тестуючої вибірки.

По результатам імітаційного моделювання було розраховано похибку у розпізнаванні класів цегли, яку наведено у табл. 1.

Таблиця 1

#### Порівняння моделей

Тип нейронної мережі	Точність навчання	Час навчання	Похибка на тестуючій вибірці
Персептрон	0,06	7,5 с	9,2 %
3 радіально-базисною функцією активації	0,04	6 с	8,5 %
Нейро-нечітка мережа	0,03	22 с	9 %

Як видно з табл. 1, отримані результати імітаційного моделювання доводять, що використання нейромоделі теплового об'єкту для прогнозування якості вихідної продукції в АСУ ТП, є доцільним, оскільки в цілому отримані моделі дають невелику похибку. В подальшому моделі можна модернізувати, тобто врахувати ступінь впливу кожного вхідного параметра на вихідний, що зменшить громіздку архітектуру нейронних мереж, що в свою чергу дасть більш точні результати моделювання.

### Висновки

Розглянуто основні проблеми, що виникають при моделюванні динаміки стану теплових об'єктів, проаналізовано фактори технологічного процесу, які суттєво ускладнюють процес моделювання.

Запропоновано використання апарату нейронних мереж для моделювання теплових об'єктів. Показано, як задачу прогнозування якості можна звести до задачі класифікації.

Побудовано нейронні мережі типу мережа з радіально-базисною функцією активації, персептрон та типу ANFIS, які використані для підвищення якості вихідної продукції. Їх похибки на тестуючій вибірці

відповідно становлять 8,5 %, 9,2 % та 9 %.

### Література

1. Москвіна С.М., Білоконь С.А. Синтез моделі теплового об'єкту за допомогою інтелектуальних технологій // Збірник матеріалів конференції «Інтернет Освіта Наука 2006», № 2. – Вінниця: Універсум-Вінниця, 2006. – с. 624-627.
2. Ткаченко О.О. Високотемпературні процеси та установки. – К.: А.С.К., 2005. – 480с.
3. Голінко І.М., Остапенко Ю.О. Моделювання динамічного режиму підзони випалювання // «Автоматизація виробничих процесів», 1999, № 2 (9). – с.36-43
4. Ярошук І.В., Остапенко Ю.О. Експериментальне дослідження випалювання цегли в тунельній печі для створення математичного забезпечення системи керування // VIII міжун. научно-технич. конф. «Машиностроение и техносфера на рубеже XXI века». – Том3. – Донецьк: ДонГТУ, 2001. – с.31-36.

Надійшла 21.2.2007 р.

УДК 62.505

С.І. ОСАДЧИЙ, І.А. ШАПОВАЛОВА  
Кіровоградський національний технічний університет

## ДИНАМІКА СИСТЕМИ «ДЕРЕВООБРОБНИЙ ВЕРСТАТ-ПРОЦЕС РІЗАННЯ» В РЕАЛЬНИХ ЕКСПЛУАТАЦІЙНИХ УМОВАХ

*Наведені передаточна функція двопривідної системи керування деревообробного верстату, спектральна щільність збурюючого впливу, визначені експериментально та методика ідентифікації такого класу систем.*

### Вступ

Сучасна деревообробна промисловість характеризується підвищенням рівня інформатизації та автоматизації. Впровадження автоматизованих систем керування устаткуванням та технологічним процесом сприяє розвитку науково-технічного прогресу в галузі. Необхідність та ефективність виробництва визначаються потребами управління ним, що дає можливість досягти високих техніко-економічних показників за рахунок зменшення втрат кінцевого продукту, витрат сировини, палива, енергії, підвищити якість продукції, зменшити її собівартість. Реалізація цих вимог в деревообробній галузі прямо пов'язана з розробкою і впровадженням оптимальних систем стабілізації силових параметрів різання.

Основа для створення оптимальних систем стабілізації складають відповідні алгоритми синтезу [3, 4], застосування яких передбачає наявність інформації про реальні характеристики об'єкту керування, сигналів, збурень і завад, які діють в системі. Дану інформацію отримують в результаті здійснення процедури ідентифікації на основі проведення експериментальних досліджень в реальних експлуатаційних умовах. Це дає можливість виконувати синтез такого регулятора, який дозволить значною мірою зменшити вплив завад, які діють в системі.

Дана стаття присвячена розробці методики ідентифікації та оцінюванню передаточної функції двопривідної системи керування деревообробним верстатом і збурень, які діють в системі в реальних виробничих умовах, з метою виконання синтезу оптимального регулятора.

### Основна частина

Для досягнення поставленої мети було використано спектральний метод структурної ідентифікації запропонований в [1, 4]. Структурну схему, яка пояснює вказаний метод показано на рисунку 1. Він дає можливість отримати найкращі оцінки динамічних характеристик досліджуваного об'єкту і вектору впливів за даними вимірювання вхідного та вихідного сигналів. Для застосування даного методу необхідно: визначити експлуатаційні умови, в яких працює досліджуваний об'єкт; виконати реєстрацію сигналів на вході  $u$  та виході  $x$  об'єкту; за експериментальними даними визначити оцінки спектральних щільностей вхідного  $S_{uu}$  та вихідного сигналу  $S_{xx}$ , а також взаємної спектральної щільності  $S_{ux}$ . В результаті буде отримано передаточну функцію досліджуваного об'єкту – системи «деревообробний верстат – процес різання»  $W_{об}$ , а також спектральну щільність збурюючого впливу  $S_{\varphi\varphi}$ .

Експериментальні дослідження проводились при розпилуванні сосни, довжиною 4,5 м на стрічковій пилорамі ПЛП– АСТРА– ЕС– 4,5 в умовах виробничого підприємства «Астра». Схему розпилу стрічковою пилкою наведено на рис. 2.

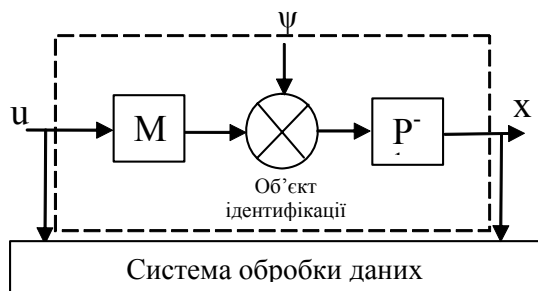


Рис. 1. Структурна схема алгоритму ідентифікації

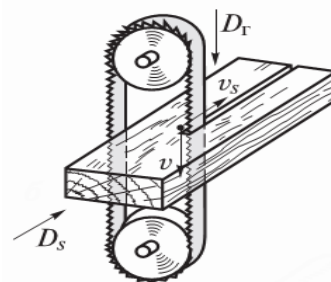


Рис. 2. Схема пиляння стрічковою пилою

В якості ріжучого інструменту використовується стрічкова пила, яка розміщена на двох шківках, що обертаються. При виконанні розпили зубчики в зоні різання здійснюють прямолінійний головний рух  $D_r$  в зону оброблюваного матеріалу. Швидкість головного руху  $V$  постійна і дорівнює для даного верстату 35 м/с. Рух подачі  $D_s$  – прямолінійний рівномірний рух розпилюваного матеріалу на пилку за допомогою привідних механізмів. Швидкість подачі  $V_s$  змінюється в межах від 2 до 20 м/хв. Результати експериментальних досліджень подано у вигляді осцилограм (рисунок 3), де вхідний сигнал відповідає зміні швидкості подачі (величина напруги керування на двигуні подачі); вихідний сигнал – зміна величини навантаження на двигуні головного руху. Сигнали, які реєструвались протягом проведення експерименту, містять інформацію про стан та характеристики процесу різання, зокрема про силові параметри різання. В силу того, що процес різання характеризується множиною випадкових факторів, то отримані сигнали можна розглядати як реалізації випадкового процесу.

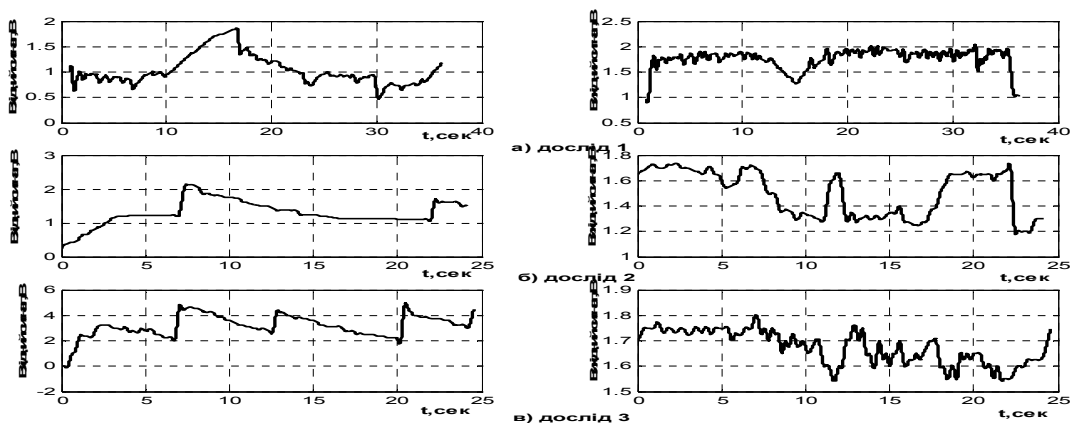


Рис. 3. Реалізації вхідного та вихідного сигналів

За результатами експериментальних досліджень було отримано спектральні щільності вхідного сигналу  $S_{uu}(s)$ , вихідного сигналу  $S_{xx}(s)$  та взаємну спектральну щільність  $S_{ux}(s)$  для кожного з дослідів з використанням алгоритму Блекмена – Т'юкі [5] та виконано їх апроксимацію аналітичними виразами вигляду:

$$S_{uu}(s) = \frac{k_u |(T_{u1}s + 1)(T_{u2}^2s^2 + 2d_2T_{u2}s + 1)|^2}{|(T_{u3}^2s^2 + 2d_3T_{u3}s + 1)(T_{u4}^2s^2 + 2d_4T_{u4}s + 1)|^2}, \quad (1)$$

$$S_{xx}(s) = \frac{k_x |(T_{x1}s + 1)(T_{x2}^2s^2 + 2d_2T_{x2}s + 1)|^2 |(T_{x3}^2s^2 + 2d_3T_{x3}s + 1)(T_{x4}^2s^2 + 2d_4T_{x4}s + 1)|^2}{|(T_{x5}^2s^2 + 2d_5T_{x5}s + 1)(T_{x6}^2s^2 + 2d_6T_{x6}s + 1)(T_{x7}^2s^2 + 2d_7T_{x7}s + 1)(T_{x8}^2s^2 + 2d_8T_{x8}s + 1)|^2}, \quad (2)$$

$$S_{ux}(s) = \frac{k_{ux} |(T_{ux1}s + 1)(T_{ux2}^2s^2 + 2d_2T_{ux2}s + 1)|^2 (T_{ux3}^2s^2 + 2d_3T_{ux3}s + 1)(T_{ux4}^2s^2 + 2d_4T_{ux4}s + 1)}{|(T_{ux5}^2s^2 + 2d_5T_{ux5}s + 1)(T_{ux6}^2s^2 + 2d_6T_{ux6}s + 1)(T_{ux7}^2s^2 + 2d_7T_{ux7}s + 1)(T_{ux8}^2s^2 + 2d_8T_{ux8}s + 1)|^2} \quad (3)$$

Згідно з обраним алгоритмом шукана оптимальна матриця оцінок визначається з виразу:

$$\Phi = (\Phi_{11}, \Phi_{12}) = R_0^{-1}(T_0 + T_+)D^{-1}, \quad (4)$$

де  $\Phi_{11}$  – передаточна функція,  $\Phi_{12}$  – фільтр, який формує динамічні характеристики збурення, приведеного до виходу системи, яка характеризується спектральною щільністю вигляду  $S'_{\varphi\varphi} = |\Phi_{12}|^2$ ,  $R_0$  –

результат факторизації вагового коефіцієнту (для даного об'єкту  $R_0 = 1$ );  $D$  – результат факторизації блочної матриці  $S'_{yy}$ :

$$DD^* = S'_{yy} = \begin{bmatrix} S_{uu} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\pi} \end{bmatrix}; \quad (5)$$

де  $T_0 + T_+$  – стійка частина результату сепарації блочної дрібно – раціональної матриці:

$$T = T_0 + T_+ + T_- = R_0 S'_{yx} D^{*-1} \quad (6)$$

“\*” – знак Ермітового спряження матриць.

Матриця взаємних спектральних щільностей має вигляд:

$$S_{yx} = (S_{ux}, S_{\Delta x}), \quad (7)$$

$S_{\Delta x}$  – результат факторизації рівняння зв'язку

$$S_{x\Delta} S_{\Delta\Delta}^{-1} S_{\Delta x} = S_{xx} - S_{xu} S_{uu}^{-1} S_{ux}. \quad (8)$$

Відповідно до алгоритму було визначено оптимальні структури передаточних функцій об'єкту ідентифікації  $W_{об}(s)$  і спектральну щільність збурюючого впливу  $S'_{\varphi\varphi}$ , за результатами трьох дослідів.

Структура об'єкту ідентифікації  $W_{об}(s)$ :

$$W_{об}(s) = \frac{M(s)}{P(s)} = \frac{k_{об}(T_{об1}^2 s^2 + 2d_1 T_{об1} s + 1)(T_{об2}^2 s^2 + 2d_2 T_{об2} s + 1)}{(T_{об3}^2 s^2 + 2d_3 T_{об3} s + 1)(T_{об4}^2 s^2 + 2d_4 T_{об4} s + 1)}, \quad (9)$$

Структура спектральної щільності збурюючого впливу  $S'_{\varphi\varphi}$ :

$$S'_{\varphi\varphi} = \left| \frac{k_{\varphi\varphi}(T_{\varphi\varphi1}^2 s^2 + 2d_1 T_{\varphi\varphi1} s + 1)(T_{\varphi\varphi2}^2 s^2 + 2d_2 T_{\varphi\varphi2} s + 1)}{(T_{\varphi\varphi3}^2 s^2 + 2d_3 T_{\varphi\varphi3} s + 1)P(s)} \right|^2. \quad (10)$$

Параметри передаточної функції об'єкту керування та спектральної щільності збурюючого впливу наведено в табл. 1.

Таблиця 1

Параметри передаточної функції об'єкту керування та спектральної щільності збурюючого впливу

Дослід	Параметри								
	$K_{об}$	$T_{об1}$	$T_{об2}$	$T_{об3}$	$T_{об4}$	$K_{\varphi\varphi1}$	$T_{\varphi\varphi1}$	$T_{\varphi\varphi2}$	$T_{\varphi\varphi3}$
1	0.63	25	1.56	44.5	3.305	0.00035	20.6	6.25	0.277
2	0.794	17.4	2.16	138	1.32	0.00017	400	2.227	0.277
3	0.08	2.78	1.38	16	0.137	0.0098	3.7	1.487	0.277

Відхилення параметрів передаточної функції об'єкту викликані неконтрольованими змінами фізико-механічних властивостей деревини, геометрії ріжучого інструменту, статичних та динамічних характеристик технологічної системи.

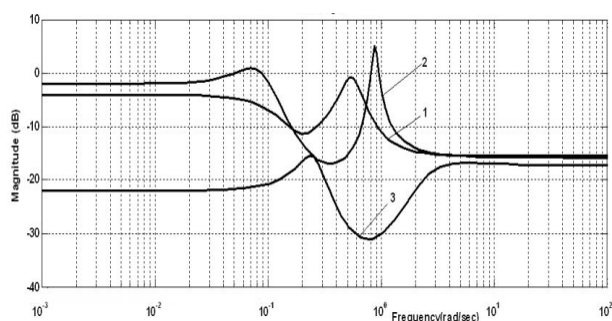


Рис. 4. Частотні характеристики об'єкту ідентифікації

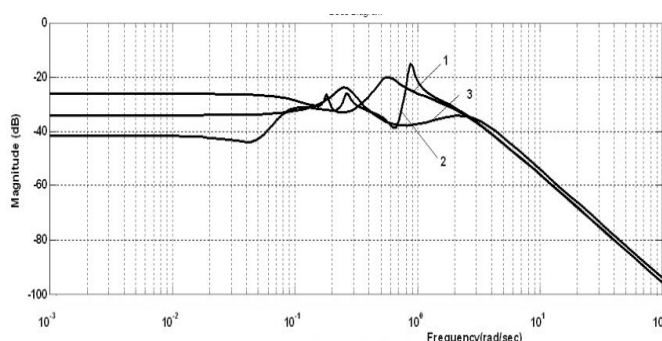


Рис. 5. Частотні характеристики формуючого фільтру

Для аналізу якості отриманих моделей використано наступний інтеграл:

$$e = \frac{1}{j} \int_{-j\omega}^{j\omega} \text{tr} \left[ (S'_{xx} - S'_{yy} \hat{O}^* - \hat{O} S'_{xy} + \hat{O} S'_{yy} \hat{O}^*) R \right] ds, \quad (11)$$

де  $j = \sqrt{-1}$ ;  $\text{tr}$  – слід матриці;  $\hat{O} = [\hat{O}_{11}, \hat{O}_{12}]$ ;  $\hat{O}^* = \begin{bmatrix} \hat{O}_{11}^* \\ \hat{O}_{12}^* \end{bmatrix}$ .

Фізичний зміст показника  $e$  – дисперсія похибки ідентифікації. Його значення для отриманих моделей

не перевищує 0,001.

Висновки. На основі аналізу результатів проведеного етапу ідентифікації можна зробити наступні висновки та рекомендації: використовуючи алгоритми структурної ідентифікації за даними «вхід– вихід» можливо проводити ідентифікацію системи «деревообробний верстат – процес різання» в реальних експлуатаційних умовах; моделі динаміки досліджуваного об'єкту представляють собою диференційні рівняння з постійними коефіцієнтами; аналіз частотних характеристик системи показав, що власна частота коливань лежить в межах 0,03 Гц – 0,1 Гц; збуджуючий вплив, який діє в системі в реальних експлуатаційних умовах, являє собою випадковий стаціонарний процес з нульовим математичним очікуванням та дробово-раціональною спектральною щільністю; отримані передаточна функція системи та спектральна щільність збуджуючого впливу складають основу для розв'язання цілої низки науково-технічних задач, зокрема для виконання синтезу оптимального регулятора, який дозволить зменшити вплив завад на процес керування різанням, скоротити енерговитрати, підвищити строк служби ріжучого інструменту та приводів верстату.

### Література

1. Азарсков В.Н., Л.Н. Блохин, Житецкий Л.С. Методология конструирования оптимальных систем стохастической стабилизации – К.: НАУ, 2006. – 438 с.
2. Блохин Л.М., Буриченко М.Ю. Статистична динаміка систем управління. – К.: НАУ, 2003. – 208 с.
3. Блохин Л.Н. Оптимальные системы стабилизации. – К.: Техника, 1982. – 144 с.
4. Киричков В.Н. Идентификация объектов систем управления технологическими процессами / Под ред. А.А. Краснопришиной – К.: Наук. думка, 1987. – 263 с.
5. Отнес Р., Эноксон Л. Прикладной анализ временных рядов. – М.: Мир, 1982. – 428 с.

Надійшла 10.2.2007 р.

УДК 62.505

Л.М. БЛОХІН  
Національний авіаційний університет  
С.І. ОСАДЧИЙ  
Кіровоградський національний технічний університет

## СТРУКТУРНА ІДЕНТИФІКАЦІЯ ДИНАМІКИ БАГАТОВИМІРНИХ НЕСТІЙКИХ ОБ'ЄКТІВ ПРИ СТАЦІОНАРНИХ ВИПАДКОВИХ ЗБУРЕННЯХ

*В результаті постановки та розв'язання задачі ідентифікації лінійного багатовимірного нестійкого об'єкту керування, який працює в замкненій стійкій слідкуючій системі при стаціонарних випадкових корисних сигналах, збуреннях та завадах, за умови, що завада не корельована з вектором керуючих дій, обґрунтовано новий алгоритм розв'язання задач даного класу та наведено приклад його застосування.*

Підвищення вимог до якості функціонування різноманітних рухомих об'єктів особливо таких як літальні апарати, рухомі роботи, верстати для об'ємної розмірної обробки дугою обґрунтовує необхідність використання динамічного проектування оптимальних систем управління [1]. Необхідною умовою застосування даних підходів є отримання певного класу математичних моделей об'єктів керування в результаті розв'язання задач ідентифікації за даними натурних випробувань.

В теперішній час відомо багато ефективних методів ідентифікації [1,2,3,4] багатовимірних стійких об'єктів за даними активного та пасивного експериментів, в той же час дослідження динаміки нестійких об'єктів вказаного класу в умовах дії векторних стаціонарних випадкових процесів викликає складнощі.

Дана стаття присвячена розробці алгоритму структурної ідентифікації [5] багатовимірного нестійкого об'єкту керування, увімкненого в контур слідкуючої системи (рис. 1) при стаціонарних багатовимірних програмному сигналі  $r$ , завадах вимірювання  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  та збуреннях  $\psi$ .

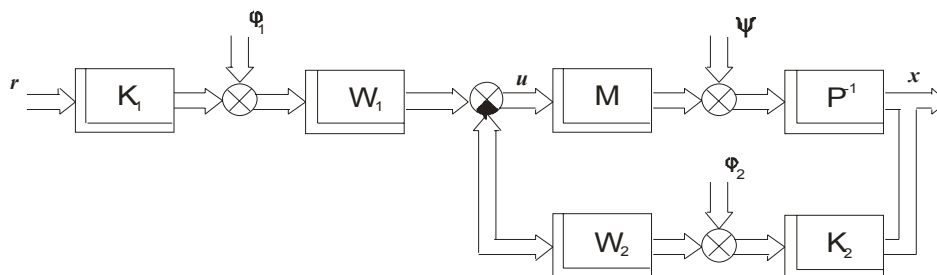


Рис. 1. Структурна схема слідкуючої системи:  
 $M, P$  – поліноміальні матриці об'єкту керування;  $K_1, K_2$  – матриці передаточних функцій вимірювачів;  
 $W_1, W_2$  – матриці передаточних функцій регулятора

В термінах роботи [1] задача ідентифікації може бути поставлена наступним чином. Припустимо, що рух об'єкта керування характеризує система рівнянь

$$Px = Mu + \psi, \quad (1)$$

де  $P$  і  $M$  невідомі до ідентифікації матриці розміру  $n \times n$  та  $n \times m$ , відповідно елементи яких  $p_{ij}(s)$  і  $m_{ij}(s)$  – операторні поліноми аргументу  $s=d/dt$ ;  $x - n$  – вимірний вектор-стовпчик вихідних координат об'єкту;  $u - m$  – вимірний вектор-стовпчик керуючих діянь;  $\psi$  – вектор неконтрольованих збурень, що діють на об'єкт у штатних режимах його роботи та являють собою  $n$ -вимірний стаціонарний випадковий процес з нульовим математичним очікуванням та шуканою матрицею спектральних щільностей  $S_{\psi\psi}$ ; визначник  $|P|$  має особливості, розташовані в лівій та правій напівплощині комплексної площини, замкнена система стійка. Вектори  $u$  та  $x$  вимірюються повністю, а збурення некоррельоване з керуючим сигналом.

В результаті обробки статистичних даних отримані матриці спектральних щільностей вихідних координат  $S'_{xx}$ , керуючих дій  $S'_{uu}$  та матриця взаємних спектральних щільностей між ними  $S'_{ux}$  ("'" – знак транспонування).

Необхідно визначити структуру та параметри поліноміальних матриць  $P$  та  $M$ , а також дробово – раціональної матриці  $S'_{\psi\psi}$ , такі щоб критерій якості

$$J = \langle \varepsilon A \varepsilon' \rangle, \quad (2)$$

де  $\varepsilon - n$ -вимірний вектор похибки ідентифікації;  $A -$  вагова додатньовизначена матриця розмірності  $n \times n$ ;  $J -$  дисперсія похибки  $\varepsilon$ ;  $\langle \rangle -$  знак математичного очікування; досягав мінімуму на класі стійких додатньовизначених матриць варійованих функцій.

Вектор  $\varepsilon$  похибок ідентифікації, що виникають в результаті неідеального оцінювання вихідних спектральних щільностей  $S'_{xx}$ ,  $S'_{uu}$  та  $S'_{ux}$ , на основі (1) визначається у вигляді

$$\varepsilon = \Phi z - y, \quad (3)$$

де  $z = [u', \Delta']$  – вектор, компонентами якого є керуючі діяння  $u$  та білі шуми з одиничною інтенсивністю  $\Delta$ , такі що

$$\Phi_{12} \Delta = K_0 \Psi_0 \Delta; \quad (4)$$

$y$  – вектор вихідних координат стійкої частини об'єкта керування

$$y = K_0 x; \quad (5)$$

$\Phi$  – матриця передаточних функцій стійкої частини об'єкта

$$\Phi = [\Phi_{11}, \Phi_{12}], \quad (6)$$

$\Phi_{11}$  – матриця передаточних функцій стійкої частини об'єкта від керуючого діяння до  $y$ ;

$\Phi_{12}$  – матриця передаточних функцій від вектора  $\Delta$  до  $y$ ;

$K_0$  – діагональна матриця розмірності  $n \times n$ , яка зберігає усі нестійкі нулі  $P$ .

З статистичної динаміки багатомірних лінійних систем керування [4] відомо, що

$$P^{-1} M = S'_{ux} (S'_{uu})^{-1}, \quad (7)$$

тому матриця  $K_0$  може бути визначена в результаті лівостороннього видалення [8] нестійких полюсів добутку (7), які не є спільними в матрицях  $S'_{ux}$  та  $S'_{uu}$ .

При визначеній таким чином матриці  $K_0$ , задача ідентифікації зводиться до задачі пошуку стійкої та фізично реалізуємої варійованої матриці передаточних функцій  $\Phi$ , яка б забезпечувала мінімум функціоналу (2). За аналогією з [1] її розв'язання будемо виконувати у частотній області з використанням ідей Вінера – Колмогорова. Функціонал (2) у частотній області має наступний вигляд

$$J = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr} \{ \Phi S'_{zz} \Phi_* A - \Phi S'_{yz} A - S'_{zy} \Phi_* A + S'_{yy} A \} ds \quad (8)$$

де  $\text{tr}\{\}$  – слід матриці;  $s=j\omega$  – комплексна змінна;  $S_{zz}$  – матриця спектральних щільностей вектору  $z$

$$S'_{zz} = \begin{bmatrix} S'_{uu} & O_{m \times n} \\ O_{n \times m} & S'_{\Delta\Delta} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$S_{\Delta\Delta}$  – одинична матриця розміру  $n \times n$ ;  $O_{n \times m}$  – нульова матриця, яка має  $n$  рядків та  $m$  колонок;  $S_{yy}$  – матриця спектральних щільностей вектору  $y$

$$S'_{yy} = K_0 S'_{xx} K_0^*,$$

"\*" – знак Ермітового спряження матриці [7];  $S_{yz}$  – матриця взаємних спектральних щільностей

$$S'_{yz} = \begin{bmatrix} S'_{xu} \\ S'_{y\Delta} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$S_{y\Delta}$  – матриця взаємних спектральних щільностей між збуренням  $\Delta$  та вектором  $y$ . Визначення цієї матриці базується на факторизації [1] рівняння зв'язку, яке отримане з (1) на основі теореми Вінера – Хінчина

$$S'_{\Delta y} (S'_{\Delta\Delta})^{-1} S'_{y\Delta} = S'_{yy} - K_0 S'_{ux} (S'_{uu})^{-1} S'_{xu} K_0^*. \quad (11)$$

У відповідності з обраним методом для мінімізації функціоналу на класі стійких та фізично – реалізуємих матриць передаточних функцій  $\Phi$  необхідно знайти його першу варіацію  $\delta J$

$$\delta J = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \left[ \text{tr} \left\{ A \Phi S'_{zz} - A S'_{zy} \right\} \delta \Phi_* + \delta \Phi \text{tr} \left\{ S'_{zz} \Phi_* A - S'_{yz} A \right\} \right] ds. \quad (12)$$

Прийmemo наступні позначення

$$D D_* = S'_{zz}, \quad (13)$$

$$N_0 + N_+ + N_- = A_0 S'_{zy} D_*^{-1} \quad (14)$$

$$A_{0x} A_0 = A, \quad (15)$$

в яких  $D$  – матриця – результат факторизації  $S'_{zz}$  аналітична разом з оберненою в правій на півплощині комплексної змінної  $s$ ;  $N_0$  – матриця цілих частин ділення поліномів – чисельників на поліноми – знаменники з (14);  $N_+$  – матриця елементарних дробів зі стійкими полюсами (14);  $N_-$  – матриця елементарних дробів з нестійкими полюсами (14);  $A_0$  – матриця – результат факторизації  $A$ , яка є стійкою разом з оберненою.

Врахування співвідношень (13– 15) дозволяє отримати з (12) умову мінімізації (8) у вигляді

$$\Phi = [\Phi_{11}, \Phi_{12}] = A_0^{-1} (N_0 + N_+) D^{-1} \quad (16)$$

В результаті множення зліва отриманої матриці передаточних функцій  $\Phi$  на  $K_0^{-1}$  будуть визначені матриця передаточних функцій об'єкта за керуючою дією

$$P^{-1} M = K_0^{-1} \Phi_{11}, \quad (17)$$

та матриця передаточних функцій фільтру, який формує збурення, приведене до виходу об'єкту

$$P^{-1} \Psi_0 = K_0^{-1} \Phi_{12}. \quad (18)$$

В деяких випадках для визначення матриць  $P$ ,  $M$  та  $\Psi_0$  достатньо виконати лівостороннє видалення полюсів з (18) [8]. Якість отриманих оцінок математичної моделі  $\Phi$  може бути оцінена розрахунком значення показника якості  $J$  за (8).

Для ілюстрації ефективності застосування отриманого алгоритму розглянемо наступний приклад.

В середовищі Simulink зберемо модель слідкуючої системи, в якій  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $W_1$  (рис. 1) дорівнюють 1;  $W_2 = 2s + 1$ ;  $M=0.5$ ;  $P = (s^2 - 0.5s + 0.25)$ ; спектральна щільність збурення  $\psi$  дорівнює

$$S_{\psi\psi} = \frac{\sigma_0^2}{\pi} \left| \frac{8.33 \cdot 10^{-2}}{s + 0.3333} \right|^2,$$

шуми відсутні. На входи системи  $r$  та  $\psi$  подано сигнали білого шуму з однаковими середньоквадратичними відхиленнями  $\sigma_0=0,397$ .

В результаті обробки зареєстрованих записів сигналів  $u$  та  $x$  на основі алгоритму Блекмена – Т'юкі отримані оцінки спектральних щільностей  $S'_{uu}$ ,  $S'_{ux}$ ,  $S'_{xx}$  та виконана їх апроксимація дробово-раціональними функціями комплексного аргументу  $s=j\omega$ , результати якої мають наступний вигляд

$$S'_{uu} = \frac{0.0501 \left| (s + 0.3714)(s^2 + 0.5982s + 0.3173) \right|^2}{\left| (s + 0.3333)(s^2 + 0.5s + 0.75) \right|^2}, \quad (19)$$

$$S'_{xx} = \frac{0.01253 \left| (s + 0.5)(s^2 + 0.571s + 0.3436) \right|^2}{\left| (s + 0.3333)(s^2 + 0.5s + 0.75)(s^2 + 0.5s + 0.25) \right|^2}, \quad (20)$$

$$S'_{ux} = \frac{0.02506 \left| (s + 0.3714)(s^2 + 0.5982s + 0.3173) \right|^2}{\left| (s + 0.3333)(s^2 + 0.5s + 0.75) \right|^2 (s^2 - 0.5s + 0.25)}, \quad (21)$$

В результаті лівостороннього видалення полюсів з (7) визначено, що

$$K_0 = s^2 - 0.5s + 0.25, \quad (22)$$

тому спектральна щільність вихідних координат стійкої частини об'єкту ідентифікації може бути знайдена як

$$S'_{yy} = \frac{0.01253 \left| (s + 0.5)(s^2 + 0.571s + 0.3436) \right|^2}{\left| (s + 0.3333)(s^2 + 0.5s + 0.75) \right|^2}. \quad (23)$$

Матриця  $S'_{zz}$  з урахуванням (20) на основі (10) може бути представлена у вигляді

$$S'_{zz} = \text{diag} \left( \frac{0.0501 \left| (s + 0.3714)(s^2 + 0.5982s + 0.3173) \right|^2}{\left| (s + 0.3333)(s^2 + 0.5s + 0.75) \right|^2}, 1 \right), \quad (24)$$

а обернений результат її факторизації  $D^{-1}$

$$D^{-1} = \text{diag} \left( \frac{4.4668 |(s + 0.3333)(s^2 + 0.5s + 0.75)|^2}{|(s + 0.3714)(s^2 + 0.5982s + 0.3173)|^2}, 1 \right). \quad (25)$$

Результат факторизації рівняння зв'язку (11) –  $S'_{\Delta y}$  може бути знайдений як

$$S'_{\Delta y} = \frac{0.018656}{(s + 0.3333)}. \quad (26)$$

Сепарація рівняння (14) при знайдених спектральних та взаємних спектральних щільностях дає наступний результат

$$N_0 + N_+ = \left[ \frac{0.1119 (s + 0.3714)(s^2 + 0.5982s + 0.3173)}{(s + 0.3333)(s^2 + 0.5s + 0.75)}, \frac{0.018656}{(s + 0.3333)} \right]. \quad (27)$$

Використання алгоритму (15) до (26) та (29) дозволяє знайти матрицю варійованих функцій  $\Phi$

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0.5 & \frac{0.018656}{(s + 0.3333)} \end{bmatrix}. \quad (28)$$

Застосування (17) та (18) до (28) дозволяє визначити, що

$$P^{-1}M = \frac{0.5}{s^2 - 0.5s + 0.25}, P^{-1}\Psi_0 = \frac{0.018656}{(s + 0.3333)(s^2 - 0.5s + 0.25)}. \quad (29)$$

Шукані поліноми та спектральні щільності мають наступний вигляд

$$P = (s^2 - 0.5s + 0.25), M = 0.5, S_{\psi\psi} = \frac{0.018656}{|s + 0.3333|^2}. \quad (30)$$

Таким чином, поставлена та розв'язана задача ідентифікації лінійного багатовимірного нестійкого об'єкту керування, який працює в замкненій стійкій слідкуючій системі при стаціонарних випадкових корисних сигналах, збуреннях та завадах, за умови, що завада не корельована з вектором керуючих дій.

#### Література

1. Азарсков В.М., Блохин Л.Н., Житецкий Л.С. Методология конструирования оптимальных систем стохастической стабилизации: Монография / Под ред. Л.Н. Блохина. – К.: Книжное изд-во НАУ, 2006. – 440 с.
2. Автоматика и управление в технических системах: в 11 кн. / Отв. ред. С.В. Емельянов, В.С. Михалевич. – К.: Выща шк., 1990. – Кн. 2 Идентификация объектов систем управления технологическими процессами/ В.Н.Киричков; Под. ред. Краснопрошиной. – 263с.
3. Згуровский М.З., Бидюк М.И. Анализ и управление большими космическими конструкциями. – К.: Наукова думка, 1997. – 451с.
4. Блохин Л.М., Буриченко М.Ю. Статистична динаміка систем управління: Підручник. – К.: НАУ, 2003. – 208с.
5. Современные методы идентификации систем // Под ред. П.Эйкхоффа. – М.: Мир, 1983. – 400с.
6. Фельдбаум А.А. Основы теории оптимальных автоматических систем. – М.: Наука, ФМ, 1966. – 623с.
7. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – М.: Наука, ФМ, 1988. – 552 с.
8. Davis M.C. Factoring the spectral matrix – IEEE Trans.automat Control, 1963, AC– 8,n.4, p. 296– 305.

Надійшла 18.2.2007 р.

УДК 636.082

В.О. ВЕРСАЛЬ, С.В. БЕРЕЗЮК, О.А. КИСЛУН  
Кіровоградський національний технічний університет

### ОБҐРУНТУВАННЯ МОДЕЛІ ПРОЦЕСУ АВТОМАТИЧНОГО ЗАПУСКУ ТВАРИН

*Обґрунтовано модель процесу автоматичного запуску корів. Наведена структурна схема біотехнічної системи. Встановлено основні параметри, за якими визначено критерій оптимізації системи, що реалізує процес запуску. Показано можливості застосування моделі процесу автоматичного запуску тварин.*

Одним з важливих і неавтоматизованих технологічних процесів молочного тваринництва є процес підготовки корів до сухостою, який в зоотехнії має визначену назву "запуск" (далі по тексті – запуск).

Запуск корів – це система заходів, спрямованих на поступове припинення утворення молока у вимені тварини. Основною задачею цього процесу є підготовка корів до отелення, коли їм створюють такі умови годування та режиму доїння, за яких вони припиняють давати молоко [1]. В сучасних умовах цей процес виконується зоотехнічним персоналом майже вручну, за винятком використання доїльної техніки.

З метою автоматизації виконання запуску тварин була розроблена інформаційно-управляюча система



автоматичного запуску тварин, та проведені дослідження, пов'язані з визначенням оптимальних режимів запуску тварин в процесі доїння на автоматизованій доїльній установці [1, 2]. Результати досліджень дали змогу виробити ефективний алгоритм для реалізації автоматичного запуску тварин [3].

Важливим моментом при виконанні автоматизованого запуску тварин з індивідуальним підходом є точне дотримання послідовності операцій запуску. Саме від цього залежить здоров'я та продуктивність тварини в наступну лактацію. З точки зору побудови системи, кожна тварина має свій номер, за яким встановлюються необхідні параметри доїння (час затримки на включення доїльного апарату; кількість молока, що необхідно видіти під час доїння) протягом періоду запуску.

Структура біотехнічної системи (тварина-система автоматичного запуску тварин) представлена на рис. 1.

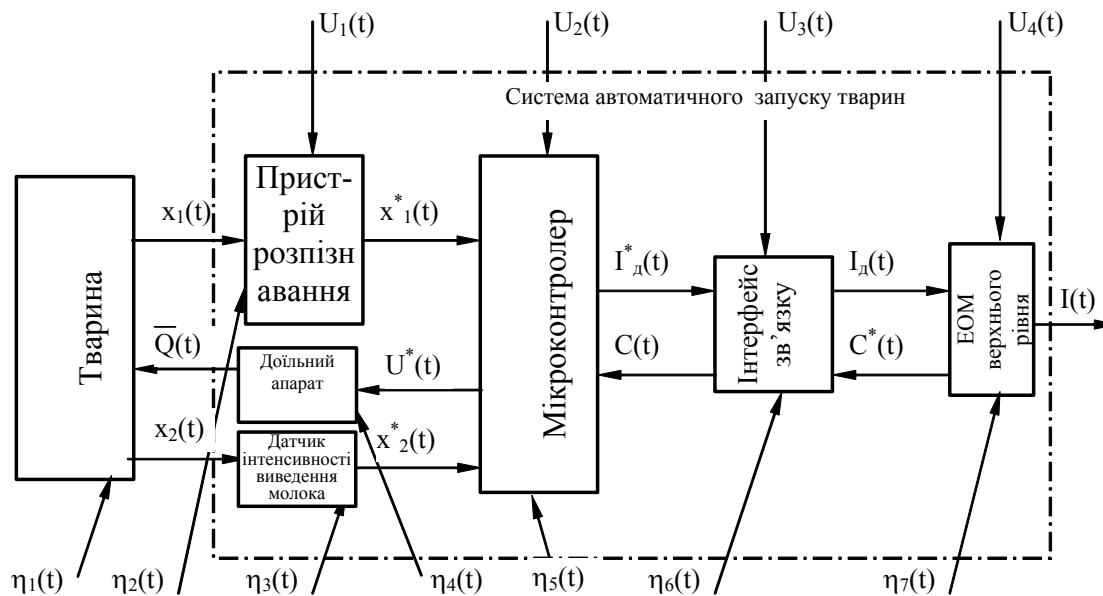


Рис. 1. Структурна схема біотехнічної системи

Задачу підвищення продуктивності тварин, за умови автоматизації запуску, зведено до підвищення точності  $I(t)$  виведення необхідної кількості молока під час виконання автоматичного запуску на доїльній установці.

В відповідності до схеми (рис. 1) процес запуску опишемо в вигляді функціоналу:

$$I(t) = H[\bar{x}(t), \bar{Q}(t), \bar{\eta}(t), \bar{U}(t), t], \quad (1)$$

де  $\bar{x}(t) = \{x_1(t), x_2(t)\}$  – вектор технологічних параметрів біотехнічної системи (параметри, що визначають номер тварини, та кількість молока, яку отримано в процесі доїння відповідно);

$\bar{Q}(t)$  – вплив доїльного апарату на тварину;

$\bar{\eta}(t) = \{\eta_1(t), \eta_2(t), \eta_3(t), \eta_4(t), \eta_5(t), \eta_6(t), \eta_7(t)\}$  – вектор шумових впливів, що діють на біотехнічну систему (зовнішні впливи на тварину, пристрій розпізнавання, та його датчики, датчик інтенсивності молоковидення, доїльний апарат, мікроконтролер системи інтерфейс зв'язку, та на електронну обчислювальну машину верхнього рівня відповідно);

$\bar{U}(t) = \{U_1(t), U_2(t), U_3(t), U_4(t)\}$  – вектор, який визначає керування інформаційно-управляючою системою (керування пристроєм розпізнавання, мікроконтролером, інтерфейсом зв'язку та ВЕОМ відповідно).

Таким чином, виходячи з структури (рис. 1) процес автоматичного запуску тварин, з технічної сторони, визначаємо як:

$$I^*(t) = F^*\{x^*(t), \eta^*(t), U_z^*(t), t\}, \quad (2)$$

де  $x^*(t) = \{x_1^*(t), x_2^*(t)\}$  – стан процесу спостереження за інформативним параметром процесу запуску (номером тварини, та кількістю видоєного молока відповідно);

$\eta^*(t)$  – вектор, що описує фон, на якому спостерігається процес запуску;

$U_z^*(t) = \{U_1(t), U_2(t)\}$  – функція, яка описує послідовність операцій запуску.

Виходячи з аналізу функціоналу автоматичного процесу запуску, визначаємо, що процесом спостереження є код номеру тварини пристрою розпізнавання, та прогнозована величина кількості виведеного молока. За критерій точності дотримання процесу запуску приймаємо різницю між величиною удою ( $A$ ), що система призначає тварині після розпізнавання, та величиною удою ( $a$ ), яку фактично необхідно отримати від тварини. Величина  $|A-a|$  є похибкою системи по удою (ПСУ).

В ході математичних досліджень системи обґрунтовується шлях мінімізації ПСУ, тобто:

$$|A-a| \rightarrow \min. \quad (3)$$

Практика показує, що ПСУ виникає в основному при погіршенні якісних показників пристрою розпізнавання, та доїльного обладнання. Поява ПСУ та зміна вказаних показників є випадковими величинами.

Їх можна охарактеризувати відповідними середніми квадратичними відхиленнями (СКВ).

СКВ від фактичного удою, що вноситься автоматичною системою в процес запуску визначається:

$$\delta = \sqrt{\delta_p^2 + \delta_{obl}^2}, \quad (4)$$

де  $\delta_p^2$  – СКВ від фактичного удою, що вноситься пристроєм розпізнавання;

$\delta_{obl}^2$  – СКВ від фактичного удою, що вноситься датчиком інтенсивності молоковидення.

Згідно з технологією утримання корів існують технологічні вимоги для їх розподілення по групах та цехах. В літературі [4] відмічається, що найзручніше розподіляти корів по чотирьох цехах. Лактуючі корови та корови у запуску обслуговуються в цеху виробництва молока.

За способом запуску [3], корів виділяють у групу з безприв'язним утриманням в цеху виробництва молока. Доїння корів, що в запуску, проводять по трьох режимах: 1 режим – недодоювання на 30 %; 2 – на 50 %; 3 – на 70 %. Після закінчення терміну запуску, корову переводять в цех сухостою [2].

Кількість корів в цеху виробництва молока, в такому випадку, визначаємо як:

$$N = n_0 + \sum_{i=1}^3 n_i, \quad (5)$$

де  $n_0$  – кількість дійних корів,  $n_i$  – кількість корів в  $i$ -му режимі запуску.

Таким чином, СКВ від фактичного удою, що вноситься при розпізнаванні тварини визначимо як:

$$\delta_p^2 = \sum_{j=0}^3 (a_j - A_j)^2 \cdot P_j, \quad (6)$$

де  $j$  – номер групи доїння;

$a_j$  – фактична кількість молока, яку необхідно видіти під час доїння тварини що знаходиться в групі з номером  $j$  (в відповідності до її номеру);

$A_j$  – кількість молока, що виділа система після розпізнавання номера тварини, який відповідає номеру тварини з групи  $j$  (математичне сподівання величини ( $a_j$ ));

$P_j$  – ймовірність виникнення розузгодження системи по удою для групи  $j$ .

Ймовірність того, що помилково розпізнана тварина з групи запуску належить групі  $n_j$  визначається:

$$p_j = \frac{n_j}{\sum_{i=1}^3 n_i}, \quad (7)$$

Помилково розпізнаний номер тварини із групи  $n_i$ , належить групі  $n_j$ . Кількість хибних номерів при розпізнаванні в такому разі буде визначатись  $M = n_0 + n_1 + n_2 + n_3 - 1$ . В цьому випадку визначимо ймовірності того, що номер тварини з групи  $n_i$  присвоєно тварині з групи  $n_j$ :

$$p_{ij} = \begin{cases} \frac{n_j}{\left(\sum_{j=0}^3 n_j\right) - 1}, & \text{при } i \neq j \\ \frac{n_i - 1}{\left(\sum_{i=1}^3 n_i\right) - 1}, & \text{при } i = j \end{cases}, \quad (8)$$

СКВ від фактичного удою, що вноситься при розпізнаванні тварини визначається:

$$\delta_p = \sqrt{(1 - P_p) \cdot \sum_{i=1}^3 \left[ p_i \cdot \left[ \sum_{\substack{j=0 \\ i \neq j}}^3 p_{ij} \cdot |a_i - A_j|^2 \right] \right]}, \quad (9)$$

де  $P_p$  – ймовірність вірного розпізнавання тварини.

Оцінюючи вплив точності вимірювання інтенсивності молоковидення датчиком інтенсивності молока на точність виконання процесу запуску відзначаємо, що кількість молока, яка виміряна датчиком, є випадковою величиною. Тому СКВ від удою, що вноситься датчиком інтенсивності можна подати в вигляді:

$$\delta_{obl} = \sqrt{\int_{a-\Delta}^{a+\Delta} \frac{(\tilde{a} - a)^2}{2\Delta} d\tilde{a}}, \quad (10)$$

де  $a$  – фактичне значення величини удою тварини;

$\tilde{a}$  – величина удою, визначена датчиком;

$\Delta$  – похибка вимірювання датчику.

Для оцінки можливості зменшення СКВ від фактичного удою виникає необхідність дослідити його зміну залежно від параметрів процесу запуску, наближених до реальних умов. Для цього необхідно встановити значення основних параметрів близьких до реальних умов, та визначити межі їх граничних змін.

За даними наведеними в [4, 5] встановлюємо розподіл корів по групах в цеху виробництва молока. Таким чином, маємо:  $N=800$ ,  $n_0=471$ ,  $n_1=n_2=n_3=11$ . Величина удою ( $A$ ), є наперед заданою величиною.

Для дослідження (4) маємо такі початкові дані:  $n_0=471$ ,  $n_1=n_2=n_3=11$ . Параметри  $A_j$  ( $j=0\dots3$ ) задаємо в відносних величинах:  $A_0=1$ ,  $A_1=0,3$ ,  $A_2=0,5$ ,  $A_3=0,7$ . За зоотехнічними вимогами до лічильнику молока [6], похибка вимірювання лічильнику встановлюється в межах  $\Delta=\pm 3\%$ . Тому для розрахунку приймаємо  $a = 1$ ,  $\Delta=0.03$ . Підставляючи останні значення в 10 отримаємо шукане значення  $\delta_{\text{обл}}=0,017$ , наближене до реальних умов.

На рис. 2 показано залежність СКВ від фактичного удою, що вноситься автоматичною системою в процес запуску, від достовірності розпізнавання.

Отримана модель дозволяє:

- досягти бажаної точності системи при виконанні процесу запуску (або доїння) шляхом вдосконалення обладнання або шляхом вдосконалення системи розпізнавання;
- обирати обладнання для забезпечення потрібної точності видоювання тварин при виконанні процесу запуску;
- визначати необхідну ймовірність розпізнавання при заданому зоотехнічними вимогами відхиленню системи від фактичного удою ( $\delta$ ).

Оскільки зоотехнічними вимогами до системи встановлено максимально можливе відхилення від фактичного удою, що може вноситься автоматичною системою в процес запуску – 5%, то (як видно з рис. 2) достовірність розпізнавання, в даному випадку, повинна бути не менше ніж  $P_p=0,95$ .

Подальше вдосконалення системи можливо проводити шляхом збільшення достовірності розпізнавання пристрою розпізнавання системи. Цієї мети можна досягти шляхом вдосконалення існуючих методів, та способів розпізнавання номеру тварини.

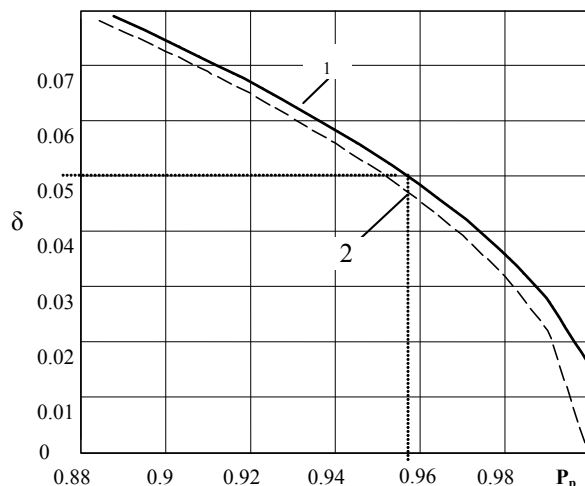


Рис. 2 Графік залежності критерію автоматичного запуску тварин від достовірності розпізнавання.

1. реальне значення  $\delta_{\text{обл}}=0.017$

2. граничне значення  $\delta_{\text{обл}}=0$

## Література

1. Версаль В.О., Березюк С.В. Система автоматичного обліку та управління процесом доїння корів. // Українська академія аграрних наук. Національний науковий центр "Інститут механізації та електрифікації сільського господарства". ВАТ Брацлав // Матеріали XII міжнародного "І Українського" симпозіуму з питань машинного доїння корів. 11-14 травня 2004 року. Глеваха, 2005. – С. 32-34.
2. Савран В.П., Версаль В.О., Березюк С.В. Ефективність різних режимів автоматичного запуску корів. // Збірник наукових праць Кіровоградського державного технічного університету "Техніка в сільськогосподарському виробництві, галузеве машинобудування, автоматизація". – Вип.11. – Кіровоград: КДТУ, 2002. – С. 73-77.
3. Пат. 40372А Україна, МКИ А01J5/007. Спосіб автоматичного управління процесом запуску корів / Версаль В.О., Березюк С.В., Савран В.П. – № 2000127438; Заявл. 22.12.2000; Зареєстр. 16.07.2001.
4. Операційні технології виробництва молока / Е.З. Петруша, А.А. Бондар та ін. – К.: Урожай, 1988. – 200с.
5. Кирюшин Н.А., Чинаров И.О. Поточно-цехвая система в молочном скотоводстве / Скотоводство. – М. 1984.
6. Карташев Л.П. Машины и аппараты для доения коров и обработки молока. – Оренбург, 1998 – 96 с.

Надійшла 22.2.2007 р.

Е.В. БЕЛОБРОВА, В.И. КОРСУН, О.П. МЫСОВ, В.Я. ТРИШКИН  
Украинский государственный химико-технологический университет, г. Днепропетровск,  
Национальный горный университет, Днепропетровск.

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА РЕКТИФИКАЦИИ. ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ОСНОВ РАСПРЕДЕЛЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ

*Наведено результати досліджень технологічних основ розподіленого керування процесом ректифікації методом математичного моделювання і створення системи розподіленого керування.*

### Введение

Ректификация – это тепло-массообменный процесс, который, несмотря на высокую энергоёмкость, остается одним из основных методов разделения жидких смесей [1]. Общепринятый подход к решению проблемы энергосбережения в химической технологии заключается в создании комбинированных энергозакмнутых автоматизированных технологий [2].

Для процессов ректификации рассматриваемая задача решается, до настоящего времени, с использованием традиционных методов управления: по материальному балансу; по тепловому балансу; путем регулирования на контрольных тарелках и т.п. [3], которые для таких распределённых объектов имеют существенные недостатки. Известны, в том числе и предложенные нами [4], способы распределенного управления процессами ректификации.

Задачей настоящей работы является исследование технологических основ распределенного управления процессом ректификации и построение на их основе энергосберегающих систем распределенного управления.

Основной раздел

Объектом исследования в данной работе является методическая ректификационная колонна для разделения смеси вода-метанол, проектный расчет которой выполнен в работе [5]. Анализ литературных источников позволил из существующих подходов по моделированию процесса ректификации выбрать подход, который является оптимальным по соотношению трудоемкость-точность. Поэтому для моделирования ректификационной колонны воспользуемся математическим описанием статики в виде системы нелинейных уравнений [3], которая включает математическое описание контактного устройства, уравнений связи и граничных условий.

В общем виде математическая модель, которая описывает статические режимы ректификационной установки, может быть представлена в векторной форме

$$\mu = F(z), \quad (1)$$

где  $\mu$  и  $z$  – векторы выходных и входных переменных.

Анализ уравнения (1) показывает, что для обеспечения однозначности статического режима объекта необходимо, чтобы составляющими вектора  $z$  были обобщенные координаты. Обобщенные координаты имеют четкую физическую интерпретацию и являются независимыми переменными. Разделим их на две группы: возмущения и управляющие воздействия. (Понятно, что такое разделение делают при решении задач оптимального управления, а при проектировании к ним добавляются конструктивные параметры колонны, которые являются обобщенными координатами.) В качестве вектора  $\mu$  выбираем распределение концентраций по высоте колонны.

Для математических моделей бинарной ректификации, описанных в [3], уравнение (1) может быть представлено в виде

$$x_d = \Phi(F, x_f, V, D, x_0), \quad (2)$$

$$x_d = L(F, x_f, D, x_0), \quad (3)$$

где  $\Phi$  – представляет нелинейную часть системы, реализуемую в результате потарелочного расчета,  $L$  – линейная часть, интерпретируемая как уравнение материального баланса, по легколетучему компоненту,  $X_d$  – состав дистиллята,  $F$  – расход питания,  $X_f$  – состав питания,  $V$  – расход парового потока в колонне,  $D$  – расход дистиллята,  $X_0$  – состав кубового продукта.

Система уравнений 1 полностью определена и решается итерационными методами. Для идентификации модели использованы два настроечных параметра: коэффициенты массоотдачи в жидкой и паровой фазах.

Так как объектом исследования является промежуточная колонна, при решении задачи статической оптимизации в качестве критерия оптимальности принята разделительная способность колонны.

Основными регулирующими факторами, которые влияют на качество продуктов как дистиллята так и кубового остатка, являются расходы греющего пара и дистиллята. Зависимость между составами питания, дистиллята, кубового остатка и расходами дистиллята и питания можно представить соотношением

$$\frac{D}{F} = \frac{x_f - x_0}{x_d - x_0} \quad (4)$$

Из приведенного соотношения следует, что для поддержания заданных значений  $X_d$  и  $X_0$  при изменении расхода и состава питания необходимо изменить расход дистиллята.

Качество разделения в значительной мере зависит от количества подводимого тепла в куб колонны. Количество пара, которое образуется в кубе колонны, пропорционально количеству подводимого тепла. Таким образом, изменение количества подводимого тепла приводит к изменению состава дистиллята и кубового продукта.

Известно [3], что между составом дистиллята и кубового продукта существует определенная зависимость. Поэтому их одновременное регулирование изменением расхода пара не даст положительных результатов. Обычно состав одного из продуктов регулируют изменением подачи тепла в колонну, а второго изменением материального баланса.

С целью достижения более высокой эффективности работы системы управления, анализируя результаты моделирования в частности наличия экстремума по  $f$  и  $V$ , используем в качестве управляющих воздействий точку ввода сырья  $F$  и расход паров в колонне  $V$ .

Задача оптимизации статистических режимов с учетом, выбранного критерия может быть сформулирована следующим образом. Необходимо определить управляющие воздействия  $V$  и  $f$ , которые максимизируют целевую функцию, при заданной производительности, себестоимости процесса разделения не выше заданной и выполнения ограничений по качеству продукции, гидродинамической обстановки на контактных устройствах и условиях физической реализуемости:

$$V, f \in U, \quad (5)$$

где  $U$  – допустимая область управлений с учетом ограничений

Результаты моделирования показали, что оптимизируемая функция является одноэкстремальной и не имеет явно выраженных оврагов, поэтому для поиска оптимума используем метод детерминированного поиска оптимума Гаусса – Зейделя [6]. Он состоит в поочередной смене переменных, так чтобы достигалось оптимальное значение по каждой переменной, а потом, если оптимум не достигнут с заданной точностью, цикл повторяется. Т.е. при использовании данного метода необходимо находить экстремум по каждой переменной отдельно. Для нахождения максимума целевой функции по расходу пара, при постоянной тарелке питания использовали метод «золотого сечения» [6], а для определения оптимальной тарелки питания – метод «сканирования» [6]. Таким образом, вначале определяется оптимальный расход пара для заданной тарелки питания и значения целевой функции, а затем определяется такая тарелка питания при котором расход пара будет оптимальным.

Идентификация модели в процессе функционирования системы производится по температурному профилю колонны.

Результаты расчета оптимальных управляющих воздействий (оптимального расхода пара, оптимальной тарелки питания, расхода дистиллята), а также значения целевой функции, приведены в таблице 1.

Таблица 1

F	229.3	227	234	229.3	229.3
$x_f$	0.273	0.273	0.273	0.277	0.270
D	62.83	62.83	62.83	62.83	62.83
V	201.99	203.05	200.27	200.34	208.09
$f$	10	10	9	9	10
$x_d$	0.9801	0.9747	0.9868	0.09860	0.9736

### Выводы:

Исследованные технологические основы распределенного управления процессом ректификации. Показана целесообразность использования способов распределенного управления.

Разработана система статической оптимизации в которой использованы традиционные способы управления путем изменения расхода материальных сред и энергии, а также способы распределенного управления путем изменения точки приложения управляющего воздействия.

### Литература

1. Касаткин А.Г. Основные процессы и аппараты химической технологии. – М.: Химия, 1981. – 608 с.
2. Кафаров В.В. Математическое моделирование основных процессов химических производств. – М.: Высшая школа 1991. – 416 с.
3. Анисимов И.В., Бодров В.И., Покровский В.Б. Математическое моделирование и оптимизация ректификационных установок. – М.: Химия, 1975. – 216 с.
4. Тришкин В.Я., Гамза В.А. Технологические основы распределенного управления процессами ректификации // Вопросы химии и химической технологии – 1989. – № 89. – С. 93-96.

5. Касаткин А.Г. и др. Расчет тарельчатых ректификационных и абсорбционных аппаратов. – М.: Стандартгиз. 1981. – 276 с.

6. Бояринов А.И., Кафаров В.В. Методы оптимизации в химической технологии. – М.: «Химия», 1975. – 576 с.

Надійшла 17.2.2007 р.

УДК 631.365.22+621.317

С.І. ОСАДЧИЙ, М.О. СКРИННІК, І.О. СКРИННІК  
Кіровоградський національний технічний університет

## ІДЕНТИФІКАЦІЯ СИГНАЛІВ ЗЕРНОСУШИЛЬНОЇ УСТАНОВКИ З КИПЛЯЧИМ ШАРОМ В РЕАЛЬНИХ ЕКСПЛУАТАЦІЙНИХ УМОВАХ

*В даній статті розв'язано задачу ідентифікації сигналів, знятих на зерносушильній установці касетного типу з киплячим шаром, визначено їх кореляційні і взаємкореляційні функції, на основі яких знайдено спектральні і взаємоспектральні щільності вхідних і вихідних сигналів об'єкта.*

Як відомо [1], одним з перспективних напрямків сушіння зернового матеріалу є сушка в киплячому шарі. Переваги такого методу очевидні і вже підтверджені експериментально [2] на розробленій при Кіровоградському національному технічному університеті зерносушильній установці (ЗСУ) касетного типу (рис. 1).

Щоб якісні показники зерна, висушеного в такій ЗСУ, задовольняли поставленим вимогам, потрібно регулювати технологічний процес сушки, тобто розробити таку систему автоматичного управління, яка б швидко і точно реагувала на зміни, що відбуваються в динамічному об'єкті (ЗСУ). Але задача розробки такої системи несе в собі значну складність, адже на сьогоднішній день установок з киплячим шаром ще не ідентифіковані. І це й не дивно, бо такі ЗСУ являють собою багатомірні об'єкти, в яких процес тепло-масообміну між агентом і матеріалом протікає надто інтенсивно і, як результат – мізерний час перебування зерна в камері сушіння. До того ж одночасно з традиційними параметрами вимірювання необхідно ще й постійно контролювати наявність самої «киплячості».

Існує досить багато методів ідентифікації динаміки об'єктів [3], але вибір підходящого залежить від властивостей сигналів, від апріорної інформації про структуру системи диференційних рівнянь ЗСУ та від задачі, яка повинна бути розв'язана на базі отриманої моделі.

Нехай вихідними сигналами (параметрами контролю і регулювання) будуть висота зерна на каскадах  $V$  і кінцева вологість матеріалу  $\omega$ . До вхідних сигналів (керуючих параметрів) ми віднесемо переміщення шибери, що регулює завантаження сушильної камери  $sh$  і температуру теплоносія  $T$ . Збуджуючими діями, що не піддаються управлінню, є початкові вологість і температура матеріалу, його енергія проростання, відсоток домішок і т.д., на схемі (рис. 2) вони позначенні символом  $\psi$ . Структурна схема ЗСУ як об'єкта управління може бути представлена у наступному вигляді (рис. 2), тоді необхідно за результатами вимірювань визначити структуру і параметри поліноміальних матриць  $M$  і  $P$  і оцінити спектральну щільність збурень  $\psi$ , що діють на ЗСУ в стохастичних умовах.

В такому разі для розв'язання поставленої задачі найбільш вдалим є застосування методу ідентифікації, викладеного в [3], який дозволяє не лише оцінити структуру і параметри матриць  $M$  і  $P$ , а й визначити математичну модель при умові, що вектори вхідних і вихідних сигналів вимірюються експериментально.

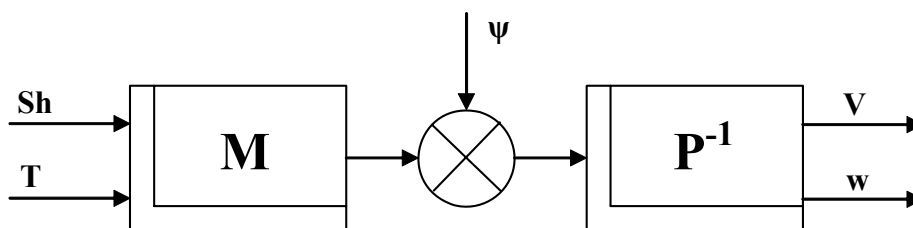
Даний метод складається з первинної (ідентифікація сигналів) і вторинної (ідентифікація моделей системи) обробки експериментальних даних.

Дана стаття присвячена визначенню спектральних щільностей сигналів ОК, і включає в себе:

- обробку сигналів (побудова та інтерполяція графіків);
- математичний аналіз сигналів (математичне очікування, дисперсія, середньоквадратичне відхилення);
- визначення кореляційних і взаємкореляційних функцій сигналів;
- визначення спектральних і взаємоспектральних щільностей вхідних і вихідних сигналів;
- апроксимацію спектральних щільностей.



Рис. 1. Зовнішній вигляд експериментальної ЗСУ касетного типу з киплячим шаром



$P, M$  – матриці розміру  $[2 \times 2]$ , елементи яких – операторні поліноми аргументу  $p=d/dt$ ;  
 $sh$  – вектор розміру  $[1 \times 45]$  вхідного сигналу (положення шибєру, м);  
 $T$  – вектор розміру  $[7 \times 45]$  вхідного сигналу (температура агента,  $^{\circ}C$ );  
 $V$  – вектор розміру  $[7 \times 45]$  вихідного сигналу (висота шару матеріалу, м);  
 $\omega$  – вектор розміру  $[1 \times 45]$  вихідного сигналу (кінцева вологість матеріалу, %);  
 $\psi$  –  $n$ -вимірний вектор збурень.

Рис. 2. Структурна схема розімкненої системи

Тому з метою виявлення властивостей сигналів об'єкта і була проведена наступна серія дослідів, при проведенні яких через шар зернистого матеріалу, що розміщувався на решітках (каскадах), пропускали теплоносій з температурою  $T 100 \dots 130 \text{ }^{\circ}C$  і швидкістю до 2 м/с, в результаті чого шар пшениці збільшувався в об'ємі і набував стану «кипіння». За рахунок такої рухливості зерно починало переміщуватись з каскаду на каскад, нагадуючи в'язку рідину. В процесі неперервної подачі вологого матеріалу до камери сушіння положення шибєру  $sh$  змінювалось кожні 15 сек. Одночасно з цією зміною була виміряна температура нагнітаючого агента, висота шару матеріалу  $V$  на каскадах безпосередньо в камері сушіння і відібрані проби пшениці на виході з ЗСУ. Контроль температури повітря виконувався мікропроцесорним 8-канальним приладом «ОВЕН» з датчиками TCM, висота псевдорозрідженого шару по кожному з каскадів – міліметровою шкалою, а відсоток вологи  $\omega$  кожної з проб – мікропроцесорним електричним приладом Wile-55.

Аналіз отриманих даних показав, що реалізації вхідних і вихідних параметрів являють собою стаціонарні ергодичні випадкові процеси (тобто такі, які характеризуються середнім значенням незмінним в часі, а матриці кореляційних (взаємнокореляційних) функцій залежать тільки від інтервалу часу між порівнювальними перерізами випадкового процесу [5]).

В результаті визначення ступеню зв'язку між сигналами виявилось, що значна кореляція спостерігається між параметрами:  $sh - V$ ,  $sh - \omega$ ,  $T - \omega$ ,  $V - \omega$ . Суть таких зв'язків очевидна і виходить з фізики процесу, адже зміна положення шибєру  $sh$ , що регулює подачу зерна безпосередньо в камеру сушіння, впливає, перш за все, на висоту шару  $V$  матеріалу на каскадах, а, значить, і на кінцеву вологість зерна  $\omega$ . Щодо температури агента  $T$ , то вплив її спостерігається лише на зміну кінцевої вологості і, аж ніяк, не на зміну висоти матеріалу на каскадах.

Наступним кроком первинної ідентифікації стало визначення спектральних  $S_{shsh}$ ,  $S_{TT}$ ,  $S_{VV}$ ,  $S_{\omega}$  і взаємоспектральних  $S_{shV}$ ,  $S_{sh\omega}$ ,  $S_{T\omega}$ ,  $S_{V\omega}$  щільностей.

Для їх знаходження ми застосували теорему Вінера-Хінчина [4]. Приклади графіків знайдених спектральних щільностей і їх апроксимація (пунктирна лінія) показані на рис. 3, 4.

В результаті апроксимації спектральних щільностей вхідних і вихідних сигналів були отримані вирази, наведені нижче.

Автоспектральна щільність вхідних параметрів (шибєру  $S_{shsh}$  і температури  $S_{TT}$ ):

$$S_{shsh} = \frac{a |(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)|^2}{|(T_3 s + 1)(T_4^2 s^2 + 2d_1 T_4 s + 1)|^2} \quad (1)$$

Структура спектральної щільності  $S_{TT}$  ідентична  $S_{shsh}$ , і відрізняється лише коефіцієнтами, наведеними в табл. 1.

Автоспектральна щільність вихідних параметрів (висоти матеріалу на каскадах  $S_{VV}$  і вологи  $S_{\omega}$ ):

$$S_{V1} = \frac{a |(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)|^2}{|(T_4 s + 1)(T_5 s + 1)(T_6^2 s^2 + 2d_1 T_6 s + 1)|^2} \quad (2)$$

$$S_{\omega} = \frac{a |(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3^2 s^2 + 2d_1 T_3 s + 1)(T_4^2 s^2 + 2d_2 T_4 s + 1)|^2}{|(T_5 s + 1)(T_6 s + 1)(T_7 s + 1)(T_8^2 s^2 + 2d_3 T_8 s + 1)(T_9^2 s^2 + 2d_4 T_9 s + 1)|^2} \quad (3)$$

Для останнього виразу справедливими наступні значення коефіцієнтів:  $d_3=d_4=0,6$ ;  $T_7=20$ ;  $T_8=156,25$ ;  $T_9=123,5$ .

Взаємоспектральна щільність вхід-вихід ( $S_{shV}$ ,  $S_{sh\omega}$ ,  $S_{T\omega}$ ):

$$S_{shV1-5} = S_{shsh} \frac{a(T_5^2 s^2 + 2d_2 T_5 s + 1)}{(T_6 s + 1)}, \quad (4)$$

$$S_{shV6,7} = S_{shsh} \frac{a \cdot s(T_5 s + 1)}{(T_6 s + 1)}, \quad (5)$$

$$S_{T\omega} = S_{TT} \frac{a(T_5^2 s^2 + 2d_2 T_5 s + 1)}{(T_6 s + 1)}. \quad (6)$$

Структура спектральної щільності  $S_{sho}$  ідентична  $S_{shV1-5}$ , і відрізняється лише коефіцієнтами, наведеними в таблиці 1.

Взаємоспектальна щільність вихід-вихід ( $S_{WV}$ ):

$$S_{WV2} = \frac{a(T_1 s + 1)(T_2 s - 1)(T_3 s + 1)(T_4^2 s^2 + 2d_1 T_4 s + 1)(T_5^2 s^2 + 2d_2 T_5 s + 1)(T_6^2 s^2 + 2d_3 T_6 s + 1)}{(T_7 s - 1)(T_8 s - 1)(T_9 s + 1)(T_{10}^2 s^2 + 2d_4 T_{10} s + 1)(T_{11} s + 1)(T_{12}^2 s^2 + 2d_5 T_{12} s + 1)} \quad (7)$$

Для останнього виразу справедливі наступні значення коефіцієнтів:  $d_3=d_4=d_5=0,6$ ;  $T_7=166,7$ ;  $T_8=83,3$ ;  $T_9=33,3$ ;  $T_{10}=156,3$ ;  $T_{11}=20$ ;  $T_{12}=123,5$ .

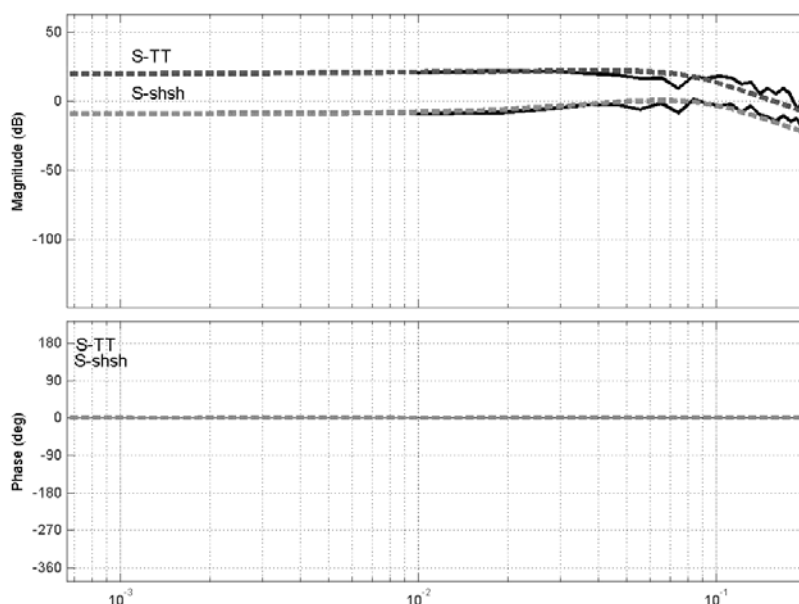


Рис. 3. Графіки спектральної щільності вхідних сигналів sh та T, їх апроксимація (пунктирна лінія)

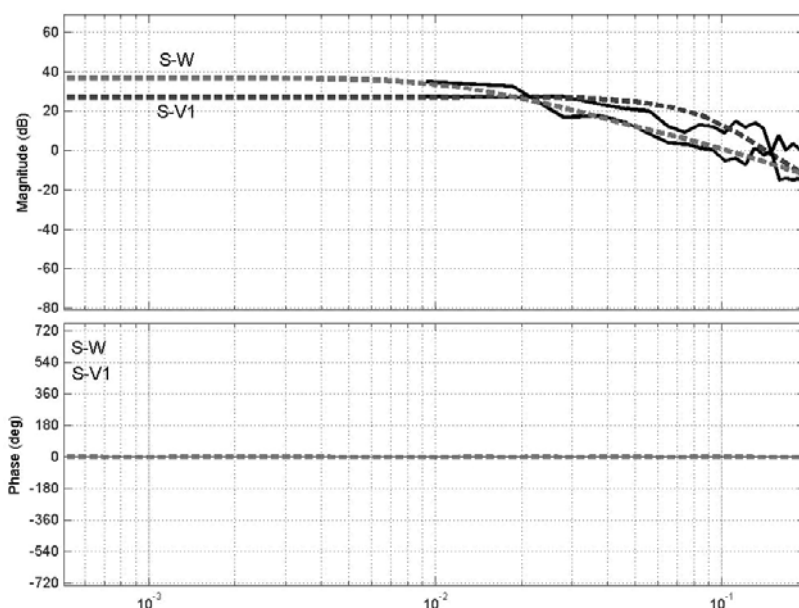


Рис. 4. Графіки спектральної щільності вихідних сигналів W та V<sub>1</sub>, їх апроксимація (пунктирна лінія)



Коефіцієнти, застосовані для апроксимації спектральних щільностей

	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$a$	$d_1$	$T_5$	$T_6$	$d_2$
$S_{shsh}$	40	2,5	20	123,5	$-5,8 \cdot 10^{-4}$	0,6	–	–	–
$S_{TT}$	2	100	83,3	156,25	$-23,6 \cdot 10^{-4}$	0,6	–	–	–
$S_{shV1}$	40	2,5	20	123,5	6,95	0,6	44,44	45,45	0,7
$S_{shV2}$	40	2,5	20	123,5	8,4	0,6	100	66,66	0,7
$S_{shV3}$	40	2,5	20	123,5	10,15	0,6	100	55,55	0,5
$S_{shV4}$	40	2,5	20	123,5	4,7	0,6	82,65	50	0,35
$S_{shV5}$	40	2,5	20	123,5	20,4	0,6	204,1	20	0,5
$S_{shV6}$	40	2,5	20	123,5	11,2	0,6	12,5	10	–
$S_{shV7}$	40	2,5	20	123,5	10,05	0,6	5	125	–
$S_{shw}$	40	2,5	20	123,5	-28,4	0,6	400	100	0,2
$S_{T\omega}$	2	100	83,3	156,25	2,99	0,6	204,1	100	0,5
$S_{V1}$	40	5	2,5	33,33	$-8,3 \cdot 10^{-4}$	0,6	20	123,5	–
$S_{\omega}$	181,8	16,7	204,1	100	$-94,3 \cdot 10^{-4}$	0,6	83,3	166,7	0,6
$S_{WV2}$	6,7	71,43	100	236,7	$27,6 \cdot 10^{-4}$	0,5	123,5	39,1	0,6

Аналіз графіків спектральних щільностей показав, що потужність зміни сигналів зосереджена в діапазоні частот від 0 до  $2 \cdot 10^{-1}$  рад/сек.

Таким чином, в результаті проведених досліджень була розв'язана задача ідентифікації сигналів багатовимірного об'єкту (ЗСУ) в реальних експлуатаційних умовах та визначено спектральні і взамоспектральні щільності, необхідні для вторинної ідентифікації. Порівняльний аналіз спектральних щільностей вхідних сигналів sh та T показав їх структурну ідентичність і що в системі діє кольоровий шум.

### Література

1. Гержой А. П., Самочетов В.Ф. Зерносушение и зерносушилки. – М.: Колос, 1967. – 255 с.
2. Зерносушильна установка з киплячим шаром як об'єкт автоматизації // Збірник наукових праць КНТУ/– Вип. 17. – Кіровоград: КНТУ, 2006. – 388 с.
3. Блохін Л.М., Буриченко М.Ю. Статистична динаміка систем управління. – К.: Видавництво НАУ, 2003. – 209 с.
4. Мартыненко И.И., Лысенко В.Ф. Проектирование систем автоматики. – М.: Агропромиздат, 1990. – 256 с.
5. Венцель Е.С. Теория случайных процессов и её инженерное приложение. – М.: Высшая школа, 2000. – 383 с.

Надійшла 3.2.2007 р.

УДК 681.518

А.А. ТИМЧЕНКО, Р.О. ГУЗИЙ, Н.В. МАХИНЬКО  
Черкасский государственный технологический университет

## МОДЕЛИ И МЕТОДЫ В ЗАДАЧАХ КОМПЛЕКСНОЙ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ПРОЦЕССОВ

*В статье представлены результаты применения системного подхода к созданию представлений о материальных процессах <сборка>-<разборка> в виде некоторой информационной технологии, которая сформирована на базе системных взглядов и позволяет создавать компьютеризированное оборудование для робототехнических комплексов.*

**Введение. Основы системного подхода.** Как известно, процессы реального производства постоянно требуют совершенствования. Это необходимый процесс развития, который представляется в виде известной концепции «4-х И», состоящей из следующих направлений [1]: интеллектуализации, информатизации,

інтеграції, індивідуалізації.

В силу многоплановости и сложности процессов развития возникает необходимость применения системного анализа, являющегося методологией решения сложных проблем, и реализующегося в следующих 3 крупных этапа в виде следующих трех крупных этапов [2]: систематизации, формализации, целеориентации.

*Систематизация* (целей, задач, моделей, методов и т.д.) проводится на базе структуризации, классификации и упорядочения (декомпозиции и/или композиции) и является своего рода предварительным этапом системного подхода. Часто этот этап определяется как комплексный.

*Формализация* – использование формализованного понятия <система> (часть среды, выделенной по определенному правилу (закону) и предназначенной для достижения исследователем желаемых целей). При этом формализуется тройка:

$$\langle \text{вход} \rangle - \langle \text{преобразование} \rangle - \langle \text{выход} \rangle.$$

Используется для проведения математических исследований и компьютерных т.н. технологических экспериментов. Часть среды не имеющая входов и выходов, называется *монадой*.

Целеориентация – применение методологии <целеориентированной системы> (<цели>-<средства>), которая может быть детализирована в более конкретную последовательность [3]:

$$\langle \text{цели} \rangle - \langle \text{задачи/модели} \rangle - \langle \text{методы/алгоритмы} \rangle - \langle \text{задания/технические средства} \rangle.$$

#### **Задачи автоматизации и модели процессов производств**

Реализация данной методологии позволяет процессы <сборки>-<разборки> представлять в виде некоторой совокупности моделей, соответственно [4]:

- <часть>-<целое> (т.н. машиностроительная модель – морфологическая структура), отражающая свойства строения (машины, устройства, агрегата, изделия и т.д.) – целевая категория;
- функционирование (в малом) – модель функциональной динамики, отражающая свойства функционирования (устойчивость, оптимальность, надежность и др.) – категория средств достижения целей;
- расходование ресурсов – модель ресурсной динамики (процессов использования – эксплуатации);
- развитие (адаптация, приспособление, самоорганизация) – модель функционирования (в большом) с использованием всех видов изменений, направленных на поддержание работоспособности (значений переменных величин, параметров, структуры, функций, цели). В итоге, вся совокупность отношений как в структурах каждой из моделей, так и между ними, может быть представлена системной моделью [5].

**Системная модель. Уровень целей.** Итак, процесс <сборки>-<разборки> сложного изделия с точки зрения целеполагания (целедостижения) может быть представлен моделью в виде некоторой древовидной сети (графа), состоящей из дуг (отношений <часть> – <целое>) и результатов применения операции объединения (сборки)

$$\sum = \bigcup_{i \in I} E_i, \quad (1)$$

где  $i$  пробегает индексное множество  $I$ , представляющее совокупность объединяемых частей  $E_i$  в целое  $\sum$  (систему, изделие). Для сложной машиностроительной конструкции характерна "многоярусная пирамида", которая может явиться основой построения информационной (компьютерной) модели. В роботизированном производстве самый высокий уровень автоматизации обычно состоит в том, что робот-автомат должен "знать" только конечный результат – модель собранной конструкции. Сам же процесс сборки (свойство *собираемости*) реализуется с помощью алгоритмов, которые должны определяться (находиться, уточняться, оптимизироваться) по мере выполнения каждой из операций. Понятно, что если стрелки на дугах будут направлены в сторону конечной вершины, то это характеризует "модель сборки" (композиции); если же стрелки направлены в противоположную сторону – "модель разборки" (декомпозиции) и как результат – модель состава системы или ее структура (морфологическая модель). Ясно, что указанная выше модель отражает только совокупность данных о состоянии сборочного (разборочного-ремонтного) процесса.

Обычно может представлять интерес (и интересует чаще всего) более подробная информация, а именно – пооперационная модель, отражающая некоторые количественные характеристики (например, время, затрачиваемое на выполнение операции) и направленные на получение итоговых результатов (как промежуточных, так и основных), т.е. так называемая укрупненная динамика процесса <сборки> -<разборки> как объекта автоматизации.

**Уровень задач (сетевой график).** Моделью этого процесса может служить, например, так называемая сетевая модель "гамачного типа", используемая в известных системах PERT ("американский" сетевой график) [3]. Модель такого типа позволяет описать последовательность работ (событий) – вершин и связывающих их дуг – переходов с обозначением затрачиваемого ресурса на каждой из них (времени, денег, трудоресурсов). Используя понятия пути на сетевом графике как некоторой последовательности переходов, включая <начало сборки> и <конец сборки>, можно выделить пути, обладающие желаемыми свойствами: *критичности, оптимальности, допустимости и т.д.* Сказанное выше можно формально записать в виде условий (предикат):

$$L_k = \sum_{i \in n} l_{ki} \Rightarrow opt, \quad (2)$$

где  $l_{ki}$  – элементарные дуги, совокупности дуг, подпути. При этом можно осуществлять как процессы

планирования (целеполагания) – построения сети и процессов управления, так и целедостижения – реализации заданных переходов вдоль путей, обладающих заданными свойствами.

**Уровень методов (алгоритмов).** Завершает логическую интерпретацию сборочного процесса т.н. *алгоритмическая модель* ("французский" сетевой график) – последовательность операторов, осуществляющих данные операции и отражающих расходование планового ресурса, например времени. Это есть ни что иное, как динамическая интерпретация процессов <сборки> – <разборки>.

**Уровень процессов.** Выше были описаны некоторые логические процессы, которые могут сопровождать роботизированный процесс сборки, то есть быть заранее определенными или выполняться как ручные операции.

Кроме того, необходимо рассмотреть модель процессов сборки в виде логико-динамической системы. Таким образом, моделью реального физического сборочного процесса, находящегося в виде автоматизированного производства, может явиться логико-динамическая система [6-9], объединяющая в общем случае два вида фундаментальных динамических моделей:

Дифференциальную динамическую систему (ДДС):

$$S_{[0,\infty]} = (T, U, X, Y_g, \varphi, \eta), \quad (3)$$

конечную динамическую систему (КДС – асинхронный автомат – ЭВМ):

$$S_{[0,1]} = (\Omega, Y_k, Q, \lambda, \delta), \quad (4)$$

и средства их сопряжения  $(\Omega_{[1,0]} = (T, Y, U, Z))$ , т.е.

$$S_{[(0,1),(0,\infty)]} = (Y, Q), S_{[(0,\infty),(0,1)]} = (T, X, \Omega),$$

где  $T$  – множество моментов времени,  $U, \Omega$  – множества входов,

$X, Q$  – множества состояний,  $Y_g, Y_k$  – множества выходов,

$(\varphi, \delta), (\lambda, \eta)$  – функции состояний и выходов соответственно.

В итоге, раскрывая исходные множества, получим:

$$\dot{x} = X(x) + U(x, S), x(0) = x_0, U(x, S) = A\xi, \quad (6)$$

где 
$$\xi_i(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } Z(t) \neq Z_i \\ 1 & \text{при } Z(t) = Z_i \end{cases}$$

$$S_{i+1} = \delta(S_i, y(t)),$$

$$Z(t) = \lambda(y(t)), y(t) = \sum y_i [\mu(X_i^n, x)], \quad (7)$$

где 
$$\mu(X_i^n, x) = \begin{cases} 1, & \text{если } x \in X_n \\ 0 & \text{в противном случае} \end{cases}$$

Если использовать структурное представление объекта управления (6), то будем иметь:

$$\begin{aligned} \dot{q}_s &= \{A + B(I - S_A D)^{-1} S_A C\} q_s + \{B(I - S_A D)^{-1} S_B\} X_s, \\ Y_s &= \{S_c + B(I - D S_A)^{-1} c\} q_s + \{S_c (I - D S_A)^{-1} D S_B + S_D\} X_s, \end{aligned} \quad (8)$$

где  $S_A, S_B, S_C, S_D, A, B, C, D$  – матрицы.

**Подход к автоматизации сборочных процессов.** Если следовать далее очередному этапу системного подхода (формализации), необходимо рассмотреть динамические модели физических процессов управления, т.е. модели функционирования технологического оборудования, реализующего технологию материального производства:

- модели функционирования роботов-манипуляторов вместе с приспособлениями, оснасткой, инструментом, а также собираемым изделием и оборудованием для реализации материальной технологии;

- ЭВМ технологического назначения, работающей в реальном времени, средства сопряжения с робото-техническим комплексом, то – есть средства для реализации информационной технологии управления.

Далее возможно рассматривать модель процессов сборки в виде логико-динамической системы – расширенного понятия конечного автомата (дискретной динамической системы) [6].

Тогда можно дать некую физическую интерпретацию с использованием выделенных выше понятий:

- переменные *состояния* характеризуют положения, скорости и ускорения перемещаемых соединяемых деталей (по отношению к какому-либо базису, например, станине, условному центру сборки, "миру" робота);

- управляющие *воздействия* – положения исполнительных органов роботов-манипуляторов;

- желаемые программы реализации – некоторые последовательности кодов (как входных, так и выходных слов), определяющих положение (состояние) рабочих органов робота (руки-глаза);

- обратная *связь* – соответствующие коды, определяющие результат (состояние процессов сборки).

**Заключення.** Таким образом, выше были рассмотрены некоторые вопросы методического характера, позволяющие рассмотреть в общем виде процессы автоматизации сборочного производства как некоторую реализацию системного подхода.

### Литература

1. Скурихин В.И. О формулировании концепций. Концепций "четырёх И" // УСИМ. – 1989. – К., С.7-12.
2. Тимченко А.А., Основы системного проектирования та системного аналізу складних об'єктів: Підручник: у двох книгах. – К.: Либідь, 200.272с.
3. Поспелов Г. С. Ириков В.А. Программно-целевое планирование и управление. – М.: Сов. радио, 1976. – 438с.
4. Жук К.Д. О построении банков моделей в программировании жизненных циклов новой техники // Электронное моделирование. – 1981. – №4. – С. 14-20.
5. Тимченко А.А., Родионов А.А. Основы информатики системного проектирования объектов новой техники. – Киев: Наукова фумка, 1991. – 152с.
6. Бенерджи Р. Теория решения задач: (Подход к созданию искусственного интеллекта). – М.: Мир, 1972. – 224с.

Надійшла 24.2.2007 р.

УДК 681.3.06

Д.А. ЛОСИХИН, В.Я. ТРИШКИН

Украинский государственный химико-технологический университет

## МОДЕЛИРУЕМЫЙ КРИТЕРИЙ СОГЛАСИЯ

*Наведені принципи побудови критеріїв згоди. Розглянуті критерії згоди Пірсона і Колмогорова-Смірнова. Запропонований модельований критерій згоди. В основу критерію згоди покладений принцип імітаційного моделювання вибірки по передбачуваному теоретичному розподілу, параметри якого або відомі, або оцінюються за статистичними даними початкової експериментальної вибірки. Відмічені достоїнства і недоліки розглянутих і запропонованого критеріїв.*

### Введение

Одним из ответственных этапов имитационного моделирования систем и процессов является моделирование с использованием случайных входных данных.

Когда имеется возможность собрать данные по требующимся случайным переменным используются стандартные методы статистического вывода для того, чтобы подобрать форму теоретического распределения к экспериментальным данным и выполнить проверку гипотезы с целью определения, насколько хорошо осуществлен подбор. Если отдельное теоретическое распределение с конкретными значениями для его параметров является хорошей моделью экспериментальных данных, то при имитационном моделировании во времени можно сделать выборку из этого распределения, благодаря генерированию случайных величин из этого распределения.

Для проверки правдоподобия статистических гипотез о согласованности статистического и теоретического распределения применяются критерии согласия. Поэтому исследователю необходимо решать задачи по определению входных распределений вероятностей с использованием этих критериев, и принимать решения, основанные на свойствах применяемых критериев согласия.

### Основной раздел

Задача формулируется следующим образом. Необходимо проверить гипотезу  $H$ , состоящую в том, что наблюдения  $X$  являются независимой выборкой из предполагаемого распределения с функцией распределения  $F^{\wedge}(x)$ . Для того, чтобы принять или опровергнуть гипотезу  $H$  рассматривают некоторую меру  $U$  расхождения теоретического и эмпирического распределений, которая при достаточно большом  $n$  практически не зависит от функции  $F^{\wedge}(x)$ . Теоретический закон распределения может быть задан также в виде плотности распределения  $f(x)$  или в виде совокупности вероятностей  $p_i$  попадания величины  $X$  в пределы  $i$ -го интервала из области определения  $X$ . Величина расхождения  $U$  может быть выбрана различными способами.

Например, критерий согласия  $\chi^2$  Пирсона основан на расхождении между теоретическими вероятностями  $p_i$  и эмпирическими частотами  $p_i^*$ , и представляет собой сумму квадратов отклонений  $(p_i^* - p_i)$ , взятых с весами  $c_i$ , обратно пропорциональными вероятностям интервалов  $p_i$ :

$$U = \sum_{i=1}^k c_i (p_i^* - p_i)^2,$$

где  $k$  – число  $i$ -х интервалов  $[x_{i-1}, x_i)$ .

К. Пирсон установил, что если  $c_i = \frac{n}{p_i}$ , где  $n$  – количество наблюдений, то при больших  $n$  закон распределения величины  $U$  зависит только от числа интервалов  $k$ , практически не зависит от функции распределения  $F^\wedge(x)$  и от количества наблюдений  $n$ , а при увеличении  $n$  приближается к распределению  $\chi^2$ .

При таком выборе коэффициентов  $c_i$  мера расхождения  $U$  обозначается  $\chi^2$ :

$$U = \chi^2 = n \sum_{i=1}^k \frac{(p_i^* - p_i)^2}{p_i} = \sum_{i=1}^k \frac{(m_i - np_i)^2}{np_i},$$

где  $m_i$  – число наблюдений  $x_i$  в  $i$ -м интервале  $p_i^*$ ,  $p_i^* = \frac{m_i}{n}$ .

В таблицах приводятся значения критических точек  $\chi_{v,1-\alpha}^2$  для распределения  $\chi^2$  с  $v$  степенями свободы, относительно которых можно найти вероятность  $p$  того, что за счет чисто случайных причин мера расхождения  $U$  теоретического и эмпирического распределений будет не меньше, чем рассчитанное для данного эксперимента значение  $\chi^2$ . В этом случае гипотеза  $H$  может быть не опровергнута на уровне значимости  $\alpha$ , и нет оснований полагать, что подобранное теоретическое распределение  $F^\wedge(x)$  не подходит для исходной выборки наблюдений  $X$ . Если эта вероятность  $p$  мала настолько, что событие можно считать практически невозможным, то результат эксперимента противоречит гипотезе  $H$  о законе распределения  $F^\wedge(x)$  случайной величины  $X$ .

Проблему при проверке по критерию  $\chi^2$  вызывает выбор числа и размеров интервалов, т.е. отсутствует четкая инструкция, согласно которой можно гарантированно получить достоверные результаты (чтобы действительный уровень критерия был близок к искомому уровню значимости  $\alpha$ ) и высокую мощность критерия для всех предполагаемых теоретических распределений и всех объемов выборки. Следует также заметить, что критерий  $\chi^2$  действителен (имеет уровень значимости  $\alpha$ ) только асимптотически при  $n \rightarrow \infty$ .

В отличие от критерия  $\chi^2$  Пирсона, критерий Колмогорова-Смирнова в качестве меры расхождения  $U$  между теоретическими  $F^\wedge(x)$  и эмпирическими  $F_n(x)$  распределениями определяется, как наибольшее (вертикальное) расстояние между  $F^\wedge(x)$  и  $F_n(x)$  для всех значений  $x$ :

$$D_n = \sup_x \{ |F_n(x) - F^\wedge(x)| \}.$$

А.Н. Колмогоров доказал, что для любой функции распределения  $F^\wedge(x)$ , при неограниченном возрастании количества наблюдений  $n$  вероятность неравенства

$$D_n \sqrt{n} \geq d_{n,1-\alpha}$$

стремится к пределу

$$P(d_{n,1-\alpha}) = 1 - \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n \exp(-2n^2 d_{n,1-\alpha}^2).$$

Практически, определяют статистику  $D_n$ , вычисляя:

$$D_n^+ = \max_{1 \leq i \leq n} \left\{ \frac{i}{n} - F^\wedge(x_i) \right\}, \quad D_n^- = \max_{1 \leq i \leq n} \left\{ F^\wedge(x_i) - \frac{i-1}{n} \right\},$$

$$D_n = \max \{ D_n^+, D_n^- \}.$$

Далее определяется величина  $d_{n,1-\alpha} = D_n \sqrt{n}$  и по таблице значений вероятности  $P(d_{n,1-\alpha})$  определяется вероятность того, что за счет чисто случайных причин максимальное расхождение между теоретическим  $F^\wedge(x)$  и эмпирическим  $F(x)$  распределениями будет не меньше, чем рассчитанное для данного эксперимента значение  $D_n$ . Если вероятность  $P(d_{n,1-\alpha})$  достаточно большая, гипотезу  $H$  можно считать совместимой с экспериментальными данными, иначе ее отвергают.

Критерий Колмогорова-Смирнова точно достоверен для любого объема выборки  $n$ , когда известен вид функции теоретического распределения  $F^\wedge(x)$  и все входящие в нее параметры (тогда как критерий  $\chi^2$  достоверен асимптотически). В этом случае распределение величины  $U = D_n$  не зависит от непрерывной функции  $F^\wedge(x)$ .

Если же применять критерий Колмогорова-Смирнова для случая, когда параметры теоретического распределения  $F^\wedge(x)$  выбираются по статистическим данным исходной выборки  $X$ , критерий дает завышенные значения вероятности  $P(d_{n,1-\alpha})$ , что связано с риском принять гипотезу  $H$ , плохо согласующуюся с экспериментальными данными. В связи с этим случаем только для некоторых теоретических распределений определены выверенные статистики критерия Колмогорова-Смирнова, что к сожалению, ограничивает область применения этого мощного критерия.

В основу предлагаемого критерия согласия положен принцип имитационного моделирования выборки

по предполагаемому теоретическому распределению  $F^{\wedge}(x)$ , параметры которого или известны, или оцениваются по статистическим данным исходной (проверяемой) выборки. В соответствии с сущностью нулевой гипотезы, разница между генеральными параметрами двух совокупностей будет равна нулю, а различия между их выборочными характеристикам носят случайный характер. Проверка нулевой гипотезы сводится к сравнению двух статистик  $S_1$  и  $S_2$ .  $S_1$  является мерой расхождения теоретического  $F^{\wedge}(x_1)$  и эмпирического  $F_1(x_1)$  распределений исходной выборки наблюдений  $X_1$ .  $S_2$  является мерой расхождения теоретического  $F^{\wedge}(x_2)$  и эмпирического  $F_2(x_2)$  распределений моделируемой выборки наблюдений  $X_2$ .

Статистика  $S$  в качестве меры расхождения  $U$  между теоретическими  $F^{\wedge}(x)$  и эмпирическими  $F_n(x)$  распределениями определяется, как оценка дисперсии вертикального расстояния между  $F^{\wedge}(x)$  и  $F_n(x)$  для всех значений  $x$ .

Основанием для выбора в качестве меры расхождения статистики  $S$  является простота ее вычисления.

Сначала для каждой из двух выборок вычисляются вертикальные расстояния  $D^+$  и  $D^-$  между  $F^{\wedge}(x)$  и  $F(x)$ :

$$D_{ji}^+ = \frac{i}{n} - F^{\wedge}(x_{ji}), \quad D_{ji}^- = F^{\wedge}(x_{ji}) - \frac{i-1}{n},$$

затем вычисляются оценки математических ожиданий этих расстояний:

$$\overline{D_{ji}^+} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n D_{ji}^+, \quad \overline{D_{ji}^-} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n D_{ji}^-,$$

и несмещенные оценки дисперсии:

$$S_j^+ = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (D_{ji}^+ - \overline{D_{ji}^+})^2, \quad S_j^- = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (D_{ji}^- - \overline{D_{ji}^-})^2,$$

из которых выбирается

$$S_j = \max\{S_j^+, S_j^-\},$$

где  $j=1$  – индекс для исходной выборки наблюдений;  $j=2$  – индекс для моделируемой выборки наблюдений;  $i = \overline{1, n}$  – индекс элемента выборки наблюдений  $X$ ;  $n$  – количество наблюдений.

Если предположить, что нулевая гипотеза верна, т.е. выборки наблюдений  $X_1$  и  $X_2$  принадлежат одной и той же генеральной совокупности, меры расхождения  $S_1$  и  $S_2$  будут одинаковым образом зависеть от функции предполагаемого теоретического распределения  $F^{\wedge}(x_1) = F^{\wedge}(x_2)$  при любом одинаковом количестве наблюдений  $n_1 = n_2$ .

Для сравнения двух статистик  $S_1$  и  $S_2$  можно использовать соотношение

$$L = \frac{S_2}{S_1}.$$

Если имитационная модель достаточно хорошо описывает эмпирическое распределение, значение этого соотношения будет находиться в пределах  $1 \pm \varepsilon$  (где  $\varepsilon$  – допустимая ошибка, связанная с уровнем доверия) и нулевую гипотезу можно принять, как не противоречащую опытным данным. Если значение  $L$  выходит за пределы доверительного интервала  $1 \pm \varepsilon$ , нулевую гипотезу следует отбросить как неправдоподобную и пытаться искать более подходящий для описания статистических данных закон распределения.

### Выводы

К достоинствам предлагаемого критерия согласия можно отнести то, что для его использования не требуются готовые критические значения и сложные формулы выверенных статистик, которые к тому же известны не для всех теоретических распределений. А поскольку любая модель предполагаемого теоретического распределения всегда является приближением к эмпирическому распределению, и следовательно нулевая гипотеза в действительности никогда не бывает полностью истинной, то в большинстве случаев для моделирования достаточно распределения, которое является «почти» правильным.

В любом случае, каждый из критериев согласия обладает достоинствами и недостатками, которые обязательно должны учитываться при их использовании.

### Литература

1. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. – М.: Наука, 1964. – 576 с.
2. Степанов М.Н. Статистические методы обработки результатов механических испытаний: Справочник. – М.: Машиностроение, 1985. – 232 с., ил.
3. Кельтон В., Лоу А. Имитационное моделирование. Классика CS. – 3-е изд. – СПб.: Питер, К.: Издательская группа BHV, 2004. – 847 с.: ил.
4. Вычислительная математика в химии и химической технологии / С.В. Брановицкая, Р.Б. Медведев, Ю.Я. Фиалков. – К.: Вища шк. Головное изд-во, 1986. – 216 с.

Надійшла 21.2.2007 р.

## СИНТЕЗ ИНФОРМАЦИОННОЙ СЕТИ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ ЗА СОСТОЯНИЕМ УПРАВЛЯЕМЫХ ОБЪЕКТОВ

*В работе разработана математическая модель и инженерный метод решения задачи нелинейного программирования с булевыми переменными синтеза многоуровневой сети передачи данных. Результаты работы могут быть использованы для построения информационных систем различного назначения с централизованным управлением, содержащих множество удаленных контролируемых объектов.*

### Введение

В странах западной Европы и США существуют различные автоматизированные системы контроля за состоянием объектов, подверженных чрезвычайным ситуациям. Сообщения с этих объектов принимаются и передаются в соответствии с типом возникшей ситуации в специализированные координационные центры, где принимается соответствующее решение по ее ликвидации. Основная цель подобных систем состоит в оперативном реагировании на различные ситуации и предотвращении их последствий- человеческих жертв и материальных убытков.

### Актуальность

В связи с предстоящим входом в ЕС, Украина также стоит перед необходимостью создания в рамках министерства по чрезвычайным ситуациям (МЧС) аналогичных систем, охватывающих различные уровни контроля. О важности таких систем говорит хотя бы тот известный факт, что авария в центральной котельной города Алчевск, могла бы не произойти, если бы своевременно было уменьшено давление пара в центральной тепломагистрале. Однако, обслуживающий персонал своевременно не обнаружил изменение параметров в системе управления и не принял необходимых мер. Подобных примеров можно привести множество. Поэтому построение систем контроля за состоянием небезопасных объектов и предупреждения возникновения на них чрезвычайных ситуаций является актуальной задачей. Основой построения подобных информационных систем является гарантированная и оперативная связь координационных пунктов (КП) с контролируемыми объектами. Данная задача решается построением эффективных сетей передачи данных (СПД).

### Общий принцип построения системы контроля и СПД.

Системы контроля за объектами МЧС могут иметь различную организационную структуру и охватывать различные регионы. Центр управления, где принимаются решения о ликвидации последствий, должен иметь полную и оперативную информацию об объектах контролируемого региона., что достигается установкой соответствующих датчиков, на контролируемых объектах и получением информации о их состоянии. Информация с датчиков регулярно или по требованию передается в координационный центр системы. При превышении граничных значений контролируемых параметров, происходит оповещение соответствующих служб для принятия экстренных мер. На рис. 1 показана обобщенная структурная схема многоуровневой централизованной системы контроля за состоянием объектов.

Как видно, нижний уровень – это различные датчики (Д), которые размещаются на контролируемых объектах., УСИ – устройство связи с датчиками, КП региональные координационные пункты, ЦКП- центральный координационный центр, в котором окончательно принимаются решения. Указанные компоненты содержат компьютеры, различные контроллеры, и другие микропроцессорные средства, подходящие по своим функциональным возможностям для решения поставленной задачи своего уровня.

Объекты контроля довольно разнородны. Это железнодорожные, автомобильные, морские, речные вокзалы, спортивные сооружения, учебные заведения, театры, торговые заведения, промышленные предприятия. Мосты, дамбы, предприятия жизнеобеспечения городов (электростанции и предприятия горводоканала, газэнерго, теплоэнерго и т.д.) и т.п.представляют особую группу объектов контроля. Укажем некоторые основные типы датчиков, используемых для контроля за данными объектами:

- датчики климатических параметров (температуры, влажности, давления, силы и направления ветра, состава атмосферы), сейсмических параметров и др.;
- датчики параметров строительных конструкций (напряжение конструкций, колебания, растяжение, сигналы акустической эмиссии и т.д.);
- датчики состояния различного оборудования на объектах;
- датчики параметров энергоресурсов (электросетей, газо и нефтепроводов, теплопроводов и т.д);
- датчики контроля параметров коммуникаций связи.

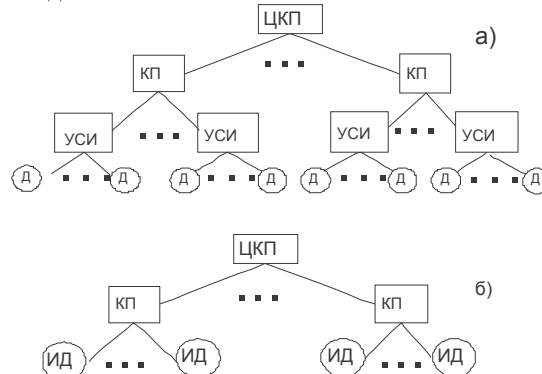


Рис. 1. Централизованная система контроля

Конкретные датчики устанавливаются с учетом особенностей контролируемых объектов. Большое разнообразие объектов контроля и соответствующих датчиков, а также важность поставленной задачи предъявляют высокие требования к организации оперативной и достоверной информации об объектах и системе контроля в целом.

Укажем некоторые функции основных компонент, см. рис. 1.

Основное назначение УСИ:

- принимать, хранить, отображать информацию с датчиков о состоянии объектов, а также передавать ее на пульт ручного управления по графику или по запросам оператора УСИ;
- обеспечивать передачу необходимой информации с УСИ в КП с использованием различных видов и средств связи.

Структурная схема УСИ приведена на рис. 2. УСИ содержит необходимые средства для сбора и передачи информации с аналоговых и цифровых датчиков с использованием различных технологий (1-WIRE, RS-232, RS-485, токовые петли), а также для связи с вышестоящими КП по телефонным линиям и радиоканалам с помощью трансиверов, модемов и других средств. В состав УСИ входят также стандартные средства: клавиатура, монитор, а также ряд дополнительных устройств отображения и оповещения для обеспечения ручного управления с помощью оператора (на рисунке не показаны).

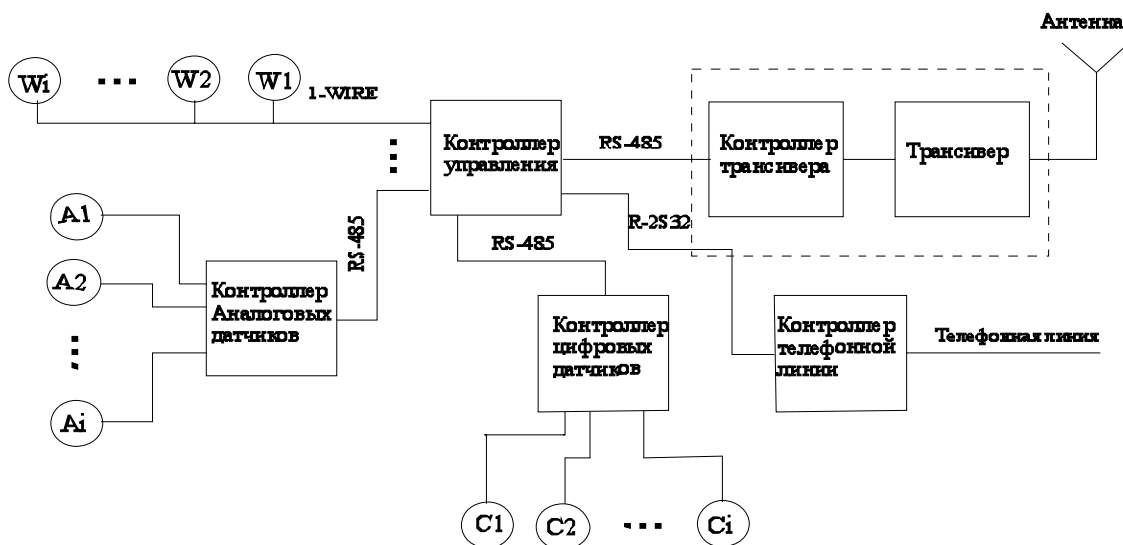


Рис. 2. Обобщенная структурная схема УСИ

В особых случаях связь датчиков с УСИ может быть организована также с применением трансиверов с малой мощностью (стандарт ZigBee). При этом могут быть использованы микросхемы приемопередатчиков фирмы Chipcon (трансивер CC1050 с рабочей частотой 300...1000 МГц и скоростью обмена до 76,8 Кбит/с и др.).

С целью уменьшения числа уровней подчинения, см. рис. 1, б), УСИ можно рассматривать как интегрированный интеллектуальный датчик (Ид), устанавливаемый на контролируемых объектах.

КП вышестоящего уровня предназначены для приема информации с УСИ, а также для информирования операторов УСИ о возможности возникновения чрезвычайной ситуации и необходимости устранения предпосылок их возникновения, а также оповещения населения для принятия определенных упреждающих действий. Структурная схема КП содержит сервер в стандартной конфигурации, а также тревожный и графический индикаторы (план или карту района) с отображаемой информацией о состоянии контролируемых объектов. КП содержит также различные средства связи с УСИ и ЦКП (проводные, радио с помощью соответствующих трансиверов). В настоящее время разработан ряд цифровых стандартов радиосвязи. Наиболее известны стандарты: TETRA, а также близкие к нему APCO 25, Tetrapol и другие. Каждый из перечисленных стандартов имеет свои достоинства и недостатки и используется исходя из конкретных условий.

Основой любой информационной системы с множеством удаленных объектов является сети передачи информации (СПД) [1, 2]. Структура СПД, как правило, не совпадает со структурной схемой проектируемой системы. Ее структура определяется задачей и предъявляемыми требованиями к основным параметрам эффективности при ограничениях на требуемые затраты. Используются в основном следующие структурные схемы СПД: радиальные, древовидные с использованием многопунктовых каналов связи, радиально-узловые с использованием концентраторов данных (Кд) и другие с использованием радиально-узловых и древовидных фрагментов, рис. 3. Распределенные сети здесь не рассматриваются.



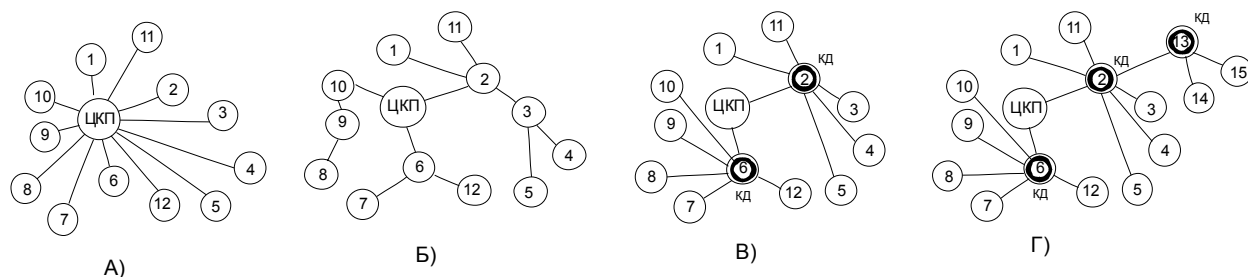


Рис. 3. Структурные схемы СПД: а)- радиальная; б)- древовидная; в)-радиально-узловая, г)-многоуровневая с радиальными и древовидными фрагментами

Построение оптимальной СПД с большим числом контролируемых объектов является довольно трудной задачей и относится к классу задач нелинейного программирования с булевыми переменными. Точное ее решение может быть получено с использованием точных методов оптимизации, в частности, метода ветвей и границ. Точные методы эффективны в основном для задач незначительной размерности (меньше полусотни объектов) и в основном используются для проверки степени близости решений к оптимальному, полученных с помощью других методов оптимизации. Ряд методов построения СПД, см. рис. 3. рассмотрены в работах [2,4].

В данной работе предложен инженерный метод, дающий близкий результат к оптимальному. Для упрощения рассматривается СПД для трехуровневой системы управления, см.рис. 1,в. В этом случае УСИ рассматривается как интегрированный интеллектуальный датчик (Ид), а КП, как интегрированный интеллектуальный концентратор (Кд). При построении СПД любого класса учитываются ограничения на тип используемых каналов и концентраторов, их пропускные способности и другие параметры.

#### Математическая модель синтеза СПД

Пусть задано множество источников информации  $X = \{x_i\}; i = 1, \dots, n$ , каждый из которых создает поток информации, равный  $h_i$ . Кроме того, известны географические координаты каждого из источников, которые должны использоваться для расчета длины каналов связи. Множество концентраторов  $\{K\}$  размещается в регионах компактного расположения источников  $x_i \in X$ . Как правило, расположение  $k_i \in K$  совпадает с  $x_i \in X$ . Известны также типы концентраторов  $k_i \in K, i = 1, \dots, s$  и их параметры: стоимость, пропускная способность, максимальное число подключаемых к ним источников информации  $C_k^s, d_k^s, n_k^s$ . Выбор типов каналов связи (телефонные линии, оптические, радиоканалы и др.) и технологии их использования определяются затратами на их организацию. Управление системой контроля централизованное, осуществляемое ЦКП.

Синтез СПД включает определение топологической структуры, требуемого числа и размещение концентраторов в контролируемом регионе, множества подключенных к ним датчиков при ограничениях, определяемых типом и пропускной способностью концентраторов и каналов связи. В качестве критерия оптимизации принимаются минимальные затраты на СПД при ограничениях на параметры устройств и каналов при гарантированной доставке информации по назначению.

Введем следующие обозначения:

$C_{i1}$  - затраты на подключение  $i$ -го Ид непосредственно к ЦКП;

$C_{ik}$  - затраты на подключение  $i$ -го Ид к Кд типа  $s$  в пункте  $k$ ;

$C_k^s$  - стоимость организации Кд типа  $s$  в пункте  $k$ ;

$C_{k1}$  - затраты на подключение Кд в пункте  $k$  к ЦКП;

$C_{kk'}$  - затраты на соединение  $k$ -го Кд с Кд в пункте  $k'$ .

Затраты на передачу информации между отдельными компонентами могут учитывать дополнительные затраты на повышение надежности.

Введем следующие булевы переменные:

$\varepsilon_{i1} = 1$ , если  $i$ -й Ид соединен с ЦКП непосредственно и  $\varepsilon_{i1} = 0$ , в противном случае;

$\varepsilon_{ik} = 1$ , если  $i$  - й Ид подключен к Кд в пункте  $k$  и  $\varepsilon_{ik} = 0$ , в противном случае;

$\varepsilon_{k1} = 1$ , если  $i$  - й Кд подключен к ЦКП и  $\varepsilon_{k1} = 0$ , в противном случае;

$\varepsilon_k = 1$ , если в пункте  $k$  установлен Кд и  $\varepsilon_k = 0$ , в противном случае;

$\varepsilon_{kk'} = 1$ , если Кд в пункте  $k$  соединен с Кд в пункте  $k'$  и  $\varepsilon_{kk'} = 0$ , в противном случае.

Математическая модель задачи и система ограничений записываются следующим образом:

$$F = \sum_{i=1}^n C_{i1} \varepsilon_{i1} + \sum_{i=1}^n \sum_{k \in K} C_{ik} \varepsilon_{ik} + \sum_{k \in K} C_{k1} \varepsilon_{k1} + \sum_k C_k^s \varepsilon_k + \sum_{k \in K} \sum_{k' \in K} C_{kk'} \varepsilon_{kk'} \rightarrow \min \quad (1)$$

$$H_k \leq d_k^s \quad (2)$$

$$\sum_{i=1}^n \varepsilon_{ik} + \sum_{k' \in K} \varepsilon_{k'k} \leq n_k^s \quad (3)$$

$$\sum_k \varepsilon_{ik} + \varepsilon_{i1} = 1 \quad (4)$$

$$\varepsilon_{k1} + \sum_{k'} \varepsilon_{kk'} = 1, \text{ если } \varepsilon_k = 1 \quad (5)$$

Выражение (1) – целевая функция, минимизирующая суммарные затраты на СПД. Ограничения (2-3) учитывают особенности параметров КД типа s. Ограничение (4) означает, что источник информации должен быть подключен к КД или ЦКП. В соответствие с условием (5) любой Кд в пункте  $k$  подключается непосредственно к ЦКП или к другому Кд в некотором пункте  $k'$ .

В соответствии с (1), Ид могут подключаться непосредственно к ЦКП или к своему или соседнему концентраторам при использовании древовидных фрагментов. Суммарный поток данных, обрабатываемый Кд в пункте  $k$  составляет:

$$H_k = \sum_{i=1}^n h_i \varepsilon_{ik} + \sum_{k'} H_{k'} \varepsilon_{k'k}$$

При значительном числе Ид использование Кд для преобразования входного трафика является одним из эффективных подходов проектирования СПД. Под концентратором в дальнейшем будем понимать устройство (контроллер) с соответствующими параметрами, к которому подключается определенное число низкоскоростных датчиков информации  $n_k^s$ , а суммарный выходной трафик обрабатывается с большей производительностью  $d_k^s$ .

#### Описание алгоритм синтеза СПД

1. Используя алгоритм [4] исходное множество  $X = \{x_i\}; i = 1, \dots, n$  разбивается на подмножества  $X_k \subseteq X, k = 1, \dots, m$ , в каждом из которых возможно установление Кд. Условием разбиения на подмножества является:

$$|X_k| \leq n_k^s, s = 1; l_{cp}(X_k) \leq l_{oon} \text{ для всех } k = 1, \dots, m,$$

где  $|X_k|; l_{cp}(X_k)$  – число Ид в множестве  $X_k$  и среднеквадратичное расстояние между ними соответственно,  $s_1$  – контроллер с наименьшей производительностью.

2. В каждом из подмножеств  $X_k$  определяется наиболее подходящее место  $k_j \in X_k$  для установки Кд и перечень  $x_i \in X_k$  подключаемых к нему Ид. Для этого определяем и сравниваем соответствующие затраты.

Определим сначала затраты на подключение Ид к ЦКП через Кд:

$$C_{ik1} = C_{ik} + (C_k^s + C_{k1}) h_i / H_k,$$

где  $(C_k^s + C_{k1}) h_i / H_k$  – часть стоимости концентратора и выходного канала, пересчитанные на один источник. Целесообразность подключения Ид к Кд определяется условием:

$$\Delta F_{ik1} = (C_{i1} - C_{ik1}) > 0.$$

Источники  $x_i$ , для которых данное условие не выполняется к Кд не подключаются. Для каждого  $k_j \in X_k$  определяются суммарные затраты на подключение к нему всех  $x_i \in X_k$ , для которых выполняется условие  $\Delta F_{ik1} > 0$ :

$$C(k_j) = \sum_{x_i \in X_k} C_{ik1}$$

Условием размещения Кд на  $x_i \in X_k$  является:

$$\min_{x_j} \sum_{x_i \in X_k} C_{ik1}$$

В результате реализации пункта 2 в каждом из подмножеств  $X_k \subseteq X$  определяются место расположения концентратора  $k_j \in X_k$  и перечень, подключаемых к нему Ид, обеспечивающих минимальные затраты по сравнению с подключением Ид непосредственно к ЦКП или через концентратор, установленный произвольным образом.

3. Во всех подмножествах  $X_k \subseteq X, k = 1, \dots, m$  выделяем подмножества  $X_k' \subseteq X_k$ , в которых для всех  $x_i \in X_k'$  выполняется условие  $\Delta F_{ik1} > 0$ , а также подмножества  $X_k'' = X_k \setminus X_k'$ , в которых Ид оказались не подключенными к Кд. При этом  $X_k' \cap X_k'' = \emptyset$ ;  $X_k' \cup X_k'' = X_k$ . Таким образом получаем подмножества  $X_k'$ , с размещенным Кд и подмножество Ид ( $X_k''$ ), которые не оказались подключенными никуда. При этом установленные Кд должны иметь производительность.

$$H_j = \sum_{x_i \in X_k'} h_i$$

4. Для каждого подмножества  $X_k''$  производится процедура перераспределения  $x_i \in X_k''$  к ближайшим Кд по принципу минимальных затрат на подключение с учетом наличия достаточной производительности используемого концентратора. Выбирается некоторый  $x_i \in X_k''$  и находится ближайший к нему Кд, т.е.  $k_i \in X_k'$ . Далее определяется экономическая целесообразность подключения к нему выбранного Ид:

$$\Delta F_{ik} = C_{i1} - C_{ik}$$

Условием целесообразности подключения Ид к выбранному Кд является:

$$\Delta F_{ik} > 0 \text{ при } (H_j + h_i) \leq d_k^s$$

Если условие  $(H_j + h_i) \leq d_k^s$  не выполняется, то необходимо использовать Кд с более высокой производительностью  $d_k^{s+1}$ . Если  $\Delta F_{ik} < 0$ , тогда аналогичная процедура производится для другого ближайшего Кд. В результате выполнения пункта 4 корректируются подмножества  $X_k'$  и  $X_k''$ , т.е. уточняются привязки Ид к Кд (множества  $X_k'$ ) и множества  $X^*$  не подключенных Ид. Производительность Кд с новыми привязками Ид определяется выражением:

$$H_i = \sum_{x_i \in X_{ik}'} h_i$$

На этом этап построения радиально-узловой сети заканчивается. Все Кд с подключенными к ним Ид подключаются к ЦКП, а множество  $X^*$  подключается к ЦКП непосредственно без Кд, см. рис. 3, в. Дополнительное снижение затрат на СПД может быть достигнуто введением дополнительных уровней подчинения с использованием транзитных соединений Кд и их объединения, см. рис. 3, г, используя алгоритмы [2,4]. Аналогичный подход к построению СПД может быть распространен также и на четвертый уровень системы, см. рис. 1, а.

### Выводы

Сети связи являются основой информационных систем различного назначения, определяющей различные требования, предъявляемые к параметрам информационных систем: стоимости, надежности, быстродействию и другим. Выбор критерия оптимизации определяется прежде всего назначением СПД и информационной системы в целом. В работе показан один из подходов к решению задачи построения СПД многоуровневой информационной системы контроля с централизованным управлением с использованием критерия минимума затрат на СПД, как основного обобщенного показателя эффективности, определяющего все другие показатели.

### Литература

1. Сети ЭВМ / Глушков В.М, Калинин Л.А., Лазарев В.Г., Сифоров В.И. – М.: Связь, 1977. – С. 280.
2. Зайченко Ю.П., Гонга Ю.В. Структурная оптимизация сетей ЭВМ/ – К.: ФТехніка, 1986. – С.170.
3. Алгоритм решения задачи о размещении концентраторов. (Экспресс-информация ГосИНТИ. Передача информации; № 46). – М., 1977. – с. 40-48.
4. Янбух Г.Ф., Эттингер Б.Я. Проектирование структуры отраслевой сети вычислительных центров. – ЛО.: Энергия, 1974. – С.104.

Надійшла 20.2.2007 р.

## ІНФОРМАТИКА СИСТЕМНОГО ПРОЕКТУВАННЯ ПАКУВАЛЬНИХ АВТОМАТІВ

В статті розглянуто проблему створення комп'ютерних систем підтримки проектування пакувальних автоматів. На основі результатів системного аналізу процесів проектування пакувальних автоматів розроблено вимоги до інформаційних структур проектних процедур та комп'ютерних систем, що їх реалізують. Поставлено вимоги до пакетів прикладних програм, що відтворюють інформаційну технологію проектних процедур. Наведені шляхи розвитку автоматизації інформаційних процесів проектування пакувальних автоматів.

**Вступ.** Проблемами розробки наукових основ системного проектування займалися в радянський час такі видатні вчені як Глушков В. М., Жук К. Д., Тимченко А. А., Родионов А. А [1-4]. Було розроблено аксіоматику, постановку задач, розроблені логічні схеми проектування. На основі формалізації даної предметної області визначені процедури оптимізації процесів проектування. На той період, коли були закладені наукові основи системного проектування, технічна база для її комплексного впровадження на рівнях галузевої промисловості не була достатньо розвинена для ефективного впровадження даної інформаційної технології.

Завдяки стрімкому розвитку комп'ютерної техніки стала технічно можливою організація потужних інформаційних потоків на основі складних інформаційних структур, якими являються процеси системного проектування. Очевидною є проблема розробки наукових основ організації сучасних комп'ютерних систем інформаційної підтримки проектування.

Постановка задач. Інформатизація процесів проектування пакувальних автоматів (ПА) вимагає вирішення наступних задач:

- Структуризація інформаційних потоків.
- Розробка вимог до організації інформаційних структур (ІС). В дану задачу входять вирішення питань про властивості, якими повинні володіти відповідні ІС.
- Вибір технологічних програмних платформ відтворення ІС.
- Визначення критеріїв ефективності та якості процесів проектування.

Результати розв'язку поставлених задач можуть бути використані як методологія створення комп'ютерних систем підтримки проектування технологічного обладнання.

**Інформаційні структури системного проектування пакувальних автоматів** є формалізованими структурами побудови проектів ПА в базисах системних ресурсів, системних властивостей та в структурах життєвих циклів (ЖЦ) ПА.

**ІС системних властивостей** ПА. Даний клас інформаційних структур при побудові проектів ПА може бути представлений деревовидними ієрархічними структурами, що є відображенням системних властивостей ПА та зв'язків між ними.

До системних властивостей ПА можуть бути віднесені наступні:

- точність;
- досяжність;
- керованість;
- координованість;
- інваріантність та ін.

**ІС системних ресурсів** при побудові проектів ПА мають аналогічне деревовидне ієрархічне відображення в графо-аналітичному плані, як і структури системних властивостей.

**ІС ЖЦ** ПА є структурами більш широкого класу та вимірів представлення, ніж попередні.

Розробка даних ІС та їх матеріальне відтворення є необхідним етапом створення комп'ютерних систем автоматизації процесу проектування ПА. Головні етапи ЖЦ ПА показані на рис. 1,2.

З точки зору проектування ІС етап ЖЦ ПА «Соціальний запит» може бути описаний ІС, що є відображенням системи типу «чорний ящик». Структурно – це граф входів, граф виходів та граф обмежень.

Етапи ЖЦ ПА «Дослідження системи», «Створення системи». Інформаційна модель даного етапу може бути представлена наступними ІС:

- «Паперова» ІС – по стадіям проекту це множина конструкторських документів. Може бути відображена ієрархічною деревовидною структурою;

- **Організаційна** ІС включає в себе множину учасників проекту (замовник, проектант, споживачі) і може бути представлена ієрархічними деревовидними структурами по групам учасників. ІС користувачів формуються на основі ролей, що рекомендовані посадовими інструкціями інженерного складу. Зміст даних ІС полягає в регулюванні доступу до інформаційних ресурсів проекту.

- **Еволюційна** ІС – відображає розвиток проекту. Представляє собою деревовидну структуру прийняття проектних рішень.



Рис. 1. Етапи життєвого циклу пакувального автомату

Етапи ЖЦ ПА «Експлуатація ПА», «Зняття з експлуатації» можуть бути описані ІС, що формується на основі множин параметрів, які є цільовими на даних етапах. Приведені ІС доцільно організувати на основі СУБД.

*Інформаційні структури банків алгоритмів проектування.* На основі типових логічних схем проектування [2] можна розробити відповідні дерева рішень, які в інтерактивному режимі доступні проєктанту.

*Інформаційні структури банків оптимізаційних процедур.* Вимоги до даного виду забезпечення:

- міжплатформеність;
- масштабованість;
- висока інтегративна здатність автоматичного зворотного обміну даними із СУБД.

Для вирішення задачі створення банків оптимізаційних процедур використання попередньої інформаційної технології (СУБД) недостатньо, адже кожна із процедур банку є окремою підпрограмою.

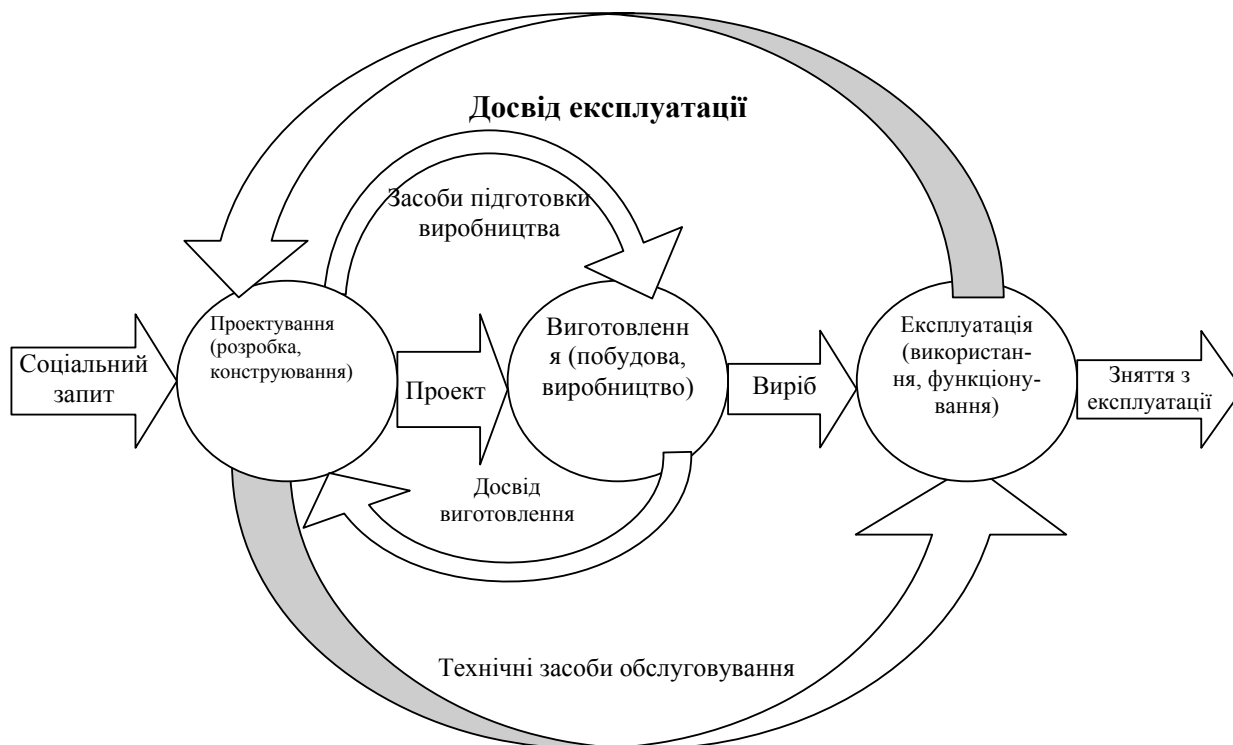


Рис. 2. Схема ЖЦ пакувального автомату

Важливим є вибір інформаційної технології, що забезпечує сумісне використання СУБД та бібліотек процедур з висунутими вимогами міжплатформеності та масштабованості. Очевидним для матеріального відтворення заданих інформаційних процесів є вибір.NET технології, так як вона відповідає всім висунутим вимогам та орієнтована на поставлений клас інформаційних задач.

ІС банків евристичних процедур можуть бути організовані на основі адаптованої продукційної моделі представлення знань, що орієнтована на пошукові процедури та дерева рішень. Можуть бути відтворені на основі СУБД.

Інформаційні структури системних моделей ПА є відображенням основних аспектів архітектури, функціонування, розрахунку основних системних показників на всіх етапах ЖЦ ПА. Деревовидні, графові, сітьові та логіко-динамічні структури в комплексі утворюють єдину системну модель проекту. Дані структури можна відтворити сумісним використанням СУБД та .NET додатків.

Вимоги до всіх класів ІС повинні забезпечувати наступні властивості:

- масштабованість;
- можливість організації даних структур в кластерні блоки;
- спостережність;
- організація прав доступу.

Відповідно до поставлених вимог до даного класу інформаційних комп'ютерних систем очевидним є вибір технології реляційних баз даних.

**Комп'ютерні системи автоматизації проектування пакувальних автоматів.** Ефективним рішенням підвищення ефективності проектування ПА є створення прогресивних комп'ютерних систем (КС), які організовані з метою відтворення ІС системного проектування ПА.

Інформатика проектування ПА означає розробку інформаційних структур розроблених на основі системного аналізу процесів проектування. Дані ІС можна розділити на *банки даних* та *банки динамічних операцій* [1]. Отже вибір пакетів прикладних програм, що відтворюють інформаційну технологію (ІТ) підтримки проектування, повинен орієнтуватись на поєднання ІТ поєднання СУБД та банків процедур.

Наступним етапом вибору платформи для реалізації ІТ є формулювання вимог до властивостей ІС:

- ІС повинні володіти властивістю масштабованості.
- Необхідною є розробка політик регулювання доступу користувачів.
- Необхідною властивістю ІС є можливість розподіленої роботи з даними.
- Важливою властивістю є можливість одночасного (групового) використання ресурсів ІС.

Проведений аналіз платформ операційних систем (Windows, Unix), СУБД (MS SQL, MySQL, Oracle, FireBird), платформ розробки бібліотек процедур (Microsoft Visual Studio, Delphi, VB) та платформ їх поєднання для сумісного використання (ASP.NET, PHP, Perl) показав, що найбільш дешевим варіантом є технологія <Unix-MySQL-PHP>, де кожна із систем є відкритою та безкоштовною.

В свою чергу, варіант реалізації технології на основі інструментарію <Windows-MS SQL-Frameworks-ASP.NET> відповідає всім поставленим вимогам та є більш потужним інструментом з великим потенціалом в плані еволюції даної ІТ. Ще одним аргументом на користь приведеної реалізації ІТ є більша стабільність ніж у попереднього варіанту за рахунок того, що всі її компоненти вироблені одним розробником (Microsoft) та спроектовані на одних концепціях. В силу наведених переваг для реалізації прототипу системи підтримки прийняття проектних рішень був обраний даний варіант реалізації ІТ.

Імплементация ІТ може бути проведена як в локальну мережу так і може бути розподілена в мережі Internet.

Висновки. На базі розроблених ІС стало можливим підвищити ефективність створення систем автоматизації проектування ПА. В свою чергу, впровадження систем автоматизації проектування в машинобудівну галузь промисловості підвищить ефективність та якість об'єктів проектування.

## Література

1. Жук К. Д., Тимченко А. А., Родионов А. А. и др. Построение современных САПР. – К.: Наук, думка, 1983. – 247 с.
2. Тимченко А. А. Основи системного проектування та системного аналізу складних об'єктів: Підручник: У 2 кн. Кн. 1. Основи САПР та системного проектування складних об'єктів / За ред. В. І. Викова. – К.: Либідь, 2000. – 272 с.
3. Тимченко А. А., Родионов А. А. Основи інформатики системного проектування об'єктів нової техніки. – К.: Наук, думка, 1991. – 152 с.
4. Глушков В. М. Основи безбумажної інформатики. – М.: Наука, 1982– 552 с.

Надійшла 15.2.2007 р.

## КОМП'ЮТЕРНИЙ КОНТРОЛЬ КОЛИВАННЯ ОКИСНЕННЯ ЕЛЕМЕНТІВ ЧАВУНУ НА ФУРМАХ ДОМЕННОЇ ПЕЧІ

Обґрунтовано метод та алгоритм функціонування комп'ютерної системи контролю коливання процесу окиснення елементів чавуну на фурмах доменної печі та їх повторного прямого відновлення. Для їх реалізації необхідна інформація про теоретичну температуру горіння, температуру фурмених вогнищ та склад горнового чи колошникового газу.

### Вступ

Аналіз ефективності використання комп'ютерних систем керування процесами доменної плавки показує, що отримати бажані результати по стабілізації хімічного складу чавуну та його температури на заданому рівні ще не вдалося. Наші останні дослідження показують, що це було і неможливо, оскільки не враховувалися коливання процесу окиснення елементів чавуну на фурмах та їх повторного прямого відновлення нижче фурм. Розроблено метод та алгоритм функціонування системи контролю коливання процесу окиснення елементів чавуну на фурмах доменної печі.

### Основний розділ

Дослідження залежності між температурою в шахті доменної печі і тепловим станом плавки показали, що графіки взаємно-кореляційних функцій залежності складу чавуну від температури мають два екстремуми: перший в області прогнозу складу чавуну за 40 – 120 хвилин до випуску чавуну із зворотною залежністю теплового стану плавки від температури в шахті; другий екстремум в області прогнозу складу чавуну за 400 – 560 хвилин із прямою залежністю теплового стану горна печі від температури [1].

Така залежність пояснюється тим, що через окиснювальну зону фурмених вогнищ опускається основна маса рідких продуктів плавки. При цьому значна частина елементів чавуну (в основному залізо) окиснюється, а потім відновлюється твердим вуглецем нижче фурм. Якщо горн поділити на дві зони – верхню та нижню по відношенню до горизонту повітряних фурм, то отримаємо наступне пояснення. Окиснення елементів чавуну на фурмах супроводжується виділенням значно більшої кількості тепла ніж при окисненні вуглецю коксу. Це тепло в основному виноситься газами у верхню частину печі, підвищуючи температуру в шахті. Тільки частина цього тепла засвоюється створеними оксидами елементів чавуну та рідкими продуктами плавки, які стікають у нижню частину горну. Тому вторинне пряме відновлення цих оксидів нижче фурм супроводжується похолоданням нижньої частини горну через 40 – 120 хвилин. Підвищення температури в шахті дозволяє ретельніше підготувати шихтові матеріали до плавки в міру їх опускання в горн (прискорюється нагрівання, непряме відновлення), що в підсумку підвищує прихід тепла в нижню частину печі через 400 – 560 хвилин.

Очевидно, що збільшення окиснення елементів чавуну на фурмах спочатку повинно супроводжуватися зменшенням CO в горновому газі або суми (CO + CO<sub>2</sub>) в колошниковому газі, оскільки частка кисню дуття витрачається на утворення FeO. А потім, коли почнеться пряме відновлення FeO, CO в горновому газі або сума (CO + CO<sub>2</sub>) в колошниковому газі збільшиться на таку ж величину.

Отже, контролювати коливання процесу окиснення заліза на фурмах можна за інформацією про вміст CO в горновому газі або суми (CO + CO<sub>2</sub>) в колошниковому газі, теоретичну температуру горіння і температуру фурмених вогнищ, яку необхідно контролювати спеціальними датчиками.

Теоретична температура горіння визначається за удосконаленою формулою автора [2]

$$t_m = \frac{5250CO_2 + W_{к\delta} + h'_c}{C_{CO} \cdot CO_2 + C_H \cdot H_2 + C_N \cdot N_2}, \text{ } ^\circ C, \quad (1)$$

де  $C_{CO}$ ,  $C_H$ ,  $C_N$  – теплоємність відповідних складових горнового газу, кДж/(м<sup>3</sup>·град.);  $CO_2$ ,  $H_2$ ,  $N_2$  – кількість CO, H<sub>2</sub> та N<sub>2</sub>, що утворюються в горновому газі, м<sup>3</sup>/м<sup>3</sup> кд;  $W_{к\delta}$  – тепломісткість комбінованого дуття (кд), кДж/м<sup>3</sup> кд;  $h'_c$  – тепломісткість вуглецю коксу, який горить на фурмах. Його значення визначається за формулою

$$h'_c = 0,536 (CO_T - \gamma \delta - 0,0018667 v_{nen} C^p) \times (1,482 t_T - 466,83), \text{ кДж/м}^3 \text{ кд}, \quad (2)$$

де  $\gamma$  – кількість вуглецю, що утворюється в горні печі від розкладання м<sup>3</sup> відновного (природного) газу, м<sup>3</sup>/м<sup>3</sup>;  $\delta$  – вміст у комбінованому дутті відновного газу, частка одиниці об'єму;  $v_{nen}$  – витрата пиловугільного палива в дутті, г/м<sup>3</sup> дуття;  $C^p$  – вміст у пиловугільному паливі вуглецю, частка одиниці маси;

При окисненні заліза на фурмах температуру горіння можна визначати як

$$t_{FeO} = \frac{5250CO_2(1-z) + 12047,83zCO_2 + W_{к\delta} + h''_c}{C_{CO} \cdot CO_2(1-z) + C_H \cdot H_2 + zCO_2 \cdot C_{FeO} + C_N \cdot N_2}, \text{ } ^\circ C, \quad (3)$$

де  $z$  – частка CO горнового газу, яка витрачається на окиснення заліза за реакцією  $CO + Fe = FeO + C$ ; Тепломісткість вуглецю коксу, який горить на фурмах ( $h''_c$ ), тут визначається за формулою

$$h_c'' = 0,536 [CO_2(1-z) - \gamma\delta - 0,0018667v_{non} C^p] (1,482t_m - 466,83), \text{ кДж/м}^3 \text{ кд.} \quad (4)$$

Теплота утворення  $FeO$  складає 4836 кДж/кг  $Fe$ . З 1 кг  $Fe$  утворюється  $22.4/55.8 = 0,4014 \text{ м}^3 FeO$ , тоді теплота утворення  $FeO$  буде  $4836/0,4014 = 12047,83 \text{ кДж/м}^3 FeO$ .

Розрахунки показують, що в умовах роботи доменних печей ДМК витрата 0,05 частки кисню, що поступає в горн печі, на окиснення заліза, супроводжується підвищенням температури горіння на  $74^\circ\text{C}$  та зменшенням  $CO$  в горновому газі або суми ( $CO + CO_2$ ) в колошниковому газі на 1,2 % (таблиця 1).

Таблиця 1

Залежність  $t_{FeO}$  та  $CO$  від міри окиснення заліза на фурмах  $z$ 

$z$	$t_{FeO}, ^\circ\text{C}$	$\Delta t = t_{FeO} - t_m, ^\circ\text{C}$	$CO, \%$	$\Delta CO, \%$
0,0	1965	0,00	37,968	-0,00
0,05	2039	74	36,767	-1,201
0,10	2111	146	35,519	-2,449
0,15	2180	215	34,221	-3,747
0,20	2248	283	32,87	-5,098
0,25	2314	349	31,462	-6,506
0,30	2379	414	29,994	-7,974
0,35	2441	476	28,461	-9,507
0,40	2503	538	26,86	-11,108
0,45	2562	597	25,185	-12,783
0,50	2621	656	23,432	-14,536

Характер зміни розрахованої температури горіння, що наведено в таблиці, подібний тому, що спостерігався під час довгострокового її вимірюванні спеціальним датчиком [3, 4]. Але тепер після виявлення механізму зміни процесу окиснення елементів чавуну на фурмах [1] дозволяє по іншому пояснити коливання температури фурмених вогнищ. Аперіодичні коливання з різко вираженим падінням та плавним зростанням температури з амплітудою від 100 до  $300^\circ\text{C}$  якраз і визначаються зміною процесу окиснення елементів чавуну на фурмах, а не характером надходження коксу в зону горіння, як стверджувалося раніше [3]. Невисокі значення коефіцієнта парної кореляції між температурою фурмених вогнищ і вмістом кремнію в чавуні [3-5] теж можна пояснити коливанням процесу окиснення елементів чавуну на фурмах.

Стає очевидним, чому дослідники та розробники алгоритмів прогнозування та стабілізації параметрів якості чавуну не могли знайти методу визначення та прогнозування якості чавуну у наступних випусках з необхідною точністю. Виявляється, що це зробити було і неможливо, оскільки найдосконаліші комплексні показники теплового стану не могли враховувати коливання процесів окиснення елементів чавуну на фурмах та їх повторного прямого відновлення нижче фурм.

Як видно із таблиці, зміну процесу окиснення елементів чавуну на фурмах можна контролювати за інформацією про склад колошникового газу. Контроль температури фурмених вогнищ не завжди забезпечено. В таких випадках необхідно контролювати температуру в шахті печі за допомогою спеціальних зондів [1], а коливання процесу вторинного окиснення елементів чавуну на фурмах визначати за природом температури в шахті та порівнянням його з природом теоретичної температури і зміною суми ( $CO + CO_2$ ) в колошниковому газі. За допомогою таких зондів можна також відбирати на аналіз горновий газ.

Алгоритм функціонування системи контролю коливання процесу окиснення елементів чавуну на фурмах і їх повторного прямого відновлення полягає в наступному.

Контролюють інформацію про наступні технологічні параметри: витрата дуття, природного газу, пилувугільного палива, пари на зволоження дуття, технологічного кисню; температура фурмених вогнищ; температура в середині шахти; температура дуття, його вологість та вмісту ньому кисню; вміст  $CO$  в горновому газі або суми ( $CO + CO_2$ ) в колошниковому газі; вміст у чавуні кремнію, сірки. Датчики інформації опитують з частотою 1 раз за 30 с. Інформація усереднюється за кожні 5, 10, 20, 30, 40, 50, 60 хв. та за час між випусками чавуну.

З усередненої інформації про температуру кожної фурми за 5 хв. визначають середню температуру

$$\bar{t}_{\phi,5} = \sum_{i=1}^n t_{\phi,i} / n,$$

де  $n$  - кількість фурм, та відхилення температури кожної фурми від середньої  $\Delta t_{\phi,i,5} = t_{\phi,i,5} - \bar{t}_{\phi,5}$

Для стабілізації температури фурмених вогнищ визначають зміну вологості дуття, витрати кисню чи природного газу на кожну фурму ( $\Delta j_i$ )

$$\Delta j_i = k_j \Delta t_{\phi,i,5},$$

де  $j_i$  - витрата кисню, пари чи відновного газу на  $i$ -ту фурму ( $j_1$  - витрата кисню;  $j_2$  - витрата пари;  $j_3$  - витрата відновного газу);  $k_j$  - коефіцієнти пропорційності відповідно для кисню, пари чи відновного газу.

Визначають усереднені значення за 10 хв: температури фурмених вогнищ, теоретичної температури горіння  $t_m$  за формулою (1); вмісту  $CO$  в горновому або суми ( $CO+CO_2$ ) в колошниковому газі; температури в



шахті  $T_n$ .

Визначають за кожні 10 хв. приріст усереднених за 10 хв. температури фурмених вогнищ  $\Delta t_\phi$ , теоретичної температури горіння  $\Delta t_m$ , вмісту CO в горновому газі або суми (CO+CO<sub>2</sub>) в колошниковому газі  $\Delta \Sigma$ , температури в шахті  $\Delta T_n$ . Якщо  $\Delta t_\phi > 50$  °С,  $\Delta t_m < 50$  °С,  $\Delta T_n > 30$ °С, а  $\Delta \Sigma < -0,5$  %, то вважають, що збільшилось окиснення елементів чавуну на фурмах. Якщо ж  $\Delta t_\phi < -50$  °С,  $\Delta t_m > -50$  °С,  $\Delta T_n < -30$ °С,  $\Delta \Sigma > 0,5$  %, то то вважають, що зменшилось окиснення елементів чавуну на фурмах. При збільшенні інтенсивності окиснення елементів чавуну на фурмах очікується через 40 – 120 хвилин похолодання горну печі (зменшення температури чавуну і вмісту в ньому кремнію та збільшення вмісту сірки). При зменшенні інтенсивності окиснення елементів чавуну на фурмах очікується через 40 – 120 хвилин розігрівання горну печі (збільшення температури чавуну і вмісту в ньому кремнію та зменшення вмісту сірки)

Визначають міру зміни окиснення елементів чавуну на фурмах. Її можна визначити із різниці  $\Delta$  між усередненими значеннями за 10 хв. температури фурмених вогнищ і теоретичної температури горіння. З таблиці видно, збільшення міри окиснення на фурмах заліза на кожні 0,05 % викликає приріст температури (в середньому) на 70°С. Виходячи з цього, міру зміни окиснення заліза ( $\Delta z$ ) можна визначити як

$$\Delta z = 0,05 \Delta / 70, \%$$

Визначають зміну вмісту кремнію, сірки в чавуні та його температури від коливання процесу окиснення елементів чавуну на фурмах:

$$\Delta Si = -\Delta z, \%; \Delta S = 0,1 \Delta z, \%; \Delta t_u = -400 \Delta z, \text{°С}.$$

Визначені зміни складу та температури чавуну передаються в АСК тепловим режимом доменної плавки для уточнення їх прогнозування.

### Висновок

Обґрунтовано необхідність контролю коливання процесу окиснення елементів чавуну на фурмах доменної печі і їх повторного прямого відновлення. Доведено, що відсутність такого контролю не дозволяло вирішити проблему контролю, прогнозування та стабілізації якості чавуну з необхідною точністю. Розроблено метод та алгоритм комп'ютерного контролю коливання процесу окиснення елементів чавуну на фурмах доменної, що дозволяють визначати додаткову зміну вмісту в чавуні кремнію, сірки та його температури. На основі цих змін буде корегуватися остаточне прогнозне значення параметрів якості чавуну, що здійснюється АСК якістю чавуну. Для реалізації системи необхідна достовірна інформація про температуру фурмених вогнищ, температуру в шахті печі, склад горнового чи колошникового газу, кількість та склад комбінованого дуття та температуру дуття.

### Література

1. Исследование взаимосвязи между температурой в шахте доменной печи и параметрами процесса / Б.П. Довгалюк, А.И. Парфенов Н.М. Ярошенко и др // Сталь. 1975. – № 12. – с. 1073-1075
2. Довгалюк Б.П. АСУ ТП доменної печі. Дніпродзержинськ: ДДТУ, 1998. – 170с.
3. Пристрій для контролю температури фурменної зони / Б.П. Довгалюк, А.В. Клименко, Б.И. Марейчев и др // Автоматизация горнорудного и металлургического производства. К.: Техніка, 1968. – с.30-34.
4. Клименко А.В., Довгалюк Б.П., Илюнин С.Т. Контроль нагрева нижней части доменной печи по температуре фурменной зоны // Контроль и регулирование параметров доменного процесса. К.: Наукова думка, 1972. – с.234-242.
5. Капельный А.И., Шумилов К.А., Микрюков Б.Г. Статистические исследования зависимости между средней температурой фурменных зон доменной печи и содержанием кремния в чугуна // Контроль и регулирование параметров доменного процесса. К.: Наукова думка, 1972. – с.228-234.

Надійшла 24.2.2007 р.

УДК 004.3

А.О. МЕЛЬНИК, О.В. КУЗЬОВИЧ  
Національний університет «Львівська політехніка»**ПРОЦЕСОР ШВИДКИХ ОРТОГОНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ  
З ПАРАМЕТРИЧНО ЗАЛЕЖНИМ ЕНЕРГОСПОЖИВАННЯМ**

*Наведено концепції, які застосовуються для розробки енергетично ефективного процесора швидких ортогональних перетворень. Процесор виконує набір ортогональних перетворень, які мають спільну базу. Наведені архітектура і можливі шляхи зменшення споживання потужності процесором.*

**1. Вступ**

При розробці систем обробки даних, дуже часто використовуються методи на основі ортогональних тригонометричних перетворень (ОТП). ОТП широко використовуються для розв'язання задач обробки сигналів. Наприклад, в задачах перетворення сигналу з часового в частотне представлення, спектрального аналізу, кореляційного аналізу, згортки, фільтрування та ін [1, 2], використовують ОТП.

Для виконання вище перерахованих задач було розроблено процесор швидких ортогональних перетворень [3, 4, 5] (ПШОП). ПШОП виконує такі ортогональні перетворення: швидке косинусне перетворення (ШКП), швидке перетворення Хартлі (ШПХ), швидке перетворення Фур'є дійсних даних (ШПФд), ШПФ ермітових даних, ШПФ комплексних даних, обернене ШКП, обернене ШПФ комплексних даних, 2-вимірне ШКП, 2-вимірне обернене ШКП, 2-вимірне ШПХ. Один апаратно реалізований пристрій здатний виконувати одне, кілька або всі типи перетворень.

До теперішнього часу було відомо два підходи до синтезу процесорів ОТП, які існували в рамках проекту FORT [3]. Перший підхід означав синтез всієї архітектури на одному кристалі. Тоді, для виконання перетворення конкретного типу та розміру, мікросхему потрібно було налаштувати за допомогою відповідних зовнішніх сигналів, як це показано в [6]. Але через велику складність архітектури процесор вимагав більшої кількості транзисторів при реалізації та споживав більшу потужність. Другий підхід передбачав синтез IP ядер (моделей комп'ютерного пристрою на мові VHDL) [7, 8]. Це означало налаштування VHDL-моделі на певний вид задач із подальшим апаратним синтезом. Наслідком цього підходу було зниження універсальності синтезованих мікросхем.

В цій роботі представлено інший підхід до реалізації ПШОП, який передбачає генерування енергетично ефективних процесорів. Згідно з цим підход, непотрібні для певного перетворення елементи відключаються і таким чином споживають менше потужності. В цій роботі представлені зміни архітектури ПШОП, розробленої в рамках проекту FORT, для зменшення споживаної потужності.

**2. Модифікована архітектура ПШОП**

Ядром конвеєрної архітектури ПШОП є модуль ШКП (рис. 1). Решта перетворень використовують додаткове сортування даних та вхідну/вихідну ротацію векторів [3].

На рис. 1 видно товсті штрихові лінії, які використовуються для перенаправлення потоку даних, минаючи певні модулі, залежно від типу перетворення. Ці альтернативні шляхи даних визначають набір вузлів, які за певних обставин можуть бути незадіяними для обробки даних. Незадіяні модулі повинні бути відключені, якщо вони не використовуються для виконання обчислень. Для того, щоб це стало можливим, було введено додаткові сигнали керування (тонкі штрихові лінії). На додачу до управління робочими вузлами, нові лінії також керують розрядністю процесора.

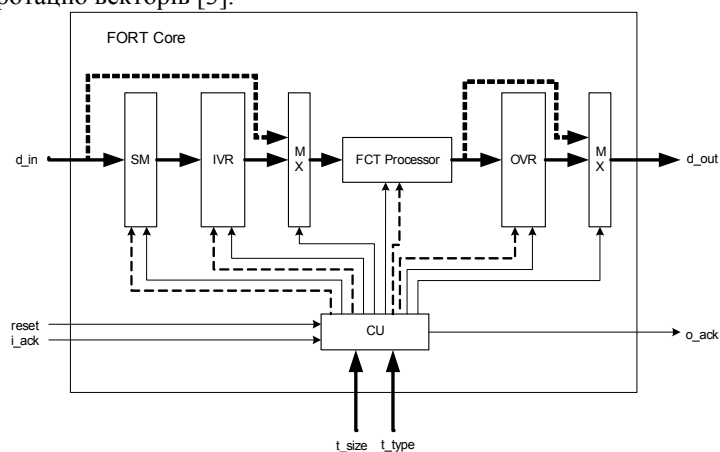


Рис. 1. Модифікована структура ПШОП

Опис вузлів: SM – модуль сортувальної пам'яті, IVR – блок вхідної ротації векторів, FCT – швидке косинусне перетворення, OVR – блок вихідної ротація векторів, CU – пристрій керування. Опис сигналів:  $d\_in$  – шина вхідних даних,  $reset$  – сигнал скиду,  $i\_ack$  – сигнал підтвердження, що вхідні дані вже записані,  $t\_size$  – шина розміру перетворення,  $t\_type$  – шина типу перетворення,  $o\_ack$  – сигнал підтвердження готовності вихідних даних.

Процесор ШКП складається з послідовно з'єднаних конвеєром процесорних елементів (ПЕ). Кожний ПЕ реалізує операції одного ярусу графа алгоритму ШКП. Кількість ПЕ дорівнює кількості ярусів графа

алгоритму ШКП. Структура ПЕ зображена на рис. 2. Дані поступають на ПЕ по входах  $id\_a$ ,  $id\_b$ , результати отримуються на виходах  $od\_a$ ,  $od\_b$ . Структура ПЕ також зазнала деяких змін. Були додані нові лінії керування (штрихові лінії на рисунку) для управління розрядністю операційного пристрою та пам'яті.

### 3. Енергетично ефективні структурні елементи

Ефективність ПШОП можна покращувати на рівні структурних елементів залежно від характеристик обраного типу перетворення.

**Розрядність перетворення.** Процесор підтримує перетворення для великих масивів даних (до 64К), тому конвеєрна організація процесора вимагає великої кількості регістрів для зберігання проміжних результатів. Регістри є джерелом великого розсіювання потужності, оскільки вони потенційно можуть виконувати багато непотрібних переключень [9]. Незадіяні конвеєрні регістри відключаються шляхом перекривання тактових імпульсів. Враховуючи цей момент, регістр буде мати внутрішню структуру як показано на рис. 3 [10]. Такий регістр є базовим компонентом для побудови регістра зі змінною розрядністю (рис. 4), яка залежить від конфігурації процесора в процесі роботи. Опис сигналів регістра змінної розрядності:  $d\_in$  – вхідна шина даних;  $reg\_en$  – сигнал дозволу на запис;  $sreg\_addr$  – номер верхнього регістра, який буде включено, наступні регістри будуть відключені;  $clk$  – тактові імпульси. Якщо на вхід  $sreg\_addr$  такого регістра подати значення "1", то в структурі регістра змінної розрядності будуть задіяні базові регістри RG0 і RG1 (див. Рис. 3), решта регістрів RG2 – RGm-1 будуть відключені. Тому, якщо базові регістри RG0 і RG1 мають розрядність 8 біт, то отримуємо регістр із сумарною розрядністю 16 біт.

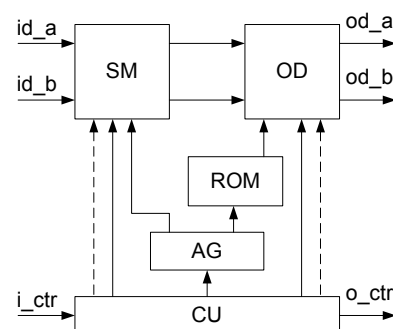


Рис. 2. Структура модифікованого процесорного елемента ШКП. Опис вузлів: SM – сортувальна пам'ять, OD – операційний пристрій для виконання базових операцій ШКП, ROM – пам'ять констант, AG – генератор адрес, CU – пристрій керування

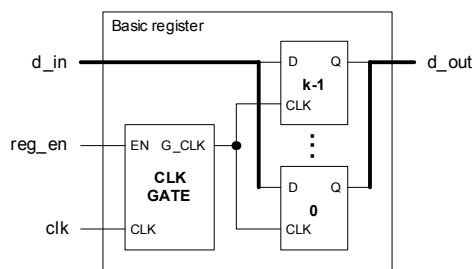


Рис. 3. Регістр з відключенням тактових імпульсів

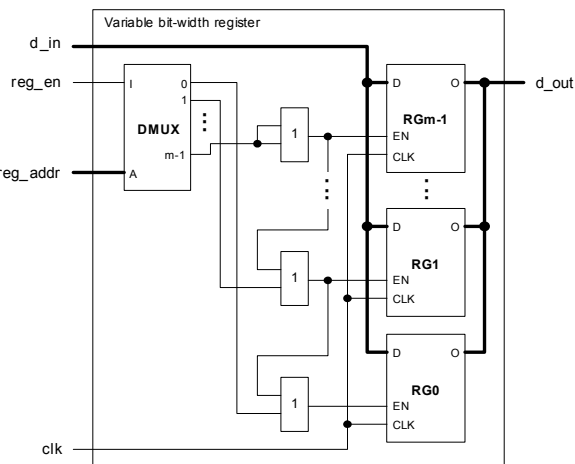


Рис. 4. Регістр змінної розрядності

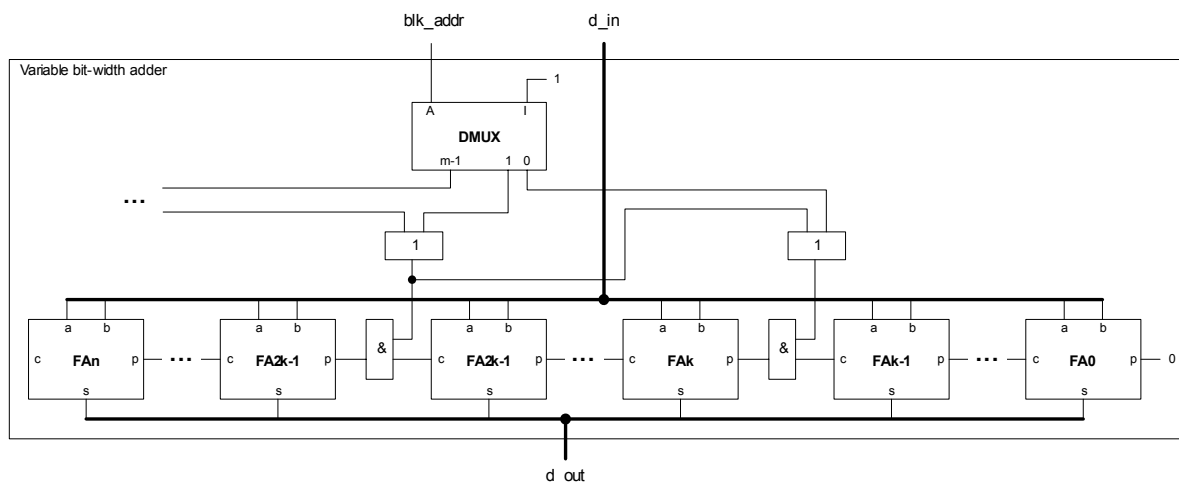


Рис. 5. Енергетично ошадливий суматор

Наступним елементом, який був оптимізований для меншого споживання потужності, є суматор. Основний акцент було зроблено на зменшенні переключень внутрішніх елементів суматора, оскільки надлишкові переключення елементів приводять до більших затрат потужності [11]. Структурна схема суматора зображена на рис. 5. Опис вузлів: DMUX – демультиплексор, виконує функцію відключення переносів в старші

розряди; FA – однорозрядний суматор. Опис сигналів: d\_in – шина вхідних даних; blk\_addr – налаштує суматор на задану розрядність обчислень; d\_out – шина вихідних даних.

Коли суматор виконує додавання розрядності n, існує певна ймовірність виникнення переносу n+1, що спричинить переключення однорозрядного суматора FA<sub>n+1</sub>. Для зменшення кількості небажаних переключень в структурну схему суматора змінної розрядності було додано додаткові логічні вентиля "І", які блокують передавання переносу в старші суматори FA.

З метою зменшення споживання потужності залежно від розрядності перетворення також було застосовано модифікований помножувач Бау-Вулі (Baugh-Wooley, див. Рис. 6) [12]. Біло-забарвлені елементи використовуються як при 8-, так і при 16-розрядних обчисленнях. Для зменшення кількості небажаних переключень встановлено додаткові логічні вентиля (чорні елементи), які запобігають виникненню переносу в незадіяні для обчислень вузли при виконанні 8-розрядних обчислень.

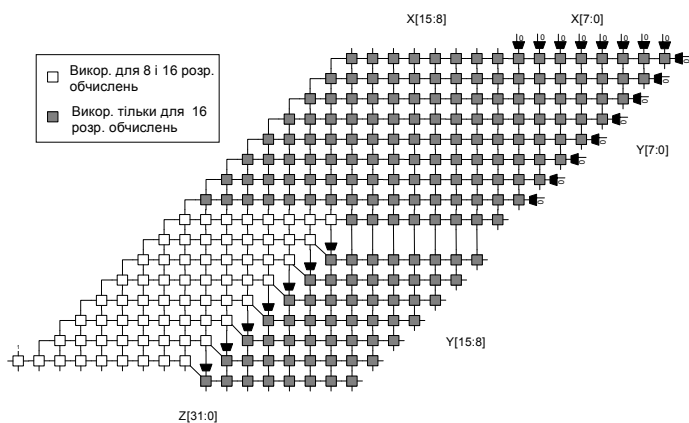


Рис. 6. Помножувач з адаптивною розрядністю

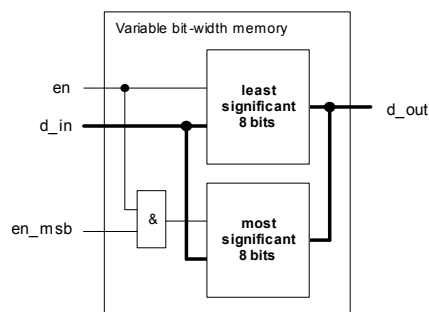


Рис. 7. Приклад пам'яті змінної розрядності

На Рис. 7 зображено приклад пам'яті змінної розрядності, яка дозволяє відключати старші 8 розрядів, якщо вони не задіяні при обчисленнях. Якщо на входи en та en\_msb подати логічну „1”, то пам'ять буде працювати в 16-розрядному режимі. Якщо логічну „1” подати лише на вхід en то старші 8 розрядів відключаються. ПШОП містить велику кількість блоків пам'яті для зберігання проміжних результатів обчислень та констант, тому при переході на 8-розрядні обчислення відключення старших восьми розрядів дозволить значно знизити споживання потужності.

**Тип перетворення.** Ядром процесора ПШОП є блок ШКП (FCT, див. Рис. 1). Решта перетворень будуються на базі ШКП з використанням додаткового сортування даних та ротації вхідних/вихідних векторів. Тому для вибраного перетворення ШКП решта модулів є непотрібні, отже вони повинні бути відключені з метою заощадження потужності. В таблиці 1 показано потік даних через блоки ПШОП залежно від типу перетворення, який потрібно виконати. Як видно з таблиці, в структурі процесора можуть з'являтися незадіяні обчислювальні блоки, які потрібно відключати для зниження витрат потужності.

Таблиця 1

Потік даних в процесорі залежно від типу перетворення	
Тип перетворення	Потік даних
ШКП	FCT
обернене ШКП	VRU – FCT – SM
ШПХ	SM – FCT – VRU
ШПФ дійсних даних	SM – FCT – VRU
ШПФ ермітових даних	FCT – VRU
ШПФ комплексних даних	FCT – VRU – ADD

**Розмір перетворення.** Розмір перетворення, що підтримується ПШОП складає від 2 до 64К точок. Як видно з рисунка нижче, модуль ШКП складається з ряду елементів, які можуть бути задіяні/незадіяні під час виконання перетворення заданого розміру. Штриховими лініями позначені альтернативні шляхи проходження даних. Наприклад, для розміру перетворення 256 точок (див. таблицю 20), дані проходять через такі елементи: MP2-TU2-AU2-MP3. Решту елементів потрібно відключити для зниження витрат потужності.

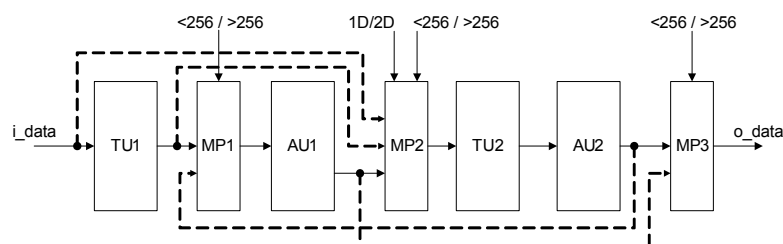


Рис. 8. Внутрішня структура процесорного елемента ШКП

Таблиця 2

## Потік даних в процесорі залежно від розміру перетворення.

Тип перетворення	Розмір перетворення	Потік даних
1D	$\leq 256$	TU1-MP1-AU1-MP3, MP2-TU2-AU2-MP3
1D	$> 256$	TU1-MP2-TU2-AU2-MP1-AU1-MP3
2D	до $256 \times 256$	TU1-MP1-AU1-MP2-TU2-AU2-MP3

**Розмірність перетворення.** Рис. 9 показує структуру 2-вимірного процесора ШКП, який також можна налаштувати на виконання 1-вимірного ШКП. У випадку 1-вимірного перетворення з'являється два непотрібних елементи SM, та 1D FCT (альтернативний шлях для 1-вимірного перетворення позначений штриховою лінією), які потрібно відключати, щоб зменшити втрати потужності.

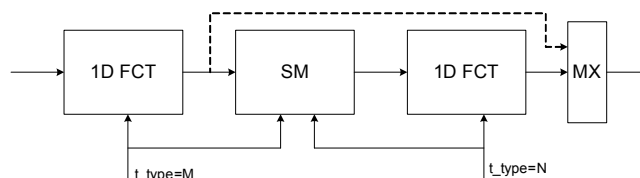


Рис. 9. Структура 2-вимірного ШКП процесора

## 4. Висновки

В цій роботі було розглянуто питання модифікації архітектури багатofункціонального процесора швидких ортогональних перетворень для зменшення споживаної потужності. Архітектуру ПШОП було змінено в такий спосіб, щоб зробити можливим відключення незадіяних для обчислення функціональних блоків при зміні конфігурації процесора (типу перетворення, розміру перетворення, розрядності перетворення). Було запропоновано регістри змінної розрядності, що дозволяють регулювати споживання потужності при переході на обчислення меншої розрядності. В зв'язку з наявністю в архітектурі процесора великої кількості суматорів та помножувачів, було розглянуто можливість зменшення споживання потужності цими елементами, в результаті чого було розроблено суматор та помножувач змінної розрядності, що виключають можливість виникнення переносу в старші розряди при виконанні обчислень меншої розрядності. ПШОП підтримує одно- та двовимірні перетворення, тому його архітектура також була змінена з огляду зниження споживання потужності залежно від розмірності перетворення.

## Література

1. Rabiner L., Gold B. Theory and Application of Digital Signal Processing. – Prentice-Hall, 1975.
2. Mitra S. K., Kaiser J. F. Handbook for Digital Signal Processing. – New York: Wiley, 1993.
3. Melnyk, H. Eichele, A. Pochaevets, M. Yatsymirskyj. Fast Orthogonal Transforms Core Architecture // Proceedings of the 43rd International Scientific Colloquium. Volume 1, Ilmenau, Germany, 1998, pp.509-514.
4. Melnyk. DSP System Based on Programmable Processor with Scalable Parametrizable Fast Orthogonal Transforms Hardware Core // Proceedings of the XI Conference "Application of Microprocessors in Automatic Control and Measurement", Volume 1, Warsaw, Poland, 1998, pp.87-98.
5. Melnyk, H. Eichele, A. Pochaevets, M. Yatsymirskyj. A Parametrizable Scalable ASIC Core for Fast Orthogonal Transforms. – Georg Simon Ohm Fachhochschule, Nuremberg, Schriftenreihe, Heft 3, 1998, pp.13-22.
6. Melnyk, A. Dykun, Y. Zaharko. A Device for the Fast Fourier Transform Performing // USSR. N4773174\24, 1991, p.8.
7. Melnyk, B. Dunets. FFT Processor IP Cores Synthesis on the Base of Configurable Pipeline Architecture. – INTRON, Ltd, Lviv, UKRAINE.
8. Melnyk, B. Dunets. FFT Processor IP Cores Generator. – INTRON, Ltd, Lviv, UKRAINE.
9. Wang, A. P. Chandrakasan. A 180-mV Subthreshold FFT Processor Using a Minimum Energy Design Methodology // IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, No. 1, January 2005.
10. Emmett F., Biegel M. Power reduction through RTL clock gating, // Automotive Integrated Electronics Corporation, 2000. – 11 с.
11. Chandrakasan A.P., Sheng S., Brodersen R.W. Low-power CMOS digital design // IEEE Journal of Solid-

State Circuits, vol. 40, No. 4, April 1992.

12. Wang, A. Chandrakasan. A 180-mV subthreshold FFT processor using minimum energy design methodology // IEEE journal of solid-state circuits, vol.40, NO.1, 2005. – p. 310-320.

Надійшла 11.2.2007 р.

УДК.681.3

Я.М. НИКОЛАЙЧУК, О.Д. КРУЦКЕВИЧ

Тернопільський національний економічний університет

## МАТРИЧНІ СИСТЕМИ ЧИСЛЕННЯ

*Обґрунтовано перспективи розвитку та використання матричних систем числення для побудови високопродуктивних елементів обчислювальної техніки з покращеними системними характеристиками.*

### Вступ

Розвиток комп'ютерної техніки створює можливості розвитку теорії систем числення, причому відомі системи числення є векторного типу, оскільки мають обмежені теоретичні можливості, тому актуальною системою є створення матричних систем числення.

### 1. Аналіз характеристик відомих існуючих векторних систем числення

Клас несинусоїдальних дискретних ортогональних функцій представляють функції: унітарні, Радемахера, Хаара, Уолша, Крестенсона, Крейга, Галуа та інші [2-4]. Теоретичною основою всіх кодів, що знайшли широке застосування в обчислювальній техніці є базиси ортогональних функцій. Системи базисних функцій: унітарні, Радемахера, Хаара, уолша, Крестенсона, Крейга, Галуа.

#### 1.1. Унітарний кодовий базис

Базис унітарних функцій можна представити:

$$U_{ni}(n, \theta, i) = \text{sign}[\sin((2^{n-1} - i) \cdot \pi \cdot t)] \quad (1)$$

де  $i = 0, 1, 2, \dots, n$  – порядковий номер функції; при цьому  $\theta = 1/T$  – параметр часу, час – формований до інтервалу значення  $T$ ; де  $t$  – біжуче значення часу.

На рис. 1 представлені матриця кодових комбінацій дискретного унітарного базису:

$$M_{U_{ni}} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Рис. 1. Кодова матриця дискретного унітарного базису

Ціле число  $A$  в кодовому базисі Радемахера представляється у вигляді бінарного вектору:

$$A = a_n a_{n-1} \dots a_1 a_0 = a_n + a_{n-1} + \dots + a_1 + a_0,$$

або

$$A = \sum_{k=0}^n a_k,$$

де  $a$  – символ (цифра);  $n$  – номер розряду числа.

#### 1.2. Кодовий базис Радемахера

Функції Радемахера є неповною системою ортонормованих функцій

$$\text{Rad}(n, \theta) = \text{sign}[2^n \pi \cdot \theta] \quad (2)$$

За формулою (2) визначаються функції Радемахера для  $n=1, 2, 3, \dots$

Для  $n=0$  функції Радемахера  $\text{rad}(0, t) = 1$  має вигляд одиничного імпульсу.

Для практичних цілей корисний рекурентний спосіб формування функцій Радемахера:

$$\text{Rad}(n, t) = \text{rad}(1, 2^{n-1} \cdot t),$$

при вихідних значеннях  $\text{rad}(1, t) = 1$  для  $t \in [0, 1/2]$ ,  $\text{rad}(1, t) = -1$  для  $t \in [1/2, 1]$ .

На відміну від повного набору синусоїд і косинусоїд, всі функції Радемахера непарні. Це перешкоджає апроксимації їх за допомогою парних функцій, вони утворюють неповний набір функцій, тому їх застосування обмежене.

Ціле число  $A$  в кодовому базисі Радемахера представляється у вигляді бінарного вектору:

$$A = a_n a_{n-1} \dots a_1 a_0 = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p^1 + a_0 p^0,$$

або

$$A = \sum_{k=0}^n a_k p^k,$$

де  $p$  – основа системи числення;  $a$  – символ (цифра);  $n$  – номер старшого розряду числа. На рис. 2 представлена матриця кодового комбінаційного дискретного базису Радемахера

$$M_{Rad} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Рис. 2. Кодова матриця дискретного базису Радемахера

### 1.3. Кодовий базис Галуа

Функції Галуа є кусково-постійними функціями з інтервалом задання  $[0, 2^n]$ . вони застосовуються при апроксимації неперервних функцій, при цьому інтервал визначення функцій Галуа нормується до  $(0, 1)$  і в якості базисної системи вибирають множину функцій Галуа при  $n=1, 2, \dots$

$$N_j = f(C_{j-n-1}, \dots, C_{j-1}, C_j), \quad C_j = \sum_{i=0}^{n-1} C_{j-1-i} \cdot a \pmod{2} \quad (3)$$

де  $C_j$  – найменші додатні залишки рекурсивної послідовності GR  $(2^n)$  по модулю  $\text{mod } 2$ ;  $a$  – логічний вектор кодового ключа кільця GR  $(2^n)$

головною особливістю представлення даних в базисі Галуа – рекурсивність. Суть рекурсивності полягає в максимальній упаковці кодового ключа

$$X_{i+1} = \sum_{j=1}^n (X_i \oplus X_{i-j}),$$

де  $\oplus$  – символ додавання по  $\text{mod } 2$ ;  $n$  – число пар елементів кодового ключа.

На рис. 3 представлені матриця кодового комбінаційного дискретного базису, :

$$M_G = |1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0|$$

Рис. 3. Кодова матриця дискретного базису Галуа

Для переводу кодового базису Галуа в іншу систему числення використовується табличний метод, який полягає в тому, що є таблиці еквівалентів в певній системі числення для цифр для розрядів цих систем та степенів основи; задача переводу зводиться до того, що в вираз

$$A_{(S)} = a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \dots + a_1 S^1 + a_0 S^0 + a_{-1} S^{-1} + \dots + a_{-m} S^{-m}$$

Для даної системи числення потрібно поставити еквіваленти з нової системи числення для всіх розрядів і степенів основ і провести відповідні дії за правилами R – арифметики. Отриманий результат цих процедур буде відображати число в новій системі числення.

## 2. Представлення кодових базисів у матричній формі

Традиційне векторне представлення кодових базисів вичерпує теоретично можливі ефективні методи обробки, що відкриває перспективу використання нових представлень чисел теоретико числових базисів зокрема – матричне представлення.

Перевід числа  $A$ , що представляється вектором  $A = a_n a_{n-1} \dots a_1 a_0$  до матричного представлення здійснюється за виразом:

$$A = \begin{pmatrix} x_{i1} = x_k \forall k \leq \check{E}\left(\frac{n}{2}\right) \\ x_{\check{E}\left(\frac{n}{2}\right)j} = x_k \forall k > n \left[ n - \check{E}\left(\frac{n}{2}\right) \right] \end{pmatrix},$$

де  $x$  – бінарний елемент матриці,  $n$  – кількість розрядів векторного представлення числа,  $k$  – кількість розрядів матричного представлення числа,  $\check{E}$  – округлення до більшого цілого.

Зворотне перетворення з матриці у вектор здійснюється за наступним виразом:

$$S_1 = \sum x_{ij} \forall i + j = 2n;$$

$$S_2 = \sum x_{ij} \forall i + j = 2n - 1;$$

$$S_3 = \sum x_{ij} \forall i + j = 2n - 2;$$

.....

$$S_n = \sum x_{ij} \forall i + j = 2;$$

де  $S_n$  – розряди векторного представлення числа  $A$ .

Представлені вирази переходу від векторного представлення до матричного і зворотне перетворення показує простоту цих операцій, що дозволяє легко імплементувати матричну систему числення в існуючі засоби комп'ютерної техніки.

### Висновок

Проведені теоретичні дослідження показують альтернативне представлення кодових базисів у вигляді матричної системи числення, що відкриває перспективи дослідження таких систем числення та пошуку методів їх обробки з покращеними системними характеристиками.

### Література

1. Угрюмов Е.П. Цифровая схемотехника. – СПб.: БХВ – Санкт-Петербург, 2000. – 528 с.
2. Николайчук Я., Король Р. Вертикальна інформаційна технологія в базисі Галуа – новий напрямок у розвитку комп'ютерних машин. – Львів: ССУ'2000, 254-258 с.
3. Николайчук Я. М., Круцкевич Н.Д. Принципи побудови RCG процесора Тези міжнародної науково – технічної конференції. “Контроль і управління в складних системах” (КУСС – 2003). – Вінниця: «УНІВЕРСУМ – Вінниця». – 2003. – С. 73.
4. Круцкевич Н.Д. Принципи побудови дешифраторів кодів Галуа пам'яті колективного доступу // Вісник Технологічного університету Поділля, Хмельницький, 2004, № 2. – Ч.1, Т2. – С. 113-116.
5. Круцкевич Н.Д. Системні характеристики лічильників в різних теоретикочислових базисах // Вісник національного університету Поділля, Хмельницький, 2005. – Ч.1, Т2. – С. 219-223.
6. Сергиенко А.М. VHDL для проектирования вычислительных устройств. – К.: ЧП. "Корнейчук", ООО "ТИД" ДС, 2003.
7. Суворова Е.А., Шейнин Ю.Е. Проектирование цифровых систем на VHDL. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003.
8. Столлингс В. Структурная организация и архитектура компьютерных систем: Пер. с англ. – 5-е изд. Пер. с англ. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2002. – 896 с.

Надійшла 26.2.2007 р.

УДК 618.5.01: 614.844

А.А. ТИМЧЕНКО, М.В. ПІДГОРНИЙ, В.П. МЕЛЬНИК  
Черкаський державний технологічний університет

## ТЕОРЕТИКО МНОЖИННА МОДЕЛЬ СУЧАСНОЇ БАГАТОКОМПОНЕНТНОЇ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ОПЕРАТИВНИМ ПОЖЕЖОГАСІННЯМ

*В статті проведено системне дослідження автоматизованої системи керування оперативним пожежогасінням (АСКОП), запропонована теоретико множинна модель сучасної багатокомпонентної АСКОП.*

**Вступ.** Постановка проблеми. Експлуатація великих промислових підприємств, атомних і теплових електростанцій, ангарів, інтенсифікація технологічних процесів, збільшення енергозабезпечення підприємств, розширення масштабів і сфер використання пожежонебезпечних матеріалів, висока концентрація матеріальних цінностей на обмежених площах виробничих і складських приміщень призводять до неухильного збільшення імовірності виникнення пожежі і відповідно до прямого і непрямого збитку. Крім цього статистика підкреслює, що приблизно 85 % пожеж в Україні відбувається внаслідок недбалості, халатності і недостатньої інформованості людей у тих та інших питаннях пожежної безпеки [1].

У процесі виконання завдання по гасінню пожежі перед підрозділами МНС України виникає необхідність виявлення осередку пожежі, визначенням причини її виникнення, а також постає питання виявлення шляхів поширення вогню, тривалість пожежі, реєстрації інформаційних факторів пожежі (дим, тепло, випромінювання, полум'я й т.п.), які в подальшому дозволять дати точні висновки при розслідуванні



факту пожежі.

Ефективний шлях вирішення даного завдання бачиться в автоматизації і координації всіх етапів наступного процесу: комплексно оцінити й класифікувати об'єкт захисту по пожежній небезпеці; наукове дослідження і вибір ресурсів пожежної охорони; системний аналіз функціонування пожежної охорони; наукове дослідження і вибір шляхів рішення виникаючих задач; проектування автоматизованих систем керування оперативним пожежогасінням (АСКОП) для вирішення цих задач; розробка і впровадження АСКОП; їх цільове використання.

**Основна частина.** Системне дослідження автоматизованих систем пожежогасіння. Більшість систем пожежної сигналізації, які експлуатуються в Україні, так і закордонних, мають радіальну структуру побудови. Така структура виправдана більш простою схематехнічною реалізацією, що забезпечує однозначність розшифровки виду й адреси повідомлення „тривоги”, а також надійністю, що досягається незалежною обробкою сигналів, які надходять із кожного шлейфа. Засоби пожежної сигналізації будуються на сучасній елементній базі – цифрових інтегральних мікросхемах [2]. Перехід на інтегральні мікросхеми, є тільки першим етапом процесу вдосконалювання протипожежного захисту, забезпеченим значним прогресом у розвитку елементної бази радіоелектроніки. Наступним етапом повинен стати перехід на якісно новий щабель удосконалювання засобів протипожежного захисту, що полягає в переході повністю на цифрові методи перетворення й кодування інформації в пожежних сповіщувачах і широкому застосуванні засобів мікропроцесорної й обчислювальної техніки в установках пожежної сигналізації [3].

В області створення контрольного устаткування пожежної сигналізації інтегральні мікросхеми дозволяють значно знизити габарити, масу й споживану потужність, підвищити надійність, забезпечити нові тактико-технічні характеристики. Хоча вартість нового обладнання, виконаного на новій елементній базі – інтегральних мікросхемах – зросла в порівнянні з релейно-контактними системами пожежної сигналізації колишніх років, а їхнє технічне обслуговування й ремонт вимагають більше високої кваліфікації обслуговуючого персоналу, підвищення тактико-технічних характеристик нової апаратури пожежної сигналізації компенсує зазначені недоліки й повністю окупає первісні витрати за рахунок значного підвищення надійності таких систем [4].

На думку авторів потрібно переглянути концепцію побудови систем керування оперативним пожежогасінням, і здійснити перехід на повністю цифрові методи обробки й перетворення інформації від засобів виявлення загорянь і використати елементну базу мікросхем великого ступеня інтеграції, мікропроцесорні набори й засоби обчислювальної техніки.

Створені за такою концепцією системи (рис. 1) характеризуватимуться тим, що пожежний сповіщувач, функції якого обмежуються виміром контрольованих параметрів навколишнього середовища й передачею цих даних по каналах зв'язку до пристрою обробки інформації, який використовує оптимальні алгоритми перетворення й оцінки параметрів сигналів, що надходять по декількох каналах зв'язку одночасно [5]. Аналіз інформаційних параметрів сигналів і прийняття необхідних рішень здійснюється в центральному інформаційно-керуючому пристрої обробки даних, що управляється мікропроцесором відповідно до заданої програми. Ідея повністю зосередити функції системи, аналізувати ситуацію й приймати оптимальне в кожному конкретному випадку рішення безпосередньо в командно-обчислювальному комплексі, а не в зонах, що контролюються є перспективною.

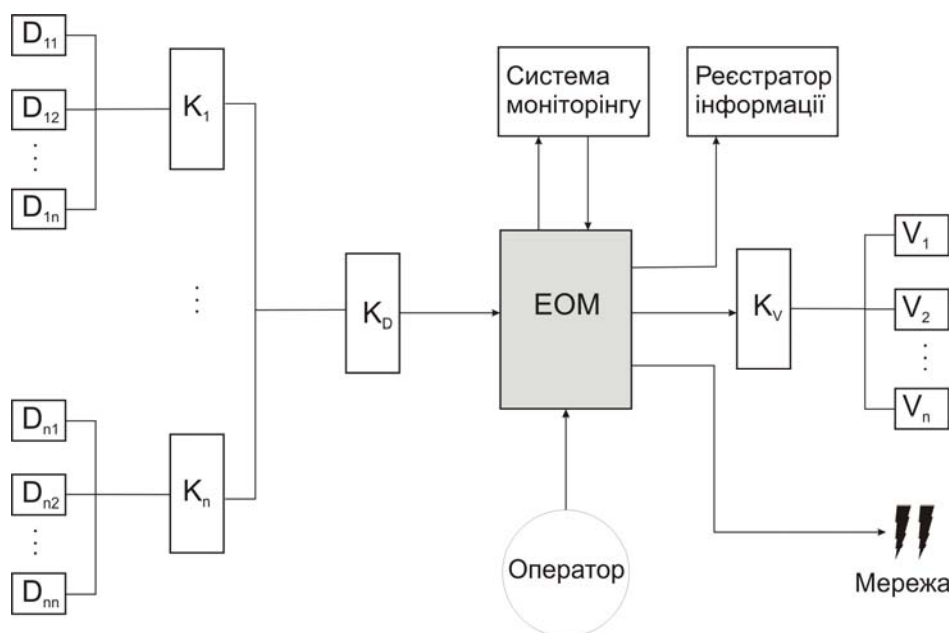


Рис. 1. Структурна схема АСКОП з використанням мережових технологій

Доручити аналіз пожежонебезпечної ситуації обчислювальному пристрою з метою підвищення

здатності системи до своєчасного й однозначного виявлення пожежонебезпечних ситуацій викликано прагненням підвищити вірогідність інформації, звести до мінімуму кількість помилкових сигналів «тривоги» й максимально знизити вартість пожежних сповіщувачів, які є найбільш масовою периферійною ланкою систем керування оперативним пожежогасінням, зберегти інформаційні данні про пожежу.

Разом з тим, більше детальний аналіз структури побудови такої системи сигналізації вказує на ряд труднощів, які є принциповими. Схема сповіщувача повинна містити аналого-цифровий перетворювач, вимоги до якого по точності перетворення й стабільності його передатної характеристики в процесі експлуатації пред'являються досить високі, а також повинен містити пристрій формування коду (умовного номера) сповіщувача і передавач інформації (узгоджуючого пристрою). Найбільші технічні труднощі при цьому виникають на ділянках зв'язку між елементами, формуючого повідомлення, і власне ЕОМ, що зв'язано з особливостями процесу виникнення, передачі і попередньої обробки даних в автоматизованих системах керування. До цих особливостей відносяться:

- значна розмаїтість периферійної техніки, обумовлена необхідністю обліку як характеру виконуваних технологічних операцій, так і людського фактора;
- велика кількість з'єднань (внаслідок чого в ряді випадків витрати на створення каналів зв'язку можуть перевищити вартість автоматизованої системи);
- необхідність захисту переданих і оброблюваних даних від завад (причому вимоги до вірогідності повідомлень, що передаються можуть бути різними для кожного каналу);
- складність самої задачі побудови багаторівневих систем.

З огляду на ці особливості, автори вважає, що гарантоздатна апаратура, яка входить у систему АСКОП, повинна мати п'ять рівнів, що відповідають п'ятьом рівням обробки даних на етапах, від місць формування повідомлень до введення в АСКОП.

Таблиця 1

## Ієрархічна структура моделі багатокомпонентної АСКОП

Рівень ІКС	Компоненти ІКС	Змінна частина компонентів ІКС	Інформація, що обробляється при проектуванні систем и може бути конфігураційно керована
<i>Level1</i>			- Склад підсистем, що використовується; - Перелік станів в яких може знаходитися АСКОП.
<i>Level2</i>	Множина функціональних підсистем $\{K\Phi\Pi_1, \dots, K\Phi\Pi_L\}$	Множина функціональних підсистем, що змінюється $\{\Delta K\Phi\Pi\}$	Кількість підсистем АСКОП; Модель надійності АСКОП; Перелік станів в яких може знаходитися функціональна підсистема; Розрахунок показників надійності, оперативної готовності.
<i>Level3</i>	Множина блоків $\{KB_1, \dots, KB_M\}$	Множина блоків, що може змінюватися для функціональних підсистем, що змінюється $\{\Delta KB^{\Phi\Pi}\}$	Кількість блоків, що використовується і кратність резервування для кожного з них Розрахунок показників надійності, оперативної готовності.
<i>Level4</i>	Множина функціональних вузлів блоків $\{K\Phi B_1, \dots, K\Phi B_N\}$	Множина функціональних вузлів, що може змінюватися для кожного з блоків $\{\Delta K\Phi B^{\Phi Bi}\}$	Кількість функціональних вузлів, що використовується і кратність резервування для кожного з них Розрахунок показників надійності, оперативної готовності.
<i>Level5</i>	Множина елементів $\{KE_1, \dots, KE_P\}$	Множина елементів, що може змінюватися для кожного з функціональних вузлів $\{\Delta KE^{\Phi Vi}\}$	Кількість елементів, що використовується і кратність резервування для кожного з них Розрахунок показників надійності, оперативної готовності.

Структура сучасної багатокомпонентної АСКОП, а також її зміни (еволюція) описуються теоретико-множинною моделлю (таблиця 1), відповідно до якої АСКОП складається з множини ієрархічно взаємозалежних рівнів  $Level = \{Level1, \dots, Level5\}$ . На кожному  $i$ -му рівні формується множина компонентів  $K = \{K_{i1}, \dots, K_{iY}\}$ , що реалізує множину функцій  $F = \{F_{i1}, \dots, F_{iZ}\}$ . Крім того для кожної із множин  $K_i$  і  $F_i$  в процесі еволюції можуть бути виділені дві наступні підмножини:

- підмножина компонентів, що змінюється  $\Delta K = \{K_{i1}, \dots, K_{iY1}\}$  і функцій що змінюються

$$\Delta F = \{F_{i1}, \dots, F_{iy1}\};$$

- підмножина компонентів, що не змінюється  $\delta K = \{K_{i1}, \dots, K_{iy2}\}$  і функцій, що не змінюється  $\delta F = \{F_{i1}, \dots, F_{iy2}\}$ . При цьому  $\Delta K_i \cup \delta K_i = K_i$ ;  $\Delta K_i \cap \delta K_i = \emptyset$ ;  $\Delta F_i \cup \delta F_i = F_i$ ;  $\Delta F_i \cap \delta F_i = \emptyset$ .

**Висновки.** Таким чином, на основі аналізу тенденцій розвитку систем пожежної сигналізації, а також останніх досягнень радіоелектроніки й інформаційної техніки можна сформулювати основні вимоги, яким повинна задовольняти сучасна автоматизована система керування оперативним пожежегасінням. Переведення існуючих систем пожежної сигналізації на нову структуру вимагає часу й значних матеріальних витрат, оскільки відсутня приєднаний між існуючими системами пожежної сигналізації, що вже експлуатуються, і новими. Щоб повною мірою використати створену на основі засобів обчислювальної й мікропроцесорної техніки систему пожежегасіння, необхідно для кожного інформаційного фактора пожежі (дим, тепло, випромінювання полум'я й т.п.), а також для їхніх певних комбінацій розробити математичні моделі й відповідне інформаційне забезпечення на основі досить великого й експериментального матеріалу, що містить статистичну повноту.

### Література

1. Якименко О., Скоробагатко Т. Стан із пожежами та наслідками від них в першому півріччі 2006 року // Пожежна безпека. – 2006. – № 8. – С. 30-31.
2. Тимченко А.А., Підгорний М.В., Однороманенко С.Г. Системне проектування автоматизованих систем керування оперативним пожежегасінням // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2006. – № 5. – С. 91-96.
3. Бюлетень пожежної безпеки (науково-технічні проблеми та рішення) // Пожежна безпека. – 2002. – № 6. – С. 14-16.
4. Підгорний М.В., Мельник В.П. Підвищення якості проектних рішень в системах забезпечення пожежної безпеки об'єктів // Тези доповідей V III-Міжнар. конф. «Контроль і управління в складних системах» (КУСС-2005). – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця. – 2005. – С.200.
5. Патент України № 51574С2, МПК G08B25/08. Спосіб оповіщення про стан об'єктових кінцевих пристроїв; Публ. Бюл. «Промислова власність» № 3 15.03.05

Надійшла 22.2.2007 р.

УДК 004.31, 004.056.55, 003.26

М. П. КАРПІНСЬКИЙ

Університет в Бельску-Бялей, Польща

Л.М. КОРКІШКО

Тернопільський національний економічний університет

Т.А. КОРКІШКО

Інститут передових технологій Самсунг Електронікс, Південна Корея

## АДАПТУВАННЯ АЛГОРИТМІВ КРИПТОГРАФІЧНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ (АКП) ДО ОБРОБКИ МАСКОВАНИХ ДАНИХ

*Наведено методу адаптування АКП до обробки маскованих даних на основі заміни базових операцій цих алгоритмів на відповідні еквіваленти. У порівнянні із процесом розробки нових АКП, запропонована методика не вимагає всебічного математичного аналізу стійкості нових алгоритмів, добре інтегрується у процес проектування обчислювальних засобів для виконання АКП та дозволяє отримати адаптовані АКП із заданим рівнем безпеки процесу їх виконання на цільовій комп'ютерній платформі.*

### Вступ

АКП часто реалізують на основі комп'ютерних платформ (апаратно чи програмно). Традиційно такі АКП реалізуються згідно з їх описом, поданим, як правило, у вигляді стандарту чи іншої специфікації. Разом з тим, широке розповсюдження мобільних комп'ютерних платформ та виконання АКП на цих платформах створюють загрози витоку конфіденційної інформації (ключі шифрування), яка використовується при обробці даних згідно з цими алгоритмами. Одним із основних способів реалізації цих загроз є проведення так званих інженерно-криптографічних атак з використанням інформації з побічних каналів витоку [1]. Такі канали витоку інформації часто створюються внаслідок існування залежності деяких характеристик платформи (споживана потужність, час обчислень, електромагнітне випромінювання тощо.) від конфіденційних даних, які обробляються. З метою уникнення (мінімізування) витоку корисної для атакуючого інформації у побічні канали застосовують масковане представлення інформації (даних і ключів) на основі техніки розділення таємниці [2]. Реалізація маскованого представлення інформації можна проводити як на технологічному рівні (на базі спеціалізованих логічних елементів) [3], так і на алгоритмічному рівні шляхом адаптування заданих АКП до

обробки маскованої інформації. Алгоритмічний рівень визнано як найбільш доцільний з точки зору вартості реалізації та стійкості проти інженерно-криптографічних атак. Однак, при цьому виникає актуальна задача адаптування відомих АКП до обробки інформації у маскованому представленні. Одним із шляхів розв'язання цієї задачі є побудова нових АКП з врахуванням обробки маскованих даних, які дозволяють отримувати аналогічні результати до початкових (з використанням немаскованих даних). Однак такий шлях пов'язаний з труднощами математичного аналізу рівня безпеки нових АКП.

Виходячи з поставленої задачі, метою даної роботи є розробка методики адаптування АКП до обробки маскованих даних. Автори пропонують розв'язувати цю задачу шляхом адаптування початкових АКП до обробки маскованих даних за допомогою заміни їх базових операцій на еквівалентні масковані базові операції.

### 1. Виділення базових операцій АКП

Базові операції АКП включають деякий набір операцій з перетворення даних, який найчастіше використовується при виконанні АКП та має самостійне структурне значення, яке характеризується рівнем абстракції цієї операції. Наприклад, для АКП на основі алгоритмів симетричного блокового шифрування за характерну базову операцію можна прийняти раунд (цикл) алгоритму, для алгоритмів обчислення криптографічних хеш-функцій – звужуюче перетворення, для алгоритмів асиметричного шифрування – множення чисел за заданим модулем тощо.. Разом з тим, можна визначити альтернативні базові операції для цих алгоритмів шляхом пониження рівня абстракції цих операцій. Тоді базовими операціями АКП будуть операції елементарної обробки даних, наприклад: логічні операції, операції заміни за таблицею, арифметичні операції за модулем, перестановки бітів даних тощо.. Подальше пониження рівня абстракції призводить до визначення базових операцій у формі логічних функцій від вхідних даних. На кожному з рівнів абстракції представлення АКП задається у формі множини операцій (базових та допоміжних) та конфігурації зв'язків для обміну даними між цими операціями. Для наочного представлення та автоматизованого аналізу рівнів абстракції зручно користуватися представленням АКП у граф-алгоритмічній або матричній формах [4] (рис. 1, а).

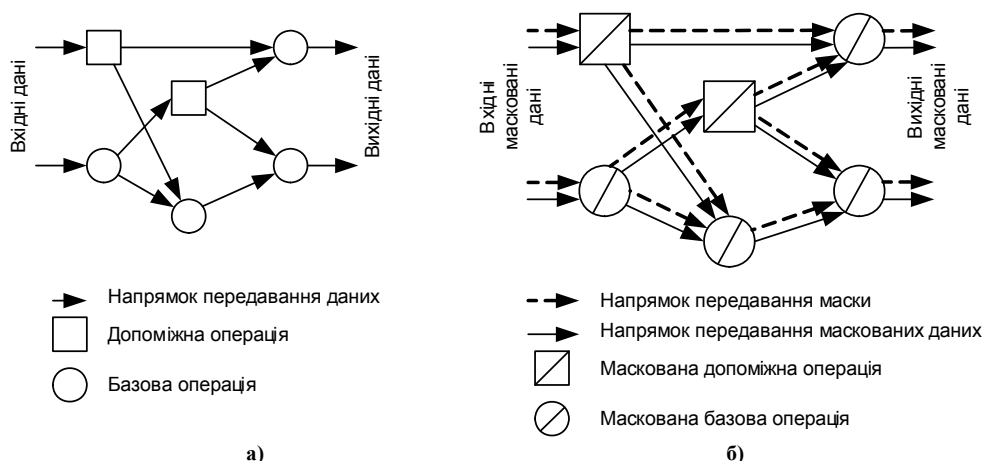


Рис. 1. Приклад подання АКП у вигляді графа: а) немаскований АКП, б) адаптований АКП до маскованих даних

Комп'ютерні засоби реалізації АКП є спеціалізованими комп'ютерними системами, і аналіз АКП проводиться з метою їх виконання на заданій платформі спеціалізованої комп'ютерної системи (на основі універсального програмованого процесора, спеціалізованої замовленої чи напівзамовленої надвеликої інтегральної схеми (НВІС), їх комбінації тощо.). Тоді найнижчий рівень абстракції представлення АКП визначається особливостями платформи спеціалізованої комп'ютерної системи і може включати в себе підмножину команд програмованого процесора, логічні елементи бібліотеки НВІС чи їх комбінування.

При виборі рівня абстракції для подальшого адаптування АКП керуються: (1) специфікою заданого АКП; (2) вимогами до реалізації на заданій платформі: елементна база (бібліотека елементів) НВІС, набір команд програмованого процесора, об'єм доступних ресурсів для реалізації (кількість логічних вентилів, об'єм та типи пам'яті), максимальна споживана потужність, вимоги до продуктивності, придатності до тестування; тощо; (3) вимогам безпеки: рівень гарантованої стійкості до заданого переліку інженерно-криптографічних атак (наприклад, атаки за простим чи диференційним аналізом споживаної потужності пристрою, часовий аналіз тощо.). Вимоги безпеки відіграють важливу роль при проектуванні засобів виконання АКП, оскільки від рівня їх задоволення залежать результати сертифікування цих засобів та вихід кінцевого продукту на ринок.

Провівши аналіз АКП та обравши рівень абстракції базових операцій, переходять до етапу адаптування АКП до обробки даних у маскованому представленні.

### 2. Адаптування операцій та АКП до обробки маскованих даних

Масковані дані подаються у вигляді множини  $\{\tilde{a}, x\}$ , де  $\tilde{a} = a \circ x$ ,  $a$  – дані,  $x$  – маска даних, випадкове число з рівномірним розподілом ймовірності, " $\circ$ " – операція маскування. Тип операції маскування визначає тип маскування даних [5, 6]. Кількість масок може бути більшою, ніж одна. Наприклад, при

використанні операції побітового додавання за модулем два, маскування називають логічним, при використанні операції додавання за модулем  $2^l$  – арифметичним, де  $l \in Z_n$ . Аналогічно можна означити мультиплікативне маскування. За необхідності перетворення даних з маскованого представлення у звичайне (немасковане) необхідно виконати операцію маскування над маскованими даними і числом, яке є оберненим до маски.

Для адаптування базових і допоміжних операцій до обробки маскованих даних необхідно вибрати тип маскування даних. Тип маскування обирається з міркувань найменшої складності реалізації маскованих операцій. Результат виконання маскованих базових та допоміжних операцій є аналогічним до відповідних немаскованих операцій, однак у процесі обробки даних не розголошуються відомості про відкриті дані. Прикладами таких маскованих операцій, які не розголошують Хемінгову вагу даних та результату є маскований суматор [7], маскована таблиця заміни [8], масковані логічні операції [9] тощо. Як було відзначено, в процесі побудови маскованих операцій можна використовувати різні типи маскування. При цьому при переході від одного типу маскування до іншого (чи від однієї операції до другої) необхідно розв'язувати задачу перетворення маскованого представлення даних [10]. Для виконання цієї задачі використовують спеціальні алгоритми, наприклад табличний [11].

На основі отриманого набору маскованих операцій та структури зв'язків між елементами будують граф маскованого АКП (рис. 16). Для цього кожна немаскована операція замінюється на еквівалентну їй масковану операцію. Користуючись інформацією про структуру зв'язків між немаскованими операціями АКП, виходи маскованих даних маскованої операції під'єднують до входів маскованих даних маскованих операцій. Аналогічно виходи маски маскованих операцій під'єднують до входів маски відповідних маскованих операцій. Така заміна операцій зберігає структуру обчислень на заданому рівні абстракції операцій АКП. Додатково для обчислення результатів маскованих операцій використовують випадкові числа з виходу генератора випадкових чисел (генератор випадкових чисел на рис. 16 умовно не показано). Випадкові числа володіють тими ж властивостями, що й маски даних, і є незалежними випадковими числами з рівномірним розподілом ймовірностей.

Отримавши маскований АКП, проводять оцінку його властивостей з метою отримання початкової інформації для його оптимізування.

### 3. Оцінка властивостей та оптимізування адаптованих АКП

Оцінка властивостей адаптованого АКП влючає в себе наступне: (1) оцінка рівня безпеки виконання маскованого АКП, (2) визначення вимог до генератора випадкових чисел, (3) оцінка характеристик складності маскованого алгоритму АКП, (4) оцінка затрат на реалізацію маскованого АКП, (5) оцінка експлуатаційних характеристик платформи, на якій буде реалізовано маскований АКП. Дві останні оцінки здійснюються згідно з добре відомими методами, прийнятими при проектуванні обчислювальної техніки. Наприклад, оцінку затрат на реалізацію (апаратна складність) маскованого АКП при різних варіантах його виконання можна здійснювати за допомогою відомих методик, наприклад [4, 13].

Для оцінки рівня безпеки виконання маскованого АКП доцільно користуватися формальним методом [14]. Згадані методи передбачають обчислення (або оцінку) розподілів ймовірностей усіх проміжних результатів, які обчислюються згідно з маскованим АКП. На основі результатів аналізу взаємних розподілів ймовірностей заданої кількості проміжних результатів робиться висновок про рівень безпеки процесу обчислень. Рівень безпеки процесу обчислень визначено як мінімальну кількість доступних для аналізу розподілів ймовірностей проміжних змінних, за якої процес обчислень володіє властивістю не розголошувати інформацію про ці проміжні змінні (наприклад Хемінгову вагу цих проміжних змінних). Вважається, що процес виконання маскованого АКП володіє вищим рівнем захисту, якщо для отримання інформації про проміжні змінні необхідно використати більше доступних для аналізу розподілів ймовірностей проміжних змінних.

Вимоги до генератора випадкових чисел формулюються на основі аналізу необхідної кількості випадкових чисел для формування масок та виконання маскованого АКП. Як правило, кількість випадкових чисел обчислюється у бітах. Для цього враховуються як випадкові числа для формування масок, так і випадкові числа для обчислення проміжних результатів маскованих базових та маскованих допоміжних операцій. Враховуючи часові характеристики платформи реалізації маскованого АКП, порядок (послідовність) виконання складових маскованих операцій маскованого АКП та обчисленої необхідної кількості випадкових чисел, отримують вимоги до продуктивності генерування випадкових чисел.

Оцінку характеристик складності маскованого АКП здійснюють з використанням визначень часової та місткісної складності [13]. Часова складність маскованих АКП є більшою від їх немаскованих відповідників. Це зумовлено необхідністю обробляти як масковані дані, так й їх відповідні маски, перетворювати масковане представлення даних. Місткісна складність адаптованих маскованих АКП збільшується щонайменше у два рази. Таке збільшення пов'язане з необхідністю зберігати поряд із даними у маскованій формі їх відповідні маски та необхідністю зберігати проміжні результати обчислень при виконанні операцій перетворення маскованого представлення даних.

Результат виконання етапу порівняння отриманих оцінок із заданими визначає можливість реалізації та напрямки покращення характеристик реалізації маскованого АКП. Покращення характеристик маскованого АКП досягається шляхом внесення відповідних змін у структуру маскованого АКП чи маскованих операцій. При цьому, пріоритетними напрямками внесення змін є такі: послаблення вимог до продуктивності генератора

випадкових чисел, зменшення апаратної, місткісної та часової складності реалізації маскованого АКП чи складових маскованих операцій.

У результаті виконання ітераційного процесу з оцінки характеристик та внесення змін у структуру маскованого АКП чи маскованих операцій, отримуємо адаптований АКП до виконання обчислень над маскованими даними на основі заданої комп'ютерної платформи із формально доведеним рівнем безпеки виконання маскованого АКП.

### Висновки

У роботі запропоновано методику адаптування АКП для обробки даних у маскованому представленні. Задача адаптування АКП розв'язується за допомогою заміни базових та допоміжних операцій АКП на їх масковані еквіваленти. Для цього в АКП виділяють базові та допоміжні операції та структуру зв'язків між цими операціями. Виділені операції замінюють їх маскованими еквівалентами, входи і виходи яких об'єднують згідно із структурою зв'язків немаскованого АКП. Завдяки такому підходу уникається потреба у додатковому математичному аналізі рівня безпеки адаптованого АКП, оскільки результати виконання маскованих еквівалентних операцій збігаються з результатами немаскованих операцій та порядок виконання операцій адаптованого АКП збігається з відповідним порядком початкового алгоритму. Адаптований АКП до обробки маскованих даних оптимізують з точки зору як досягнення заданих технічних характеристик, так і забезпечення заданого рівня безпеки виконання маскованого АКП.

Перевагою запропонованої методики є можливість її автоматизування та суміщення з відомими методиками та засобами проектування комп'ютерних засобів. Отриману методику доцільно використовувати при проектуванні нових, модифікуванні існуючих спеціалізованих комп'ютерних засобів захисту інформації, стійких до інженерно-криптографічних атак та при сертифікуванні цих засобів.

### Література

1. Akkar M., Giraud C. An implementation of DES and AES, secure against some attacks // In Proc. Cryptographic Hardware and Embedded Systems – CHES 2001, volume 2162 of Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001. – p. 309 – 318.
2. Chari S., Jutla C. S., Rao J.R., Rohatgi P. Towards sound approaches to counteract power analysis attacks // In proceedings of Advances in Cryptology – CRYPTO'99, August 1999. Vol. 1666 of Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1999. – p. 398 – 412.
3. Zhou Y. B., Feng D.G.. Side-Channel Attacks: Ten Years After Its Publication and the Impacts on Cryptographic Module Security Testing // National Institute of Standardization Physical Security Testing Workshop. <http://csrc.nist.gov/cryptval/physsec/papers/physsecpaper19.pdf>
4. Мельник А.О. Спеціалізовані комп'ютерні системи реального часу. – Львів: Державний університет "Львівська політехніка", 1996. – 54 с.
5. Shamir A. "How to share a secret", Communications of the ACM, 22 (1), 1979. – p. 612– 613.
6. Messerges T., Dabbish E., Sloan R. Examining smart-card security under the threat of power analysis attack // IEEE Transactions on computers, Vol. 51, No 5, 2002. – p. 541 – 552.
7. Карпінський М.П., Коркішко Л.М. Захист двійкових суматорів від інженерно-криптографічних атак за побічними каналами витoku інформації. Матеріали 1-ї міжнародної конференції "Комп'ютерні науки та інженерія" (CSE 2006), 11-13 жовтня, 2006, м. Львів, Україна, С. 58 – 61.
8. Oswald E., Mangard S., Herbst C., Tillich S. Practical second-order DPA attack for masked smart card implementations of block ciphers // Proc. CT-RSA 2006, Vol. 3860 of Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag, 2006. – p. 192 – 207.
9. Коркішко Л.М. Базові логічні елементи для комп'ютерних пристроїв захисту інформації // Вісник Національного університету "Львівська політехніка" "Комп'ютерні системи та мережі". – 2006. – № 573 – С. 103 – 113.
10. Coron J.S., Tchulkin A., Walter C, Koc C. K., Paar C. A new algorithm for switching from arithmetic to boolean masking // In Proceedings of. International workshop CHES 2003: Cryptographic hardware and embedded systems, Vol. 2779 of Lecture notes in computer science, Springer-Verlag, 2003. – p. 89 – 97.
11. Oswald E., Schramm K. An efficient masking scheme for AES software implementations // Proc. International Workshop on Information Security Applications – WISA 2005, Vol. 3786 of Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag, 2006. – p. 292 – 305.
12. Черкаський М. Складність апаратно-програмних комп'ютерних засобів // Сучасні проблеми в комп'ютерних науках. Contemporary Computing in Ukraine CCU'2000. Збірник наукових праць. – Львів, 2000, с. 58 – 67.
13. Blomer J., Guajardo J., Krummel V. Provably secure masking of AES // Proc. of Selected Areas in Cryptography – SAC 2004, Vol. 3357 of Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag, 2004. – p. 69 – 83.

Надійшла 6.2.2007 р.

## МОДЕЛЮВАННЯ ЗАКОНІВ ДОЦІЛЬНОСТІ ЗМІНИ СИСТЕМНИХ ХАРАКТЕРИСТИК РУХУ ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНИХ ДАНИХ В РОЗПОДІЛЕНИХ КОМП'ЮТЕРНИХ МЕРЕЖАХ

*Викладені теоретичні основи моделей законів економічної доцільності, які використовуються при проектуванні комп'ютерних систем та оптимізації характеристик руху техніко-економічних даних.*

### Вступ

Розвиток сучасних комп'ютерних систем та мереж супроводжується постійним зростанням потужності комп'ютерної та телекомунікаційної техніки, підвищенням швидкодії процесорів, вдосконаленням операційної системи, зменшенням собівартості та вартості мікроелектронного обладнання [1].

Одночасно успішно розвиваються методи моделювання руху потоків даних на основі матричних моделей, моделей теорії мережевих графів, а також моделей інтелектуального діагностування мікропроцесорних пристроїв та систем [2].

На сучасному етапі особливо актуальною є задача проектування комп'ютерних систем руху даних на основі законів економічної доцільності. При цьому важливим є розробка технології проектування комп'ютерних мереж та спеціалізованих комп'ютерних систем на основі моделей руху даних. В даному контексті під рухом даних вважатимемо процедури, які виконуються над даними на всіх рівнях архітектури комп'ютерних мереж, включаючи низовий та адміністративний.

В роботі [3] викладені теоретичні основи законів економічної доцільності проектування комп'ютерних мереж, які включають визначення та базові рівняння законів фрактальності, Гроша, тах прибутку, якості, собівартості. В той же час названі закони не представлені відповідними математичними моделями, які описують характер зміни системних характеристик комп'ютерних мереж, включаючи системні характеристики різних рівнів  $S(T)$ , об'єм випуску  $N(T)$ , параметри прибутків  $P(T)$ , собівартості  $C(T)$ , якості  $Y(T)$ .

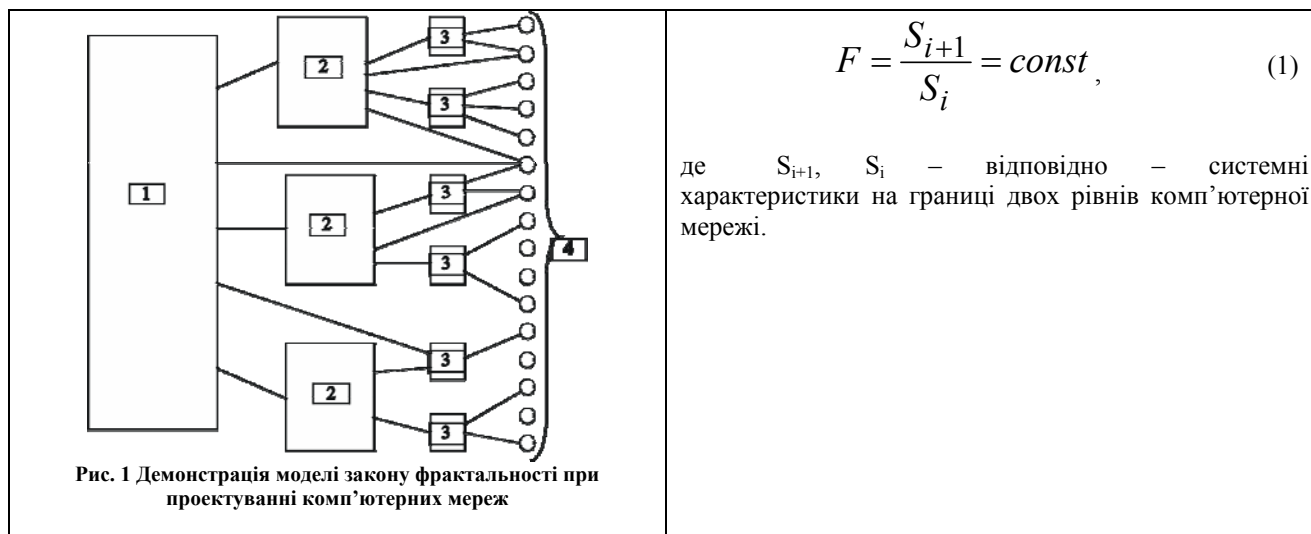
Тому актуальною задачею є розробка теоретичних основ моделей законів економічної доцільності, які використовуються при проектуванні комп'ютерних систем та оптимізації характеристик руху техніко-економічних даних.

### 1. Теоретичні основи моделей економічної доцільності

#### 1.1. Модель закону фрактальності.

Закон фрактальності, застосований до архітектури комп'ютерних мереж, встановлює співвідношення між мережею і підмережею, мережею і фрагментом мережі і описується рівнянням (1) та показаний на рис. 1, де 1 – глобальна мережа; 2 – локальна мережа; 3 – низова комп'ютерна мережа; 4 – користувач.

Прикладом реалізації закону фрактальності є процеси розвитку та вдосконалення засобів комп'ютерної техніки: розрядність процесорів ПЕОМ (табл. 1, де  $S_i/S_{i-1} = 2$ ); об'єм жорстких дисків (табл. 2, де  $S_i/S_{i-1} \geq 4$ ).



Таблиця 1

Тип мікропроцесора	Розрядність
Intel 8086	16
Intel 80386	32
Intel Pentium	64

Таблиця 2

Рік випуску жорсткого диска	Об'єм пам'яті
1980	5 Мб
1991	100 Мб
1995	2 Гб
1997	10 Гб
2005	500 Гб
2007	1000 Гб

У загальному випадку модель закону фрактальності може бути описана аналітично у вигляді:

$$F_i = \ell^{-\alpha i}, \tag{2}$$

де  $\alpha < 1$

Характеристики даної моделі закону фрактальності при різних значеннях  $\alpha$  показані на рис. 2

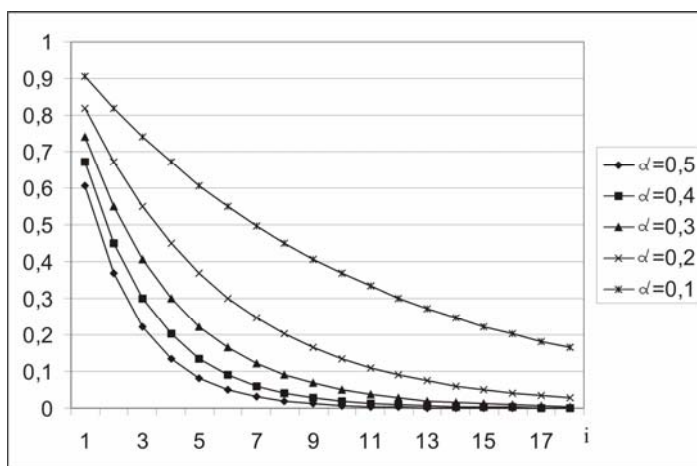


Рис. 2 Характеристики моделі закону фрактальності при різних значеннях  $\alpha$

### 1.2. Модель закону Гроша.

Закон Гроша встановлює співвідношення між системними характеристиками проектованої комп'ютерної мережі та системними характеристиками діючих мереж і виражається умовою (3) та показаний на рис. 3, де  $T_0$  – момент часу зміни системних характеристик комп'ютерної мережі;  $V(T)$  – епюра економічних затрат, необхідних для покращення системних характеристик комп'ютерної системи.

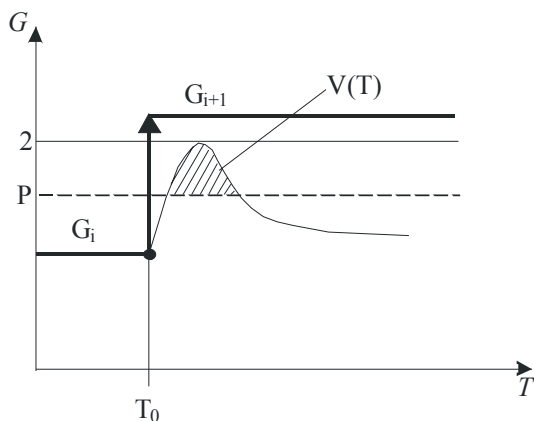


Рис. 3 Демонстрація моделі закону Гроша

$$S_{i+1}(T > T_0) \geq 2S_i(T > T_0), \tag{3}$$

де  $S_{i+1}$  та  $S_i$  відповідно – системні характеристики проектованої та діючих комп'ютерних мереж [3].

На рис. 3 показано співвідношення характеристик прибутків  $P$  при покращенні системних характеристик комп'ютерної мережі та витрат  $V(T)$ , які необхідні для досягнення нових системних характеристик мережі. З рис. 3 видно, що якщо порушиться умова (2) закону Гроша, то витрати  $V(T)$  на деякому інтервалі часу можуть перевищувати задану оцінку прибутків  $P$ , що може привести до деградації системи.

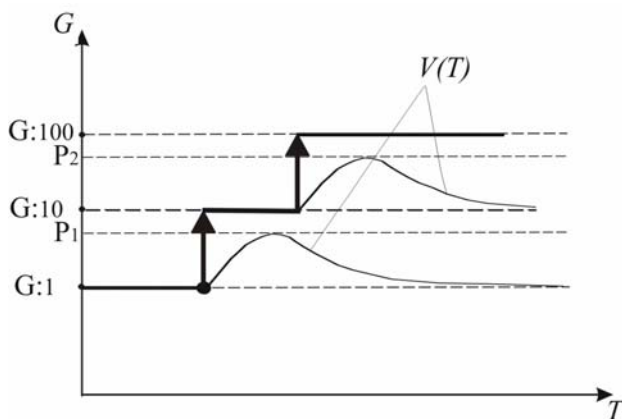
Дослідження характеристик закону Гроша дозволяє скласти його математичну модель у вигляді:



$$G_i = \begin{cases} 1, i < T_0 \\ > 2, i \geq T_0 \end{cases}; \quad P - V(T) = \begin{cases} +1, V(T) \leq P \\ -1, V(T) > P \end{cases}; \quad V(T) = 1 + \frac{T}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{T^2}{2\sigma^2}\right), T > 0,$$

де  $V(T)$  – функція витрат, яка відповідає закону статистичного розподілу Релея [4].

Прикладом реалізації закону Гроша є розвиток стандартних комп'ютерних мереж Ethernet [5] (табл. 3, рис. 4, де  $\frac{S_i}{S_{i-1}} = 10$ )



Таблиця 3

Тип мережі	Швидкодія
Ранні модифікації Ethernet	1 Мбит/с
10 Мбит/с Ethernet	10 Мбит/с
Fast Ethernet	100 Мбит/с
Гигабит Ethernet	1 Гбит/с
10 Гигабит Ethernet	10 Гбит/с

Рис. 4 Реалізація моделі закону Гроша з розподіленням затрат згідно закону Релея

### 1.3. Модель закону максимуму прибутку.

Закон максимуму прибутку характеризує часові характеристики та конкуренцію впровадження проектованої комп'ютерної мережі залежно від потужності ресурсів виробників, виражається наступними рівняннями та графіками:

1. Модель закону максимуму прибутку при умові обмеженої приблизно однакової потужності проектних організацій масового випуску комп'ютерних мереж та відкритому ненасиченому ринку збуту (рис. 5).

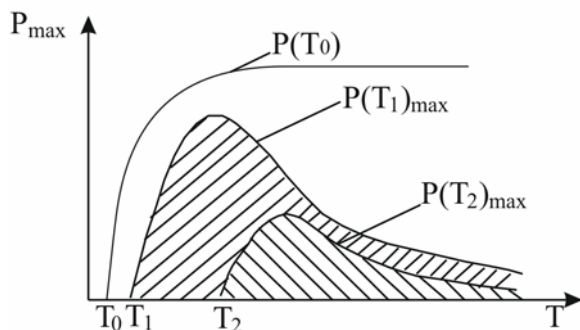


Рис. 5 Демонстрація моделі закону максимуму прибутку при однаковій потужності виробників нових засобів комп'ютерних мереж

$$P(T_1)_{\max} > P(T_{i+1})_{\max} \quad (3)$$

$$P(T_i)_{\max} = \int_{T_0}^{\infty} P(T) dT \quad (4)$$

Характер деградації приблизно залежить від швидкості деградації характеристик комп'ютерної системи в часі.

Прикладом реалізації закону максимуму прибутку є час використання популяції мікропроцесорів різної розрядності та IBM-сумісних ПЕОМ.

2. Модель закону максимуму прибутку при різній потужності ресурсів проектних організацій та відповідних виробників представлена на рис. 6 та описується системою рівнянь (5)

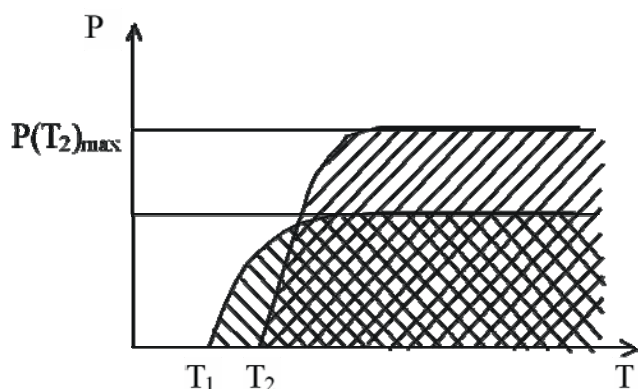


Рис. 6. Демонстрація моделі закону максимуму прибутку при різних потужностях проєктантів комп'ютерних мереж

$$\begin{cases} P(T_1)_{\max} < P(T_2)_{\max} = const \\ P(T_1)_{\max} = \int_{T_1}^{\infty} P(T_1) dT \\ P(T_2)_{\max} = \int_{T_2}^{\infty} P(T_2) dT - \int_{T_2}^{\infty} P(T_1) dT \end{cases} ; \quad (5)$$

Прикладом реалізації 2-го варіанту закону максимуму прибутку є вихід на всесвітній ринок продукції комп'ютерних мереж на основі ПЕОМ IBM-486.

**1.4. Модель закону якості.**

Закон якості характеризує системні характеристики комп'ютерних мереж в етапах їх розробки, освоєння виробництва, гарантійної експлуатації та післягарантійного використання. Даний закон описується моделлю у вигляді системи рівнянь (6) і представлений на рис. 7.

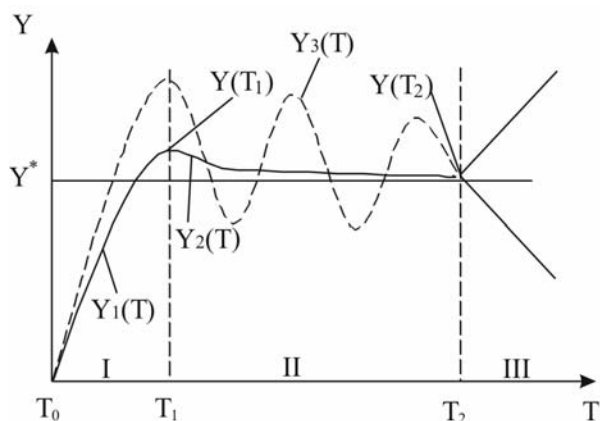


Рис. 7. Демонстрація моделі закону якості

$$\begin{cases} Y(T_1) - Y^* = \min \\ Y(T_1) > Y^* \\ Y(T_1) - Y(T_2) = \min \\ T(T > T_2) = var \end{cases} ; \quad (6)$$

На рис. 7 I, II, III – відповідно функції якості на етапах проєктування, гарантійної та післягарантійної експлуатації комп'ютерної мережі. Пунктиром показано характеристики підтримки якості при ремонтах та відновленні гарантійних функцій комп'ютерної мережі.

Досвід виробництва засобів комп'ютерної техніки та мереж показує, що функція якості на першому етапі ( $T_0 \leq T < T_1$ ) достатньо адекватно може бути описана аналітичним виразом:

$$Y_1(T) = A \cdot \cos \omega_i T, \quad (7)$$

Відповідно на інтервалі часу ( $T_1 \leq T < T_2$ )

$$Y_2(T) = Y^* + e^{-\gamma T}, \quad (8)$$

де  $\gamma$  – коефіцієнт затухання експоненти, який характеризує степінь зниження параметрів якості на етапі гарантійної експлуатації.

Моделі якості, описані рівняннями (7) (8) відповідають випадку, коли на інтервалі гарантійної експлуатації не спостерігається суттєвого погіршення якості і відсутні регламентні та ремонтні роботи по відновленню засобів та програмного забезпечення комп'ютерної мережі.

Модель якості, яка охоплює інтервали виробництва та гарантійної експлуатації засобів комп'ютерних мереж може бути адекватно описана аналітичним виразом функції Бесселя у вигляді

$$Y_3(T) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{i(\alpha T - x \sin T)} dT,$$

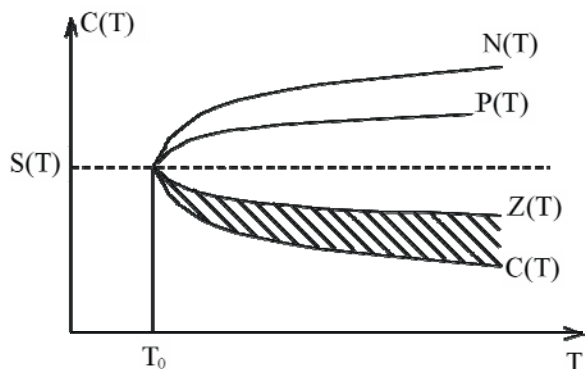
де  $x$  – амплітуда гармонічної складової

Прикладом застосування моделі закону якості при використанні ОС Windows XP час гарантійного використання даної системи без відновлень в середньому складає 1500 годин. При роботі із системою досвідченого користувача ПЕОМ характеристика якості відповідає  $Y_1, Y_2$ , у випадку використання недостатньо

надійного апаратного забезпечення, відсутності ефективного захисту від вірусів та некваліфікованого оператора характеристика операційної системи буде описана характеристикою  $Y_3$ . При цьому експлуатаційний час ОС складатиме 300-500 год.

### 1.5. Модель закону собівартості.

Модель закону собівартості визначає характер зміни собівартості створення та впровадження нових комп'ютерних мереж залежно від умов зміни їх системних характеристик. В першому варіанті задається умова підтримки заданих системних характеристик комп'ютерної мережі при нарощуванні її виробництва та тиражуванні. Даний варіант закону собівартості описується системою рівнянь (7) та показаний на рис. 7, де  $S(T)$  – системні характеристики мережі;  $N(T)$  – об'єм виробництва;  $P(T)$  – прибутки;  $Z(T)$  – вартість мережі;  $C(T)$  – собівартість виробництва.



$$\begin{cases} S(T) = \text{const}; \\ N(T) = \text{var}; \\ P(T) = (Z(T) - C(T)) \cdot N(T) \end{cases} \quad (7)$$

Рис. 8. Демонстрація моделі закону собівартості (перша модифікація)

Аналіз динаміки економічних показників дозволяє досить адекватно представити їх математичними моделями у вигляді експоненціальних та логарифмічних функцій.

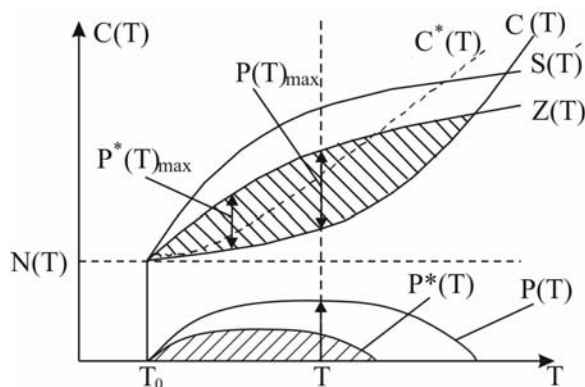
$$\begin{aligned} fZ(T) &= \ell^{-\alpha_1 T}; \quad fC(T) = \ell^{-\alpha_2 T}, \quad \text{де } \alpha_2 > \alpha_1; \\ fN(T) &= 1 + \alpha_3 \log_2 T; \quad fP(T) = 1 + \alpha_4 \log_2 T, \end{aligned}$$

де  $\alpha_3 > \alpha_4$

На практиці у деяких випадках можуть бути використані логарифмічні функції з іншою основою ( $\ln(T), \lg_{10}(T), \dots$ ).

Модель другого варіанту закону собівартості визначається на основі проектного покращення системних характеристик створюваних комп'ютерних мереж при незмінному об'ємі випуску і описується рівняннями (8) та рис. 9.

З рис 9 видно, що  $\max$  прибуток виникає при  $\max$  різниці між вартістю продажі і собівартістю виробництва комп'ютерної мережі. Очевидно, що при відсутності досконалої технології виробництва відмічається суттєве зростання собівартості виробництва  $C(T)$ , що показано на рисунку пунктиром. При цьому  $\max$  прибутки  $P^*(T)$  набагато менші від прибутків, досягнутих за рахунок досконалої технології, тобто  $P^*(T)_{\max} \ll P(T)_{\max}$ . Крім того виробництво з низьким рівнем технології в принципі не може випускати комп'ютерні мережі з високим рівнем системних характеристик, інакше воно буде збитковим.



$$\begin{cases} N(T) = \text{const}; \\ S(T) = \text{var}; \\ P(T) = (Z(T) - C(T)) \cdot N(T) \end{cases} \quad (8)$$

Рис. 9. Демонстрація моделі закону собівартості (друга модифікація)

Функції моделі даного варіанту закону  $fS(T), fZ(T), fP(T)$  описуються відповідними логарифмічними функціями:

$$fS(T) = 1 + \alpha_5 \log_2 T ; fZ(T) = 1 + \alpha_6 \log_2 T ,$$

де  $\alpha_5 > \alpha_6$ ;

$$fC(T) = 1 + T^{\alpha_7} ; fC^*(T) = 1 + T^{\alpha_8} ,$$

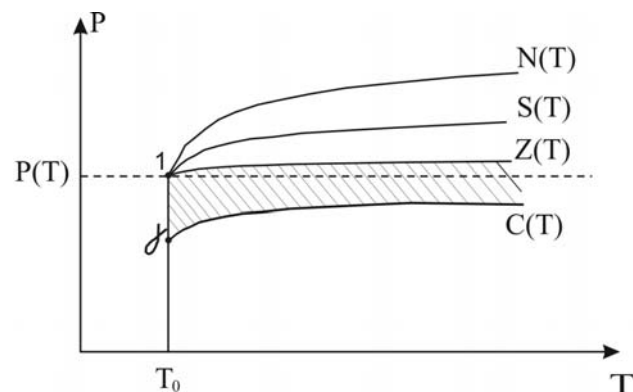
де  $\alpha_8 > \alpha_7$

Модель функції прибутків, як видно з рис. 7 описується різницями функцій  $fZ(T)$  та  $fC(T)$ , тобто:

$$fP(T) = (1 + \alpha_6 \log_2 T) - (1 + T^{\alpha_7}) ; fP^*(T) = (1 + \alpha_6 \log_2 T) - (1 + T^{\alpha_8})$$

Прикладом реалізації першого варіанту закону собівартості є конвеєрна технологія тиражування засобів комп'ютерних мереж (вперше даний закон відкрив Генрі Форд). Суть реалізації даного закону полягає в тому, що при масовому тиражуванні комп'ютерних та мережових засобів різко знижується їх собівартість.

Модель третього варіанту закону собівартості описується рівняннями (9) та рис. 10.



$$\begin{cases} P(T) = const; \\ N(T) = var; \\ S(T) = var; \\ Z(T) = var; \\ C(T) = var. \end{cases} \quad (9)$$

Рис. 10. Демонстрація моделі закону собівартості (третьої модифікація)

Функції моделі даного варіанту закону  $fS(T)$ ,  $fZ(T)$ ,  $fP(T)$ ,  $fC(T)$ ,  $fN(T)$  описуються відповідними логарифмічними функціями:

$$fN(T) = 1 + \alpha_3 \log_2 T ,$$

де  $\alpha_3 > \alpha_5$ ;  $fS(T) = 1 + \alpha_5 \log_2 T$ ;  $fZ(T) = 1 + \alpha_1 \log_2 T$ ;  $fC(T) = \gamma + \alpha_2 \log_2 T$ ;

$$fP(T) = (1 + \alpha_1 \log_2 T) - (\gamma + \alpha_2 \log_2 T) = (1 - \gamma) + (\alpha_1 \log_2 T - \alpha_2 \log_2 T) = const$$

### Висновки

Таким чином викладені моделі законів доцільності розробки та впровадження комп'ютерних мереж з покращеними системними характеристиками руху ТЕД демонструють основні напрямки та базові можливості зростання їх економічної доцільності. При проектуванні комп'ютерних мереж на основі викладених моделей законів економічної доцільності може бути ефективно використана технологія побудови матричних моделей руху ТЕД [6], а також розроблена інформаційна технологія економічних епюр затрат і прибутків для кожного елемента матричних моделей.

### Література

1. Мартин Дж. Вычислительные сети и распределенная обработка данных. – М.: Финансы и статистика, 1985. – 256с.
2. Локазюк В.М., Поморова О.В., Домінов А.О. Интеллектуальне діагностування мікропроцесорних пристроїв та систем: Навч. пос. для вузів. – 2001. – 286с.
3. Возна Н., Шандровська-Николайчук Л. Проблеми юриспруденції та інформаційна технологія проектування комп'ютерних мереж на основі законів економічної доцільності. – Збірник наукових праць інституту проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є.Пухова. – Вип. 26. – К., 2004р. – С.33-40.
4. Горбаны І.І. Теорія ймовірностей та математична статистика для наукових працівників та інженерів. – Київ. – 2003. – 244с.
5. Столлингс В. Современные компьютерные сети. 2-е изд. – СПб.: Питер, 2003. – 783с.
6. Пуртов С.Т. Автоматизированные системы управления предприятием. – М.: Высшая школа. – 1989. – 396с.

Надійшла 15.2.2007 р.

**РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ СИСТЕМЫ: СТРУКТУРНЫЙ АНАЛИЗ,  
КЛАССИФИКАЦИЯ, ЭКСТРЕМАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ НА ГРАФАХ**

*Розглядається задача структурного аналізу розподілених систем. Пропонується нотація, яка призначена для класифікації розподілених систем за різними ознаками. Наводиться послідовний аналіз різних розподілених систем з використанням запропонованої класифікації. Виділяються основні класи таких систем. Для них розглядається актуальність рішення екстремальних завдань на графах.*

В результате развития технологий на сегодняшний момент достаточно легко собрать распределенную вычислительную систему [1]. Распределенную систему можно представить в виде совокупности автономных компьютеров, которые работают совместно, обмениваясь между собой информацией при помощи среды коммутации. В качестве среды коммутации в большинстве случаев выступает компьютерная сеть. Можно обозначить множество преимуществ распределенных систем: распараллеливание вычислений, относительно хорошая масштабируемость, совместная работа пользователей с общими ресурсами и множество других. Однако существует и ряд недостатков, связанных со сложностью программного обеспечения, безопасностью и т.п [1]. Эта область знаний является относительно «молодой» и существует множество актуальных задач, требующих решения.

Существует множество различных классификаций распределенных систем в зависимости от структурных или иных особенностей. Например, распределенные системы можно подразделить на мультикомпьютеры, кластеры, симметричные мультипроцессоры, архитектуры с распределенной памятью и массово-параллельные системы [2]. Мультикомпьютер представляется совокупностью объединенных сетью отдельных вычислительных модулей, каждый из которых управляется своей операционной системой [2]. Кластер организуется при помощи набора компьютеров, рассматриваемый ОС, системным программным обеспечением, программными приложениями и пользователями как единая система [2]. Массово-параллельные системы характеризуются большим числом процессорных узлов, состоящих из одного или нескольких процессоров, локальной памяти и нескольких устройств ввода/вывода [2].

В [4] авторы предлагают классифицировать распределенные системы по двум группам признаков:

- 1) по размерам и способам администрирования (кластер, распределенная система корпоративного уровня, глобальная грид-система);
- 2) по типу предоставляемых ресурсов и видам прикладных задач (вычислительные системы, информационные системы).

В литературе рассматривается система классификаций моделей организационных систем с распределенным контролем [5]. Приводятся следующие признаки: множество допустимых действий, целевая функция, число центров, тип управления со стороны центров.

Существует также классификация угроз безопасности распределенных вычислительных систем [6]. Авторы выделяют следующие признаки: характер воздействия, цели воздействия, наличие обратной связи с атакуемым объектом, расположение субъекта относительно объекта и т.п.

Исходя из аналитического обзора предложенных методик классификации распределенных систем можно сделать вывод о том, что несмотря на многообразие различных структурных особенностей распределенных вычислительных систем, не существует четкой и единой методики классификации. Таким образом, задача классификации является актуальной.

Классифицировать распределенные системы предлагается по следующим структурным признакам:

А. По топологии среды коммутации [3]:

- 1) Полносеточная – (Fgr) – это такая топология, в которой все узлы сети напрямую соединены друг с другом.
- 2) Частичносеточная – (Fgr) – это такая топология, в которой не все узлы сети напрямую соединены друг с другом (некоторые звенья пропускаются).
- 3) Звездообразная – (Star) – это такая топология, в которой каждый узел соединен напрямую с общим центральным узлом
- 4) Кольцевая – (Ring) – это такая топология, в которой все узлы сети соединяются друг с другом двухточечными звеньями так, чтобы сформировать замкнутый контур. Информация пересылается от узла к узлу, пока не достигнет своего адресата.
- 5) Шинная – (Bus) – это такая топология, в которой каждый узел просто присоединяется напрямую к кабелю или шине, используя соответствующие интерфейсы и оборудование.
- 6) Иная – (Unk).

В. По типу распределенных ресурсов [1]:

- 1) Процессорная мощность (мультикомпьютеры)

- 1.1) Гомогенные – (HmP) – характерна одна соединяющая компьютеры сеть, использующая единую

технологію. Одинаковы также и все процессоры, которые в основном имеют доступ к одинаковым объемам собственной памяти.

1.2) Гетерогенные – (HtP) – могут содержать целую гамму независимых компьютеров, соединенных разнообразными сетями.

2) Оперативная память (мультипроцессоры) – (Mem) – все процессоры имеют прямой доступ к общей памяти

С. По способу передачи информации в среде коммутации:

1) Радиоканал – (R) – данные передаются с помощью передатчика и приемника радиоволн.

2) Оптоволоконно – (O) – система принимает электрические сигналы и преобразует их в световые импульсы, передающиеся по волокну. На другой стороне происходит обратное преобразование в электрические сигналы.

3) Кабель (витая пара, коаксиальный кабель) – (C) – информация передается в виде электрических импульсов по изолированным друг от друга проводникам

D. По масштабируемости (по подключению новых ресурсов и пользователей) [1]:

1) Предусмотрена – (MrE) – в системе при проектировании было предусмотрено подключение новых ресурсов и пользователей. Изначально были решены проблемы с централизацией ресурсов, служб и алгоритмов.

2) Реализуема – (MrP) – в системе при проектировании не было предусмотрено подключение новых ресурсов и пользователей. Однако при принятии ряда не очень значительных модификаций проблемы с централизацией ресурсов, служб и алгоритмов могут быть решены.

3) Не реализуема – (MrD) – даже в случае принятия ряда не очень значительных модификаций проблемы с централизацией ресурсов, служб и алгоритмов не могут быть решены.

E. По масштабируемости (географически) [1]:

1) Предусмотрена – (MgE) – в системе при проектировании была предусмотрена географическая масштабируемость. Были решены проблемы связанной с различием глобальных и локальных сетей: синхронной связи в локальных сетях и принципе точка-точка для глобальных сетей.

2) Реализуема – (MgP) – в системе при проектировании не была географическая масштабируемость. Однако при принятии ряда не очень значительных модификаций проблемы могут быть решены.

3) Не реализуема – (MgD) – даже в случае принятия ряда не очень значительных модификаций проблемы географической масштабируемости не могут быть решены.

F. По назначению распределенной системы

1) Распределенное хранение данных – (D) – система строится для распределенного хранения данных (например ввиду географических либо надежностных причин).

2) Распределенные вычисления – (C) – система предназначена для осуществления распределенных вычислений. Особое внимание уделяется алгоритмам распараллеливания вычислений.

3) Параллельная работа нескольких пользователей с общими данными – (U) – совместная работа нескольких пользователей над одними и теми же данными. Особое внимание уделяется механизмам синхронизации данных и приоритетной системе доступа к данным.

G. Прозрачность [1]:

1) Доступ – (Acc) – скрывается разница в представлении данных и доступе к ресурсам. Например, распределенная система может содержать компьютеры с различными операционными системами, каждая из которых имеет собственные ограничения на способ представления имен файлов. Разница в ограничениях на способ представления имен файлов, так же как и собственно работа с ними, должны быть скрыты от пользователей и приложений.

2) Месторасположение – (Loc) – скрывается местоположение ресурса.

3) Перенос – (Crr) – скрывается факт перемещения ресурса в другое место.

4) Репликация – (Rep) – позволяет скрыть тот факт, что существует несколько копий ресурса.

5) Параллельный доступ – (Par) – скрывается факт возможного совместного использования ресурса несколькими конкурирующими пользователями.

6) Отказ – (Fail) – скрывается отказ и восстановление ресурса.

H. По количеству пользователей:

1) Однопользовательская – (Su) – система рассчитана на обслуживание одного пользователя.

2) Многопользовательская – (Mu) – система рассчитана на обслуживание множества пользователей.

I. По типу ОС [1]:

1) Распределенная – (dOS) – сильно связанная операционная система для мультипроцессоров и гомогенных мультикомпьютерных систем.

2) Сетевая – (nOS) – слабо связанная операционная система для гетерогенных мультикомпьютерных систем.

Таким образом, шифр конкретной реализации распределенной системы мониторинга составляется из последовательности девяти групп символов разделенных между собой косой чертой.

Каждая из групп символов соответствует классификационному признаку. В общем виде можно записать как: A/B/C/D/E/F/G/H/I/. В конкретном случае это можно записать как: Ring/Mem/C/MrD/MgD/U/Par/Mu/ dOs

Структура этой системы изображена на рисунке 1 и соответствует распределенной системе с кольцевой топологией среды коммутации, с распределенной оперативной памятью, с использованием кабельной технологии передачи данных в среде коммутации, с нереализуемой масштабируемостью, предназначенной для параллельной работы нескольких пользователей с общими ресурсами, обладающей прозрачностью параллельного доступа, многопользовательской, с использованием распределенной ОС.

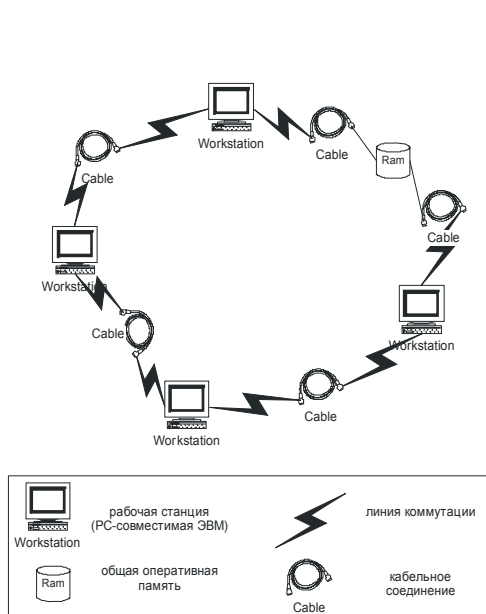


Рис. 1. Система типа Ring/Mem/C/MrD/MgD/U/Par/Mu/dOs

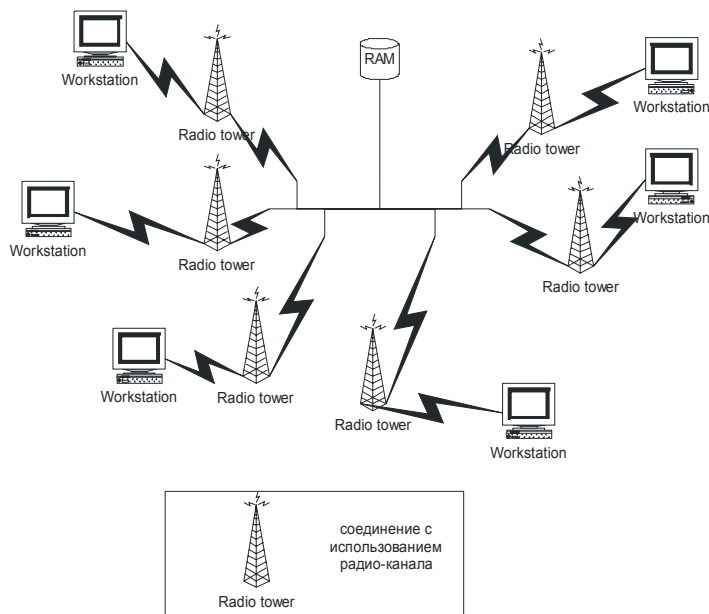


Рис. 2. Система типа Fgr/Mem/R/MrE/MgE/U/Loc/Mu/nOs.

Целесообразно выделить еще несколько классов типичных распределенных систем для анализа применимости математического аппарата теории графов для решения актуальных задач передачи данных в таких системах.

На рис. 2 представлена структура системы типа Fgr/ Mem/ R/ MrE/ MgE/ U/ Loc/ Mu/ nOs. Распределенная система с полносеточной топологией среды коммутации, с распределенной оперативной памятью, с использованием радиоканала для передачи данных в среде коммутации, с предусмотренной масштабируемостью, предназначенная для параллельной работы нескольких пользователей с общими ресурсами, обладающую прозрачностью месторасположения, многопользовательская, с использованием сетевой ОС.

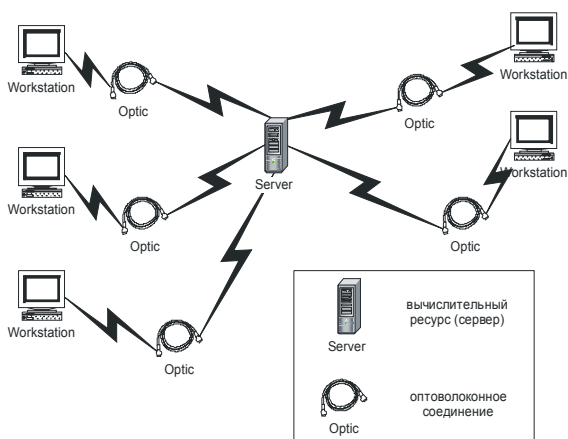


Рис. 3. Система типа Star/ HmP/ O/ MrP/ MgP/ C/ Acc/ Mu/ dOs

На рис. 3 изображена структура системы типа Star/ HmP/ O/ MrP/ MgP/ C/Acc/ Mu/ dOs. Распределенная система с топологией типа звезда у среды коммутации, гомогенная с распределенной процессорной мощностью, с использованием оптоволоконной технологии для передачи данных в среде коммутации, с реализуемой масштабируемостью, предназначенная для распределенных вычислений, обладающую прозрачностью доступа, многопользовательская, с использованием распределенной ОС.

Проинтерпретируем рассмотренные классы типичных распределенных систем с помощью математического аппарата теории графов. В таблице 1 приведено взаимное соответствие между элементами структурной схемы и графой интерпретации.

Каждая рабочая станция (Workstation) представляется при помощи трех вершин, соединенных дугами. Вершины отождествляют процессор, оперативную память и сетевой интерфейс для каждой рабочей станции. Если временем передачи данных между составными частями рабочей станции пренебречь нельзя – то над соответствующей дугой следует проставить ее вес (время передачи данных). Передаче данных в среде коммутации соответствует дуга, соединяющая между собой подграфы, представляющие рабочие станции. Вес дуги соответствует времени передачи информации. Общая оперативная память представляется при помощи двух вершин соединенных дугами. Одна вершина соответствует массиву оперативной памяти, другая – сетевому интерфейсу. Сервер состоит из множества процессоров, оперативной памяти и накопителя на жестком магнитом

диске. Он представлен подграфом, вершинам которого соответствуют составные части, а передача данных между этими составляющими имитируется взвешенными дугами.

Таблица 1

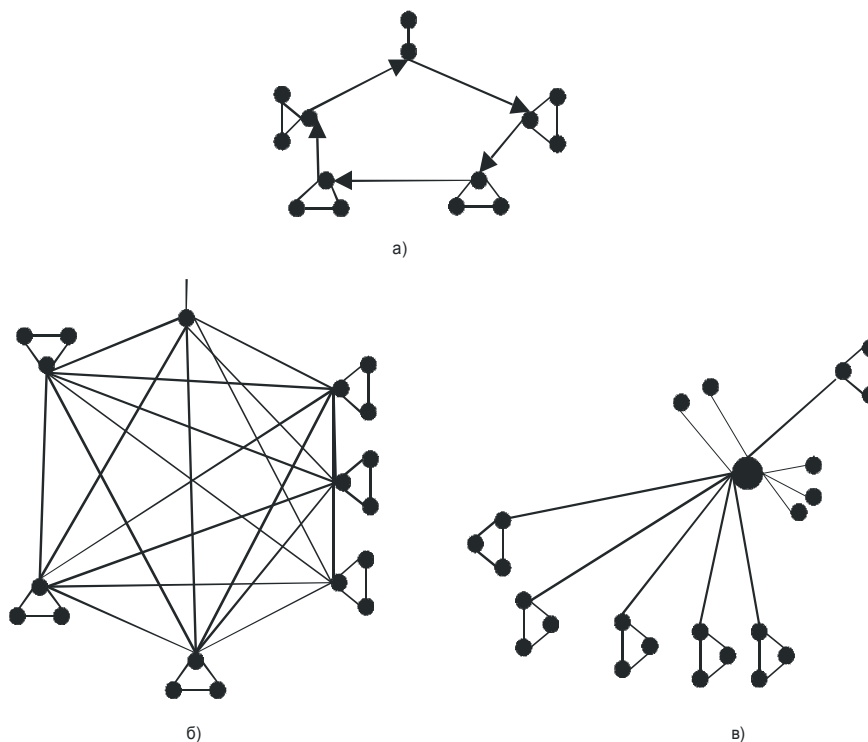
**Преобразования структурной схемы в граф**

Название элемента структурной схемы	Графическое изображение	Интерпретация в графе
Рабочая станция		
Способ передачи данных в среде коммутации (кабель, радиоканал, оптоволокно)		
Общая оперативная память		
Сервер (процессоры, ОП, НЖМД)		

С учетом представленной в таблице 1 логикой преобразований можно получить графы для структур изображенных на рисунках 1-3 (рисунок 4).

Проанализируем актуальность решения экстремальных задач на графах для рассмотренных топологий организации коммутации в распределенных системах.

*Критический (максимальный путь) путь* [7]. Задача имеет наибольшую актуальность для топологии типа «кольцо», так как кроме структурной предрасположенности появляется алгоритмическая (логика движения «маркера»). Наименьшая актуальность у топологии типа «сетка». Для полностью связанной сети задача вообще не имеет актуальности. Для шинной топологии актуальность выше, чем у «звезды» так как передача между наиболее удаленными узлами может занять достаточно много времени и величина «отклика» для различных маршрутов будет существенно различаться.



**Рис. 4. Графовая интерпретация структурных схем распределенных систем**



*Максимальный поток через сеть* [7]. При помощи нахождения максимального потока через сеть можно решить задачу планирования при распараллеливании вычислительных ресурсов. Наиболее эффективен этот подход при существенном преобладании времени передачи данных над временем их последующей обработки (для задач требующих пересылки большого объема информации между распределенными частями системы). Сложность реализации этого подхода варьируется в зависимости от топологии среды коммутации в распределенной системе. Степень актуальности для каждого типа топологии отражена в таблице 3.

*Размыкание контуров* [7]. Задача может помочь в экономии сетевого оборудования, необходимого для коммутации частей распределенной системы. Удаляются связи, которые могут быть заменены более коротким путем «в обход». Интерпретация задачи актуальна только для шинной и сетевой топологии («кольцо» размыкать нельзя, звезду – нецелесообразно).

*Транспортная задача*. Транспортная топология актуальна для всех топологий. Происходит поиск минимального пути для передачи пакетов от одной рабочей станции до другой. Однако, актуальна также и модифицированная транспортная задача (задача с ограничениями пропускных способностей) [7]. Задача может помочь найти минимальный путь для передачи пакетов от одной рабочей станции до другой в условиях ограниченной пропускной способности (для задач требующих передачи больших объемов данных между составляющими распределенной системой, для которых скорость передачи существенно влияет на время «отклика» всей распределенной системы в целом).

*Кратчайшее дерево* [7]. Задача может быть проинтерпретирована для распределенных сетей: соединить заданное число рабочих станций в распределенную систему с помощью наиболее быстрых линий связи (дуг с минимальными длинами).

Введем систему количественных оценок актуальности экстремальных задач при синтезе и анализе распределенных систем (см. таблицу 2). Проведем оценку эффективности применения экстремальных задач на графах для различных топологий среды коммутации в распределенных системах (см. табл. 3).

Таблица 2

Количественные оценки актуальности	
Значение	Описание
-	задача не имеет интерпретации
0	задача не имеет смысла
1	задача не существенна
2	задача не имеет большого значения
3	задача имеет большое значение
4	задача чрезвычайно важна

Таблица 3

Актуальность экстремальных задач на графах для различных топологий среды коммутации

Задача	Тип топологии			
	Сетка	Звезда	Кольцо	Шина
Критический (максимальный путь) путь	1	2	4	3
Максимальный поток через сеть	1*	1	4	3**
Размыкание контуров	2	0	-	4
Транспортная задача	4	4	4	4
Кратчайшее дерево	4	-	-	2

\* – для полносвязанной сети

\*\* – для гетерогенных

В ходе анализа полученных оценок эффективности применения экстремальных задач на графах (см. таблицу 3) были выбраны наиболее актуальные задачи для которых будут в последствии реализованы имитационные модели. Они послужат основой для построения автоматизированной системы анализа и синтеза проектировочных решений в области распределенных систем.

### Литература

1. Таненбаум Э.С., М. Ван Стеен. Распределенные системы. Принципы и парадигмы. – СПб.: Изд-во «Питер», 2003. – 877 с.
2. Топорков В. В. Модели распределенных вычислений. – М.: Изд-во «Физматлит», 2004. – 320 с.
3. Ирвин Дж., Харль Д. Передача данных в сетях: инженерный подход. – СПб.: Изд-во «БХВ-Петербург», 2003. – 448 с.
4. Родин А.В., Бурцев В.Л. Классификации распределенных систем // <http://www.gridclub.ru/library/>
5. Новиков Д.А., Цветков А.В. Механизмы функционирования организационных систем с распределенным контролем. – М.: Изд-во «ИПУ РАН», 2001. – 118 с.
6. Классификация угроз безопасности распределенных вычислительных систем //

<http://www.sources.ru/security/attack2/03-01.html>

7. Романовский И. В. Алгоритмы решения экстремальных задач. – М.: «Наука», 1977. – 352 с.

Надійшла 21.2.2007 р.

УДК 004.272.2 (045)

А.В. ИВАНКЕВИЧ, АЛЬ ШИБАНИ САЛИМ

Национальный авиационный университет, Киев

## ОРГАНИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ОБРАБОТКИ ЗАПРОСОВ К СЕРВЕРАМ БАЗ ДАННЫХ В КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЯХ

*Предложены архитектуры коммутаторов, предназначенные для обеспечения балансировки загрузки узлов сети распределенной базы данных, используемой для обработки больших объемов данных. Предложен алгоритм балансировки загрузки узлов сети распределенной базы данных, предназначенной для обработки больших объемов данных. Рассмотрена реализация алгоритма на авиационных предприятиях Украины.*

**Введение.** Во многих организациях, использующих современные технологии обработки и хранения данных, на сегодняшний день накоплены большие объемы информации, которые постоянно продолжают возрастать. При этом существенно увеличивается время, требуемое для обработки информации. При этом возникает проблема получения результатов обработки данных приемлемые сроки. Поэтому необходимо не только наращивать емкость носителей, которые хранят базы данных (БД) таких систем, но и повышать скорость доступа к ним. Системы управления БД (СУБД), использующие распределенную обработку таблиц БД, позволяют оптимизировать работу с БД за счет применения индексных таблиц, кеширования, упреждающего чтения данных и т.д. [1, 2]. Однако такая оптимизация эффективна при работе с БД небольших объемов, а ее эффект уменьшается по мере увеличения объема данных.

Для ускорения обработки БД часто используют распределение запросов к БД по нескольким мощным серверам, соединенным между собой вычислительной сетью [3–6]. Основная задача систем управления распределенными БД (РБД) состоит в обеспечении средства интеграции локальных баз данных, располагающихся в некоторых узлах вычислительной сети, с тем, чтобы пользователь, работающий в любом узле сети, имел доступ ко всем этим базам данных как к единой базе данных. При этом должны обеспечиваться: простота использования системы; возможности автономного функционирования при нарушениях связности сети или при административных потребностях; высокая степень эффективности.

Чтобы достичь таких свойств СУБД требуется механизм распределения запросов между серверами. Обработка запроса к БД осуществляется обращением к нескольким неделимым операциям, разложение и последовательность которых зависит от конкретного запроса, а также плана выполнения, выбранного оптимизатором запроса. Обычно операции БД выполняются в строгой последовательности, причем выход одной операции служит входом следующей. Для поддержки параллельной обработки запросов применительно к нескольким серверам РБД выбирают неделимые операции, которые могут быть скопированы и далее одновременно производят обработку фрагментов данных и операции, результаты которых могут быть представлены так, как будто единая цепочка вычислений выполнила операцию. С этой целью запросы разбирают и обрабатывают независимо от способов коммуникации. Параллельные обработки различных участков БД на серверах позволяют СУБД эффективно использовать многомерные таблицы и разбиение таблиц. При правильной реализации параллельных обработок существенно возрастает эффективность работы с БД и управления ресурсами [5].

**Цель работы** – разработка программных и аппаратных средств, позволяющих распределять обработку данных между серверами БД, размещенными в узлах компьютерной сети.

**Анализ запросов к БД.** Для реализации алгоритмов оптимизации размещения запросов по серверам реальной компьютерной сети необходимы достоверные исходные данные [6]. Для определения интенсивности обращений к различным таблицам БД используется резидентная программа "Анализатор запросов". Программа перехватывает все обращения к БД, перераспределяет их для обработки узлами РБД и протоколирует в журнал дату, время, имя таблицы, длину запроса, время до ответа, длину ответа. С помощью модуля "Оптимизатор запросов" информация анализируется, и выявляются временные характеристики обращений к таблицам, исправляются перекосы по обработке наиболее часто используемых данных. Алгоритм, заложенный в программе "Оптимизатор запросов" является эвристическим и характеризуется следующими свойствами: обычно находит хорошие, но не обязательно оптимальные решения; его можно быстрее и проще реализовать, чем любой известный точный алгоритм. На первом этапе этого алгоритма находится начальное распределение файлов на основе статистики, собранной программой "Анализатор запросов". На втором этапе проводится перераспределение файлов. Второй этап состоит из ряда шагов, причем на каждом шаге осуществляется перераспределение одного файла из переполненного узла таким образом, чтобы наполовину уменьшить загрузку узла. Выполнение второго этапа алгоритма продолжается до тех пор, пока не будет найдено распределение, которое позволяет достичь максимальной скорости обработки запроса.

**Распределение запросов между серверами РБД.** Для управления распределением запросов между серверами РБД предлагается использовать программируемый активный коммутатор (ПАК), структурная схема которого показана на рис. 1. Этот коммутатор базируется на ПЛИС и, в зависимости от загруженного в него программного обеспечения, позволяет осуществлять обработку пакетов, имеющих разные свойства и назначение в соответствии с определенными алгоритмами. Как правило, коммутаторы, которые используют исключительно программное обеспечение, имеют меньшую производительность, чем аппаратные, но коммутаторы использующие ПЛИС могут обеспечить желаемый баланс между производительностью и использованием нестандартных алгоритмов обработки пакетов [7]. Использование таких коммутаторов позволяет осуществлять быструю перенастройку системы и быструю смену программного обеспечения [8].

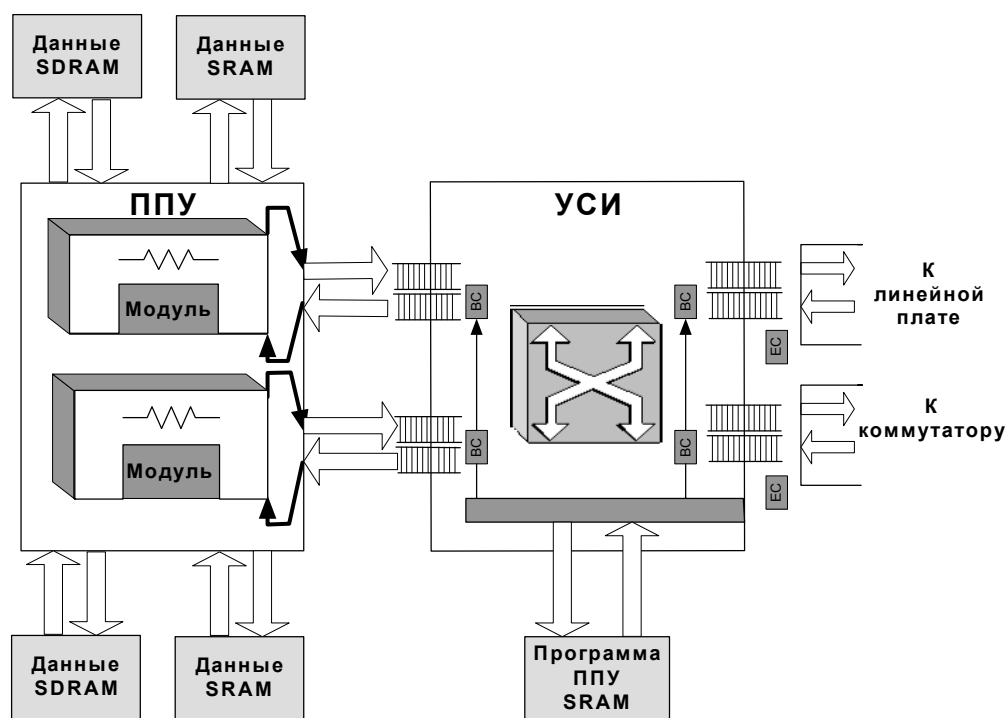


Рис. 1. Структурная схема программируемого активного коммутатора

Логика ПАК базируется на двух программируемых вентиляльных матрицах. Использование ПАК позволяет достичь пропускной способности коммутатора несколько гигабайт в секунду. ПАК состоит из двух модулей, базирующихся на ПЛИС Xilinx Virtex FPGA: XCV600Efg676 и XCV100Efg680. Микропрограммы и данные ПАК хранятся в Flash и SRAM памяти. В первом модуле, в устройстве сетевого интерфейса (УСИ) осуществляется основная функция ПАК – перераспределение пакетов с запросами. УСИ содержит в себе логику для получения и передачи пакетов по сети, маршруты индивидуальных потоков данных, приема и динамического перепрограммирования ПАК в соответствии с собранной и обработанной статистической информацией. Элементы, из которых состоит УСИ, имеют полный контроль над четырьмя независимыми хранилищами памяти SRAM. Память используется для выполнения программ, использующих матрицу оптимального распределения в зависимости от типа запроса. Второй модуль – программируемое прикладное устройство (ППУ) – служит для управления первым модулем в соответствии с алгоритмом оптимизации распределения запросов по серверам сети и данным, полученным при анализе предыдущих запросов.

Структурная схема УСИ показана на рис. 2 УСИ контролирует правильность потоков данных между модулями ПАК и предоставляет механизм динамической загрузки микропрограмм в коммутатор по сети. В состав интерфейса входит четырёхпортовый коммутатор, служащий для передачи данных между серверами вычислительной сети. Каждому порту коммутатора сопоставлена виртуальная схема поисковых таблиц (ВСПТ) выбора и коммутации потоков. В каждом из четырёх сетевых интерфейсов УСИ существует небольшой буфер для избежания краткосрочных перегрузок. В том случае, когда несколько пакетов с запросами направляются в один порт, УСИ перераспределяет запросы в зависимости от занятости других интерфейсов и таблиц распределения, заложенных в ПАК. Если происходит длительная перегрузка интерфейса, то УСИ отправляет сигнал приостановки предыдущему модулю или интерфейсу сети. УСИ поддерживает пересылку, как потоков данных так и одиночных пакетов. Для отладки модуля в состав УСИ входит схема проверки ошибок (СПО), с помощью которой можно производить тестирование переполнения буферов, а также перепрограммирование ПАК.

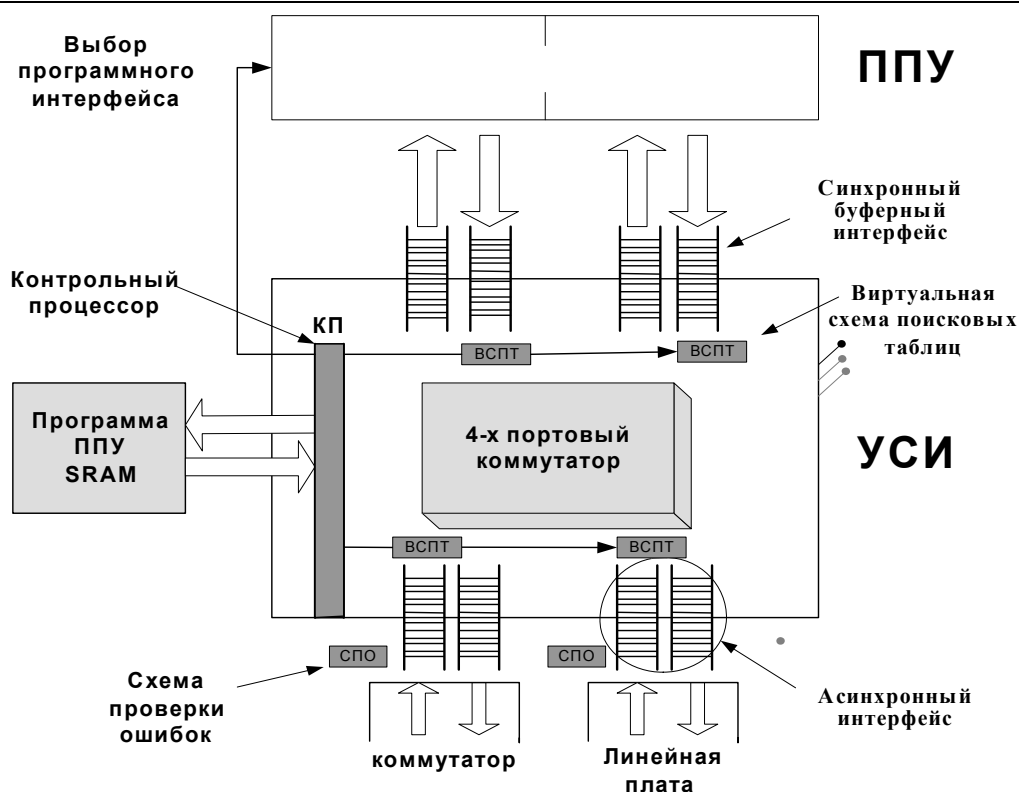


Рис. 2. Структурная схема универсального сетевого интерфейса

В состав УСИ входит контрольный процессор (КП), предназначенный для управления работой ПАК и связи по сети. КП обрабатывает команды модификация поточной маршрутизации входных данных, команды чтения и записи данных о состоянии устройства, команды чтения и записи конфигурации памяти. Вместе с ПАК существует возможность использовать сетевой узел управления (УУ) на базе процессора Pentium. В конфигурацию узла входит чип маршрутизации APIC, который управляет ядром NetBSD. Связь между ПАК и УУ осуществляется специальными пакетами, которые распознаются интерфейсами ПАК и передаются в модуль ППУ. Объединив УУ с ПАК можно достичь одновременного анализа запросов, обработки статистической информации и ввода этой информации в таблицы ПАК.

Предложено использовать РБД и механизм оптимизации распределения запросов по серверам сети, в информационной системе регистрации и обработки документов, которая используется на авиационных предприятиях Украины [9]. Система позволяет интегрировать информацию с нескольких информационных систем, которые работают в авиакомпании, и создавать на основе этой информации системы регистрации финансовых документов. Документы, которые помещаются в этой системе, можно анализировать, создавать между ними связи и реализовать на основе этих документов отчеты произвольной структуры.

Входные потоки информации поступают в систему в виде бухгалтерских документов, банковских отчетов, информации о перемещении средств и др. Обработка информации основана на внедрении первичных документов со всеми необходимыми реквизитами, которые сохраняются в БД большого объема. После введения и сохранения в системе первичных бухгалтерских документов система автоматически формирует бухгалтерские проводки. Это позволяет передавать информацию бухгалтерско-аналитической системе, формировать разнообразные оборотно-сальдовые ведомости, реестры, журналы-ордера и др.

**Выводы.** С целью ускорения обработки БД больших объемов предложена программная и аппаратная реализация метода распределения запросов по серверам РБД. Результаты тестирования информационной системы регистрации и обработки документов свидетельствуют о возможности значительного увеличения скорости обработки данных большого объема за счет использования РБД и механизмов оптимизации загрузки серверов, используемых в РБД.

### Литература

1. Калиниченко Л.А., Рывкин В.М. Машины баз данных и знаний. – М.: Наука, 1990. – 296 с.
2. Озкарахан Э. Машины баз данных и управление базами данных. – М.: Мир, 1989. – 696 с.
3. Аббасов А. М. Оптимизация размещения информационных баз с копиями в сети ЭВМ // Автоматика и вычислительная техника. – 1988. – № 4. – С. 71–75.
4. Янбых Г. Ф., Бобер В. И., Бокоев Т. И. Оптимизация размещения файлов и каналов передачи данных в сети ЭВМ // Автоматика и вычислительная техника. – 1984. – № 4. – С. 25–29.
5. Цегелик Г. Г. Системы распределенных баз данных. – Львов: Свит, 1990. – 168 с.

6. Жуков И. А., Иванкевич А.В., Салим Аль Шибани, Аль-Сурики Ибрагим. Метод и программные средства оптимизации распределения информационных файлов в компьютерных сетях // Проблемы информатизации та управління. – К.: НАУ, 2005. – Вип. 4 (15). – С. 78-82.

7. S. Hauck, "The roles of FPGAs in reprogrammable systems." Proceedings of the IEEE, vol. 86, pp. 615-638, Apr. 1998.

8. W. Marcus, I. Hadzic, A. McAuley, J. Smith. "Protocol boosters: Applying programmability to network infrastructures," IEEE Communications Magazine, vol. 36, no. 10, pp. 79-83, 1998.

9. Жуков І.А., Мазур В.І., Іванкевич О.В. Методика реалізації корпоративної системи реєстрації фінансових документів // Проблеми інформатизації та управління. – К.: НАУ, 2003. – Вип.7. – С. 128-132.

Надійшла 2.2.2007 р.

УДК 681.31

Я.М. НИКОЛАЙЧУК, О.І. ВОЛИНСЬКИЙ, С.В. КУЛИНА  
Тернопільський національний економічний університет

## ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТА СТРУКТУРА СПЕЦПРОЦЕСОРІВ В БАЗИСІ КРЕСТЕНСОНА

*Викладені теоретичні основи побудови спецпроцесорів у базисі Крестенсона, який породжує цілочисельну, нормалізовану, досконалу та розмежовану системи числення залишкових класів. Наведені структури вузлів спецпроцесорів.*

### Вступ

Представлення даних в базисі Крестенсона дає змогу здійснювати розпаралелювання обробки інформації без значного ускладнення обчислювальних засобів. Даний базис породжує систему залишкових класів (СЗК) яка є непозиційною системою числення. Використання СЗК спрощує побудову систем збору інформації, а також дозволяє вирішувати клас задач, що є невизначеними в позиційних системах числення. Особливістю СЗК залишається простота реалізації прямого та зворотного перетворень.

СЗК має наступні форми прямих та зворотніх перетворень:

- цілочисельна;
- нормалізована;
- досконала;
- розмежована.

Використання СЗК має наступні основні переваги:

- Незалежність утворення розрядів числа, в результаті чого кожний розряд несе інформацію про вихідне число, а не про проміжне одержане в результаті утворення молодших розрядів. Звідси витікає незалежність розрядів чисел а отже і можливість їх незалежної паралельної обробки.

- Мала розрядність залишків, які представляють число. Із-за малої кількості кодових комбінацій відкривається можливість побудови табличної арифметики, завдяки чому більшість операцій перетворюються в однократні, які виконуються простою вибіркою із таблиці.

Проте дана тема мало висвітлюється у наукових виданнях, побудова нових спецпроцесорів в базисі Крестенсона є тематикою ще мало дослідженою, тому задача розвитку їх теорії, структури та схемотехніки актуальною.

### Розділ 1. Теоретичні основи цілочисельної форми СЗК.

В основу цілочисельного перетворення СЗК покладена китайська теорема про залишки [1]. Суть прямого перетворення цілочисельної форми СЗК полягає в тому, що згідно з теоремами про залишки будь-яке ціле число може однозначно перетворити набором найменших невід'ємних залишків в системі взаємо простих модулів

$$N_k = \begin{cases} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_i \\ \dots \\ b_k \end{cases} \quad b_i = \text{res } N_k (\text{mod } p_i),$$

що відповідає рішенням діафантового рівняння

$$N_k \equiv b_i \pmod{p_i},$$

яке відповідає цілочисельному рішенням лінійного рівняння:

$$N_k = a_i * p_i + b_i,$$

де  $a_i$  – ранг,  $b_i$  – найменший невід’ємний залишок.  
При цьому діапазон кодування чисел  $N_k$  дорівнює:

$$P = \prod_{i=1}^k p_i ; 0 \leq N_k \leq P.$$

Таким чином ціле число  $N_k$  однозначно представляється набором залишків  $b_i$ .  
Зворотне перетворення цілочисельної форми СЗК виконується згідно аналітичного виразу

$$N_k = \text{res} \sum_{i=1}^k b_i \cdot B_i \pmod{P}, \tag{1}$$

де  $B_i$  – базисі числа СЗК, які обчислюються згідно діафантового рівняння:

$$B_i = \frac{P}{p_i} \cdot m_i \equiv 1 \pmod{p_i}, \tag{2}$$

Тобто для виконання зворотнього перетворення цілочисельної форми СЗК необхідно задати параметри:

1. Набір взаємно простих модулів  $p_1, p_2, \dots, p_i, \dots, p_k$ ;
2. Діапазон кодування чисел  $P$ ;
3. Набір базисних чисел  $b_1, b_2, \dots, b_i, \dots, b_k$ ;
4. Набір коефіцієнтів які забезпечують ортогональність перетворень  $m_1, m_2, \dots, m_i, \dots, m_k$ ;
5. Аналітичні вирази прямого і зворотнього перетворення:

$$b_i = \text{res} N_k \pmod{p_i},$$

$$N_k = \text{res} \sum_{i=1}^k b_i \cdot B_i \pmod{P}.$$

В таблиці (1) показаний приклад кодування чисел в цілочисельній формі СЗК, для наступної системи модулів:

$$p_1=2, p_2=5;$$

$$P=2 \cdot 5=10;$$

$$0 \leq N_k \leq 9.$$

$$B_1 = \frac{10}{2} \cdot m_1 = 1 \pmod{2}, m_1 = 1; B_1 = 5;$$

$$B_2 = \frac{10}{5} \cdot m_2 = 1 \pmod{5}, m_2 = 3; B_2 = 6;$$

Табл. 1

Приклад кодування чисел в цілочисельній формі СЗК

$N_k$	$b_1$	$b_2$
0	0	0
1	1	1
2	0	2
3	1	3
4	0	4
5	1	0
6	0	1
7	1	2
8	0	3
9	1	4

Теорія виконання алгоритму операцій додавання, віднімання та множення детально викладена в роботі [2]. В основу арифметики залишкових класів покладено глибоке розпаралелювання обробки даних, яке виконується по кожному модулю  $p_i$  окремо з виключенням між розрядних переносів.

Алгоритми визначення операції додавання, віднімання і множення в СЗК. Виконується на основі наступних математичних виразів:

1) Сумування  $x_k + y_k \leq P-1$ :

$$x_k = (a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_k)$$

$$y_k = (b_1, b_2, \dots, b_i, \dots, b_k)$$

$$x_k + y_k = (a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_k) + (b_1, b_2, \dots, b_i, \dots, b_k) = (c_1, c_2, \dots, c_i, \dots, c_k)$$

де  $c_i = \text{res} (a_i + b_i) \pmod{p_i}$ .

2) Сумування  $x_k + y_k \geq P$ :

$$x_k + y_k = (a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_k) + (b_1, b_2, \dots, b_i, \dots, b_k) = (d_1, d_2, \dots, d_i, \dots, d_k)$$

де  $d_i = \text{res} (a_i + b_i) \pmod{P}$ ;

3) Віднімання ( $x_k \geq y_k$ )

$$x_k - y_k = \begin{matrix} (a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_k) \\ - \\ (b_1, b_2, \dots, b_j, \dots, b_k) \\ \hline (e_1, e_2, \dots, e_i, \dots, e_k) \end{matrix}$$

де  $e_i = \text{res}(a_i - b_i) \bmod P_i$

4) Віднімання ( $x_k < y_k$ )

$$x_k - y_k = (x_k - y_k) \bmod P + x_k - y_k$$

$$x_k - y_k = \begin{matrix} (a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_k) \\ - \\ (b_1, b_2, \dots, b_j, \dots, b_k) \\ \hline (f_1, f_2, \dots, f, \dots, f_k); \end{matrix}$$

де  $f_i = \text{res}(a_i - b_i) \bmod P_i$

5) Множення ( $x_k * y_k$ ):

$$x_k * y_k = \begin{matrix} (a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_k) \\ * \\ (b_1, b_2, \dots, b_j, \dots, b_k) \\ \hline (j_1, j_2, \dots, j, \dots, j_k) \end{matrix}$$

де  $j_i = \text{res}(a_i * b_i) \bmod P_i$ .

Недоліком цілочисельної форми перетворення СЗК є практична відсутність простої операції порівняння чисел, що суттєво ускладнює реалізацію алгоритмів та відповідних процесів ділення. В той же час переваги однократного матричного виконання інших арифметичних операцій забезпечує широкі перспективи застосування теоретичних основ цілочисельного перетворення СЗК для створення та широкомасштабного впровадження супершвидкісних процесорів в комп'ютерних мережах.

### Розділ 2. Теоретичні основи нормалізованої форми СЗК.

Теоретичною основою утворення нормалізованої форми СЗК (НСЗК) є нормалізація по модулю  $P$  обох частин рівняння зворотнього перетворення цілочисельної форми СЗК (1):

$$\frac{N_k}{P} = \text{res} \sum_{i=1}^k \frac{b_i \cdot B_i \pmod{P}}{P},$$

$$\text{звідки } [N_k]_0 = \text{res} \sum_{i=1}^k b_i \cdot \frac{B_i}{P} \pmod{1},$$

$$\text{де } 0 \leq [N_k]_0 \leq P - 1; \frac{B_i}{P} = \frac{1}{p_i},$$

а з врахуванням виразу (2) отримаємо:

$$[N_k]_0 = \text{res} \sum_{i=1}^k b_i \cdot \frac{m_i}{P_i} \pmod{1}$$

або

$$[N_k]_0 = \text{res} \sum_{i=1}^k [b_i]_0 \cdot m_i \pmod{1}, \quad (5)$$

$$\text{де } [b_i]_0 = \frac{b_i}{p_i}, \text{ а } 0 \leq [b_i]_0 \leq 1.$$

Для забезпечення однозначного кодування даних в НСЗК необхідно виконувати умову:

$$\delta_p \leq \frac{1}{P}.$$

Дана формула визначає необхідне число розрядів після коми, у відповідній системі числення при представленні величини  $1/P$  в нормалізованій формі, тобто

$$\frac{1}{P_i} = 0.\overbrace{gggg}^{n_i} \overbrace{gggg}^{\delta_p},$$

де  $g$  – цифри у відповідній системі числення,  $n_i$  – число розрядів до яких заокруглюється результат ділення з преведенням до меншого цілого, а  $\delta_p$  – дробова частина яка визначає величину похибки  $\delta_p$  якою нехтують.

Таким чином аналітичний вираз з НСЗК в СЗК отримує вигляд:

$$N_k = \text{int}[N_k]_0 \cdot P,$$

де  $\text{int}$  – символ операції виділення цілої частини.

Кодування даних та виконання арифметичних операцій в НСЗК продемонструємо на прикладі набору модулів:

$$p_1=2, p_2=5; P=10; m_1=1, m_2=3. \delta_p \leq 0,01.$$

В таблиці (2) показані нормалізовані значення залишків  $[b_i]_0$  та відповідні нормалізовані значення чисел  $[N_k]_0$ :

Таблиця 2

$N_k$	$[b_1]_0$	$[b_2]_0$	$[N_k]_0$
0	0,0	0,0	0,0
1	0,5	0,2	0,1
2	0,0	0,4	0,2
3	0,5	0,6	0,3
4	0,0	0,8	0,4
5	0,5	0,0	0,5
6	0,0	0,2	0,6
7	0,5	0,4	0,7
8	0,0	0,6	0,8
9	0,5	0,8	0,9

$\delta_p=0$ , для даного набору модулів.

Алгоритми виконання операцій додавання, віднімання і множення в НСЗК виконуються на основі наступних математичних виразів:

Сумування  $[x_k]_0 + [y_k]_0 < 1$ ;

$$[x_k]_0 = + \frac{([a_1]_0, [a_2]_0, \dots, [a_i]_0, \dots, [a_k]_0) \cdot ([b_1]_0, [b_2]_0, \dots, [b_i]_0, \dots, [b_k]_0)}{([c_1]_0, [c_2]_0, \dots, [c_i]_0, \dots, [c_k]_0)}$$

де  $[c_i]_0 = \text{res}([a_i]_0 + [b_i]_0) \text{ mod } 1$ .

Алгоритм 2) – 5) виконується аналогічно з врахуванням нормалізованого представлення залишків  $[d_i]_0$ ,  $[e_i]_0$ ,  $[f_i]_0$ ,  $[j_i]_0$ , а операція “mod  $P_i$ ” замінюється на “mod 1”.

Перевагою НСЗК є виконання операцій над залишками в нормалізованій формі, що спрощує реалізацію процесорів на основі даного базису, за рахунок виключення нелінійних операцій отримання залишку по кожному з модулів процесора.

### Розділ 3. Теоретичні основи досконалих форм представлення СЗК.

#### 3.1. Досконала СЗК

Аналіз формули перетворення СЗК (1) може бути представлена в наступному вигляді:

$$N_k = \text{res} \sum_{i=1}^k b_i \cdot \frac{P}{p_i} \cdot m_i \pmod{P}, \quad (4)$$

де  $0 \leq m_i \leq p_i - 1$ .

Очевидно, що наявність коефіцієнтів  $m_i$  в формулі (4) ускладнює реалізацію алгоритма виконання цілочисельного перетворення СЗК. Дослідження різних наборів  $p_i$  яким відповідають набори коефіцієнтів  $m_i$  в теоретико-числовому аспекті дослідження показали, що існують такі набори модулів  $p_1, p_2, \dots, p_k$ , які відповідають умовам взаємної простоти з одиничними коефіцієнтами  $m_i$  ( $m_1=m_2=\dots=m_i=\dots=m_k=\dots=1$ ).

Прикладом такого набору модулів є  $p_1=2, p_2=3, p_3=5$ . Для якого  $P=30, V_1=15, V_2=10, V_3=6$ , а  $m_1=m_2=m_3=1$ . В таблиці 3 показаний приклад представлених чисел по вказаному наборі модулів:

Таблиця 3

$N_k$	$p_1=2$	$p_2=3$	$p_3=5$
0	0	0	0
1	1	1	1
2	0	2	2
3	1	0	3
4	0	1	4
5	1	2	0
6	0	0	1
7	1	1	2
8	0	2	3
9	1	0	4
10	0	1	0
...	...	...	...
20	0	2	0
...	...	...	...
28	0	1	3
29	1	2	4



Наприклад, для чисел представлених в ДСЗК  $N_k = (1, 2, 4)$  згідно виразу (4) маємо

$$N_k = \text{res}(1 \cdot 15 \cdot 1 + 2 \cdot 20 \cdot 1 + 4 \cdot 6 \cdot 1) \bmod 30 = 29$$

Пошук наборів модулів які породжують ДСЗК є окремою задачею яка досліджувалась в роботі статті [3].

### 3.2. НДСЗК

Теоретичною основою даної форми є р-ня (5) підставивши  $m_1=m_2=m_k=1$ , отримаємо базове рівняння перетворення НДСЗК у вигляді:

$$[N_k]_0 = \text{res} \sum_{i=1}^k [b_i]_0 \pmod{1}. \quad (6)$$

З рівняння (6) видно, що з перетворення НДСЗК виключена операція множення і саме перетворення виключається у вигляді сумування нормалізованих залишків  $[b_i]_0 \pmod{1}$ , що відповідає операції віднімання цілої частини результату.

Розглянемо приклади застосування НДСЗК:

Перетворення векторів багатомірнього дискретного простору в одномірний дискретний простір (див. табл. 4):

Таблиця 4

$N_k$	$[b_1]_0$	$[b_2]_0$	$[b_3]_0$	$[N_k]_0$
0	0	0	0	0
1	0.033	0.033	0.033	0.099
2	0	0.066	0.066	0.132
3	0.033	0	0.133	0.166
4	0	0.033	0.16	0.193
5	0.033	0.066	0	0.099
6	0	0	0.033	0.033
7	0.033	0.033	0.066	0.132
8	0	0.066	0.133	0.199
9	0.033	0	0.16	0.193
10	0	0.033	0	0.033
...	...	...	...	...
20	0	0.066	0	0.066
...	...	...	...	...
28	0	0.033	0.133	0.166
29	0.033	0.066	0.16	0.259

### Розділ 4. Розмежована форма СЗК (РСЗК).

Теоретично основою РСЗК є цілочисельна форма СЗК рівняння (1) якої представлено у вигляді суми:

$$N_k = N_{1k} + N_{2k} + \dots + N_{ik} + \dots + N_{nk},$$

де  $N_{ik}$  m-розрядний (розмежований) фрагмент числа  $N_k$ , яке представлено у двійковій системі числення, чиловий базис Радемахера. Наприклад 32-х розрядний процесор СЗК може бути розмежований на 4-ри фрагменти по 8 біт.

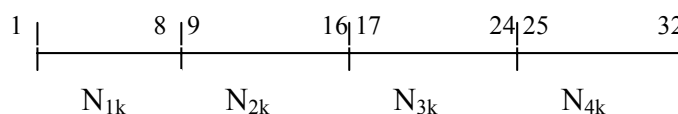


Рис. 1. Процес розмежування 32-х розрядного процесора.

Таким чином пряме перетворення РСЗК отримаємо вигляд:

$$N_k = \begin{cases} b_1 = (b_{11} + b_{21} + \dots + b_{r1} + \dots + b_{n1}) \bmod p_1 \\ b_2 = (b_{12} + b_{22} + \dots + b_{r2} + \dots + b_{n2}) \bmod p_2 \\ \dots \\ b_i = (b_{1i} + b_{2i} + \dots + b_{ri} + \dots + b_{ni}) \bmod p_i \\ \dots \\ b_k = (b_{1k} + b_{2k} + \dots + b_{rk} + \dots + b_{nk}) \bmod p_k. \end{cases}$$

При цьому математичні операції над числами в РСЗК можуть бути розмежовані по кожному із фрагментів процесора, що забезпечує ще більш глибокий рівень розпаралелюня обробки інформації, а відповідно підвищення швидкодії процесора СЗК.

Таким чином в загальному вигляді зворотне перетворення РСЗК аналітично описується виразом:

$$N_k = \text{res} \sum_{r=1}^n \text{res} \sum_{i=1}^k \text{res}(b_{1i} + b_{2i} + \dots + b_{ri} + \dots + b_{ni}) \bmod P_i \cdot B_i \bmod P.$$

Реалізація цієї формули у вигляді РСЗК може бути виконана з суттєвим зменшенням апаратних засобів по кожному з модулів.

#### Висновок.

В даній статті висвітлюються загальні теоретичні основи СЗК а також переваги розглянутої системи над позиційною системою, яка є більш поширеною. Основою СЗК є операції над залишками від ділення чисел на взаємопрості модулі та виконання операцій над залишками. Дані операції виконуються по табличному методу і займають 1 такт що дає перевагу перед виконанням тих самих операцій в інших базисах. Перші спроби в дослідженні даної теми були здійснені у 1959 – 1960 рр. такими вченими як Ю.Я. Базилевським, І.Я. Акушським та Д.І. Юдицьким та ін. Проте дана тема не отримала поширення в той час через непорозуміння між її розробниками. Проте тепер коли позиційна система числення дійшла до кінця свого розвитку прийшов час дослідження і СЗК. Тому дана тема стає все популярнішою і побудова нових процесорів у ній є нагальною потребою.

#### Література

1. Бухштаб А.А. Теория чисел. – М.: Просвещение, 1966. – 384 с.
2. Акушський І.Я., Юдицький Д.И. Машинная арифметика в остаточных классах.
3. Николайчук Я.М., Федорович Ю.С. Теоретичні основи базисних перетворень” матеріали наукової конференції // Автоматика 2000”. – Львів 2000. – С. 120 с.

Надійшла 8.2.2007 р.

УДК 681.513

О.М. ШИНКАРУК, Г.Є. ОПОЛЬСЬКА  
Хмельницький Національний Університет

### ОБҐРУНТУВАННЯ ВИБОРУ АЛГОРИТМІВ МЕТОДУ ГРУПОВОГО ОБЛІКУ АРГУМЕНТІВ В ЯКОСТІ МЕТОДИЧНОЇ БАЗИ СТВОРЕННЯ МОДЕЛЕЙ ЕВОЛЮЦІЇ СКЛАДНИХ ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

*В статті наведений короткий опис методу групового обліку аргументів, проведений порівняльний аналіз методу групового обліку аргументів та подібних алгоритмів, зазначені особливі риси методу, висвітлені переваги розглянутого методу порівняно з іншими методами моделювання.*

#### 1. Вступ

Проблеми моделювання складних технічних систем взагалі можуть бути вирішені за допомогою дедуктивних логіко-математичних або за допомогою індуктивних переборних методів. Дедуктивні та імітаційні методи мають переваги у випадку досить простих задач моделювання, коли відома теорія об'єкту, що моделюється, і тому можлива розробка моделі виходячи з фізично-заснованих принципів, застосовуючи знання людини щодо процесів у об'єкті.

Прийняття рішень у такій сфері як аналіз надійності та довговічності складної технічної системи, вимагають засобів, що здатні отримувати точні моделі на основі прогнозів процесів. Між тим виникають проблеми, що пов'язані з великою кількістю змінних, дуже малою кількістю спостережень і невідомими динамічними зв'язками між змінними. Такі об'єкти є складними зазвичай недостатньо обумовленими системами, що характеризуються:

- недостатньою апіорною інформацією;
- великою кількістю параметрів, що не вимірюються;
- зашумленими або короткими вибірками даних;
- погано-обумовленими об'єктами з розмитими характеристиками.

Такі проблеми не можуть бути розв'язані дедуктивними логіко-математичними методами з достатньою точністю. У цьому випадку здобуття інформації з даних, тобто знаходження моделі на основі експериментальних вимірів має переваги у випадку досить складних об'єктів. Такі об'єкти містять мінімальне апіорне знання або не мають визначеної теорії взагалі. Це особливо вірно для об'єктів з розмитими характеристиками.

Для оцінки довговічності та ефективності роботи складних технічних систем доцільним є застосування методів прогнозування. Такий підхід дозволяє суттєво скоротити час випробувань та необхідну тривалість контрольної експлуатації. Ці методи без великих затрат дозволяють визначити тенденцію зміни ряду значень досліджуваного параметру, відобразити фізичну суть процесів зміни технічного стану досліджуваного об'єкту.

Методи прогнозування повинні відповідати вимогам, що висувуються до прогнозуючих систем, таким

як: здатність до гнучкого реагування на зміни в сутності процесу і можливість здійснювати селекцію помилок. Подібні проблеми можуть бути вирішені за допомогою методу групового обліку аргументів (МГОА), котрий знаходить знання про об'єкт безпосередньо з вибірки даних. Це індуктивний переборний метод, котрий має переваги для досить складних об'єктів, що не мають визначеної теорії, зокрема для об'єктів з розмитими характеристиками. Алгоритми МГОА знаходять єдину оптимальну для кожної вибірки модель за допомогою повного перебору всіх можливих моделей-претендентів та операції їх оцінки за зовнішнім точнісним чи балансним критерієм [1, 2] на незалежній підвибірці даних.

## 2. Метод групового обліку аргументів (МГОА)

Підхід МГОА заснований на переборі моделей, що поступово ускладнюються, та їх оцінці за зовнішнім критерієм. В якості вхідних змінних можуть бути використані будь-які параметри, що можуть впливати на процес. При цьому програмно передбачена можливість автоматичного визначення структури моделі та ступінь впливу параметрів на вихідну величину. Кращою є та модель, що веде до мінімального значення зовнішнього критерію.

МГОА розроблений для моделювання складних систем, прогнозу, ідентифікації та апроксимації багатофакторних систем, діагностики, розпізнавання образів та кластеризації вибірки даних. Аналітично доведено, що тільки за допомогою цього індуктивного методу самоорганізації для неточних, зашумлених або коротких вибірок даних може бути знайдена єдина оптимальна нефізична модель, точність прогнозу якої вище та структура простіше ніж структура звичайної повної фізичної моделі.

За минулі декілька десятиріч було зроблено багато практичних застосувань підходу МГОА до моделювання економічних, фінансових, екологічних, медичних та військових об'єктів у всіх розвинених країнах. Метод широко застосовується у світі за допомогою розроблених у США компанією Ward Systems Group, Inc. комерційного програмного пакету 'NeuroShell2', розробленого AbTech Corp. 'ModelQuest', Barton Associates Co. 'ASPEN', у Німеччині використовується програмний засіб 'KnowledgeMiner' розроблений DeltaDesign Software Berlin та багато інших, що розроблені окремими групами дослідників. Ці програми використовують алгоритми МГОА для аналізу та прогнозування різних складних систем. Бажано, щоб на Україні цей метод також ширше використовувався.

Останні розробки МГОА привели до створення експертних систем на основі нормативного прогнозування систем (за сценарієм "якщо-то") та оптимізації керування за допомогою алгоритмів спрощеного лінійного програмування і нейромереж з активними нейронами [3]. В таких нейромережах окремі алгоритми моделювання використовуються як нейрони багаторядної нейромережі. Це дає можливість підвищити точність прогнозу, апроксимації чи розпізнавання образів вище меж, які можуть бути досягнуті звичайними нейромережами з простими нейронами або звичайними статистичними методами.

## 3. Опис методу

МГОА розв'язує проблему обробки вибірок спостережень. Метою є отримання математичної моделі об'єкту (задача ідентифікації та розпізнавання образів) чи опису процесів, що відбудуться для об'єкта у майбутньому (задача прогнозування). МГОА вирішує за допомогою процедури перебору, багатовимірну проблему оптимізації моделі:

$$g = \arg \min_{g \in G} CR(g), CR(g) = f(P, S, \xi^2, T, V), \quad (1)$$

де  $G$  – множина моделей, що розглядаються,  $CR$  – зовнішній критерій якості моделі  $g$  з цієї множини,  $P$  – кількість множин змінних,  $S$  – складність моделі,  $\xi^2$  – дисперсія завад,  $T$  – число трансформації вибірки даних,  $V$  – кількість видів референтної функції. Для базової референтної функції кожна множина змінних відповідає певній структурі моделі  $P=S$ . Задача трансформується до більш простої одновимірної:

$$CR(g) = f(S), \quad (2)$$

за умови  $\xi^2 = const, T = const, V = const$

В основі лежить процедура перебору, тобто послідовна перевірка моделей, що вибираються з множини моделей-кандидатів у відповідності до вибраного критерію. Більшість алгоритмів МГОА використовують поліноміальну базисну функцію. Загальний зв'язок між вхідними та вихідними змінними може бути виражений у вигляді функціонального ряду Вольтерра, дискретним аналогом якого є поліном Колмогорова-Габора [1]:

$$y = a_0 + \sum_{i=1}^M a_i x_i + \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M a_{ij} x_i x_j + \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^M a_{ijk} x_i x_j x_k, \quad (3)$$

де  $X(x_1, x_2, \dots, x_M)$  – вихідний вектор змінних;

$A(a_1, a_2, \dots, a_M)$  – вектор коефіцієнтів чи ваг.

Компонентами вхідного вектора  $X$  можуть бути незалежні змінні, функціональні форми чи кінцеві різниці члени. Інші нелінійні базисні функції, наприклад диференційні, логістичні, імовірнісні або гармонійні також можуть бути застосовані для побудови моделі. Метод дозволяє одночасно отримати оптимальну структуру моделі та залежність вихідних параметрів від вибраних найбільш значимих вхідних параметрів системи.

Теорія МГОА вирішує проблеми:

- довгострокове прогнозування;
- короткострокове передбачення процесів та подій;
- ідентифікація фізичних залежностей при точних даних;
- апроксимація багатофакторних процесів;
- екстраполяція фізичних полів;
- кластеризація вибірок даних;
- розпізнавання образів у випадках неперервних та дискретних змінних;
- діагностика та розпізнавання імовірнісними переборними алгоритмами;
- нормативне прогнозування векторних процесів;
- безмодельне прогнозування за допомогою комплексування аналогів;
- самоорганізація подвійно-багаторядних нейромереж з активними нейронами.

Самоорганізаційне моделювання базується на статистичних навчальних мережах, що є мережами математичних функцій, які знаходять складні нелінійні зв'язки у компактному та швидко виконуваному вигляді. Такі мережі поділяють проблему на керовані частини чи блоки, а потім автоматично застосовують розвинені регресійні методи для вирішення кожної з цих більш простих проблем.

#### 4. Алгоритми МГОА та "МГОА-подібні" алгоритми

Необхідно підкреслити різницю між оригінальними алгоритмами МГОА та "МГОА-подібними" алгоритмами. Перші працюють, знаходячи мінімум зовнішнього критерію і таким чином реалізують об'єктивний вибір оптимальної моделі. Цей метод заснований на індуктивному підході: оптимальні моделі знаходяться за допомогою перебору можливих варіантів і оцінки їх за зовнішнім критерієм. Він вираховується на окремій частині вибірки даних, що не була використана для побудови моделей. Оптимальна модель може бути вибрана за двома критеріями: перший відбирає кращі моделі на кожному ряді перебору для структурної ідентифікації, а другий знаходить оптимальну модель. Процедура селекції зупиняється по досягненню мінімального значення критерію.

Інші "МГОА-подібні" алгоритми працюють за характеристикою, яку можна виразити наступним чином: "чим складніша модель – тим вона точніша". Це вимагає введення певних порогів чи визначати коефіцієнти ваги у формулі внутрішнього критерію для знаходження моделі суб'єктивним шляхом. Але дійсні проблеми частіше представлені короткими або зашумленими вибірками даних.

Індуктивний підхід дає експертам можливість задавати критерій відбору загального виду та інтерпретувати отримані моделі. Вони мають можливість впливати на результат моделювання шляхом формулювання нового критерію. Комп'ютер стає об'єктивним суддею у наукових суперечках, якщо ансамбль критеріїв узгоджений між експертами, що приймають участь у дискусії. Людський фактор часто зумовлює помилки та необгрунтовані рішення. Об'єктивний вибір оптимальної моделі за екстремумом характеристики зовнішнього критерію у діючих індуктивних алгоритмах часто суперечить погляду дослідника.

Об'єктивні алгоритми дають можливість реалізувати дійсний штучний інтелект.

#### 5. Особливі риси методу

Основною особливістю алгоритмів МГОА є те, що коли використовуються безперервні дані із завадами, вони вибирають оптимальну спрощену *нефізичну модель*. Тільки для точних чи дискретних даних алгоритми вибирають так звану *фізичну модель* – найбільш просту модель з усіх незміщених моделей.

Особливі риси МГОА такі:

1) Зовнішнє доповнення: Тільки критерій розрахований на новій незалежній інформації, може дати мінімум переборної характеристики. Для цього вибірка ділиться на частини для побудови та оцінки моделей.

2) Додаткове визначення моделі: У випадках, коли важко провести вибір оптимальної фізичної моделі через рівень завод чи осциляції залежності мінімуму критерію, має бути застосований додатковий дискримінаційний критерій. Вибір головного критерію та обмежень переборної процедури є основною евристикою у МГОА.

3) Свобода вибору: У багаторядних алгоритмах МГОА з одного рівня на наступний має передаватися не один, а кілька кращих результатів для забезпечення свободи вибору.

4) Всі алгоритми мають багаторядну структуру і паралельне обчислення може бути застосоване для їх реалізації.

Найбільш часто використовуються критерії чотирьох типів: точності, погодженості, балансу та динамічності. В основному використовуються відомі критерії: "змінного контролю"  $PRR(s)$ , регулярності  $AR(s)$  та балансу змінних  $BL(s)$ . Оцінка їх ефективності (дослідження заводстійкості, оптимальності та адекватності) і їх порівняння з іншими критеріями детально виконано у [4, 5, 6, 7].

Відмінність алгоритмів МГОА від інших алгоритмів структурної ідентифікації та селекції кращої регресії полягає у властивостях:

- Використання *зовнішнього критерію*, який базується на поділі вибірки даних та є адекватним до задачі побудови прогнозуючих моделей, за зменшенням потреб до об'єму первісної інформації.
- Значно більшою *різноманітністю генераторів структур*: використання у регресійних алгоритмах шляхів повного чи зменшеного перебору варіантів структур та застосування оригінальних багаторядних ітераційних процедур.
- Більшим *ступенем автоматизації* – достатньо лише ввести первісні дані та вказати зовнішній критерій.

- Автоматичною *адаптацією* складності оптимальної моделі та зовнішніх критеріїв до рівня завод у системі чи порушень – ефект заводостійкості обумовлює робастність підходу.
- Запровадження принципу *некінцевих рішень* у процес поступового ускладнення моделей.

### Література

1. Ивахненко А.Г., Мадала Х.Р. Индуктивные алгоритмы для моделирования сложных систем (Madala H.R. and Ivakhnenko A.G. Inductive Learning Algorithms for Complex Systems) Modeling. CRC Press Inc., Boca Raton, 1994.
2. Ивахненко А.Г., Мюллер Й.А. Самоорганизация прогнозирующих моделей. – К.: Техніка, 1985. – 222 с.
3. Ивахненко А.Г., Пека Р.Ю., Вострой Н.Н. Комбинаторный метод моделирования водных и нефтяных полей. – К.: Наукова думка, 1984.
4. Ивахненко А.Г., Степашко В.С. Помехоустойчивость моделирования. – К.: Наукова думка, 1985. – 216 с.
5. Ивахненко А.Г., Юрачковский Ю.П. Моделирование сложных систем по экстремальным данным. – М.: Радио и связь, 1986, 118 с.
6. Ивахненко А.Г. Индуктивный метод самоорганизации моделей сложных систем. – К.: Наукова думка, 1982. – 245 с.
7. Ивахненко А.Г., Савченко Є.А., Ивахненко Г. А. Алгоритм МГУА для вибору оптимальної моделі за зовнішнім критерієм помилки з додатковим визначенням за зміщенням моделі та його застосування в комітетах і нейромережах // Праці I міжнародної конференції з індуктивного моделювання МКІМ. – I секція. – Львів 2002. – с. 45-51.

Надійшла 8.2.2007 р.

УДК 681.325.36

І.М. ЛАЗАРОВИЧ, В.М. ЛЕСЮК

Інститут менеджменту та економіки "Галицька Академія", м. Івано-Франківськ

## МЕТОД СТИСНЕННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ДАНИХ НА ОСНОВІ ПРОЦЕДУРИ РАНДОМІЗАЦІЇ ТА ЙОГО ЗАСТОСУВАННЯ В ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМАХ

*Наведено теоретичні основи процедури рандомізації. Розглянуто метод адаптивного стиснення даних і запропоновано застосувати рандомізацію типу впорядкування для його покращення. Наведено властивості і порівняння запропонованого методу з класичним. Розроблено спеціалізоване програмне забезпечення, що дозволило оцінити результати стиснення для файлів різного типу.*

В новітніх інформаційних та технологічних системах однією із найважливіших задач є оптимізація та стиснення даних. Прогрес сучасної науки і техніки вимагає розробки та втілення нових ефективних технологій цифрової обробки даних, які б забезпечували більшу продуктивність збору, передавання та зберігання інформації. Дослідження проблеми підвищення ефективності систем передавання інформації з обмеженою пропускну здатністю показують, що більшість повідомлень, які передаються каналами зв'язку є малоінформативними, тобто вони несуть надлишкові або не суттєві для користувача дані. Тому виникає потреба стиснення даних, які передаються.

Аналіз робіт у галузі стиснення інформації Ольховського Ю.Б [1], Свириденко В.А [2], Кричевського Р.Е [3] дозволяє зробити висновок, що основними характеристиками методів стиснення є коефіцієнт стиснення по всьому діапазоні інформативних відліків, а також складність реалізації алгоритму. Тому пошук нових методів, які володіють оптимальними параметрами є актуальною задачею.

В цій роботі запропоновано адаптивний метод стиснення інформації з використанням процедури рандомізації, наведено порівняння ефективності методу з класичним адаптивним методом стиснення [1]. Метод може бути ефективно застосований при передаванні інформації в системах автоматизації виробничих процесів, в різних галузях зв'язку та в інформаційно-комп'ютерних системах і мережах.

Рандомізація (англ. *random* – випадковий, нерегулярний, безпорядковий) – це нелінійна процедура навмисного внесення “випадковості” або шумоподібності в обробку вибіркового даних для перетворення деяких систематичних помилок у випадкові. Рандомізація полягає в перемішуванні інформаційної вибірки відповідно до певного закону. В роботах [1] в контексті шифрування інформації цю процедуру називають перемішуванням, при організації доступу до пам'яті [3] – хешуванням (обробка на основі *hash*-функцій), при перемішуванні пакетів даних на носіях інформації типу CD [4] – перехресне чергування.

Залежно від вимог до властивостей рандомізованої вибірки рандомізацію можна поділити на випадкову і функціональну [5]. Результатом застосування випадкової рандомізації може бути:

- шифрування інформації;

- утворення сигналу типу “білий шум”.  
 - Використання процедури функціональної рандомізації дозволяє ефективно вирішити наступні задачі:

- перетворення сигналу в псевдовипадковий (формування сигналу з рівномірним спектром);
- перетворення форми сигналу (в т.ч. впорядкування);
- стиснення даних;
- цифрова фільтрація даних;
- захист від групових завад;
- розпізнавання форми сигналу;
- спектральний аналіз.

Введемо поняття оператора рандомізації. Оператором рандомізації  $\mathfrak{R}$  послідовності  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n\}$  будемо називати дію, яка полягає в переміщенні  $i$ -го елемента на місце  $j$ -го елемента послідовності  $X$ , а відповідність між  $i$  та  $j$  будемо називати законом рандомізації:

$$X = \{x_i\}, \mathfrak{R}(X) = \mathfrak{R}(\{x_i\}) = X^{\mathfrak{R}}, X^{\mathfrak{R}} = \{x_j\}, i = \overline{1, n}, \quad (1)$$

$K = \{k_i\}$  – масив-ключ процедури рандомізації  $\mathfrak{R}$ .

Рандомізація виконується над кожним елементом послідовності  $X$ . Для того, щоб показати, що  $i$ -й елемент послідовності  $X$  переміщено на місце  $\mathfrak{R}(x_i)$ , використаємо наступну форму запису:

$$\mathfrak{R}(X) = (\mathfrak{R}(x_0), \mathfrak{R}(x_1), \dots, \mathfrak{R}(x_i), \dots, \mathfrak{R}(x_n)). \quad (2)$$

В результаті рандомізації послідовності  $X$  утворюється послідовність  $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_j, \dots, y_n\}$ , причому  $x_i = y_j, i = \overline{1, n}, j = \overline{1, m}$ . У більшості випадків рандомізації  $n = m$ , тобто рандомізована послідовність має ту саму довжину, що і початкова.

Існує процедура  $\mathfrak{R}^{-1}$  обернена до  $\mathfrak{R}$ , тобто така, що дозволяє отримати початкову послідовність з рандомізованої, тобто:

$$\mathfrak{R}^{-1}(Y) = X. \quad (3)$$

Якщо пряма процедура  $\mathfrak{R}$  виконується згідно виразу  $y_i = x_{s_i}$ , тоді процедура  $\mathfrak{R}^{-1}$  виконується так:

$$\mathfrak{R}^{-1}: z_{s_i} = y_i, \quad (4)$$

де  $S = \{s_i\}$  – масив-ключ (закон) рандомізації. Очевидно, що  $z_i = x_i$ , отже робимо висновок, що процедура рандомізації є зворотною.

Кількість можливих варіантів рандомізації  $N$  (тобто кількість різних ключів) визначається довжиною масиву-ключа рандомізації  $S = \{s_i\}, i = \overline{1, n}$ , тобто  $N = n!$ .

Одним із видів рандомізації є впорядкування послідовності по зростанню. Саме такий спосіб рандомізації використовується в запропонованому методі стиснення.

Як показує практика експлуатації технологічних об'єктів, інформаційний потік більшості процесів не є сильно динамічним, тобто значення параметра міняється повільно, а потім тривалий час залишається практично незмінним. Приклад такого процесу наведено на рис. 1.

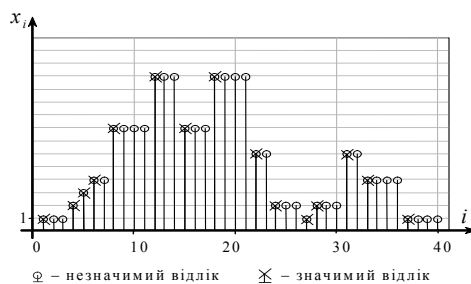


Рис. 1. Приклад технологічного процесу з групами однакових відліків

Оскільки, на деяких проміжках значення параметра не змінюється, то отриману вибірку інформації доцільно стиснути. Надлишковість інформації утворюється за рахунок наявності однакових відліків, що обумовлено низькою динамічністю процесу.

Широке застосування отримали адаптивні та неадаптивні методи стиснення даних. Адаптивні методи базуються на аналізі станів об'єктів управління і адаптивного кодування. Процедура кодування базується на визначенні значимих і не значимих відліків.

При стисненні відлік вважається значимим, якщо значення наступного не дорівнює значенню поточного. На рис. 1 є  $j=15$  значимих відліків. Класичний метод адаптивного стиснення полягає в тому, що кодуються тільки “значимі” відліки сигналу, а також їх номери. Розрядність коду, при цьому, визначається за формулою ентропії Хартлі:

$$E_x = \hat{E}[\log_2 A], \quad (5)$$

де  $A$  – діапазон квантування,  $\hat{E}$  – цілочисельна функція округлення до більшого.

В результаті такого адаптивного кодування формується наступний потік даних:  $\{i, x_i^*\}, i = 1, 2, \dots, N$ ,

$x_i^*$  – значимий відлік,  $N$  – число відліків.

Розрядність коду номера значимого відліку визначається за формулою:

$$l = \hat{E}[\log_2 N]. \quad (6)$$

Залежно від динамічності процесу, кількість значимих відліків  $j$  може змінюватися в діапазоні  $1 \leq j \leq N$ .

Коефіцієнт стиснення при цьому рівний:

$$K_c = \frac{E_X \cdot n}{j \cdot (E_X + E_N)} \quad (7)$$

де  $E_X = \hat{E}[\log_2 A]$  – розрядність діапазону квантування,  $E_N = \hat{E}[\log_2 N]$  – розрядність кількості елементів у вибірці  $A$  – діапазон квантування,  $N$  – кількість відліків у вибірці,  $j$  – кількість значимих відліків.

На рис. 2 показано графік коефіцієнту стиснення для класичного адаптивного методу. З графіку видно, що цей метод є ефективний при кількості значимих відліків  $j < n/2$ .

Для послідовності  $X$  (рис. 1):

$$K_c = \frac{6 \cdot 40}{15 \cdot (6 + 6)} = 1.333$$

Пропонується застосувати процедуру рандомізації для впорядкування початкової вибірки даних по зростанню, а потім застосувати стиснення. На рис. 3,а показано впорядкований по зростанню масив  $X$  (див. рис. 1).

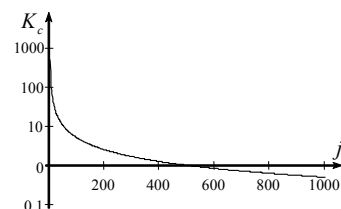


Рис. 2. Графік коефіцієнта стиснення

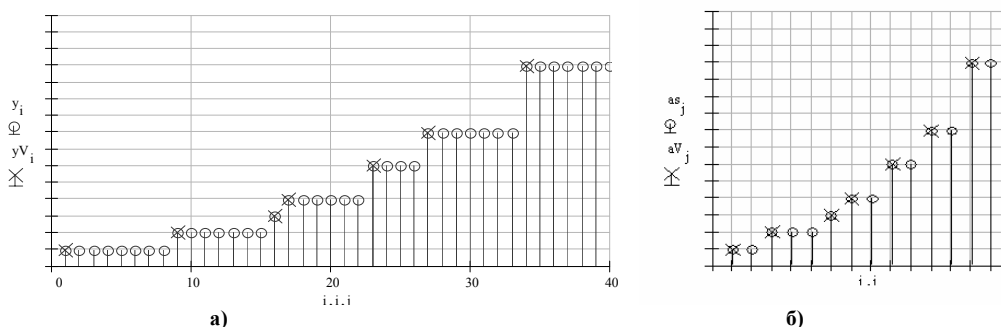


Рис. 3. Впорядкований масив  $X$  (а) та масив без значущих відліків (б)

З рис. 1 видно що в початковому масиві є однакові активні відліки (наприклад  $x_1$  та  $x_{27}$ ,  $x_4$  та  $x_{24}$ ). Тому доцільно доцільно ввести поняття “групового активного” – це відлік, значення якого відмінне від наступного, і окрім того його значення повинно бути рівним одному з “активних” попередніх відліків. Таким чином, на рис. 1 є 7 активних і 8 групових активних значень.

Після впорядкування по зростанню кодувати потрібно амплітуду і номер активних відліків, тільки номер активних групових відліків і не потрібно кодувати неактивних. Позначивши через  $x_a$  – активні,  $x_2$  – групові відліки, послідовність  $X$  можна записати:

$$x_a, N_{x_a}, 0, N_{x_2}, 0, N_{x_2}, \dots, 1, x_a, N_{x_a}, 0, N_{x_2}, 0, N_{x_2}, \dots, 1, x_a, N_{x_a}, 0, N_{x_2}, \dots$$

де  $N_{x_2}, N_{x_a}$  – номери відповідно групових і активних відліків у початковому неупорядкованому масиві  $X$ , “0” – означає що за ним слідує номер відліка з амплітудою, значення якої слідує після кожної нової “1”.

На рис. 3,б наведено послідовність, яка отримана після стиснення послідовності  $X$  розглянутим методом. В такому випадку коефіцієнт стиснення рівний:

$$K_c = \frac{E_X \cdot n}{(n_a + n_g)(E_N + 1) + n_a E_X},$$

де  $n_a$  і  $n_g$  – кількість відповідно “активних” і “групових активних” відліків.

Для послідовності  $X$  (рис. 1) при застосуванні розглянутого методу стиснення:

$$K_c = \frac{6 \cdot 40}{(7 + 8)(6 + 1) + 7 \cdot 6} = 1.63$$

На рис. 4,а наведено графіки значень коефіцієнта стиснення залежно від кількості “активних” для різного числа “групових активних” відліків, а на рис. 4,б – графіки значень коефіцієнта стиснення залежно від кількості “значимих групових” для різного числа “значимих” відліків. В наведених рисунках по осі абсцис

відкладено сумарну кількість “активних” і “групових активних” відліків  $j=n_a+n_z$ . Тому на цих же графіках для порівняння ефективності методів наведено потовщеною лінією графік для коефіцієнта стиснення, обчисленого згідно з виразом (7).

На основі запропонованого алгоритму стиснення даних на основі рандомізації типу впорядкування методу автором було розроблене спеціалізоване програмне забезпечення "Стиснення інформації на основі рандомізації", яке реалізує вказаний метод та дозволяє провести оцінку коефіцієнта стиснення для даних різних типів. Робоче вікно програми показано на рис. 5.

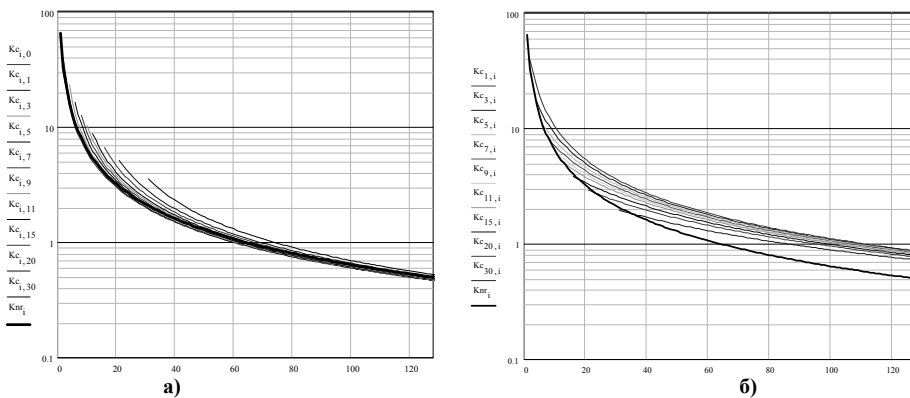


Рис. 4. Залежність коефіцієнта стиснення а – від кількості “значимих” відліків, б – “групових значимих” відліків

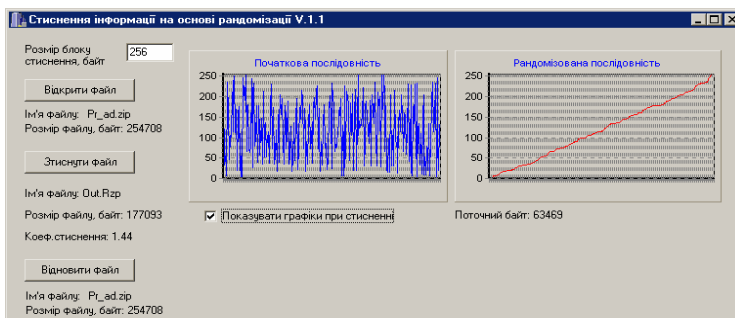


Рис. 5. Вікно програми стиснення інформації

В табл. 1 наведено результати досліджень. Як видно з таблиці, найвище значення коефіцієнта стиснення досягається для графічних файлів типу Windows Bitmap (\*.bmp), а також для файлів CompuServe GIF (\*.gif), в яких вже застосовані свої методи стиснення. Стійке значення коефіцієнта стиснення досягається для архівованих алгоритмами WinRar та WinZip файлів, а також для звукових нестиснених файлів типу Windows Media File (\*.wav) та файлів, стиснених високоефективними алгоритмами MP3. Негативний коефіцієнт стиснення для текстових файлів DOS пояснюється тим, що запропонований метод є ефективним для інформації, в якій відліки повторюються в групах. Оскільки в тексті практично немає повторень однакових символів підряд, тому даний метод не є ефективний.

Таблиця 1

**Порівняння коефіцієнтів стиснення для різних типів файлів**

Назва файлу	Тип файлу	Розмір до стиснення	Розмір стисненого файлу	Коефіцієнт стиснення
Programs.txt	текстовий DOS	31,4 кб.	37,2 кб.	0,83
Script.doc	документ MS Word	37,5 кб.	32,8 кб.	1,14
Scanregw.exe	програмний додаток	124 кб.	118 кб.	1,05
Лес.bmp	зображення BMP	64,5 кб.	17 кб.	3,8
Backgrnd.gif	зображення GIF	103,5 кб.	65,8 кб.	1,57
Звук Microsoft.wav	звук у форматі WAV	486,2 кб.	368,08 кб.	1,32
Demo.mp3	звук у форматі MP3	37 кб.	28,1 кб.	1,29
Pr_ad.zip	архів WinZIP	248 кб.	172 кб.	1,44

Отже, запропонований метод стиснення інформації на основі рандомізації типу впорядкування дає стійкий коефіцієнт стиснення для файлів різного типу, в тому числі стиснених стандартними методами. Якщо, наприклад, для файлу Pr\_ad.zip (табл. 1) коефіцієнт стиснення методом WinZip становить  $k_c=2.41$ , то при додатковому застосуванні запропонованого методу загальний коефіцієнт стиснення становитиме  $k_c=3.48$ .



Також такий метод стиснення є ефективним для інформації, що надходить з давачів та інших джерел інформації у промисловості та виробництві, де процеси здебільшого характеризуються низькою динамічністю. Тому застосування запропонованого методу в інформаційно-комп'ютерних системах поряд із відомими стандартними методами стиснення дозволяє додатково зменшити об'єм кінцевої інформації для зберігання чи передавання.

### Література

1. Ольховский Ю.Б. Сжатие данных при телеизмерениях. – М.: Сов. радио, 1971. – 304с.
2. Свириденко В.А. Анализ систем со сжатием данных. – М.: «Связь», 1977. – 286с.
3. Кричевський Р.Е. Сжатие и поиск информации. М. «Радио и связь» 1989. – 168с.
4. Задирака В.К., Олексюк О. Методи захисту фінансової інформації. – К.: «Вища школа», 2000р. – 365 с.
5. Lazarowych I.M. Randomization – perspective direction of digital data processing development and constructing of special processors in computer systems // Proc. of the International Conf. TCSET'2004. – Lviv-Slavsko, Ukraine. – 2004. – P.403-404

Надійшла 8.2.2007 р.

УДК 519.876.5

В.М. ДУБОВОЙ, О.Д. НИКИТЕНКО  
Вінницькій національний технічний університет

## ОПТИМІЗАЦІЯ СТРУКТУРИ СИСТЕМИ НА ОСНОВІ АЛГОРИТМІЧНОЇ МОДЕЛІ

*В роботі наведено підхід до оптимізації структури системи на основі алгоритмічної моделі. Оптимізація здійснюється шляхом пошуку співвідношення послідовного або паралельного виконання операцій. Визначено окремі випадки отримання вартісної функції для паралельно з'єднаних підсистем та послідовно з'єднаних підсистем.*

### Актуальність теми

Одна з основних задач, які виникають при проектуванні різного роду систем – підвищення їх ефективності. Ефективним засобом для цього є оптимізація структури системи, зокрема розпаралелювання процесу керування чи обчислення. Тому в останній час велика увага приділяється дослідженню паралельних процесів. При цьому розглядається різноманітні питання, пов'язані з формалізованим описом, перетворенням, виявленням властивостей паралельних процесів, організацією їх взаємодії і реалізації.

Оскільки система керування включає як *паралельно з'єднані підсистеми*, так і *послідовно з'єднані підсистеми*, то її модель має дозволяти врахувати в єдиній моделі алгоритмічний, структурний і статистичний аспекти функціонування системи, оптимізувати її структуру і процеси як на мікро-, так і на макрорівні. Такою універсальною моделлю є алгоритмічна модель. Таким чином, постає **проблема** оптимізації структури систем керування на основі алгоритмічної моделі.

В області оптимізації структури системи в аспекті теорії розпаралелювання розглянуто багато проблем і досліджено безліч питань, але більшість з питань розпаралелювання відноситься до мікрорівня, тобто розпаралелювання обчислень. А питання розпаралелювання алгоритмічних моделей розглядається з точки зору обчислювальних функцій. Але на макрорівні, тобто на рівні керування системою, питання оптимізації структури системи на основі алгоритмічної моделі досліджено мало. Проблема еквівалентних перетворень алгоритмів уже багато років привертає увагу спеціалістів [1]. В рамках оптимізації структури системи на основі алгоритмічної моделі ця проблема в порівнянні з роботами [1, 2] набуває зовсім нового значення і потребує розробки нового теоретичного апарату.

Задача використання алгоритмічної моделі як єдиної форми опису *паралельно з'єднаних підсистем та послідовно з'єднаних підсистем* системи керування розглядається вже досить давно. Алгоритмічні моделі як *паралельно з'єднаних підсистем*, так і *послідовно з'єднаних підсистем* систем керування можуть бути представлені у алгебраїчній формі. Алгебраїчна форма моделі дозволяє здійснити перехід до узагальненої операторної моделі, яка враховує невизначеність початкових даних, вхідних впливів та структурних змін системи, невизначеність результатів перевірки умов в алгоритмічній моделі, невизначеність наявності зв'язку. Для відображення в алгоритмічній моделі операцій над функціями невизначеності введені означення операторів перетворення функцій [3].

Існує багато підходів до формалізації алгоритмічних моделей. Наприклад, апарат *логічних схем алгоритмів* (ЛСА) використовується для формалізованого опису інформаційно-вимірювальних систем (ІВС).

Однак у наявних роботах не розглядаються особливості застосування алгоритмічних моделей до аналізу і оптимізації систем в умовах невизначеності.

При синтезі та оптимізації системи керування необхідно враховувати невизначеність та її вигляд. Невизначеність може походити з різних джерел, відповідно по-різному описуватися і враховуватися у

технічних системах. Реальні інтелектуальні системи, як і людина, повинні ефективно функціонувати в умовах одночасного існування практично всіх видів невизначеності. Для технічних систем особливо поширеною є комбінація стохастичної та нечіткої невизначеності.

Джерелом невизначеності може бути недостатнє знання предметної області чи інформації про конкретну ситуацію, недостача точної інформації про значення даних, невизначеність цілей. Існуючі методи моделювання розглядають функціонування систем контролю та керування в умовах невизначеності стохастичного чи нечіткого типу. Існують також роботи по нечітких і стохастичних алгоритмах. Запропонований також метод узагальнення невизначеності [4].

Синтез алгоритмічної моделі СК в умовах невизначеності здійснюється на основі методу узагальнюючих функцій [4]. Метод узагальнюючих функцій, який враховує невизначеність різного типу, дозволяє представити оператори параметричного типу (оператори присвоювання) і оператори структурного типу (оператори переходу за результатами перевірки умов) за допомогою узагальнюючих функцій і визначених для них операторних перетворень. Система узагальнюючих функцій [4] складається з правил утворення формул, правил переходу від формальних систем чітких чисел, випадкових величин, нечітких чисел до системи узагальнюючих функцій і назад. Для узагальнюючої функції визначені також правила узагальнення математичних операцій. Всі операції поділені на три групи: нелінійні унарні, нелінійні бінарні, інтегро-диференційні.

В [5] було формалізовано означення алгоритмічної моделі за допомогою нотації Бекуса – Наура та формалізовано перетворення алгоритмічної моделі у вигляді алгебраїчної системи  $AS = (AM, OP)$ , де  $AM$  – множина алгоритмічних моделей;  $OP$  – множина операцій над ними. Базовою операцією алгебри алгоритмічних моделей, яка забезпечує процес синтезу, є операція підстановки

$$P\{< \text{блок1} >, < \text{блок2} >\},$$

що означає заміну блоку 1 блоком 2.

Підстановки повинні відповідати очевидним умовам

$$< \text{вхідні дані 1} > = < \text{вхідні дані 2} >$$

$$< \text{результати 1} > \supseteq < \text{результати 2} >$$

Послідовне виконання двох підстановок  $P1$  і  $P2$  назвемо добутком перестановок. Легко показати, що

- добуток перестановок має властивість асоціативності  $P1 * (P2 * P3) = (P1 * P2) * P3$ ,

- існує нейтральний елемент  $I = P\{< \text{блок1} >, < \text{блок1} >\}$ ,

- існує обернений елемент  $P^{-1} = P\{< \text{блок2} >, < \text{блок1} >\}$ .

Така сукупність властивостей підстановок є підставою для твердження, що підстановки утворюють нескінченну групу. Цей висновок є теоретичним підґрунтям використання алгебраїчних методів при синтезі СК на основі алгоритмічних моделей.

Множина операцій складається з операцій: *paste* ( $B, n1, n2$ ) – вставка блока  $B$  в алгоритмічну модель між елементами з номерами  $n1$  і  $n2$ ; *cut* ( $n1, n2$ ) – вирізання блока з алгоритмічної моделі між елементами з номерами  $n1$  і  $n2$ , а також понять одиничної операції  $I$ , яка не змінює моделі, і зворотної операції  $op^{-1}$  [5].

Еквівалентними перетвореннями алгоритмічної моделі будемо називати таку послідовність операцій над моделлю, яка не змінює змісту результатів роботи системи (хоча можуть змінювати якісні показники як результатів, так і самої системи).

Розв'язком задачі синтезу моделі СК є послідовність підстановок, яка деталізує і оптимізує базову модель

$$M = A(B) E0 (op_i; X; Y) A(E).$$

Оптимізація в процесі синтезу здійснюється на основі вартісної функції  $g([P_{11}, P_{12}], [P_{21}, P_{22}])$ , де  $P_{11}$  – множина послідовних операцій;  $P_{12}$  – множина паралельних операцій;  $P_{21}$  – множина апаратно реалізованих операцій;  $P_{22}$  – множина програмно реалізованих операцій [5]. Оптимізація системи здійснюється в умовах як параметричної, так і структурної невизначеності. Оскільки структура системи характеризується матрицею  $B(n, n)$  суміжності  $n$  її підсистем, то в умовах повної визначеності елементи матриці є бінарними, а в умовах невизначеності елементи матриці описуються функцією невизначеності  $\beta_{ij}(x)$ .

Для отримання вартісної функції охарактеризуємо вплив наявності зв'язку між підсистемами на результат функціонування системи двома векторами:  $D(m)$ , елемент якого  $d_{ij}(x)$  характеризує вплив наявності зв'язку між  $i$ -ю і  $j$ -ю підсистемами на результат функціонування системи ( $m$  – кількість зв'язків між підсистемами);  $T(m)$ , елемент якого  $t_{ij}(x)$  характеризує вплив наявності зв'язку між  $i$ -ю і  $j$ -ю підсистемами на час отримання результату функціонування системи. Розглянемо окремі випадки отримання вартісної функції.

1. Вартісна функція паралельно з'єднаних підсистем, які забезпечують адитивний результат роботи системи. Матриця суміжності такої системи містить один ненульовий стовпець.

$$g_{nap} = E0 \sum_{i=1}^n g_{P_{12}i} + \left[ C_0 - \sum_{i,j} \int d_{ij}(x) \beta_{ij}(x) dx \right] + c_t \max_i \left[ \int_0^1 t_{ij}(x) (1 - \beta_{ij}(x)) dx \right], \quad (1)$$

2. Вартісна функція паралельно з'єднаних підсистем, які забезпечують адитивний результат роботи

системи.

$$g_{nap} = E_0 \sum_{i=1}^n g_{P_{12i}} + \left[ C_0 - \prod_{i,j} \int_0^1 d_{ij}(x) \beta_{ij}(x) dx \right] + c_t \max_i \left[ \int_0^1 t_{ij}(x) (1 - \beta_{ij}(x)) dx \right].$$

3. Вартісна функція послідовно з'єднаних підсистем

$$g_{nap} = E_0 \sum_{i=1}^n g_{P_{12i}} + \left[ C_0 - \prod_{i,j} \int_0^1 d_{ij}(x) \beta_{ij}(x) dx \right] + c_t \sum_i \left[ \int_0^1 t_{ij}(x) (1 - \beta_{ij}(x)) dx \right], \quad (2)$$

де  $G = \{g_{P_{12i}}\}$  – вектор вартості апаратних засобів  $i$ -ї підсистеми;  $E_0$  – коефіцієнт окупності витрат на апаратні засоби, який дорівнює частині вартості апаратних засобів, які припадають на одне виконане завдання системи;  $C_0$  – вартість результату роботи системи;  $c_t$  – вартість витрат часу. В цілому перший доданок  $g_1$  визначає апаратні витрати на виконання завдання системи. у загальному випадку у векторній формі

$$g_1 = E_0^T \times G,$$

де  $T$  – знак транспозиції.

В цілому другий доданок  $g_2$  визначає втрати результату від невизначеності структури. У загальному випадку

$$g_2 = C_0 - \left| \int_0^1 D(x) \times B(x) dx \right| \quad (3)$$

де  $|\bullet|$  – знак визначника.

В цілому третій доданок  $g_3$  визначає втрати часу від невизначеності структури. У загальному випадку

$$g_3 = c_t \left\langle \int_0^1 T(x) \times [1 - B(x)] dx \right\rangle$$

де  $\langle \bullet \rangle$  – знак аналога визначника, в якому операція додавання замінюється на операцію  $\max$ , а операція множення на операцію  $\Sigma$ .

Оптимізація здійснюється шляхом пошуку співвідношення послідовного або паралельного виконання операцій.

Отже, задача оптимізації структури системи керування може бути розглянута як задача знаходження оптимального критерію оптимальності на множині значень елементів матриці  $B$ , для чого необхідно отримати алгоритмічну модель системи керування.

При розпаралелюванні виконання операцій до алгоритмічної моделі додаються операції синхронізації і збирання даних, що паралельно надходять.

Заміна послідовних операцій на паралельні здійснюється на підставі твердження

$$E_1(op_1, X1, Y) E_2(op_2, X2, Y) = \parallel [E_3(I_3, (X1, X2), X1) E_1(op_1, X1, Y1)] [E_3(I_3, (X1, X2), X2) E_2(op_2, X2, Y2)] E_4(I_4, (Y1, Y2), Y), \quad (3)$$

де  $I_3$  – операція розподілення вхідних даних;  $I_4$  – операція об'єднання результатів.

При розпаралелюванні виконання операцій до алгоритмічної моделі додаються операції синхронізації і збирання даних, що паралельно надходять. Процедура розпаралелювання використовує ГПС – граф перетворення сигналів і ГЗ – граф залежностей [6].

Методика оптимізації СК на основі алгоритмічної моделі передбачає:

1. аналіз залежностей у послідовностях перетворень і виділення незалежних послідовностей;
2. розпаралелювання перетворень на основі (3);
3. апаратну підтримку паралельності на основі операції;
4. оцінка витрат та вибір найкращого варіанту на основі критеріїв (1) та (2);
5. зміну структури системи у відповідності до обраного варіанту.

З метою врахування невизначеності в кожному <перетворенні> алгоритмічної моделі виконується заміна <операції> на відповідне ядро інтегрального оператора, а <вхідні дані> і <результати> подаються узагальнюючими функціями.

#### Висновки

Розроблено підхід до оптимізації структури системи на основі алгоритмічної моделі в умовах структурної невизначеності. Визначені вартісні функції паралельно та послідовно з'єднаних підсистем, що дозволяє здійснити оптимізацію шляхом пошуку співвідношення послідовного або паралельного виконання операцій.

## Література

1. Расспараллеливание алгоритмов обработки информации. / Под ред. А. Н. Свенсона: Том 1. – К.: Наук. думка, 1985. – 280 с.
2. Мищенко В.А., Прихожий А.А. Теория эквивалентных преобразований алгоритмов в САПР СБИС. – Минск.; Наука і техніка, 1991. – 263 с.
3. Дубовой В.М., Никитенко О.Д. Визначення вимог до структури підсистеми керування вимірювально-обчислювальною системою // Вісник Хмельницького національного університету – 2005. – № 4 Ч.1, Т.1 (68), с.115-118.
4. Глонь О.В., Дубовой В.М. Моделирование систем управления в условиях неопределенности. Монография. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 170 с.
5. Дубовой В.М., Никитенко О.Д. Формальна система представлення невизначених алгоритмічних моделей // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2005. – № 4 Ч.1., Т1 (68). – С.115-118.
6. Кун С.Ю. Матричные процессоры на СБИС: Пер. с англ. – М.: Мир, 1991. – 672 с.

Надійшла 3.2.2007 р.

УДК 004.2 (045)

В.О. ГУМЕНЮК, Н.В. ПАЩЕНКО, О.О. СИНЕЛЬНИКОВ  
Національний авіаційний університет, Київ

## ВИКОРИСТАННЯ ПАРАФАЗНОГО КОДУ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ НАДІЙНОСТІ ЗБЕРІГАННЯ І ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ В КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМАХ

*Розглядаються підходи до реалізації масових обчислювальних процесів. Аналізуються основні причини зниження реальної продуктивності ЕОМ. Формулюється можливість використання схем автоматичного контролю на основі парафазного коду, з метою підвищення продуктивності та рівня достовірності даних.*

### Вступ

Внаслідок підвищення вимог до продуктивності обчислювальних засобів виникає проблема реалізації рівнобіжних обчислювальних засобів. Існує дві структури ЕОМ, створених на базі традиційних високопродуктивних мікропроцесорів – багатомашинні комплекси на базі мікропроцесорів з фіксованим по процесорах розподілом пам'яті та багатопроцесорні комплекси з пам'яттю, що розподіляється в процесі рахунка. Для підвищення продуктивності обчислень можна необмежене число персональних комп'ютерів з'єднати локальними мережами і в результаті отримати будь-яку максимальну продуктивність комплексу, побудованого по багатомашинному принципу. Слід зауважити, що для ряду задач таке рішення буде цілком виправданим – на визначеному класі задач його продуктивність буде близька до максимально можливого. У тому випадку, коли задача має великі масиви глобальних даних, продуктивність такого комплексу може упасти практично до нуля. Тому тільки величина продуктивності не досить характеризує вимоги до обчислювальних комплексів: повинний бути зазначений і обсяг даних, з якими оперує весь комплекс обчислювальних засобів.

Реальна продуктивність комплексів може на практиці відрізнитися від їх максимальної продуктивності. Аналіз зниження реальної продуктивності ЕОМ із ростом числа процесорів показує, що причинами такої закономірності є просторова проблема (недостатнє завантаження процесорів через запізнення даних при передачі їх з пам'яті до процесора або від процесора до процесора) та недостатнє завантаження процесора через відсутність даних, які подаються іншими процесорами (синхронізація за даними). Ці причини докладно досліджені в [1].

Аналізуючи вищесказане, можна зробити наступні висновки у відношенні напрямків рішення зазначеної проблеми. Для розв'язання просторової задачі постачання даних необхідно забезпечити збільшення продуктивності окремих мікропроцесорів; виключення з комплексу проблеми когерентності кешу (машини *Cray* не мають кеш); виключення з часу виконання операцій виконавчих пристроїв тимчасових затримок передачі інформації між виконавчим пристроєм і ОЗП; виключення програміста з задачі розподілу ресурсів обчислювальних засобів; збільшення пропускної здатності між первинною і вторинною пам'яттю. Для рішення проблеми тимчасових співвідношень даних необхідно задачу синхронізації за даними і розпаралелювання обчислювальних процесів вирішувати апаратними засобами в процесі виконання задачі; виключити втрату процесорного часу на переривання і синхронізацію процесів; забезпечити роботу обчислювального комплексу при мінімальному складі пристроїв без зміни програми.

Далі не будемо розглядати системи з невеликою кількістю компонентів, для яких можлива повнорозрядна передача даних паралельним способом.

Існує зв'язок між реальною продуктивністю обчислювальної системи і схемою її контролю, що вносить непродуктивні часові затрати. Зазвичай надійність результатів обчислень здійснюється за рахунок контролю по парності та використанням кодів *ECC* та *CRC*.

Основним недоліком таких способів контролю є недостатній рівень ймовірності виявлення

більшості категорій помилок та велика часова затримка. В [2] показано, що традиційний спосіб представлення двійкової інформації в ЕОМ, при якому обидві цифри двійкового розряду представлені одним тригером призвів до втрати контролездатності позиційних числень. Це обумовило використання в ЕОМ збиткових кодів, що дозволяють виявляти та виправляти помилки.

Практичне рішення відмовостійкості систем зв'язують, у першу чергу, зі схемами самоконтролю. Схеми автоматичного самоконтролю часто використовуються в системах, що потребують високої надійності (в таких сферах як транспорт, космонавтика авіація, радіоелектроніка, медицина та т.д.) для забезпечення тестування і оперативної перевірки постійних і короточасних помилок. Через розходження релевантності короточасних помилок для деяких електронних компонентів, реалізованих на основі нанотехнологій, схеми автоматичного контролю все частіше привертють увагу в практичній діяльності. При такому застосуванні вони забезпечують ще й життєздатний підхід до відмовостійкості завдяки їхній невисокій вартості щодо методу резервування системи на рівні модулів.

Схема із самоконтролем ґрунтується на функціональній одиниці, що забезпечує захист потоку інформації за допомогою програми обчислення помилки, і програми контролю, що безупинно перевіряє вірність цієї інформації. Це дозволяє виявляти помилки в момент їх появи, уникаючи поширення по всій системі.

Як альтернатива традиційному двійковому представленню інформації в обчислювальних системах може бути використане подання цифрової інформації кодами « $M$  з  $N$ », у якому  $N$  – кількість позицій (кожна з яких представлена окремим тригером) у розряді числа;  $M$  – кількість «одиниць» у цих позиціях (інші  $N - M$  позицій містять «нулі»). Таким чином, співвідношення «нулів» і «одиниць» у рамках даного коду фіксоване. Такі коди належать до неподільних, у яких розряди кодового слова неможливо розділити на інформаційні й надлишкові.

Зміни співвідношення однорозрядних кодових комбінацій і цифр обраної системи числення  $p$  приводять до утворення інших алфавітів.

Код, в якому  $M=1$ , а  $N=2$ , називають парафазним кодом. Він дозволяє скороти апаратну надмірність, тому і застосовується для підвищення продуктивності.

Основною метою роботи є визначення можливостей підвищення продуктивності паралельних обчислювальних систем, а також рівня вірогідності результатів обчислень у них, на основі нероздільних кодів « $M$  з  $N$ ». Звернемося до пристроїв контролю інформації.

Вхідний каскад пропонованого перевірного пристрою на основі  $n$  змінних парафазного коду показаний на рис. 1.

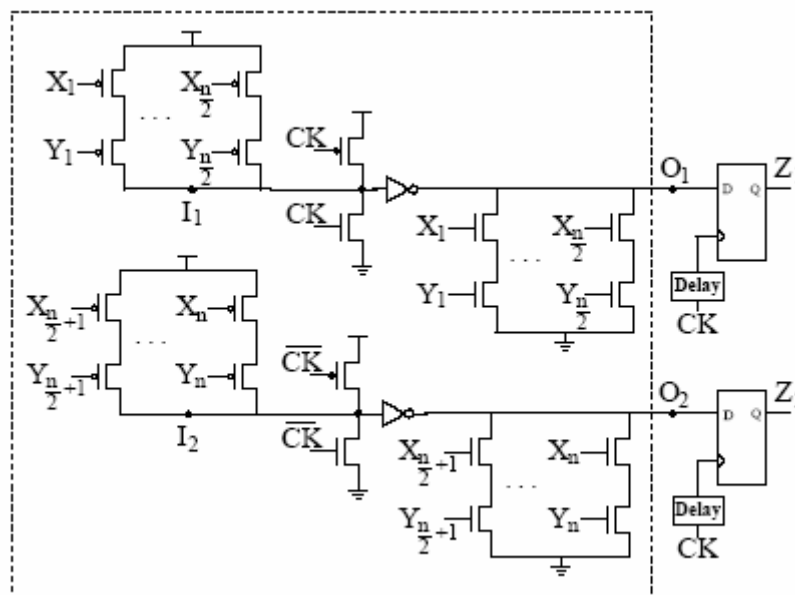


Рис. 1. Вхідний каскад перевірного пристрою в парафазному коді

На рис. 1 зроблені наступні позначення:

- $CK$  позначає сигнал синхронізації системи;
- $X_i$  і  $Y_i$  ( $i=1, \dots, n$ ) є входами перевірного пристрою, які, у випадку коли вони є парафазними,

задовольняють умові  $X_i = \overline{Y_i}$ ;

- $O_1$  і  $O_2$  є внутрішніми вузлами перевірного пристрою, які у випадку справної роботи, беруть на себе керування на вибір додаткового логічного визначення в кожному синхронному напівперіоді. Це гарантує, що перевірочний пристрій є самоперевірочним, зі значною можливістю виводу постійної помилки.

Перевірочний пристрій складається з 2-х підсхем, одна з яких робить обробку половини вхідних сигналів. Одна підсхема управляється  $CK$  сигналом, у той час як інша підсхема приймає інверсію вхідних сигналів  $\overline{NE}$ , тобто вузли  $O_1$  і  $O_2$  завжди приймають комплементарне значення вхідних сигналів, якщо

інформація на вході надходить без помилок. Входи перевірного пристрою повинні бути синхронними, або на вході повинен бути додатково встановлений тригер. Крім того, послідовність двох  $n$ - або  $p$ -каналних транзисторів, що управляється вхідними бітами, повинна бути більш провідною, ніж схема одиночних транзисторів, що управляються синхронним сигналом, і яка формує інверсний сигнал.

Вузли перевірного пристрою  $O_1$  і  $O_2$  мають синхронне падіння і зростання фронту напруги за допомогою двох тригерів. Ці тригери перемикаються через сигнал рівний СК, але запізнення стосується вибору відповідного інтервалу часу (беручи до уваги затримку введення/виведення перевірного пристрою, і час підготовки до роботи). На рис. 2 показана таким чином модернізована схема, що вона перемикається в обох випадках зростання і падіння фронту напруг (рис. 3).

Коректність інформації розпізнається за допомогою індикації, якщо по черзі  $Z_1$  і  $Z_2$  доповнюють кінець кожного синхронного напівперіоду. Інакше спрацьовує розпізнавання індикації помилки. Варіанти перевірки випадків відсутності помилки:

- якщо  $СК = 0$ , то низьке й високе значення логічної змінної дає схема виходу  $Z_1$  і  $Z_2$  відповідно;
- якщо  $СК = 1$ , то високе значення присвоюється  $Z_1$ , а низьке  $Z_2$ .

Якщо на вхід перевірного пристрою надходять дані не в парафазному коді, то проблема виходить за рамки діапазону перевірок можливостей пристрою. Позначимо  $N_{00}$  і  $N_{11}$  як кількість  $(X_i Y_i)$  однакових пар (00) і (11) відповідно, у межах однакових комбінацій у не парафазному коді. Зокрема, можуть зустрічатися наступні пари вхідних комбінацій у не парафазному коді:

- $N_{00} > 0$  і  $N_{11} = 0$ ;
- $N_{00} = 0$  і  $N_{11} > 0$ ;
- $N_{00} > 0$  і  $N_{11} > 0$  (включаючи пари, коли  $N_{00} = N_{11}$ ).

У першому випадку, почне працювати одна або більше серій із двох  $p$ -каналних транзисторів (у першій або другій підсхемі, залежить від вхідної, не кодованої комбінації). Тому, електрична взаємодія із СК (або  $\overline{NE}$ ) управляє транзисторами, створюючи один із синхронних напівперіодів. Електрична взаємодія досягається за рахунок того, що керувані двох  $p$ -каналні транзистори перемикаються вхідними бітами, які змушують виходи  $Z_1$  і/або  $Z_2$  залишатися в нижньому логічному значенні, викликаючи індикацію помилки на виході протягом цього синхронного напівперіоду.

Аналогічно, у другому випадку, почне працювати одна або більше серій двох  $p$ -каналних транзисторів (в одній або обох підсхемах), генеруючи електричну взаємодію з одним інвертованим транзистором в одному із синхронних напівперіодів.

Третій випадок є комбінацією двох попередніх випадків. Особливо, почне працювати одна або більше серій двох  $p$ -каналних транзисторів (в одній або обох підсхемах), генеруючи електричну взаємодію із СК (або  $\overline{NE}$ ) керуваними транзисторами. Як і в першому випадку, ця взаємодія регулюється керуванням  $p$ -каналним транзистором за допомогою вхідних бітів, змушуючи вузол  $I_1$  і/або  $I_2$  залишатися у верхньому логічному значенні, що призводить до низького логічного значення на інвертованому виході (вузли  $O_1$  і  $O_2$ ). До того ж, ці значення підтверджуються управлінням серії із двох  $p$ -каналних транзисторів. Таким чином, немає конфліктів для генерації між цими транзисторами.

Кожний вихід, отримує низькі й високі логічні значення протягом синхронного періоду, при безпомилковій операції, тобто обидві постійні помилки 0 і 1, що впливають на виходи перевірного пристрою виявляються. Для виявлення постійних помилок такого роду, виходи перевірного пристрою повинні бути перевірені двічі між тактовими інтервалами. Хоча поява помилки на виході мало ймовірно, схема містить відносно мало додаткового навантаження на сигнал синхронізації, який може бути проігнорований у порівнянні зі звичайним навантаженням, що застосовується в системному тактовому генераторі [3].

### Висновки

Оцінити здатності до самоперевірки пропонованого перевірного пристрою можна виходячи з таких параметрів як, сукупність помилок, що відображає реальність помилок, стійкість підключення в інтервалі 0 – 6 кОм, вплив змінних помилок вузлів схеми. Крім того, звичайна теорія помилок припускала, що помилки відбуваються одна за раз, час між наступними помилками довше необхідного для застосування всіх можливих вхідних кодових слів. Також перевірений пристрій може визначати постійні помилки, що впливають на синхронний сигнал. Для деяких видів помилок, що дають у результаті некоректну частоту, що призводить в результаті до розфазування циклу, може бути розроблена додаткова схема захисту від помилок такого роду.

Постійні помилки можуть відбуватися у вузлах введення перевірного пристрою  $(X_i Y_i)$ ,  $i = 1, \dots, n$ . Цей випадок еквівалентний випадку появи на вході перевірного пристрою не кодованого слова, при цьому індикація помилки виробляється на виході перевірного пристрою. Помилки, що виникають у внутрішніх

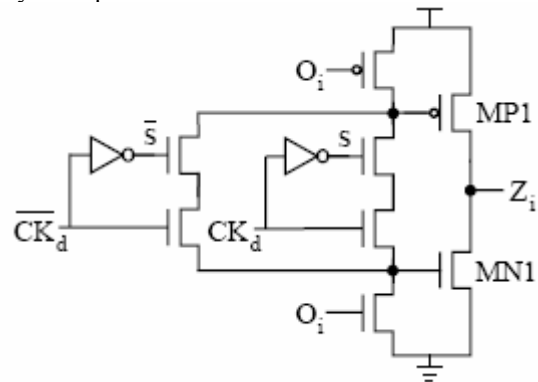


Рис. 2 Модернізована схема пристрою

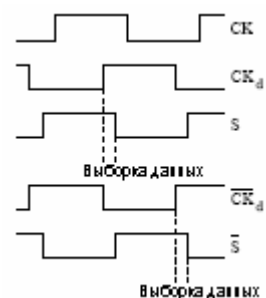


Рис. 3 Часова діаграма

вузлах  $(O_1, O_2, I_1, I_2)$ , приймають на себе альтернативу логічних значень у кожному із синхронних напівперіодів, при цьому помилка показується на виході перевірного пристрою. У випадку помилки у вузлах СК або  $\overline{NE}$ , помилка передається на вузли  $O_1$  або  $O_2$ , і індикація помилки здійснюється на виході перевірного пристрою. При виникненні помилки в тригерах – входи вузлів  $O_1$  і  $O_2$  беруть на себе альтернативні додаткові логічні значення в кожному із синхронних напівперіодів, при цьому продуцирують індикацію помилок на виходах  $(Z_1$  і  $Z_2)$  перевірного пристрою.

Отже, запропонований  $n$ -входовий парафазний перевірений пристрій є пристроєм з повною самоперевіркою до всіх можливих помилок.

Таким чином, передача інформації через перевірений пристрій у парафазному коді дозволяє практично вирішити проблему автоматичного контролю в обчислювальній системі.

### Література

1. Жуков І.А., Гуменюк В.О., Синельников О.О. Новий підхід до представлення двійкової інформації у високопродуктивних паралельних обчислювальних системах // Проблеми інформатизації та управління. – К.: НАУ, 2005. – Вип.12. – С. 6– 11.

2. Гуменюк В.А., Пашенко Н.В., Гуменюк А.В. Особенности реализации параллельных вычислительных систем при представлении данных неразделимыми кодами // Проблеми інформатизації та управління: Зб. наук. праць: Вип. 13. – К.: НАУ, 2005. с. 39-43.

3. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2005.

Надійшла 10.2.2007 р.

УДК 004.9: 347.44

Л. НИКОЛАЙЧУК, О.ЧЕГОДАР

Тернопільський національний економічний університет

## МОДЕЛІ ПОДАННЯ ЗНАТЬ ПРО МЕЖІ ЗДІЙСНЕННЯ ЮРИДИЧНИХ ЗАКОНІВ

*Обґрунтовано використання інформаційних моделей подання юридичних знань про межі здійснення законів для суб'єктів права на прикладі закону про вибори.*

### Вступ

Важливим теоретико-методологічним інструментом застосування інформаційних технологій в сфері взаємодії суб'єктів права є методи моделювання юридичних знань [1-4]. В основу такої методології та інформаційної технології подання юридичних знань покладена перша логіко-статистична інформаційна модель (ЛСІМ) [4], яка дозволяє встановлювати часові характеристики правового статусу фізичних та юридичних осіб у вигляді норм та правопорушень у полі дії кількох законів, які можуть стрибкоподібно або плавно змінювати межі здійснення законів у часі.

#### 1. Продукційні моделі подання юридичних знань (МПЗ)

Теоретичну базу МПЗ в часовій області складають логіко-статистичні інформаційні моделі (ЛСІМ), основи теорії та методологія побудови яких викладені в [5]. ЛСІМ описується на рівні умовних відношень

$$\text{if } f(t) \geq \varepsilon \text{ go to } f(t) := 1, \quad (1)$$

де  $f(t)$  – часова функція станів системного об'єкта;

$\varepsilon$  – апертура (обмеження);

if, go to, := – відповідно оператори умови, безумовного переходу та присвоєння.

Зміст МПЗ (1) розкривається в тому, що множина станів системного об'єкта (в юриспруденції – суб'єкта права)  $f(t)$  порівнюється з апертурою  $\varepsilon$ , в результаті якого стану  $f(t)$  присвоюється значення “1” – істинне, в протилежному випадку “0” – хибне. Отже при виконанні відношення (1) поведінка об'єкта  $f(t)$  в полі апертури  $\varepsilon$  описується у вигляді біт-орієнтованого потоку знань ЛСІМ (рис. 1).

Очевидно, що застосування МПЗ на основі ЛСІМ приводить до суттєвого зменшення об'ємів баз даних та знань про об'єкти  $f(t)$ , а також дозволяє звести до логічної обробки потоку даних L1 в експертній системі та базі знань.

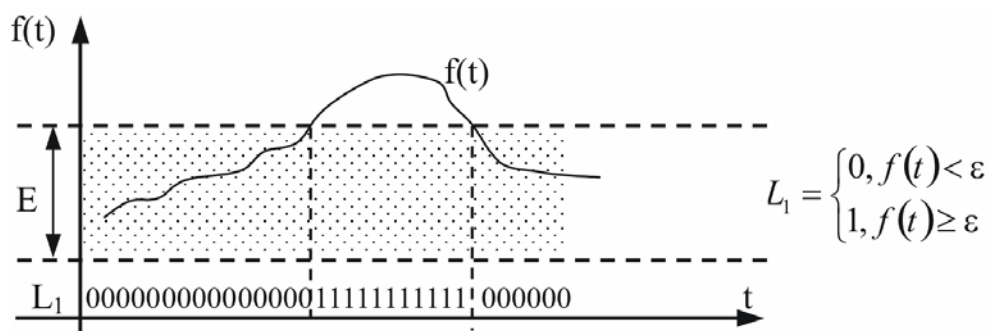


Рис. 1. Модель подання знань у вигляді ЛСІМ.

**2. Моделі подання юридичних знань та логічні моделі Ганта.**

На рис 2. подані приклади реалізації продукційних моделей подання юридичних знань при стрибкоподібній та плавній зміні норм юридичних законів, які подані у вигляді відповідних апертур  $\epsilon_i$  та  $\xi(t)$ .

З рис. 2 видно, що МПЗ у вигляді юридичних ЛСІМ (ЮЛСІМ) дозволяють чітко класифікувати норми поведінки суб'єктів права  $f(t)$  по відношенню до правових норм законів, які фіксуються апертурами  $\epsilon_i$  та  $\xi(t)$ .

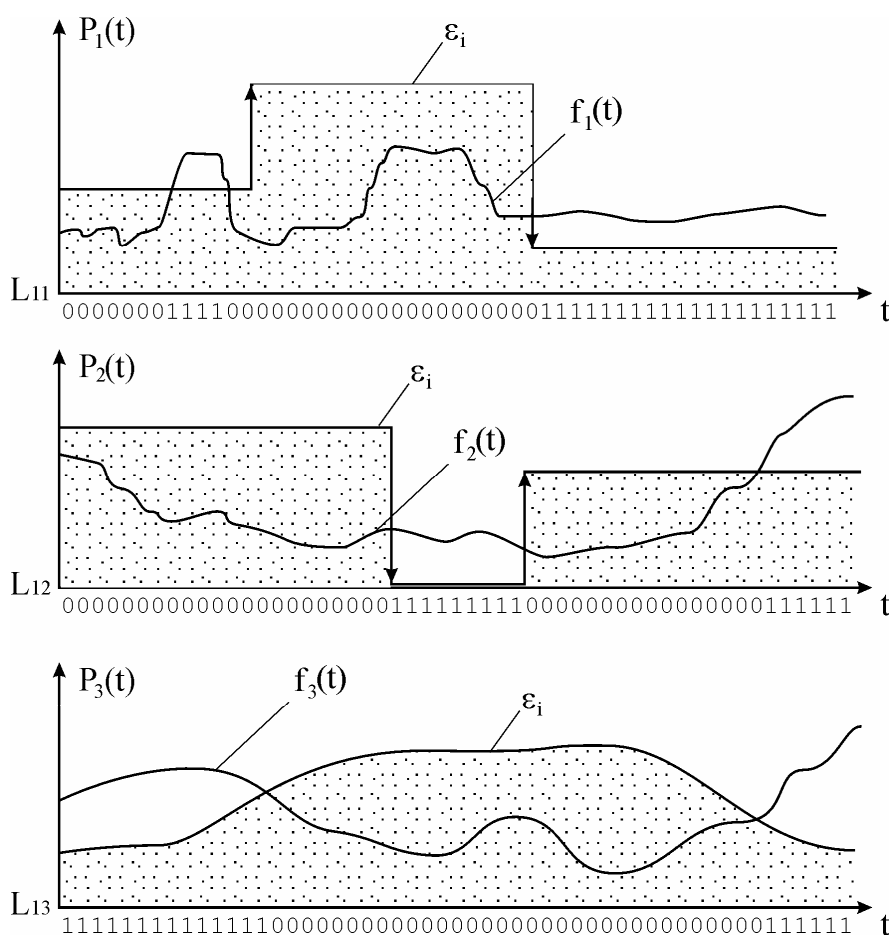


Рис. 2. Реалізації продукційних моделей подання юридичних знань

Біт-орієнтоване подання станів об'єкта  $f(t)$  у вигляді потоку даних ЮЛСІМ є основою для побудови моделей Ганта [1], які враховують характеристики одночасності порушення апертур  $\epsilon_i$  та  $f(t)$  суб'єктом права різних законів  $P_i(t)$  на основі виконання логічних операцій диз'юнкції (логічне додавання) та кон'юнкції (логічне множення).

На рис. 3 показані моделі Ганта побудовані на основі ЮЛСІМ, представлених на рис. 2.



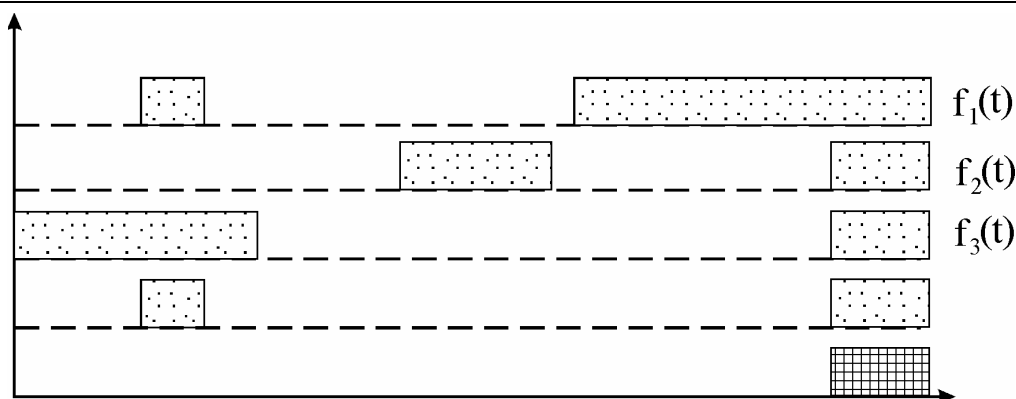


Рис. 3. Модель Ганта на основі ЮЛСІМ

### 3. Логіко-статистична модель юридичного закону з часовими обмеженнями.

На основі запропонованої в роботі [4] інформаційної технології подання юридичних знань продукційна модель закону про вибори згідно статті № 70 Конституції України від 28.06.1996р. має вигляд, зображений на рис. 4.

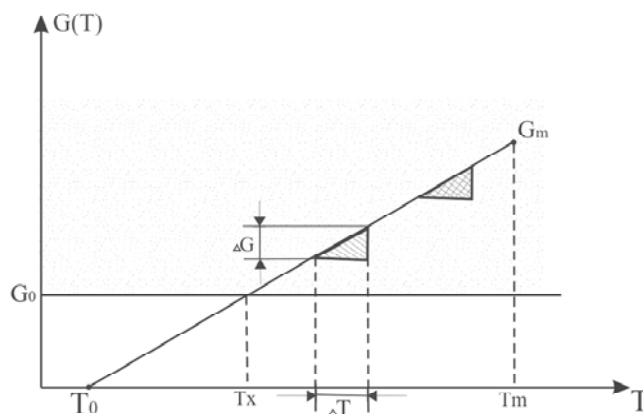


Рис. 4. Логіко-статистична інформаційна модель закону про вибори

Модель, подана на рис. 4, ілюструє віковий статус права голосу фізичної особи у вигляді першої юридичної логіко-статистичної інформаційної моделі (ЮЛСІМ-1):

$$L_1 = \begin{cases} N, G_0 < G(T) < G_m \wedge \Delta G = \Delta T; \\ \bar{N}, \Delta G \neq \Delta T \wedge G_m < G(T) < G_0 \end{cases},$$

де  $G(T)$  – Часова характеристика права голосу;

$T$  – реальний календарний час;

$T_0, T_m$  – відповідно дати народження та смерті;


$\Delta T$  – часовий термін законодавленої реалізації права голосу під час виборів;

$T_x$  – дата встановлення права голосу;

$G_0, G_m$  – відповідно вікові обмеження права голосу ( $G_0 > 18$  років);

$G_m$  - вікова границя життя;  $\Delta G$  – вікові границі права реалізації голосу на виборах;

$N, \bar{N}$  – відповідно законна та незаконна реалізація права голосу;

 – відповідно законна та незаконна реєстрація голосу під час голосування.

Оскільки право голосу на виборах є волевиявленням громадян, то його реалізація може не відбутися в термін  $\Delta T$ . Крім того, під час голосування людина може бути недієздатна через хворобу або інших форс мажорних обставин. Можуть мати місце також організовані та навмисні фальсифікації під час голосування, що адекватно може бути відображено на основі сумісної реалізації ЮЛСІМ -1 та моделі Ганта (рис. 2)

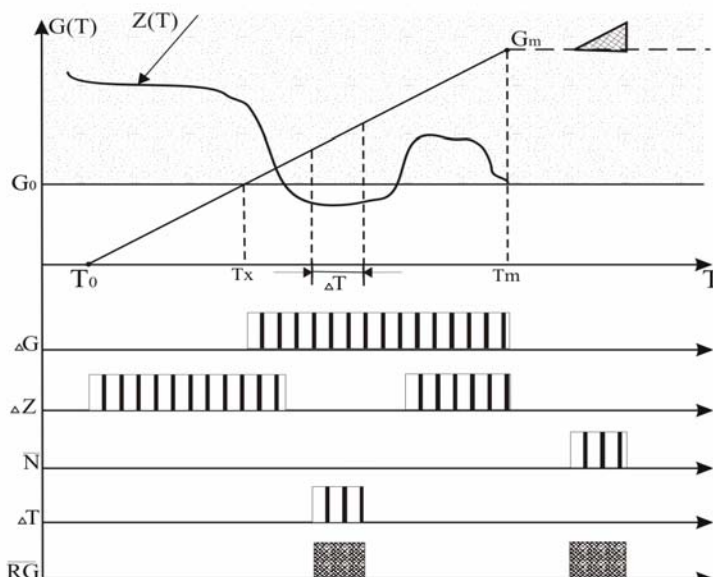


Рис. 2 Моделі подання юридичних знань про фальсифікацію права голосу.  
 $Z(T)$  – стан дієздатності фізичної особи,  $\Delta Z$  – ЛСІМ-1 права голосу фізичної особи

З рис. 2 видно, що модель Ганта про фальсифікацію результату голосування описується логічним диз'юнктивним рівнянням:

$$\overline{RG} = \overline{\Delta G} \vee \overline{\Delta Z} \vee \overline{\Delta T}.$$

### Висновки

Запропоновані моделі подання юридичних знань про реалізацію закону України про вибори у вигляді ЮЛСІМ -1 та моделі Ганта демонструють можливості формалізації юридичних законів у вигляді інформаційних та продукційних моделей, що є важливим інструментом та інформаційною технологією побудови сховищ юридичних даних, а також автоматизованих баз юридичних знань.

### Література

1. Денисова О.О. Інформаційні системи і технології в юридичній діяльності. – К.: КНЕУ, 2003. – 315с.
2. Антонов В.М. Інтелектуальні власність і комп'ютерне авторське право. – К.: КНТ, 2005. – 520с.
3. Шишка Р.Б. Охорона права інтелектуальної власності: авторсько-правовий аспект. – Харків: НУВС, 2002. – 367с.
4. Николайчук Л.М. Особливості побудови характеристик продукційних моделей подачі юридичних знань // Вісник Хмельницького національного університету. – № 5, 2006. – с.113-115.
5. Николайчук Я.Н. и др. Идентификация состояния объектов исследования на основе системы логико-статистических информационных моделей. – К.: ИК АН УССР. – 1988. – 64 с.. (препринт – 88-45. )

Надійшла 11.2.2007 р.

УДК 681.5

А.И. ПОВОРОЗНЮК

Национальный технический университет "ХПИ", г. Харьков.

## ФОРМИРОВАНИЕ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ ИНТЕРВАЛОВ ЧИСЛЕННЫХ ПРИЗНАКОВ ПРИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ДИАГНОСТИКЕ

*В роботі наведено розробку методу формування діагностично-значимих інтервалів числових діагностичних показників при проведенні диференційної діагностики на основі оптимізації похибки апроксимації закону розподілу умовних ймовірностей в умовах суттєвої апріорної невизначеності.*

### Введение

Наблюдаемое в настоящее внедрение новых информационных технологий в медицину и построение интеллектуальных компьютерных систем медицинской диагностики (ИКСМД) требует от разработчиков указанных систем разработки новых математических методов, реализация которых в конечном итоге улучшает показатели качества компьютерного диагноза. При этом, в [1, 2] отмечается, что актуальными

оптимизационными задачами при синтезе диагностического решающего правила являются:

- выбор диагностически ценных признаков;
- синтез решающего правила, согласно которому выполняется процесс диагностики (классификация)

пациентов для заданного множества состояний (диагнозов).

Автором в [3, 4] разработан метод синтеза иерархических структур признаков и диагнозов на основе их автоинформативности, а в [5] разработан метод синтеза уточняющего диагноза, который является модификацией метода последовательного анализа (метода Вальда) и основан на анализе взаимодействия иерархических структур диагностических признаков и диагнозов. На каждом этапе уточняющего диагноза выполняется дифференциальная диагностика двух состояний, которая базируется на вычислении отношения правдоподобия двух диагнозов для каждого диагностического признака, и принятия решения о подтверждении или отклонении указанного диагноза или анализа следующего симптома. Для реализации процедуры последовательного анализа необходимо решить задачу разбивки динамического диапазона изменения численных признаков на диагностические интервалы и ранжировки признаков по критерию информативности.

Таким образом, целью работы является разработка метода формирования неравномерных, диагностически-значимых интервалов, которые обеспечивают вычисление информативности признаков и реализацию решающего правила с максимальной точностью для заданной системы диагнозов при дифференциальной диагностике в условиях существенной априорной неопределенности.

**Оценка информативности диагностических признаков.** Для определения информативности результатов обследования пациента используются понятия энтропии или количества информации, которые являются основными положениями теории информации. Если система диагнозов образует полную группу несовместных событий (каждому пациенту в обучающей выборке поставлен один диагноз  $D_i$ , нет пациентов с

несколькими диагнозами), то выполняется условие  $\sum_{i=1}^n P(D_i) = 1$ . Тогда неопределенность системы возможных

диагнозов оценивается с помощью энтропии  $H(D) = -\sum_{i=1}^n P(D_i) \cdot \log_2 P(D_i)$ . При этом, для  $n$  возможных

равновероятных составляющих ее значение будет максимальным  $H(D) = \log_2 n$ , а в случае дифференциальной диагностики ( $n = 2$ )  $H(D)$  не превосходит 1 бита.

Значение  $H(D)$  является оценкой максимально возможного количества информации  $I_D(X)$ , которое может быть внесено системой диагностических признаков, то есть для любой системы диагнозов  $D$  и любой системы  $p$  диагностических признаков  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_p\}$  справедливо неравенство  $I_D(X) \leq H(D)$ .

Информативность признака  $x_j$  относительно системы диагнозов  $D$   $I_D(x_j)$  определяется по выражению [6]

$$I_D(x_j) = \sum_{i=1}^n P(D_i) \cdot I_{D_i}(x_j), \quad (1)$$

где  $I_{D_i}(x_j)$  – частная информативность признака  $x_j$  относительно диагноза  $D_i$

Суммарная информативность системы независимых признаков  $I_D(X)$  определяется по выражению

$$I_D(X) = \sum_{j=1}^p I_D(x_j). \quad (2)$$

Так как синтез иерархической структуры признаков обеспечивает слабую связь между признаками, то в данном случае можно использовать в расчетах выражение (2).

Частная информативность основана на выявлении отличий в законах распределения условной вероятности признака  $x_j$  при наличии диагноза  $D_i$   $f(x_j/D_i)$  и закона распределения признака  $x_j$  на всей системе диагнозов  $f(x_j)$  (на всей обучающей выборке). В случае разбивки диапазона изменения численного признака  $[x_{jmin}, x_{jmax}]$  на  $m$  непересекающихся интервалов, измеряемый признак у конкретного пациента принимает свою конкретную реализацию  $x_{jk}$  (значение  $j$ -го признака, принадлежит  $k$ -му интервалу) и в этом случае частная информативность реализации признака  $I_{D_i}(x_{jk})$  определяется по [6, 7]:

$$I_{D_i}(x_{jk}) = \log_2 \frac{P(x_{jk}/D_i)}{P(x_{jk})}. \quad (3)$$

Значение  $I_{D_i}(x_{jk})$ , полученное по (3) может быть положительным ( $x_{jk}$  подтверждает  $D_i$ ), отрицательным ( $x_{jk}$  отрицает  $D_i$ ) и равным нулю ( $x_{jk}$  не несет никакой информации относительно  $D_i$ ). Нетрудно показать, что при дифференциальной диагностике двух диагнозов  $D_0$  и  $D_1$  любая реализация диагностического признака  $x_{jk}$  удовлетворяет одному из следующих условий: 1) если  $x_{jk}$  не информативен для  $D_0$ , то он неинформативен и для  $D_1$ ; 2) если  $x_{jk}$  подтверждает  $D_0$ , то он опровергает  $D_1$ ; 3) если  $x_{jk}$  подтверждает  $D_1$ , то он

опровергает  $D_0$ .

Частная информативность признака  $x_j$   $I_{D_i}(x_j)$  определяется как среднестатистическое значение информативностей  $I_{D_i}(x_{jk})$  всех его реализаций в виде

$$I_{D_i}(x_j) = \sum_{k=1}^m P(x_{jk}/D_i) \cdot \log_2 \frac{P(x_{jk}/D_i)}{P(x_{jk})} \quad (4)$$

Анализ выражений (3), (4) показывает, что информативность  $x_j$  зависит не только от взаимного расположения законов распределения  $f(x_j/D_i)$  и  $f(x_j)$ , но и от способа разбивки  $[x_{jmin}, x_{jmax}]$  на интервалы.

#### Разработка метода формирования диагностически-значимых интервалов.

Замена  $[x_{jmin}, x_{jmax}]$  последовательностью интервалов, является по сути заменой теоретического закона распределения гистограммой, и с этой точки зрения для получения приемлемой точности аппроксимации закона распределения, число интервалов должно быть достаточно большим. Следует отметить, что точность аппроксимации (и соответственно точность оценки информативности признаков) зависит не только от количества интервалов  $m$ , но и от способа разбивки  $[x_{jmin}, x_{jmax}]$  на интервалы. Ошибка аппроксимации существенно увеличивается, если внутри интервала попадет точка пересечения  $f(x_j)$  и  $f(x_j/D_i)$ , так как в указанной точке пересечения информативность признака меняет знак в соответствии с (3, 4). Поэтому точки пересечения  $f(x_j)$  и  $f(x_j/D_i)$  должны находиться на границах интервалов.

Как отмечалось ранее, при увеличении числа диагностических интервалов точность аппроксимации закона распределения и соответственно точность оценки информативности возрастает, однако при этом необходимо увеличивать объем обучающей выборки, потому что при неизменном объеме выборки и увеличении числа интервалов в каждый из них попадает сравнительно небольшое число точек, что снижает достоверность статистических оценок. Таким образом, при ограниченном объеме обучающей выборки, задача разбивки  $[x_{jmin}, x_{jmax}]$  на интервалы является оптимизационной задачей, при которой минимизируется интегральная ошибка  $\varepsilon$ , которая включает  $\varepsilon_a$  – ошибка аппроксимации и  $\sigma$  – неопределенность оценки значений  $P(x_j/D_i)$ ,  $P(x_j)$  на интервале  $\Delta_k$ . Учитывая противоположный характер изменения  $\varepsilon_a$  и  $\sigma$  при увеличении/уменьшении  $\Delta_k$ , естественно предположить, что оптимальное значение  $\varepsilon$  достигается при равенстве  $\varepsilon_a = \sigma$ .

Предположим, что диапазон  $[x_{min}, x_{max}]$  численного признака  $x$  (индекс  $j$  в дальнейшем опускаем) в соответствии с некоторым правилом разбит на  $m$  непустых непересекающихся интервалов. Тогда в каждом  $k$ -м интервале можно рассчитать условные вероятности  $P(x_j/D_i)$ ,  $P(x_j)$  и соответствующие им  $I_{D_0}(x_{jk})$ ,  $I_{D_1}(x_{jk})$ , а также суммарный  $I_D(x_{jk})$ . При этом выполняется аппроксимация теоретических законов распределения  $f(x_{jk}/D_i)$ ,  $f(x_{jk})$  гистограммами, ординаты которых  $A_k$  определяются на каждом  $k$ -м интервале по выражению

$$A_k = \frac{N_k}{N \times \Delta_k}, \quad (5)$$

где  $N_k$  – количество точек, которые принадлежат интервалу  $\Delta_k$ ,  $N$  – объем выборки.

Так как  $A_k$  по определению является оценкой математического ожидания теоретического закона распределения  $f(x_j)$  на интервале  $\Delta_k$ , то для него можно определить неопределенность (среднеквадратичное отклонение) оценки среднего, которое находится в обратной зависимости от  $N_k$

$$\varepsilon_k = \sigma_k / \sqrt{N_k}, \quad (6)$$

где  $\sigma_k$  – среднеквадратичное отклонение  $f(x)$  на интервале  $\Delta_k$ .

Найдем  $\sigma_k$  из условия анализа ошибки аппроксимации  $f(x_j)$  ступенчатой гистограммой. При известном теоретическом законе  $f(x)$  значение  $\sigma$  определяется по выражению

$$\sigma_k = \sqrt{\int_{\Delta_k} [f(x) - A_k]^2 dx}, \quad (7)$$

Но при практических расчетах  $f(x)$  неизвестен, поэтому найдем значение  $\sigma$  из анализа гистограммы. Достаточно хорошим приближением  $f(x)$  является кусочно-линейная аппроксимация гистограммы  $f^*(x)$ , причем в качестве точек аппроксимации выбираются точки с координатами  $(z_k + \Delta_k/2, N_k)$ , где  $z_k$  – левая граница  $\Delta_k$ . Тогда значения  $f^*(x)$  на границах интервала  $\Delta_k$  (в точках  $z_k$  и  $z_{k+1}$ ) определяются по

$$f^*(x_{k+1}) = \Delta_k \frac{A_{k+1} - A_k}{\Delta_{k+1} + \Delta_k}, \quad f^*(x_k) = \Delta_k \frac{A_k - A_{k-1}}{\Delta_k + \Delta_{k-1}}. \quad (8)$$

Тогда значение  $\sigma_k$  определяется по выражению

$$\sigma_k = \frac{\Delta_k}{2} \sqrt{[f^*(x_{k+1}) - A_k]^2 + [A_k - f^*(x_{k-1})]^2}. \quad (9)$$

Полученное значение  $\sigma_k$  подставляется в (6). Значение  $\varepsilon$  на всем интервале  $[x_{max}, x_{min}]$  определяется как  $\varepsilon = M[\varepsilon_k]$  ( $M$ -символ математического ожидания).

Таким образом, значение  $\varepsilon_k$  полученное по (6) с учетом (8) и (9) является оценкой интегральной ошибки, которая учитывает как ошибку аппроксимации закона распределения, так и неопределенность оценки  $A_k$ , обусловленную конечным объемом обучающей выборки.

Значение  $\varepsilon_k$  является выпуклой функцией от  $\Delta_k$ , при заданных  $N$  и  $f^*(x)$ , поэтому можно найти оптимальное значение  $m$  и оптимальную разбивку  $[x_{max}, x_{min}]$  на  $m$  интервалов  $\Delta_k$ , которые минимизируют  $\varepsilon_k$ . В работе предлагается метод формирования количества  $m$  и длительностей  $\Delta_k$  диагностически-значимых интервалов численных признаков для задачи оценки информативности и синтеза решающего правила дифференциальной диагностики в условиях существенной априорной неопределенности при недостаточном объеме обучающей выборки. Метод включает следующие этапы:

1) Значения каждого численного признака  $x$  ранжируются и для каждого  $x$  определяется динамический диапазон изменения  $[x_{max}, x_{min}]$ .

2) Выбирается начальное значение  $m = [N/N_{min}]$  ( $N_{min}$  – минимальное значение точек, которое может содержать интервал,  $[.]$  – целая часть) и динамический диапазон  $[x_{max}, x_{min}]$  разбивается на  $m$  интервалов, каждый из которых содержит  $N_{min}$  точек.

3) В каждом из интервалов  $\Delta_k$  подсчитываются априорные вероятности  $P(x_{jk})$  и  $P(x_{jk}/D_i)$  и соответствующие им амплитуды гистограмм по (5).

4) Определяется  $x_0$  – точка пересечения  $f(x_j)$  и  $f(x_j/D_i)$ , для чего в окрестности интервала, где модуль отклонения  $P(x_{jk}/D_0)$  от  $P(x_{jk}/D_1)$  минимален, выполняется полиномиальная аппроксимация соответствующих гистограмм.

5) Начиная от  $x_0$ , в обе стороны откладываются по одному интервалу  $\Delta_{-1}$  и  $\Delta_1$ , каждый из которых содержит  $N_{min}$  точек, и подсчитывается  $\varepsilon_k$  по (6).

6) Интервалы монотонно "расширяются" до тех пор, пока не будет достигнут минимум  $\varepsilon_k$  и фиксируются значения  $N_k$  и их границы  $z_{-1}$  и  $z_2$ , которые являются начальными точками следующих интервалов  $\Delta_{-2}$  и  $\Delta_2$ .

7) В качестве начального значения минимального количества точек  $N$  для следующих интервалов выбирается значения  $N_k$  и п.6 повторяется. Критерием останова является достижение границ  $x_{max}$  и  $x_{min}$ .

### Выводы

1) Получено выражение оценки интегральной ошибки, которая включает ошибку аппроксимации теоретических законов распределения ступенчатыми гистограммами и оценку неопределенности ординат гистограмм.

2) Разработан метод формирования диагностически-значимых интервалов численных признаков, который оптимизирует интегральную ошибку.

3) Предложен алгоритм реализации метода.

### Литература

1. Кобринский Б.А. Принципы математико-статистического анализа данных медико-биологических исследований // Российский вестник перинатологии и педиатрии – 1996. – № 4. – С. 60-64.
2. Ахутин В.М., Шаповалов В.В., Иоффе М.О. Оценка качества формализованных медицинских документов // Медицинская техника. – М.: 2002. № 2. С. 27 – 31.
3. Поворознюк А.И. Синтез иерархической структуры диагностических признаков в компьютерных системах медицинской диагностики // Вестник НТУ "ХПИ". Сборник научных трудов. № 7, Т2. Х: НТУ "ХПИ", -2003. С. 39-44.
4. Поворознюк А.И. Синтез иерархической структуры решающих правил в компьютерных системах медицинской диагностики // Моделювання та інформаційні технології. Збірник наукових праць інституту проблем моделювання в енергетиці. К.: ПІМЕ, 2004. – Вип. 25. – С.170 – 174.
5. Поворознюк А.И. Метод постановки уточняющего диагноза в компьютерных системах медицинской диагностики при иерархической структуре диагностических признаков // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. Х: ХУПС, 2006. – Вип. 3 (9). С. 125 – 130.
6. Постнова Т.Б. Информационно-диагностические системы в медицине. – М.: Наука, 1972. – 376 с.
7. Гуторова Т.В., Поворознюк А.И. Оценка информативности диагностических показателей в компьютерных системах медицинской диагностики // Системы обработки информации. – Х.: ХВУ, 2004. – Вип. 7 (35). – С. 162 – 168.

Надійшла 12.2.2007 р.

## ПАРАМЕТРИЧНА ОПТИМІЗАЦІЯ ЛІНІЙНОЇ ДИНАМІЧНОЇ СИСТЕМИ В УМОВАХ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ

У статті розглядається задача оптимізації лінійної динамічної системи за умови дії на неї невизначеного впливу. Запропоновано комплексний критерій оптимізації. Мінімізація за цим критерієм дозволяє зменшити невизначений вплив та отримати такі параметри системи, за яких система буде наближатися до такої ж системи, але на яку не діятиме невизначений вплив.

### Вступ

В сучасному світі людиною створюється все більше і більше складних систем, досить велика кількість з яких є динамічними. З розвитком комп'ютерної техніки значна кількість систем стала включати в себе певні комп'ютерні елементи, які є дискретними по своїй природі. В результаті цього набуває актуальності питання моделювання дискретних систем. Моделі дискретних систем біли представлені у своїх книжках багатьма авторами [1-4]. Але більшість сучасних систем вирізняє той факт, що на них діють невизначені впливи, які не можливо відкинути при моделюванні.

### Постановка задачі

Значна кількість реальних систем управління є лінійними динамічними системами, що можуть бути представлені у вигляді

$$\bar{Y} = W_x \bar{X} + W_f \bar{F}, \quad (1)$$

де  $\bar{X}$  - вектор входів системи,  $\bar{F}$  - вектор невизначені впливів на систему,  $\bar{Y}$  - вектор виходів системи. Для простоти міркувань розглянемо спочатку систему з одним входом та одним виходом, на яку діє один вектор завад. Необхідно побудувати дискретну модель лінійної динамічної системи (1).

### Побудова моделі

Нехай передаточна функція системи за входами має вигляд:

$$W_x(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0}{b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0}, \quad (2)$$

де  $Y(p)$ ,  $X(p)$  - зображення за Лапласом вихідного та вхідного сигналів лінійної системи. Передаточна функція системи за невизначеними впливами може бути представлена:

$$W_f(p) = \frac{Y(p)}{F(p)} = \frac{c_l p^l + \dots + c_1 p + c_0}{d_k p^k + \dots + d_1 p + d_0}, \quad (3)$$

де  $F(p)$  - зображення за Лапласом невизначеного сигналу

Враховуючи рівності (2) та (3) матимемо:

$$\bar{y} = \bar{f} \frac{c_l p^l + \dots + c_1 p + c_0}{d_k p^k + \dots + d_1 p + d_0} + \bar{x} \frac{a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0}{b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0}, \quad (4)$$

$$\bar{y} \sum_{i=0}^{-k+m} p^{k+m-i} \sum_{j=0}^i d_{k-i} b_{m-i+j} = \bar{f} \sum_{i=0}^{-l+m} p^{l+m-i} \sum_{j=0}^i c_{l-i} b_{m-i+j} + \bar{x} \sum_{i=0}^{-n+k} p^{n+k-i} \sum_{j=0}^i a_{n-i} d_{k-i+j}.$$

Оскільки система має бути інваріантною відносно невизначеного впливу, то необхідно зменшити невизначений вплив. В силу граничних теорем перетворення Лапласа [5] в даному випадку є хибним твердження, що для інваріантності системи передаточна функція системи за невизначеним впливом має бути якомога меншою.

В сучасних умовах в силу того, що більшість систем має програмовані елементи, розглянемо дискретну динамічну систему. Відповідно до [1] перетворення Лапласа може бути представлене у вигляді:

$$p^k Z(p) \leftrightarrow \frac{L}{dt^k} d^k Z(t).$$

Похідна функції у дискретному вигляді може бути представлена скінченими різницями, тобто можна записати:

$$z'(t_0) = \frac{z_0 - z_{-1}}{\Delta t},$$

$$z''(t_0) = \frac{z'(t_0) - z'(t_{-1})}{\Delta t} = \frac{z_0 - 2z_{-1} + z_{-2}}{\Delta t^2},$$

або у загальному вигляді

$$z^{(k)}(t_0) = \frac{1}{\Delta t^k} \sum_{i=0}^k (-1)^i C_k^i z_{-i}, \quad (5)$$

де  $t_0$  – момент надходження останнього даного, поточний момент часу;  $\Delta t$  – інтервал дискретизації. Підставимо (5) у (4), матимемо:

$$\sum_{i=0}^{k+m} \left( \frac{\sum_{j=0}^i d_{k-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{k+m-i}} \sum_{h=0}^{k+m-i} (-1)^h C_k^h y_{-h} \right) = \sum_{i=0}^{l+m} \left( \frac{\sum_{j=0}^i c_{l-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{l+m-i}} \sum_{h=0}^{l+m-i} (-1)^h C_k^h f_{-h} \right) +$$

$$+ \sum_{i=0}^{n+k} \left( \frac{\sum_{j=0}^i a_{n-i} d_{k-i+j}}{\Delta t^{n+k-i}} \sum_{h=0}^{n+k-i} (-1)^h C_k^h x_{-h} \right).$$

Виділимо з лівої частини останнього рівняння значення вихідної величини у поточний момент часу:

$$\sum_{i=0}^{k+m} \left( \frac{\sum_{j=0}^i d_{k-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{k+m-i}} \left[ y_0 + \sum_{h=1}^{k+m-i} (-1)^h C_k^h y_{-h} \right] \right) = \sum_{i=0}^{l+m} \left( \frac{\sum_{j=0}^i c_{l-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{l+m-i}} \sum_{h=0}^{l+m-i} (-1)^h C_k^h f_{-h} \right) +$$

$$+ \sum_{i=0}^{n+k} \left( \frac{\sum_{j=0}^i a_{n-i} d_{k-i+j}}{\Delta t^{n+k-i}} \sum_{h=0}^{n+k-i} (-1)^h C_k^h x_{-h} \right),$$

або

$$y_0 = \frac{\sum_{i=0}^{l+m} \left( \frac{\sum_{j=0}^i c_{l-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{l+m-i}} \sum_{h=0}^{l+m-i} (-1)^h C_k^h f_{-h} \right) + \sum_{i=0}^{n+k} \left( \frac{\sum_{j=0}^i a_{n-i} d_{k-i+j}}{\Delta t^{n+k-i}} \sum_{h=0}^{n+k-i} (-1)^h C_k^h x_{-h} \right)}{\sum_{i=0}^{k+m} \frac{\sum_{j=0}^i d_{k-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{k+m-i}}} -$$

$$\frac{\sum_{i=0}^{k+m} \left( \frac{\sum_{j=0}^i d_{k-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{k+m-i}} \sum_{h=1}^{k+m-i} (-1)^h C_k^h y_{-h} \right)}{\sum_{i=0}^{k+m} \frac{\sum_{j=0}^i d_{k-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{k+m-i}}}.$$

Змінюючи порядок підрахунку сум у чисельнику, отримуємо

$$y_0 = \sum_{h=0}^{l+m} K_{f_h} f_{-h} + \sum_{h=0}^{n+k} K_{x_h} x_{-h} + \sum_{h=1}^{k+m} K_{y_h} y_{-h}, \quad (6)$$

де

$$K_{f_h} = \frac{\sum_{i=0}^{l+m} \left( \frac{\sum_{j=0}^i c_{l-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{l+m-i}} \sum_{h=0}^{l+m-i} (-1)^h C_k^h \right)}{\sum_{i=0}^{k+m} \frac{\sum_{j=0}^i d_{k-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{k+m-i}}}, \quad K_{y_h} = \frac{\sum_{i=0}^{n+k} \left( \frac{\sum_{j=0}^i a_{n-i} d_{k-i+j}}{\Delta t^{n+k-i}} \sum_{h=0}^{n+k-i} (-1)^h C_k^h x_{-h} \right)}{\sum_{i=0}^{k+m} \frac{\sum_{j=0}^i d_{k-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{k+m-i}}},$$

$$K_{x_h} = \frac{\sum_{i=0}^{k+m} \left( \frac{\sum_{j=0}^i d_{k-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{k+m-i}} \sum_{h=1}^{k+m-i} (-1)^h C_k^h y_{-h} \right)}{\sum_{i=0}^{k+m} \frac{\sum_{j=0}^i d_{k-i} b_{m-i+j}}{\Delta t^{k+m-i}}}.$$

Для інваріантності системи необхідно щоб

$$K_{f_h} \rightarrow 0 \tag{7}$$

для кожного значення  $h = \overline{0, l+m}$ . В більшості випадків умова (7) є не виконуваною, тоді можна застосувати наступний критерій:

$$K_{f_h} \rightarrow \min \tag{8}$$

для кожного значення  $h = \overline{0, l+m}$ .

Оскільки  $K_{f_h}$ ,  $K_{y_h}$  та  $K_{x_h}$  можуть набувати значення різних знаків, то необхідно застосувати певний критерій оптимізації, що буде парною функцією, наприклад, квадратичний критерій.

Нехай існують певні номінальні значення  $K_{y_0} \neq 0$  та  $K_{x_0} \neq 0$ , які отримані в результаті оптимізації системи (1), на яку не діє невизначений вплив, тобто  $\bar{F} = 0$  (при цьому враховано стійкість системи), тоді зрозуміло, що необхідно, щоб

$$\begin{aligned} |K_{y_h} - K_{y_0}| &\rightarrow 0, h = \overline{0, n+k} \\ |K_{x_h} - K_{x_0}| &\rightarrow 0, h = \overline{0, k+m} \end{aligned} \tag{9}$$

Приходимо до задачі багатокритеріальної оптимізації, що може бути розв'язана багатьма способами [6-9], найбільш розповсюджені з яких: оптимізація по Парето; оптимізація за одним з критеріїв, при цьому для інших вводяться обмеження та задається область гарантованих значень; зведення усіх критеріїв до одного критерію комплексного критерію.

Недоліком другого критерію є те, що при такому підході не завжди можливо виділити один критерій, за яким варто оптимізувати, наприклад у (9) критерії будуть практично рівнозначні, а отже оптимізація за одним з них може призвести до того, що інші не буде виконуватись зовсім.

З такої точки зору більш адекватно буде описувати систему комплексний критерій, що дасть можливість враховувати усі критерії багатокритеріальної задачі. В даному випадку можна застосувати комплексний квадратичний критерій, тобто

$$\sum_{h=0}^{l+m} (K_{f_h})^2 + \sum_{h=0}^{n+k} (K_{y_h} - K_{y_0})^2 + \sum_{h=0}^{k+m} (K_{x_h} - K_{x_0})^2 \rightarrow 0. \tag{10}$$

Підставляючи (6) в критерій (10), матимемо комплексний критерій оптимізації лінійної динамічної системи в умовах невизначеності. Задача оптимізації має бути розв'язана відносно коефіцієнтів  $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \bar{d}$ .

В результаті розв'язання задачі мінімізації (10) отримаємо значення параметрів системи, що дозволяють отримати математичну модель лінійної динамічної системи у дискретному вигляді.

### Висновки

У даній статті розглянуто лінійну динамічну систему на яку діє невизначений вплив. В силу того, що не завжди можливо припустити, що діючий вплив рівний нулю, розглядається задача оптимізації, яка спрямована на мінімізацію невизначеного впливу та на те, щоб параметри системи наближались до параметрів аналогічної оптимальної системи на яку не діє невизначений вплив.



## Література

1. Глонь О.В., Дубовой В.М., Мітюшкін Ю.І. Комп'ютеризовані системи керування. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2005. – 157с.
2. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматического управления. – М.: Наука, главная редакция физико-математической литературы, 1977. – 560 с.
3. Справочное пособие по теории систем автоматического регулирования и управления. Под. ред. Санковского Е. А. – Мн.: «Высшейшю школа», 1973 – 584 с.
4. Самотокін Б. Б. Лекції з теорії автоматичного керування – Житомир: ЖІТІ, 2001. – 508 с.
5. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике – М.: Наука, 1978. – 832 с.
6. Штойер Р. Многокритериальная оптимизация: теория, вычисления, приложения. М.: Наука, 1982 – 300 с.
7. Многокритериальная оптимизация. Математические аспекты. – М.: Наука, 1989 – 196с.
8. Подиновский В.В., Ногин В.Д. Парето-оптимальные решения многокритериальных задач. М.: Наука, 1982 – 130 с.
9. Хоменюк В. В. Элементы теории многокритериальной оптимизации. М.: Наука, 1983 – 257 с.

Надійшла 4.2.2007 р.

УДК 681.3.068

А.И. МАРЧЕНКО, А.С. ХАЙНАКОВ

Национальный технический университет Украины “Киевский политехнический институт”

### ВЫБОР КРИТЕРИЕВ ОЦЕНКИ ФОРМ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ДЕРЕВА СИНТАКСИЧЕСКОГО РАЗБОРА

*Розглянуті форми подання дерева синтаксичного розбору, що широко застосовуються при розробці компіляторів. Пропонуються критерії оцінки форм подання дерева розбору, які найбільш повно відображають особливості таких форм. Наведено підхід до тестування форм подання дерева синтаксичного розбору за запропонованими критеріями.*

#### Введение

Бурное развитие архитектур процессоров и вычислительных систем определяет постоянно растущую потребность в новых оптимизирующих компиляторах, которые имеют возможность генерировать код для множества платформ. Поэтому создание перенастраиваемых компиляторов для процессоров, используемых во встраиваемых системах, является актуальной задачей. Наибольший успех может быть получен при использовании подходов, которые позволяют достигнуть правильного баланса качества генерируемого кода, возможности перенастройки и совместимости с существующими средствами разработки [1].

Для передачи информации между фазами компиляции необходимо промежуточное представление программы. Поскольку промежуточное представление – это интерфейс между анализом, оптимизацией и синтезом программы, то оно должно отражать функциональность исходного языка программирования и обеспечивать удобство выполнения основных задач компиляции [2], а также быть эффективным с точки зрения объема занимаемой памяти и скорости обработки информации, которая передается между проходами компилятора.

Наиболее часто используемыми формами промежуточного представления являются ориентированный ациклический граф, трехадресный код, граф управления потоком, польская запись и синтаксическое дерево [3]. Однако деревья разбора являются более привлекательными благодаря своей универсальности и возможности использования на разных этапах компиляции. Их можно создать таким образом, чтобы они слабо зависели как от исходного языка, так и от целевой платформы. Деревья разбора легко строить во время анализа исходной программы, а последующие проходы оптимизации и генерации кода могут быть реализованы в виде самостоятельных обходов этого дерева [2]. Кроме того, оптимизацию выходного кода удобнее всего выполнять именно на деревьях разбора.

Хорошо спроектированное промежуточное представление программы особенно важно при разработке многоязыковых систем трансляции, позволяющих генерировать код сразу для нескольких процессоров, имеющих свои особенности.

Поэтому выбор наиболее подходящей формы представления дерева синтаксического разбора на этапе проектирования компилятора представляет собой актуальную задачу, а для этого требуется оценить пригодность различных форм по определенным критериям.

#### Постановка задачи

Целью исследования является выбор критериев, по которым можно будет оценить каждую из форм представления дерева синтаксического разбора, а затем выбрать наиболее подходящую в соответствии с требованиями, выдвигаемыми к компилятору.

**Формы представления дерева синтаксического разбора**

Существуют различные формы программного представления дерева. Наибольшее распространение получили линейные и естественные формы представления:

- Естественная форма (ЕФ) представляет собой списочную структуру, взаимосвязи элементов которой точно соответствуют взаимосвязям узлов и ветвей дерева разбора [4]. Естественная форма может быть представлена в виде древообразной структуры данных, каждый узел которой состоит из целочисленного поля для хранения номера правила соответствующего узла дерева разбора, а также из динамического массива указателей для ссылок на поддеревья. Пример представления дерева синтаксического разбора в ЕФ приведен на рис. 1.

- Разновидностью естественной формы является двунаправленная естественная форма (ДЕФ). Отличие состоит в том, что ее узлы помимо указателей на поддеревья содержат также поле, указывающее на родительский узел. Пример дерева в ДЕФ приведен на рис. 2.

- Линейная форма представляет собой линейную структуру данных, которая получается выписыванием номеров правил узлов дерева в одну линию каким-либо определенным образом [4]. Линейные формы могут быть программно представлены в виде одномерного целочисленного массива или односвязного списка. В работе будет рассматриваться модифицированная линейная форма (МЛФ), которая отличается от простейшей линейной формы наличием отсылок. Пример представления в МЛФ дерева разбора, показанного на рис. 1, приведен на рис. 3.

Дерево синтаксического разбора может быть также приведено к бинарному дереву [5]. Такое дерево можно программно представить в виде массива записей с целочисленными полями для правила грамматики – поле INFO; указателя на брата (соседний узел того же уровня и имеющий того же родителя) – поле RLINK, и булевого поля, которое служит признаком, является ли этот узел листом дерева – поле LTAG. Пример такого представления того же исходного дерева (с рис. 1) приведен на рис. 4.

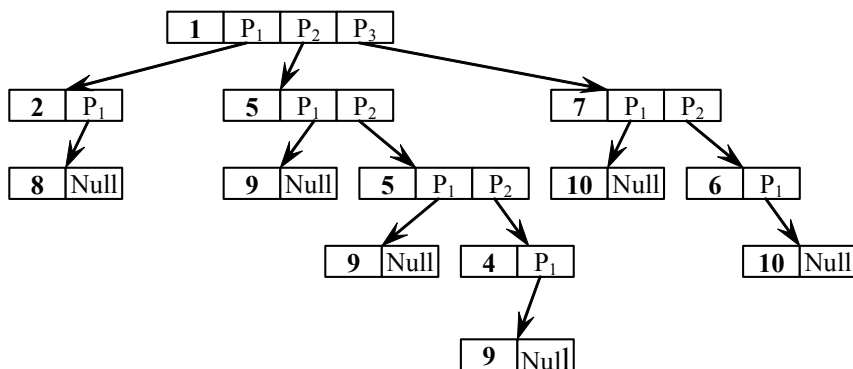


Рис. 1. Естественная форма

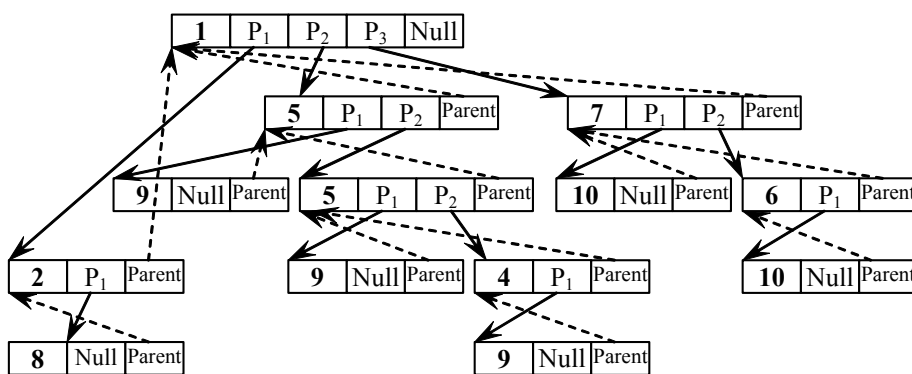


Рис. 2. Двунаправленная естественная форма

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Правило / Отсылка	4	9	5	-1	9	5	-3	9	6	10	7	-9	10	1	-11	-6	2	8	-14

Рис. 3. Модифицированная линейная форма

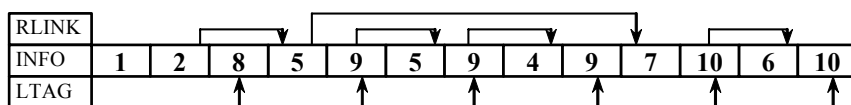


Рис. 4. Бинарное дерево в линейном виде

**Критерии оценки форм представления дерева синтаксического разбора**

Для оценки форм представления дерева синтаксического разбора, авторы предлагают выбрать критерии, отражающие следующие основные характеристики:

- 1) объем занимаемой памяти;
- 2) время обработки информации;
- 3) полнота представления информации исходной программы в дереве синтаксического разбора и простота использования этой информации.

Рассмотрим подробнее каждую из характеристик.

### **1. Объем занимаемой памяти**

Для получения объема занимаемой памяти списочных форм представления, таких как ЕФ и ДЕФ, необходимо выполнить обход дерева в определенном порядке и просуммировать объем занимаемой памяти каждого узла дерева. Такой обход необходим в связи с тем, что каждый узел содержит динамически изменяемый массив для хранения количества потомков и указателей на них. Объем занимаемой памяти этого массива пропорционален количеству нетерминалов правила, номер которого содержится в данном узле, или равен нулю для терминального правила.

Для определения объема занимаемой памяти МЛФ необходимо знать длину массива МЛФ и объем памяти для хранения целого числа. Длина массива равна количеству узлов дерева разбора плюс количество отсылок.

Для определения объема занимаемой памяти линейной формы представления бинарного дерева необходимо знать количество узлов дерева и размер записи для хранения информации об узле в данной форме представления.

В линейных формах нет необходимости выполнять обход дерева для определения объема занимаемой памяти, так как в них узлы не содержат динамических элементов.

### **2. Время обработки информации**

Для оценки временных характеристик необходимо выполнить замер времени выполнения определенных операций над деревом для каждой формы. Для тестирования были выбраны операции, которые наиболее часто проводятся над деревом разбора при трансляции программы, и соответственно этим операциям предлагаются такие элементарные критерии:

- время обхода дерева в прямом порядке;
- время обхода дерева в обратном порядке;
- время определения номера потомка;
- время получения ссылки на родительский узел;
- время поиска узла по заданному ключу (полю);
- время вставки элемента в дерево.

Кроме того, предлагается использовать следующие обобщающие критерии:

- суммарное время выполнения всех операций;
- суммарное время выполнения всех операций, кроме вставки элемента.

Потребность в учете последних двух критериев определяется тем, что линейные формы плохо подходят для модификации и преобразования дерева разбора, которые происходят на этапе оптимизации, но, с другой стороны, эти формы часто используются в качестве промежуточных форм для передачи представления программы между проходами компилятора.

В связи с тем, что обход дерева в большинстве случаев выполняется в произвольном порядке, критерий времени обхода в обратном порядке имеет больший вес, и поэтому при подсчете обобщающих критериев предлагается учитывать его с коэффициентом 2.

Рассмотрим каждый элементарный критерий подробнее.

*Обход дерева в прямом порядке* – это обход сверху вниз, слева направо. Такой обход наиболее часто используется при обработке выражений.

*Обход дерева в обратном порядке* – это обход дерева сверху-вниз, справа-налево.

*Определение номера потомка* – это операция определения порядкового номера заданного узла среди потомков его родителя. Она соответствует определению номера нетерминала в предшествующем правиле.

Для ее выполнения задается ненулевой порядковый номер узла при счете слева-направо при прямом обходе дерева. Целью является определение порядкового номера ссылки на заданный узел среди ссылок на потомков родительского узла. Следует заметить, что нулевой узел использоваться не может, так как он соответствует корню дерева, который по определению не имеет родительского узла.

*Получение ссылки на родительский узел* – это операция определения правила, которое содержится в родительском узле. Она часто используется в семантическом анализе для определения контекста.

Исходными данными для выполнения данной операции является порядковый номер какого-либо ненулевого узла. Целью является определение ссылки на его родительский узел. Выполнение этой операции одинаково для всех форм представления, кроме ДЕФ, и сводится к следующим действиям:

- обход дерева сверху вниз в каком-либо порядке;
- сравнение потомков текущего узла с заданным узлом в каждом узле дерева;
- возврат ссылки на текущий узел при обнаружении совпадения одной из ссылок текущего узла с заданным узлом.

В случае ДЕФ никаких дополнительных действий проводить не нужно, так как ссылка на родительский узел является одним из полей каждого узла и задается при построении дерева.

*Поиск узла по заданному ключу (полю)* сводится к обходу древа в прямом порядке с проверкой

заданного ключа в каждом узле. При достижении узла с заданным ключом возвращается ссылка на него. В качестве ключа используется поле с номером правила синтаксического разбора.

*Вставка элемента в дерево* обычно выполняется на этапе оптимизации и является одной из операций преобразования дерева. Для выполнения этой операции задается произвольный узел А, а добавляемый узел В вставляется между узлом А и его потомком. Отметим, что узел В может иметь только одного потомка, причем этим потомком будет узел, перед которым была выполнена вставка. Это ограничение введено для упрощения алгоритма вставки узла.

### **3. Полнота представления информации исходной программы в дереве синтаксического разбора и простота использования этой информации.**

Каждая форма представления обладает своими особенностями, достоинствами и недостатками. В некоторых формах представления дерева разбора определенные операции требуют выполнения сложных алгоритмов или наличия дополнительной информации. Оценка простоты использования формы представления дерева разбора во время работы компилятора будет проводиться по следующим критериям:

- наличие информации о количестве потомков узла в конкретной форме представления дерева разбора;
- возможность подъема вверх по узлам дерева;
- возможность прямого доступа к произвольному потомку текущего узла;
- возможность вставки нового узла путем изменения информации только в одном узле дерева.

### **Подход к тестированию форм представления дерева разбора**

Операторы и выражения – основные составные части любой программы, однако, каждая из этих конструкций может быть описана в различных грамматиках по-разному. Например, для описания выражения в языке *ISO C* используется большее количество правил по сравнению с другими языками программирования. Следовательно, при разборе выражения языка *ISO C* получается значительно более длинная неразветвленная цепочка узлов дерева разбора, чем, например, в языке Паскаль. С другой стороны, при разборе таких конструкций языка, как операторы, получается более разветвленное дерево.

Так как структура дерева разбора влияет на временные характеристики работы компилятора, предлагаются следующие три группы тестов:

- общие тесты;
- тесты на выражения;
- тесты на операторы.

Тесты на выражения, как правило, содержат только операции и не содержат операторов. В предлагаемом наборе тестов отражены различные типы выражений. В свою очередь, тесты на различные виды операторов, как правило, не содержат выражений. Группа общих тестов включает тесты без каких-либо ограничений на использование выражений или операторов.

### **Выводы**

В работе рассмотрены две естественные и две линейные формы представления дерева синтаксического разбора. Предложены критерии оценки форм представления дерева синтаксического разбора. Среди них можно выделить: объем занимаемой деревом памяти, время обработки информации в нем, а также полнота представления информации об исходной программе и простота использования этой информации.

На основании предложенных критериев оценки форм представления дерева синтаксического разбора может быть выполнено исследование и анализ, а также предложена методика выбора формы в зависимости от особенностей структуры правил грамматики и требований к объему занимаемой деревом памяти и ко времени выполнения основных операций над ним.

Предложен подход к тестированию форм представления дерева на пакете тестов, состоящем из трех групп – общие тесты, тесты на выражения и тесты на операторы. Такой набор тестов позволяет выполнить подробное исследование зависимости показателей от реализации выражений и операторов в грамматике языка программирования.

Предложенные критерии и подход к тестированию позволяют выбрать наиболее подходящую форму внутреннего представления дерева разбора, что является важной задачей при разработке оптимизирующих компиляторов.

### **Литература**

1. Compiler design issues for embedded processors, Leupers, R., IEEE Design & Test of Computers, Jul/Aug 2002, Volume: 19, Issue: 4
2. Разработка компиляторов на платформе.NET / Терехов А., Вояковская Н., Булычев Д., Москаль А. – СПб.: Кафедра системного программирования СПбГУ, 2001
3. Ахо А., Сети Р., Ульман Д. Компиляторы: принципы, технологии и инструменты: Пер. с англ. – М., "Вильямс, 2001.
4. Марченко А.И., Марченко Л.А., Колинько Р.Ф. Сравнение способов представления простого дерева разбора. Вестник Киевского Политехнического Института. Автоматика и электроприборостроение, № 28, 1992,

–С. 8-12.

5. Кнут Д. Э. Искусство программирования, том 1. Основные алгоритмы, 3-е изд.: Пер с англ.: Уч. пос. – М., "Вильямс", 2000.

Надійшла 13.2.2007 р.

УДК 681.3.07

Я.М. НИКОЛАЙЧУК, В.В. ШАРЯК

Інститут менеджменту і економіки, „Галицька академія”, Івано-Франківськ

## ОСОБЛИВОСТІ АРХІТЕКТУРИ ТА ХАРАКТЕРИСТИКА ЛІНІЙНО-РЕКУРЕНТНОЇ СТРУКТУРИ БАЗИ ДАНИХ

*В статті викладені особливості архітектури та характеристика лінійно-рекурентної структури в інформаційних технологіях та їх застосування при організації бази даних. Показані перспективи використання базисів Галуа для підвищення компактності представлення інформації в базах даних. Поданий приклад розрахунку ефективності кодування елементів в базисі Галуа.*

### Вступ

Вдосконалення сучасних технологій побудови баз даних (БД) є одним із вирішальних факторів забезпечення компактного та ефективного зберігання корпоративної інформації [1]. Одним із перспективних напрямків теорії і організації БД є реалізація доступу до даних на основі багаторівневих рекурентних архітектур БД [2,3].

При цьому особливістю використання базису Галуа при організації БД є можливість не тільки компактного кодування даних, але і організований захист даних від помилок та несанкціонованого доступу. Тому дослідження ефективності рекурентної організації БД є актуальною науково-технічною задачею.

### 1. Характеристики різних типів БД

Розрізняють шість типів моделей баз даних [1, 2]:

1) ієрархічні; 2) мережеві; 3) реляційні; 4) лінійно-рекурентні; 5) об'єктно-орієнтовані; 6) об'єктно-реляційні.

#### 1.1. Ієрархічні бази даних

Структура, де будь-який об'єкт може підпорядковуватися лише одному об'єкту вищого рівня, а йому може підпорядковуватися багато об'єктів нижчого рівня.

#### 1.2. Мережева база даних

Характеризується тим, що будь-який об'єкт одного рівня (одної групи даних) може мати довільні зв'язки з об'єктами іншого рівня. Такі зв'язки називаються «багато до багатьох».

#### 1.3. Реляційні бази даних

Найпоширеніший тип, характеризується поданням даних у вигляді декількох таблиць, і зв'язаними між собою кортежів та атрибутів. Один з найпростіших типів зв'язків є «один до одного».

#### 1.4. Лінійно-рекурентні бази даних

Новий тип структурної організації баз даних, яка формується на основі рекурентних властивостей теоретико-числового базису Галуа. Важливою характеристикою таких БД є максимальна компактність адресації даних, в тому числі при багаторівневій архітектурі. Позитивною характеристикою лінійно-рекурентних БД є можливість ефективного захисту від помилок та несанкціонованого доступу [4].

#### 1.5. Об'єктно-орієнтовані бази даних

Один із підходів до забезпечення сумісності систем баз даних з парадигмою об'єктно-орієнтованого проектування, зв'язаний з розширенням системи розуміння, в основі яких є об'єктно-орієнтовані мови програмування, такі як C++ або Java, в напрямку підтримки засобів постійного зберігання даних.

#### 1.6. Об'єктно-реляційні бази даних

Ця модель являє собою варіант розширення звичайної реляційної моделі за рахунок формалізації багатьох загальноприйнятих концепцій об'єктно-орієнтованого проектування.

#### 1.7. Напівструктуровані бази даних

Одне із останніх досягнень, призначених вирішити велику кількість актуальних проблем технологій СУБД, включаючи необхідність об'єднання традиційних баз даних з іншими джерелами інформації, такими як Web-сторінки найрізноманітнішої структури.

### 2. Методи оптимізації та підвищення ефективності БД

Основними характеристиками оптимізації і підвищення ефективності є:

- здешевлення системи СУБД;
- збільшення швидкості пошуку та доступу до даних;
- зменшення та стиснення об'єму інформації;

- розробка різноманітних типів пристроїв зберігання даних;
- тенденції росту системи;
- підвищення продуктивності системи;
- паралельні обчислення;
- розвиток багаторівневої архітектури;
- підвищення надійності захисту від помилок;
- захист від несанкціонованого доступу до БД.

### 3. Критерії ефективності БД

Важливими характеристиками ефективності БД є:

- емерджентність

$$K_e = \frac{N_3}{N_0}; \quad (1)$$

- надлишковість

$$K_c = \frac{mR}{mG}; \quad (2)$$

- швидкість пошуку даних

$$V = \frac{\Delta N_i}{T}. \quad (3)$$

Тут  $N_3$  – число зв'язків,  $N_0$  – число елементів,

$mR$  – ентропія ієрархічних даних в базисі Радемахера,  $mG$  – ентропія рекурентних даних в базисі Галуа,

$\Delta N_i$  – число тактів ідентифікації даних,  $T$  – час доступу до даних.

### 4. Архітектура багаторівневої лінійно-рекурентної БД в базисі Галуа

Запропонована архітектура лінійно-рекурентної БД в базисі Галуа, яка відповідає ієрархічній архітектурі з десятковими елементами розширення.

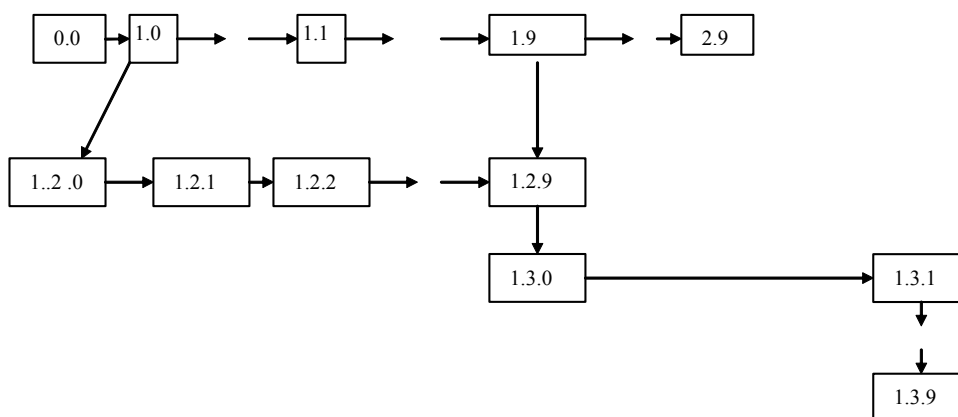


Рис. 1. Багаторівнева лінійно-рекурентна БД

### 5. Розрахунок ефективності кодування елементів в базисі Галуа

Нехай маємо ієрархічну БД з бінарним кодуванням елементів на різних рівнях:  $N = 5000$ ,  $n = 4$ .

Необхідно виконати адресацію  $P = 256$  елементів згрупованих в три групи:  $p_1 = 200$ ,  $p_2 = 50$ ,  $p_3 = 6$ .

Виходячи з максимального числа елементів БД визначимо розрядність коду індифікатора елементів в базисі Галуа

$$m = n \cdot \hat{E}[\log_2 P] = \hat{E}[\log_2 N] = \hat{E}[\log_2 5000] = 13 \text{ bit}; \quad (4)$$

$$mG = 3 \cdot m + (p_1 + p_2 + p_3) = 3 \cdot 13 + (200 + 50 + 6) = 296 \text{ bit}; \quad (5)$$

$$mR = mP = 13 \cdot 256 = 3328 \text{ bit}. \quad (6)$$

Звідси коефіцієнт стиснення ідентифікатора елементів БД в базисі Галуа

$$K_c = \frac{mR}{mG} = \frac{3328}{296} = 11,24. \quad (7)$$

Якщо в БД число елементів тісно пов'язані між собою і не перевищують  $n=100$ , то ефективність кодування БД в базисі Галуа можна підвищити наступним чином: шляхом кодування числа елементів в групі

після коду ідентифікатора, тобто

$$mGn = 3 (13 + \hat{E} [\log_2 100]) = 3 (13+7) = 60 \text{ біт.} \quad (8)$$

Звідси коефіцієнт стиснення об'єму даних багаторівневої БД при переході в базис Галуа по відношенні до базису Радемахера дорівнює:

$$Kc = \frac{mR}{mGn} = \frac{3328}{60} = 55,46. \quad (9)$$

### Висновок

Дослідження теоретико-числових базисів та їх застосування при організації БД [2] показують, що традиційний спосіб ідентифікації та кодування елементів БД в базисі Радемахера є неефективним, надлишковим і завадоне захищеним, крім того, традиційний метод є незахищеним від несанкціонованого доступу. В той же час дані характеристики БД достатньо ефективно реалізуються в базисі Галуа, що визначає перспективу його застосування при організації великооб'ємних багаторівневих БД та баз знань.

### Література

1. Пасічник В.В., Резніченко В.А. Організація баз даних та знань. – К.: Видавнича група ВНУ, 2006. – 384 с.
2. Шаряк В.В., Николайчук Я.М. Теоретико-числові базиси да їх застосування при організації баз даних // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – Вінниця: ВНТУ. – № 2 (12) 2006. – С. 59-66
3. Шаряк В.В. Архітектура і кодування баз даних на основі теоретико-числових базисів. // Вісник ТДТУ ім. І. Пулюя. – Тернопіль. – 2007. – № 1 (3). – С. 17-23

Надійшла 15.2.2007 р.

УДК 656.052: 681.51.54

В.М. ДУБОВОЙ, О.О. КОВАЛЮК  
Вінницький національний технічний університет

## ОЦІНКА ЯКОСТІ БАГАТОКРОКОВИХ СТРАТЕГІЙ ПРИЙНЯТТЯ РІШЕНЬ В ДИНАМІЧНИХ СИСТЕМАХ

*Розглянуто задачу прийняття рішень в динамічних системах. Запропоновано математичну модель, яка дозволяє знайти рішення, враховуючи стани лінійної динамічної системи та попередні рішення. Розроблено процедуру перевірки оптимальності керуючих рішень.*

Вже протягом тривалого часу значна увага дослідників приділяється проблемі прийняття рішень в складних системах, проте в більшості випадків процес знаходження оптимального рішення є досить складною задачею [1, 2]. Це пояснюється наявністю невизначеності в даних, на основі яких приймається рішення, а також складною структурою систем, що досить часто передбачає прийняття різних рішень для окремих підсистем [3, 4]. Наведені фактори в поєднанні з обмеженим часом прийняття рішення значно ускладнюють знаходження оптимального рішення. Одним із способів підвищення точності процесу прийняття рішень є використання багатокрокових стратегій, які враховують результат від прийняття попередніх рішень [4]. Даний підхід широко використовується в прийнятті рішень з використанням статистичних даних, проте загальновідомих моделей багатокрокових стратегій прийняття рішень в динамічних системах немає.

Таким чином, постає **задача** розробки математичної моделі багатокрокової стратегії прийняття рішень в динамічних системах та перевірки оптимальності даних рішень.

Для **розв'язання поставленої задачі** проаналізуємо лінійну динамічну систему, що керується рішеннями. Основним класом задач прийняття рішень є вибір оптимального рішення  $d_i$  з множини можливих альтернатив  $D$  на основі наявної інформації у вигляді вектора параметрів  $\vec{y} \in Y$ . Рішення  $d_i$ , в свою чергу, характеризується вектором показників  $d_i = [d_{i1}, \dots, d_{in}]$ . Для знаходження оптимального рішення, зазвичай, використовують вирішувальне правило, яке встановлює відповідність між  $\vec{y}$  та  $d_i$ . В якості вирішувального правила використаємо *вирішувальну функцію*

$$F(\vec{y}, \vec{d}) = 0, \quad (1)$$

яка описує вирішувальне правило у вигляді частково рекурсивної функції. Функція (1) може бути подана у вигляді системи рівнянь відносно параметрів рішення  $d$

$$f_j(\vec{y}, \vec{d}) = d_j, j=1, \dots, n \quad (2)$$

Особливістю прийняття рішень в задачах управління є те, що якість управління у метричному просторі станів залежить як від невизначеності результату, так і від середнього відхилення стану об'єкта  $Y$  від необхідного стану  $Y_0$ . Узагальнена оцінка обох факторів визначає можливість відхилення, яке виходить за межі  $\varepsilon$ -околу оптимального результату

$$P(|Y - Y_0| > \varepsilon) = \int_{\varepsilon}^{+\infty} \beta(|Y - Y_0|) dY, \quad (3)$$

де  $\beta(*)$  – узагальнююча функція невизначеності [5].

Послідовність зміни станів об'єкта керування є результатом відповідної послідовності рішень

$$\{Y^{(0)}, Y^{(-1)}, Y^{(-2)}, \dots, Y^{(-m)}\} = F(\{d^{(0)}, d^{(-1)}, d^{(-2)}, \dots, d^{(-n)}\}). \quad (4)$$

Модель (4) встановлює відповідність між двома просторами: простором рішень  $D$  і простором станів  $Y$ . Грунтуючись на (3), визначимо критерій якості  $R$  рішення  $d_i$ , вважаючи, найкращим таке рішення  $d_0$ , яке забезпечує мінімум функціоналу (3). Критерії прийняття рішення в процесі управління передбачають необхідність оцінювання якості рішення на основі характеристик близькості результату управління до поставленої мети. Для здійснення такого оцінювання введемо метрику у просторі рішень.

Виконаємо розбиття множини рішень  $D$  на три підмножини

$$D = D^+ \cup D^0 \cup D^-, \quad (5)$$

де  $D^+$  – “хороші рішення”, тобто такі, що наближають до мети; Очевидно, оптимальне рішення  $d_{opt} \in D^+$ ;

$D^-$  – “погані рішення”, тобто такі, що віддаляють від до мети;

$D^0$  – “нейтральні рішення”, тобто такі, що не впливають на досягнення мети.

Простір рішень  $D$  схематично показаний на рис. 1.

Грунтуючись на властивостях топології простору рішень [6], визначимо поняття  $\varepsilon$ -околу.

Означення.  $\varepsilon$ -околом рішення  $d_0 \in D^*$  (де  $D^*$  – одна з підмножин  $D^+, D^0, D^-$ ) є підмножина  $D^\varepsilon \subset D^*$ , така що для всякого рішення  $d_i \in D^\varepsilon$  виконується умова  $|R(d_i) - R(d_0)| < \varepsilon$ .

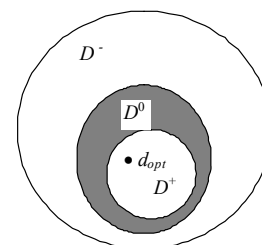


Рис. 1. Розбиття множини рішень

Простір рішень  $D$ , на якому визначене поняття  $\varepsilon$ -околу, є метричним. Цей факт дозволяє застосовувати до аналізу систем, керованих рішеннями, потужний апарат чисельних методів теорії управління. Оскільки у багатокроковій стратегії прийняття рішень при керуванні динамічною системою кожне рішення залежить від деякої кількості попередніх рішень, а також від поточного і попередніх станів керованої системи, то для побудови відповідної моделі визначимо операції перетворень на просторах рішень  $D$  і станів  $Y$ . Система перетворень складається з чотирьох основних операторів – двох основних і двох обернених:

$$\begin{aligned} D &\xrightarrow{K_d} R; \\ Y &\xrightarrow{K_y} R; \\ R &\xrightarrow{K_y^{-1}} Y; \\ R &\xrightarrow{K_d^{-1}} D. \end{aligned} \quad (6)$$

Визначимо також на просторах  $D$  і  $Y$  операцію додавання у розумінні

$$\begin{aligned} d = d_1 + d_2 &\leftrightarrow d = K_d^{-1}[K_d(d_1) + K_d(d_2)]; \\ y = y_1 + y_2 &\leftrightarrow y = K_y^{-1}[K_y(y_1) + K_y(y_2)]. \end{aligned} \quad (7)$$

Використовуючи означення (1) – (4), побудуємо дискретну модель динаміки лінійної системи, яка керується рішеннями. Загальна схема такої системи наведена на рис. 2.

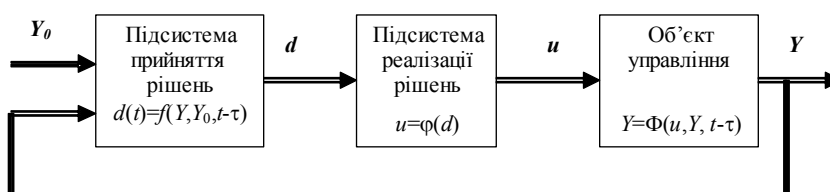


Рис. 2. Система, керована рішеннями

Рішення  $d$  приймається на підставі вектора умов  $\vec{x} = \{Y, Y_0\}$ , які для розподіленої динамічної системи визначаються як у поточний момент  $t$ , так і у попередні моменти  $(t - \tau)$ , де  $\tau = \Delta t \cdot [1, \dots, \max(n, m)]$ . Модель



системи рис. 2 складається з трьох рівнянь, кожне з яких відповідає структурному елементу системи.

$$\begin{cases} d(t) = f(Y, Y_0, t - \tau) \\ u(t) = \phi(d) \\ Y(t) = \Phi(u, Y, t - \tau) \end{cases} \quad (8)$$

Розглянемо процедуру знаходження рішення в лінійній динамічній системі, що керується рішеннями. Нехай вирішувальне правило (1) має вигляд передаточної функції системи

$$W(p) = \frac{Y(p)}{D(p)} = \frac{a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0}{b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0}, \quad (9)$$

де  $Y(p), D(p)$  – зображення за Лапласом стану лінійної системи і керуючих рішень. З (5) знаходимо:

$$b_m p^m y + \dots + b_1 p y + b_0 y = a_n p^n d + \dots + a_1 p d + a_0 d. \quad (10)$$

Відповідно до перетворення Лапласа:

$$p^k Z(p) \leftrightarrow \frac{d^k Z(t)}{dt^k}. \quad (11)$$

При дискретному поданні аналогом похідних є відповідні різниці, які описуються формулою:

$$z^{(k)}(t_0) = \frac{1}{\Delta t^k} \sum_{i=0}^k (-1)^i C_k^i z_{-i}, \quad (12)$$

де  $t_0$  – момент надходження останнього даного, поточний момент часу;  $\Delta t$  – інтервал дискретизації.

Підставляючи (8) в (6), отримаємо дискретний вираз передавальної функції

$$\sum_{j=0}^m \left[ \frac{b_j}{\Delta t^j} \sum_{i=0}^j (-1)^i C_j^i y_{-i} \right] = \sum_{j=0}^n \left[ \frac{a_j}{\Delta t^j} \sum_{i=0}^j (-1)^i C_j^i d_{-i} \right]. \quad (13)$$

Виділимо з лівої частини рівняння (13) стан системи у поточний момент часу у

$$\sum_{j=0}^m \frac{b_j}{\Delta t^j} \left[ y + \sum_{i=1}^j (-1)^i C_j^i y_{-i} \right] = \sum_{j=0}^n \left[ \frac{a_j}{\Delta t^j} \sum_{i=0}^j (-1)^i C_j^i d_{-i} \right]$$

або

$$y = \frac{\sum_{j=0}^n \left[ \frac{a_j}{\Delta t^j} \sum_{i=0}^j (-1)^i C_j^i d_{-i} \right] - \sum_{j=1}^m \left[ \frac{b_j}{\Delta t^j} \sum_{i=1}^j (-1)^i C_j^i y_{-i} \right]}{\sum_{j=0}^m \frac{b_j}{\Delta t^j}}.$$

Змінюючи порядок підрахунку сум у чисельнику, отримуємо

$$y = \sum_{i=0}^n K_{d_i} d_{-i} + \sum_{i=1}^m K_{y_i} y_{-i}, \quad (14)$$

$$\text{де } K_{d_i} = \frac{(-1)^i \sum_{j=i}^n C_j^i \frac{a_j}{\Delta t^j}}{\sum_{j=0}^m \frac{b_j}{\Delta t^j}}, \quad K_{y_i} = \frac{(-1)^{i+1} \sum_{j=i}^m C_j^i \frac{b_j}{\Delta t^j}}{\sum_{j=0}^m \frac{b_j}{\Delta t^j}}. \quad (15)$$

Модель (10) рекурсивна, оскільки поточне значення стану  $Y$  обчислюється з використанням попередніх значень. Початкові значення змінних рекурсивного виразу:

$$\forall d_i = 0, i = 0, -1, \dots, -n; \quad \forall y_i = 0, i = 0, -1, \dots, -m.$$

Покажемо, що стратегія прийняття рішень при керуванні лінійною динамічною системою є багатокроковою, причому кількість кроків дорівнює порядку чисельника передаточної функції даної системи.

Виділимо з правої частини (10) поточне рішення  $d_0$ , яке забезпечує перехід системи у заданий стан  $y_0$

$$y_0 = K_{d_0} d_0 + \sum_{i=1}^n K_{d_i} d_{-i} + \sum_{i=1}^m K_{y_i} y_{-i}$$

звідки

$$d_0 = \frac{1}{K_{d_0}} y_0 - \sum_{i=1}^m \frac{K_{y_i}}{K_{d_0}} y_{-i} - \sum_{i=1}^n \frac{K_{d_i}}{K_{d_0}} d_{-i}.$$

Враховуючи вираз коефіцієнтів (15), отримуємо

$$K'_{y_i} = \frac{K_{y_i}}{K_{d_0}} = - \frac{\sum_{j=i}^m C_j^i \frac{b_j}{\Delta t^j}}{\sum_{j=0}^n \frac{a_j}{\Delta t^j}}, \quad K'_{d_i} = \frac{K_{d_i}}{K_{d_0}} = - \frac{(-1)^{i+1} \sum_{j=i}^n C_j^i \frac{a_j}{\Delta t^j}}{\sum_{j=0}^n \frac{a_j}{\Delta t^j}}, \quad (16)$$

звідки остаточно вираз вирішувальної функції

$$d_0 = \sum_{i=0}^m K'_{y_i} y_{-i} + \sum_{i=1}^n K'_{d_i} d_{-i} \quad (17)$$

Таким чином, рівняння (17) дозволяє розрахувати оптимальне рішення для поточного стану системи. Особливістю моделі (17) є те, що доданки в правій частині представлені у різному вигляді. Для більшості систем рішення  $d_i$  є числом, яке встановлює нове значення регулятора системи. В той же час вектор параметрів системи  $y_i$  містить в собі невизначеність, яка в загальному випадку описується узагальнюючою функцією  $\beta_i$ . Для знаходження рішення  $d_0$ , перетворимо рішення  $d_i$  з рівняння (17) в узагальнюючі функції, використавши в якості правил переходу  $K_d$  рівняння (6) правила перетворення даних в узагальнюючі функції. Тоді оптимальне рішення у вигляді узагальнюючої функції буде визначатися як результат інтегрального операторного перетворення вигляду

$$\beta(d_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \beta(y, d) \varphi(d, y, A, W) dy dd, \quad (18)$$

де  $A$  и  $W$  – параметри алгебраїчного і інтегро-дифференціального перетворень ядра  $\varphi$ .

Зворотне перетворення  $K_d^{-1}$  рішення  $d_0$  із узагальнюючої функції в число відбувається за правилом

$$d_0 = \int d_0 \beta(d_0) dd_0 \quad (19)$$

В зв'язку з усередненням при отриманні рішення  $d_0$  можлива ситуація, коли рішення  $d_i$ , знайдене на  $i$ -му кроці з перетворення (19), буде відрізнятися від оптимального рішення для даного стану системи  $d_{iopt}$ . При цьому величина відхилення між рішеннями може суттєво коливатися. Якщо рішення  $d_i$  знаходиться в околі  $d_{iopt}$ , тобто  $|R(d_i) - R(d_{iopt})| < \varepsilon$ , то вплив на точність керування буде несуттєвим. Значно гірші наслідки будуть у випадку, якщо знайдене рішення  $d_i$  належить множині "поганих" рішень, що віддаляють від мети. Неоптимальне рішення приводить до неточних вхідних даних при знаходженні наступного рішення, а тому спостерігається процес накопичення похибки в стратегії. Щоб уникнути цього, пропонується перевіряти знайдене рішення за його наслідками. Для цього отримане рішення  $d_i$  необхідно підставити у (14) і отримати прогнозоване значення параметрів системи  $\tilde{y}$ . Якщо виконується умова

$$|R(y_{i-1}) - R(y_0)| < |R(\tilde{y}) - R(y_0)|, \quad (20)$$

то рішення  $d_i$  гірше, ніж рішення  $d_{i-1}$ , прийняте на  $i-1$  кроці. Враховуючи даний факт, потрібно здійснити коригування рішення  $d_i$ , використовуючи додаткові дані або інший алгоритм прийняття рішення. Якщо коригування  $d_i$  неможливе, необхідно виключити його із загальної стратегії з метою зменшення накопичення похибок в обчисленні наступних рішень.

Висновки. Таким чином, отримано рекурсивну модель, що дозволяє знайти управляюче рішення, з урахуванням стану системи та рішень, прийнятих на попередніх кроках. Запропоновано процедуру перевірки оптимальності рішень, що входять в загальну стратегію прийняття рішень. Представлені моделі можуть бути широко використані для пошуку оптимальних рішень в динамічних системах при кількісній оцінці прийнятих рішень.

## Література

1. Воронов А.А. Основы теории автоматического регулирования и управления. Учеб. Пособие для вузов. М. "Высш. школа", 1977, 519 с.
2. Ларичев О.И. Теория и методы принятия решений, а также Хроника событий в Волшебных странах... – М.: Логос, 2003–392 с.
3. Кунцевич В.М. Управление в условиях неопределенности: гарантированные результаты в задачах управления и идентификации. – Киев: Наук. думка, 2006. – 264 с.
4. Теория прогнозирования и принятия решений / Под ред. С.А.. Саркисяна. – М.: Высшая школа, 1977.

– 351 с.

5. Глонь О.В., Дубовой В.М. Моделирование систем управления в условиях неопределенности: Монография – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 170 с.

6. Введение в топологию / Борисович Ю.Г., Близняков Н.М., Израилевич Я.А., Фоменко Т.Н. – М.: Наука, 1995. – 416 с.

Надійшла 16.2.2007 р.

УДК 004.942 (045)

С.Г. КЕВОРКОВ

Институт электроники и систем управления, НАУ

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОЕКТНЫХ ДАННЫХ РАЗРАБОТАННЫХ В СРЕДЕ САПР

*Наведені результати дослідження подання проектних даних таких як структури виробу (складальних одиниць) у системі САПР (CAD) CADDSS5, та їх використання у системі керування проектними даними (PDM) Optegra, а також у системі супроводу життєвого циклу виробів (PLM) Windchill. Проведено аналіз створення й зберігання проектних даних у різних системах. Розглянуто алгоритми перетворення структур для їхнього правильного подання. Дано аналіз керування поданням електронної моделі структури виробу розробленої в середовищі САПР в системі Windchill.*

### Вступление

Сокращения сроков и требования повышения качества и при создании проектов сложных технических изделий (корабль, самолет, автомобиль) привело к широкому использованию информационных технологий. Одним из основных критериев использования информационных технологий является создания новых информационных объектов, описывающих проектные данные. В первую очередь автоматизация процессов проектирования изделий привела к широкому использованию САПР систем. Геометрический макет изделия – основа проектных данных – состоит из моделей деталей и моделей структур сборочных единиц. Все они представлены в электронном виде и для сложных, наукоемких проектов требуют упорядочивания и контроля. Разработанные данные САПР систем подлежат хранению, разделению полномочий на изменение, согласованию. Данные САПР систем становятся фрагментом электронных информационных объектов. Для решения задач интеграции применяют системы сопровождения жизненного цикла изделия, такие как Windchill. Модели деталей несут геометрическую информацию, а сборочные единицы формируют состав изделия и взаимное геометрическое расположение деталей.

Основной вопрос, рассматриваемый в данной работе – использование и представление структур сборочных единиц разработанных в системе САПР в системах PDM и PLM.

### Постановка задачи

Выявить специфику использования и представления структур сборочных единиц разработанных в САПР CADDSS5 в системах Optegra и Windchill. Разработать алгоритмы представления и преобразования структур для их адекватного представления.

Электронная модель структуры сборочной единицы

Сборочная единица определяется двумя объектами электронного определения – электронной моделью сборочной единицы и электронной структурой изделия. Модель сборочной единицы представляет структурированный набор данных, полностью и однозначно определяющий сборочную единицу.

Элемент модели «спецификация» дополняется электронной структурой изделия – электронный конструкторский документ, содержательная часть которого представляет структуру изделия в виде древовидного графа, вершина которого отражает изделие, промежуточные узлы соответствуют сборочным единицам, комплексам и/или комплектам, конечные узлы деталям, а ребра определяют связи между составными частями.

Структура сборочной единицы в среде CADDSS5/Optegra

В среде САПР CADDSS5 [1] структура сборочной единицы (не содержащая входящие сборочные единицы) представлена в виде графа.

Обозначение вершины графа (корневой компонент) соответствует обозначению сборочной единицы. В узлах графа расположены компоненты, соответствующие деталям. В зависимости от потребностей моделирования возможно создание двух видов структур сборочных единиц. По виду подчиненности их можно разделить на одноуровневые (рис. 1) и многоуровневые (рис. 2).

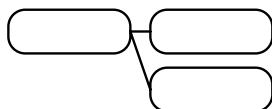


Рис. 1. Одноуровневая сборочная единица

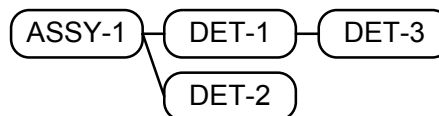


Рис. 2. Многоуровневая сборочная единица

Использование многоуровневых структур обусловлено возможностью манипулирования взаимного расположения деталей в пространстве.

Не зависимо от вида подчиненности компонентов в сборочной единице все информация о взаимной ориентации компонентов (деталей), связи между компонентами, количестве компонентов хранится в одном информационном объекте – в сборочной единице. Сборочная единица (тип данных CADD/Сamu) представляет один электронный объект, описывающий и электронную модель, и электронную структуру. Хранение, изменение информации осуществляется путем редактирования одного файла. Внешними (независимыми с точки зрения изменения структуры) являются только модели деталей.

Управление данными в системе Ortega осуществляется на уровне информационных объектов – файлов. Структура сборочной единицы в Ortega представлена в виде одно информационного объекта, описывающего все в него входящие компоненты (кроме ссылочных сборочных единиц). Это означает, что деталь не является объектом, влияющим на структуру изделия. Структуру изделия определяет сборочная единица, даже при отсутствии детали.

Структура сборочной единицы в среде Windchill

Система Windchill [2] построена на управлении каждым информационным объектом, описывающим проект изделия. Компоненты структур сборочных единиц между собой соединены посредством связей (рис. 3).

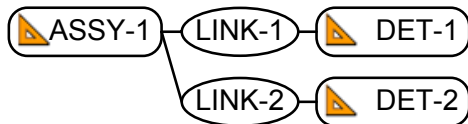


Рис. 3. Структура CAD данных изделия в системе Windchill

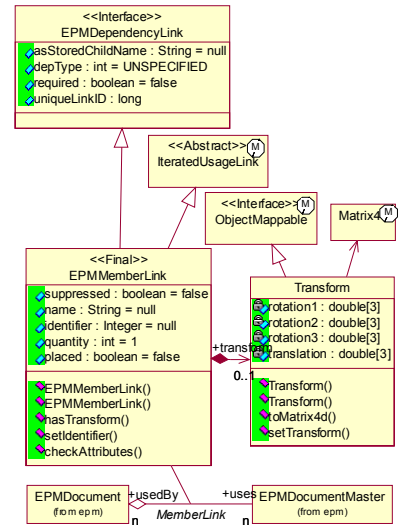


Рис. 4. Модель связи EPMDocument-ов в нотации UML

В отличие от системы Ortega ребро графа выделилось в отдельный объект. С точки зрения пользователя системы ребро, как объект, невидимо. Но именно ребро определяет связь между объектами.

САПР данные представлены в виде EPMDocument-ов (рис. 4). Наличие различных типов САПР данных (CAMU, Part) не приводит к созданию различных типов данных в Windchill. Тип САПР данных стал одним из атрибутов EPMDocument-ов. Это означает, что:

- CAMU = EPMDocument (тип = сборочная единица)
- Part = EPMDocument (тип = деталь)

Создание структуры в системе Windchill соответствующей приведенной на рис. 4 означает наличие EPMDocument-ов:

1. ASSY-1
2. DET-1
3. DET-2

И наличие ребер, описанных объектами EPMMemberLink:

1. LINK-1 (ASSY-1 == DET-1)
2. LINK-2 (ASSY-1 == DET-2)

Ни обозначение EPMDocument-ов, ни их наименование никак не указывает на наличие какой-либо связи между ними. Про наличие связей можно узнать только по значениям атрибутов «родитель», «потомок» у объектов описывающих ребра – EPMMemberLink.

Соответствие структур в различных системах

Делать является неделимым элементом в проектных данных. Ее разработка в САПР, учет и хранение в PDM, и перенос информации о ней в PLM систему не требует никаких дополнительных манипуляций с точки зрения построения структуры. Это означает, что одному разработанному объекту Part будет соответствовать один EPMDocument с указанием типа – деталь.

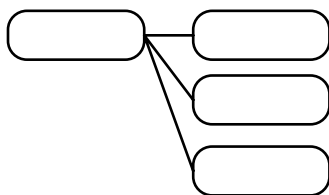


Рис. 5. Одноуровневая структура сборочной единицы, передаваемая в систему Windchill

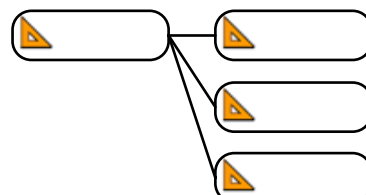


Рис. 6. Граф сборочной единицы в системе Windchill, соответствующий одноуровневой структуре сборочной единицы

Трансформация одноуровневой структуры (рис. 5) приведет к созданию следующих объектов.

1. ASSY-1 – сборочная единица.

2. DET-1 – деталь.
3. DET-2 – деталь.
4. DET-4 – деталь.
5. LINK-1 (ASSY-1 == DET-1) – связь.
6. LINK-2 (ASSY-1 == DET-2) – связь.
7. LINK-3 (ASSY-1 == DET-4) – связь.

При отображении графа структуры, система отобразит граф, который по своим свойствам и виду полностью соответствует графу на рис. 5. Результат для этого дерева приведен на рис. 6.

Если мы имеем в качестве исходной многоуровневую структуру с дополнительными компонентами (рис. 7), то результат ее преобразования будет такой как на рис. 8.

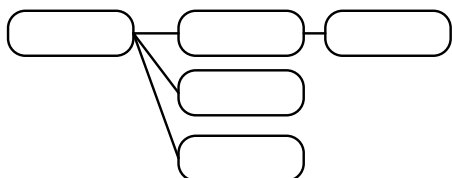


Рис. 7. Многоуровневая структура сборочной единицы, передаваемая в систему Windchill

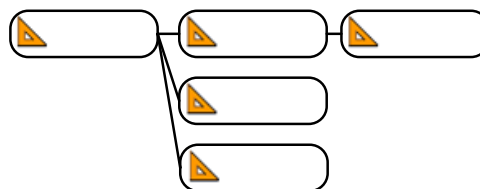


Рис. 8. Граф сборочной единицы в системе Windchill, соответствующий многоуровневой структуре сборочной единицы

Никаких отличий в структуре графа нет. И это совершенно верно. Ошибка заключена для структур сборочных единиц, которые будут созданы позже в системе Windchill, и будут содержать уже ранее созданные объекты. Это означает то, что два EPMDocument-а «DET-1» и «DET-3» уже имеют связь между собой. Эта связь определена не для какой-то сборочной единицы, а для проекта в целом. При необходимости включения в другую структуру сборочной единицы только детали «DET-1» приведет к автоматическому добавлению в эту структуру и связанной с ней детали.

Последующая публикации в систему Windchill сборочной единицы вида представленного на рис. 9 приведет к другим результатам.

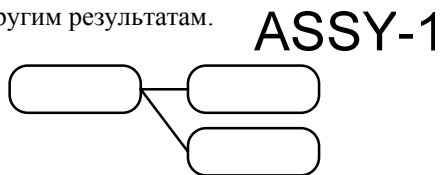


Рис. 9. Структура сборочной единицы, содержащая уже существующую деталь

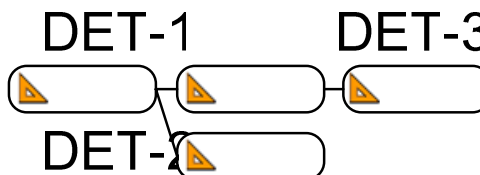


Рис. 10. Граф сборочной единицы в системе Windchill, содержащий уже существующую деталь

Такое представление структуры сборочной единицы (рис. 10) является неверным. Потому что в среде Windchill два объекта DET-1 и DET3 связаны навсегда. Требуется разработка алгоритмов адекватного представления сборочных единиц.

Алгоритм преобразования

Результаты исследований, приведенные выше, привели к необходимости преобразования структур.

Приведенный ниже алгоритм на рис. 11 позволяет обрабатывать структуры сборочных единиц (СЕ) разработанных в среде CADDSS5/Optegra [1,3] перед помещением их в среду системы Windchill.

На основании приведенного алгоритма разработаны подпрограммы, позволяющие выполнять данные преобразования в автоматизированном режиме при публикации данных из среды CADDSS5/Optgera в систему Windchill. При применении алгоритма структура, представленная на рис. 7 в системе Windchill будет представлена как на рис. 12. Использование алгоритма сохраняется входимость (принадлежность) деталей сборочной единице.

### Выводы

Расширение сферы использования проектных данных выполненных в среде САПР привело к необходимости внедрения современных информационных систем управления жизненным циклом изделия (PLM). Данные, разрабатываемые в САПР системах и сопровождаемые в PDM системах, интегрируются в систему PLM. В результате выполнения интеграционных работ были исследованы способы представления и использования структур сборочных единиц в различных системах. Были выработаны рекомендации и алгоритмы по преобразованию структур сборочных единиц при их публикации. Проведенная работа позволила использовать разработанные в САПР данные в системе Windchill с сохранением входимости (взаимной подчиненности) объектов, определенной в конструкторском проекте.



Рис. 11. Алгоритм обработки структуры сборочной единицы.

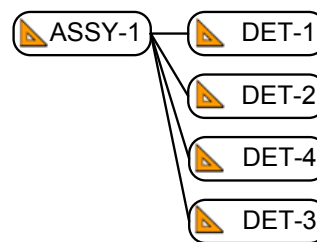


Рис. 12. Граф сборочной единицы в системе Windchill, с применением алгоритма преобразования.

### Литература

1. CADD5<sup>®</sup> 5i Release 12. Concurrent Assembly Mock-Up User Guide and Menu Reference, DOC38700-015. Parametric Technology Corporation, 140 Kendrick Street, Needham, MA 02494-2714. 8 January 2001. p.1-10.
2. Windchill<sup>®</sup> Application Developer's Guide Release 6.2. Parametric Technology Corporation, 140 Kendrick Street, Needham, MA 02494 USA. September 2002. p.214, p.466
3. Optegra<sup>®</sup> Release 6. EPD<sup>®</sup> Connect User Guide. DOC40159-012. Parametric Technology Corporation, 140 Kendrick Street, Needham, MA 02494-2714. 8 January 2001. p.7-18, p.386

Надійшла 6.2.2007 р.

УДК 621.3

Р.В. МАСЛІЙ, А.Я. КУЛИК  
Вінницький національний технічний університет

## ВИКОРИСТАННЯ ВЕЙВЛЕТ ПЕРЕТВОРЕННЯ ХААРА ДЛЯ РОЗПІЗНАВАННЯ ОБЛИЧ

*Запропонований метод розпізнавання зображень облич з використанням багаторівневого вейвлет перетворення Хаара. Вектор ознак обличчя формують вейвлет-коефіцієнти. Для порівняння векторів ознак використовуються метрики: відстань по Манхетену, евклідова та косинусна відстані. Для досліджень використана база облич дослідницької лабораторії Оліветті (ORL). Визначено, що апроксимуючі вейвлет-коефіцієнти та 4-й рівень вейвлет-розкладу дозволяють отримати найвищу точність розпізнавання зображень облич.*

### Вступ

Останнім часом автоматичне розпізнавання облич стало одним з найбільш досліджувальних напрямків у сферах комп'ютерного зору та розпізнавання образів. Насамперед, це пов'язано з великою кількістю застосувань, в яких використовуються методи розпізнавання облич, таких як ідентифікація особистості, контроль посвідчень особи, застосування інтерфейсу „людина-комп'ютер” тощо [1]. Головними складностями у розпізнаванні облич є багато змін у представленні облич, таких як освітлення, вираз обличчя, нахил обличчя, поворот голови, тому проблема автоматичного розпізнавання обличчя повністю не вирішена до сьогодні [2].

Виділяють два основних підходи при автоматичному розпізнаванні облич [1]:

- методи глобального опису обличчя;
- методи опису обличчя за допомогою антропометричних ознак.

У глобальному підході на вхід класифікатора подається вектор ознак, який представляє обличчя у цілому. Найбільш відомими методами глобального опису обличчя є використання мінімальної відстані у просторі власних облич, використовуючи аналіз головних компонент; у просторі незалежних облич, використовуючи аналіз незалежних компонент; у дискримінтному просторі, використовуючи дискриментний аналіз. До методів глобального опису обличчя відносять також нейронні мережі та моделі активних форм. Глобальні методи успішно застосовуються для класифікації фронтальних зображень облич. Для глобальних методів обов'язковою є попередня обробка зображення, приведення зображень облич до подібних умов освітлення, бажані невеликі нахили обличчя та повороти голови.

Методи опису обличчя за допомогою антропометричних ознак базуються на зв'язках між такими антропометричними ознаками, обличчя як очі, ніс, рот тощо. Успіх у такому підході пов'язаний, насамперед, з точністю знаходження відповідних антропометричних ознак. Точне знаходження цих ознак досить складна задача і має велике значення при розпізнаванні, так як кожне людське обличчя має схожі антропометричні ознаки і невелика помилка при знаходженні ознаки веде до серйозної помилки класифікації. До цих методів відносять порівняння еталонів, порівняння еластичних графів [1].

Можна виділити декілька переваг при представленні зображень, використовуючи вейвлет-аналіз. По перше, існує швидкий алгоритм обчислення вейвлет-коефіцієнтів, по друге, сильним аргументом використання багаторівневого вейвлет-аналізу зображення є проведені психологічні дослідження, які доказують, що зорова система людини використовує багаторівневу обробку зображення. Вейвлет аналіз широко використовується для різних застосувань, зокрема у сфері комп'ютерного зору та розпізнаванні образів. Перевагою при представленні зображення з допомогою вейвлет коефіцієнтів при правильному виборі вейвлету є зменшення впливу змін освітлення та зміни міміки обличчя при розпізнаванні облич [2].

Метою даної статті є створення методу глобального опису обличчя використовуючи вейвлет перетворення Хаара для підвищення точності розпізнавання зображень облич у порівнянні з класичним методом глобального опису – аналізом головних компонент [2].

### 1. ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕННЯ ХААРА

Використовуючи багаторівневий вейвлет-аналіз зображення, можна розкласти на ряд підзображень, які включають різну частотну інформацію про зображення відповідно до різних напрямків та масштабів [3]. Нехай  $f(x, y)$  - зображення обличчя і  $f_{LL}^0(x, y) = f(x, y)$ , тоді

$$f_{LL}^n(x, y) = f_{LL}^{n+1}(x, y) \oplus f_{LH}^{n+1}(x, y) \oplus f_{HL}^{n+1}(x, y) \oplus f_{HH}^{n+1}(x, y) \quad (1)$$

Вейвлет-перетворення здійснюється шляхом проходження зображення через серію банків фільтрів. Спочатку зображення фільтрується в горизонтальному напрямку через високочастотний фільтр (вейвлет) та низькочастотний фільтр (скейлінг функція), потім кожне з двох отриманих зображень знову проходить через високочастотний та низькочастотний фільтри у вертикальному напрямку. Таким чином після вейвлет-декомпозиції початкове зображення розділяється на 4 підзображення. Підзображення LL – апроксимація початкового зображення (низькочастотні елементи зображення), підзображення LH та HL несуть інформацію про зображення у горизонтальному та вертикальному напрямках, підзображення HH містить високочастотні елементи зображення. У наступному рівні декомпозиції розкладається підзображення LL [2].

Вейвлет Хаара визначається наступним чином:

$$\psi(t) = \begin{cases} 1, 0 < t < 1/2 \\ -1, 1/2 < t < 1 \\ 0, t < 0, t > 1 \end{cases} \quad (2)$$

Скейлінг функція для вейвлета Хаара визначається так:

$$\phi(t) = \begin{cases} 1, 0 < t < 1 \\ 0, t < 0, t > 1 \end{cases} \quad (3)$$

На рис. 1 наведений приклад вейвлет перетворення Хаара зображення обличчя з бази ORL.

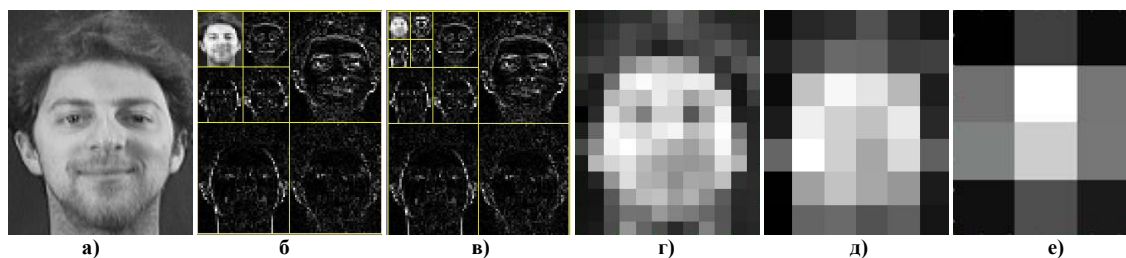


Рис. 1. Вейвлет перетворення Хаара: а) початкове зображення (92\* 112 пікселів); б) 2-х рівневе вейвлет перетворення; в) 3-х рівневе вейвлет перетворення, г) апроксимуючі коефіцієнти 3-го рівня розкладу (14\*12), д) апроксимуючі коефіцієнти 4-го рівня розкладу (7\*6); е) апроксимуючі коефіцієнти 5-го рівня розкладу (4\*3)

## 2. МЕТОД РОЗПІЗНАВАННЯ

У запропонованому методі використовується база облич дослідницької лабораторії Оліветті (ORL-Olivetti research laboratory), яка складається з 400 зображень облич 40 осіб (тобто по 10 зображень на одну особу), які мають різні вирази обличчя (наприклад, з відкритими/закритими очима, з посмішкою/без посмішки), та присутність/відсутність окулярів. Всі зображення облич знаходяться на темному фоні, у фронтальній позиції з нахилами та поворотами голови до 20 градусів та зміною масштабу до 10 %. Всі зображення напівтонові і мають розмір 92\*112 пікселів. На рисунку 2 наведений приклад зображень облич двох осіб з бази ORL.



Рис. 2. Зображення облич двох осіб з бази ORL

У запропонованому методі вектор ознак кожного обличчя формують апроксимуючі чи деталізуючі коефіцієнти після вейвлет перетворення Хаара. Десять зображень облич кожної особи формують клас облич. Таким чином тренувальний набір для кожного класу облич може складатися від одного до дев'яти векторів ознак облич.

Запропонований метод можна розбити на два етапи.

- формування бази векторів ознак тренувальних зображень облич;
- класифікація облич.

На першому етапі для отримання векторів ознак тренувальних зображень для кожного класу здійснюється вейвлет перетворення Хаара всіх тренувальних зображень класу. Таким чином залежно від кількості тренувальних зображень в класі база векторів ознак буде складатися від 40 до 360 векторів.

На другому етапі з бази облич ORL вибирається тестове зображення обличчя, яке не було тренувальним. Далі здійснюється вейвлет перетворення Хаара цього зображення такого ж рівня як і для тренувальних зображень, формується вектор ознак з вейвлет коефіцієнтів (апроксимуючих чи деталізуючих, таких як і для тренувальних зображень). Потім отриманий вектор ознак тестового зображення порівнюється з кожним із векторів у базі векторів ознак тренувальних зображень облич. При порівнянні використовується одна з метрик: відстань по Манхетену, евклідова відстань чи косинусна відстань. По мінімальній відстані між вектором ознак тестового зображення та векторами у базі векторів ознак тестове зображення відноситься до одного з класів.

Використані метрики описуються наступним чином [4]:

1. Відстань по Манхетену:

$$d(x, y) = |x - y| = \sum_{i=1}^k |x_i - y_i|, \quad (4)$$

де  $x$  – вектор ознак тренувального зображення,  $y$  – вектор ознак тестового зображення,  $x_i$  –  $i$ -а ознака у векторі тренувального зображення,  $y_i$  –  $i$ -а ознака у векторі тестового зображення,  $k$  – кількість ознак у векторі.

2. Евклідова відстань:

$$d(x, y) = \|x - y\|^2 = \sum_{i=1}^k (x_i - y_i)^2 \quad (5)$$

3. Косинусна відстань:

$$d(x, y) = \frac{x \cdot y}{\|x\| \|y\|} = \frac{\sum_{i=1}^k x_i \cdot y_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^k (x_i)^2} \sqrt{\sum_{i=1}^k (y_i)^2}} \quad (6)$$

## 3. РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТУ

Для дослідження ефективності запропонованого методу розпізнавання було проведено два експерименти з використанням пакету Wavelet Toolbox середовища Matlab. У першому експерименті досліджувалася залежність точності розпізнавання від кількості тренувальних зображень, при різному рівні вейвлет розкладу (тобто розміру вектору ознак) для апроксимуючих коефіцієнтів при різних метриках. У другому експерименті досліджувалася залежність точності розпізнавання від спектрального діапазону (для низькочастотних – апроксимуючих, та високочастотних – деталізуючих коефіцієнтів) при різних рівнях вейвлет розкладу та різних метриках при 5 тренувальних та 5 тестових зображеннях.

У першому експерименті використовувалася різна кількість тренувальних зображень (1,3,5,7,9), інші



зображення для одного класу використовувалися у якості тестових. Кількість апроксимуючих коефіцієнтів і відповідно розмір вектору ознак змінювалися залежно від рівня вейвлет розкладу, так для 5-го рівня розкладу розмір матриці апроксимуючих коефіцієнтів  $4 \times 3$  (рис. 1 (е)), тобто вектор ознак складався з 12 вейвлет коефіцієнтів. Результати першого експерименту наведені в таблиці 1.

Таблиця 1

Результати першого експерименту							
Рівень вейвлет розкладу	Метрика	Точність розпізнавання залежно від кількості тренувальних зображень (%)					Розмір матриці апроксимуючих коефіцієнтів
		1	3	5	7	9	
5	Манхетенська	63.6	71.4	87	93.3	92.5	4x3
	Евклідова	65.5	72.5	87	92.5	90	4x3
	Косинусна	64.1	71.4	87.5	92.5	90	4x3
4	Манхетенська	71.1	82.9	91	98.3	100	7x6
	Евклідова	72.7	81.4	90	98.3	97.5	7x6
	Косинусна	71.6	82.1	92	97.5	97.5	7x6
3	Манхетенська	75.5	89.3	95	97.5	97.5	14x12
	Евклідова	70.8	85.7	92	96.6	95	14x12
	Косинусна	72.2	85.7	91	96.6	95	14x12
2	Манхетенська	75	88.6	95.5	97.5	95	28x23
	Евклідова	71.9	85.4	91	96.6	95	28x23
	Косинусна	69.3	83.2	87.5	93.3	92.5	28x23

З таблиці 1 видно, що найкраща точність розпізнавання запропонованого методу одержана на 3-му та 4-му рівнях розкладу, при чому на 3-му рівні розкладу точність розпізнавання вища ніж на 4-му для невеликої кількості тренувальних зображень (1-5), а при більшій кількості тренувальних зображень (7-9) вища точність розпізнавання (до 100 %) спостерігається на 4-му рівні розкладу.

У другому експерименті використовувалися апроксимуючі (LL) та деталізуючі (вертикальні (HL) горизонтальні (LH) та діагональні (HH)) коефіцієнти. Результати другого експерименту наведені в табл. 2.

Таблиця 2

Результати другого експерименту						
Рівень вейвлет розкладу	Метрика	Точність розпізнавання залежно від спектрального діапазону (%)				Розмір матриці коефіцієнтів
		LL	LH	HL	HH	
5	Манхетенська	87	67	74	52.5	4x3
	Евклідова	87	67	72	52	4x3
	Косинусна	87.5	61.5	65	50	4x3
4	Манхетенська	91	81.5	76.5	67.5	7x6
	Евклідова	90	81	71	64	7x6
	Косинусна	92	80	72	67.5	7x6
3	Манхетенська	95	81.5	67.5	51.5	14x12
	Евклідова	92	74	59	40.5	14x12
	Косинусна	91	76	60.5	48.5	14x12
2	Манхетенська	95.5	65.5	57	16.5	28x23
	Евклідова	91	53	37	6	28x23
	Косинусна	87.5	65	52	28	28x23

З табл. 2 видно, що інформація важлива для розпізнавання зберігається у низькочастотних – апроксимуючих вейвлет коефіцієнтах. Якщо розглянути деталізуючі коефіцієнти в цілому по різних рівнях вейвлет розкладу то можна побачити, що найвища точність розпізнавання для вертикальних, горизонтальних та діагональних коефіцієнтів отримана на 4-му рівні вейвлет розкладу.

В цілому серед використаних метрик як у першому так і другому експериментах найкращу точність розпізнавання показала Манхетенська метрика.

### Висновки

Експериментальне дослідження запропонованого методу розпізнавання облич показало, що у порівнянні з класичним методом – аналізом головних компонент на прикладі бази облич ORL збільшилася точність розпізнавання, так у цьому методі для 3-х тренувальних зображень точність розпізнавання – 81.8 %, для 5-ти зображень – 89.5 %, а у запропонованому методі точність розпізнавання складає відповідно 89.3 % та 95 %.

У подальших дослідженнях для підвищення точності розпізнавання планується провести попередню

обробку зображень, а саме приведення облич з бази ORL до одного масштабу в межах класу, компенсація нахилів голови на зображеннях шляхом повороту зображень облич для приведення очей до горизонтального положення. А також планується використати більш складний алгоритм класифікації, наприклад нейронну мережу.

### Література

1. M.Almas Anjum, M. Younus Javed, and A. Basit A New Approach to Face Recognition Using Dual Dimension Reduction // International Journal of Signal Processing, vol. 2, num. 1, 2005.
2. Bai-Ling Zhang, Haihong Zhang, and Shuzhi Sam Ge. Face Recognition by Applying Wavelet Subband Representation and Kernel Associative Memory // IEEE Transaction on neural networks, vol.15, no.1, pp.166-177, January 2004.
3. Mallat S. A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation // IEEE Trans. Patt. Recog. and Mach. Intell., 11 (7): 674-693, July 1989.
4. <http://matlab.exponenta.ru/statist/book2/14/pdist.php>

Надійшла 13.2.2007 р.

УДК 681.215

І. ПІТУХ

Івано-Франківський Національний університет нафти і газу  
Карпатський центр інформаційних засобів і технологій

## ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ПОБУДОВИ МИТТЄВИХ ТА ІНТЕГРАЛЬНИХ ЕКОНОМІЧНИХ ЕПЮР РУХУ ДАНИХ НА ОСНОВІ ЦИКЛІВ МАТРИЧНИХ МОДЕЛЕЙ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ

*Викладена інформаційна технологія побудови миттєвих та інтегральних економічних епюр руху даних на основі циклів матричних моделей комп'ютерних систем*

### Вступ

Побудова моделей комп'ютерних систем з глибоким розпаралеленням інформаційних потоків потребує врахування типових характеристик моделей суміщеного графу, які враховують часові характеристики паралельного виконання функцій в активних вузлах ММ [1]. При цьому актуальною є розробка формалізованих принципів трансформації моделі суміщених графів у моделі економічних епюр.

Інформаційна технологія такої трансформації дозволяє оптимізувати системні характеристики комп'ютерної мережі на основі коефіцієнта ефективності руху даних в активних вузлах ММ.

$$K_{ed} = \frac{S_i \cdot G_0}{S_0 \cdot G_i},$$

де  $S_i, S_0, G_i, G_0$  – відповідно фактичне число запитів, максимально можливе число запитів, фактичне число записів або оновлень, максимально можливе число записів або оновлень у вузлі матричної моделі.

Питаннями розвитку теорії проектування та оптимізації комп'ютерних мереж з глибоким розпаралеленням інформаційних потоків активно займалися відомі зарубіжні вчені: Дж.Мартін, Столлінг та інші [2,3]. В Україні значний внесок в розвиток теорії розпаралелення обробки інформації, в тому числі в обчислювальних середовищах, а також в комп'ютерних мережах, внесли українські вчені Грицик В.В., Палагін О.В., Николайчук Я.М. та інші. В той же час, незважаючи на успішні застосування розроблених теоретичних положень, їх реалізація в сучасних умовах не доведена до практичних результатів, особливо в плані використання двомірних та трьохмірних матричних моделей руху даних.

### 1. Систематизація суміщених графів та економічних епюр в комп'ютерних мережах з розпаралеленням руху даних.

В табл. 1 представлені типові характеристики моделі суміщеного часового графу на прикладах трьох і більше обчислювальних функцій, які виконуються в активних вузлах ММ.

З табл. 1 видно, що розпаралелення обробки даних повинно реалізуватись при пересіченні або накладанні функцій формування, обробці або затвердженні даних у вузлах двомірних ММ, тобто в моделях № 1, 2, 6, 9, 10, не передбачається процедур розпаралелення обчислювальних процесів, що призводить до спрощених форм економічних епюр, наприклад представлених на рис. 1.

Інформаційна технологія та методика побудови моделей економічних епюр руху даних в комп'ютерних мережах

	$f1 * f2$		$f1 * f2 * f3$
1		9	
2		10	
3		11	
4		12	
5		13	
6		14	
7		15	
8		16	

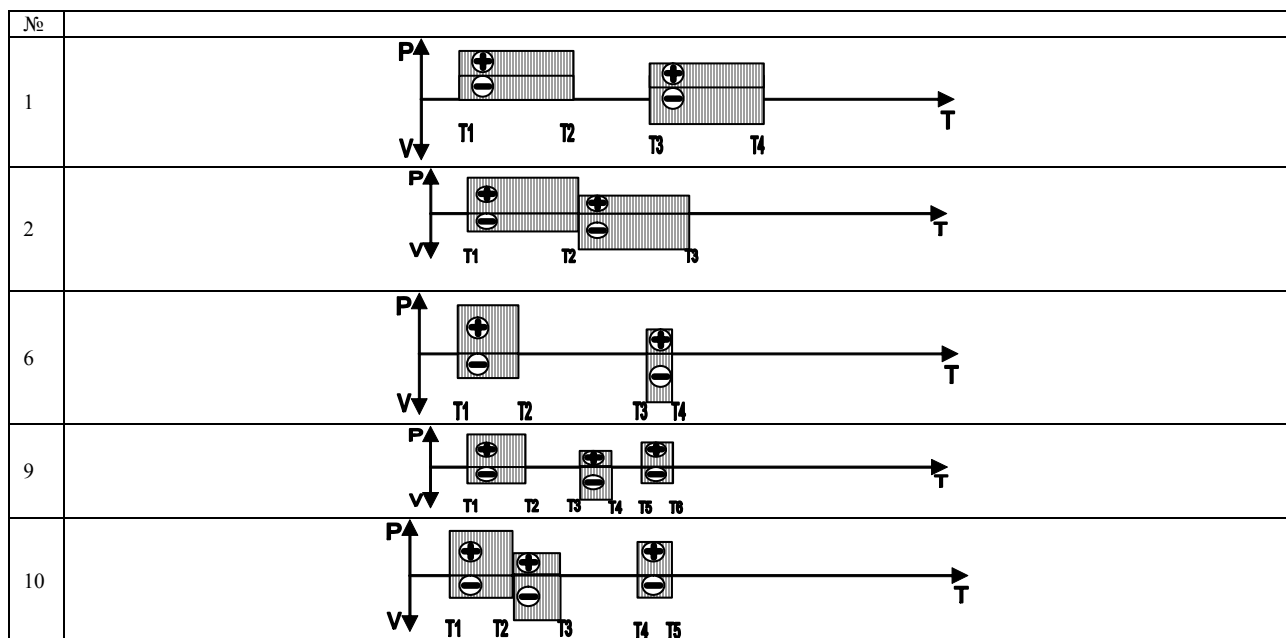


Рис. 1. Економічні епюри операцій в вузлах ММ, які не потребують розпаралелення обробки даних

З рис. 1 видно, в даному випадку число економічних епюр строго відповідає числу моделей суміщеного часового графу.

Особливістю можуть бути такі характеристики затрат і прибутків при реалізації функцій вузла ММ, коли понесені фактичні затрати виявилися більшими від отриманих прибутків. При цьому економічні епюри собівартості руху даних можуть мати характеристики, представлені на рис. 2.

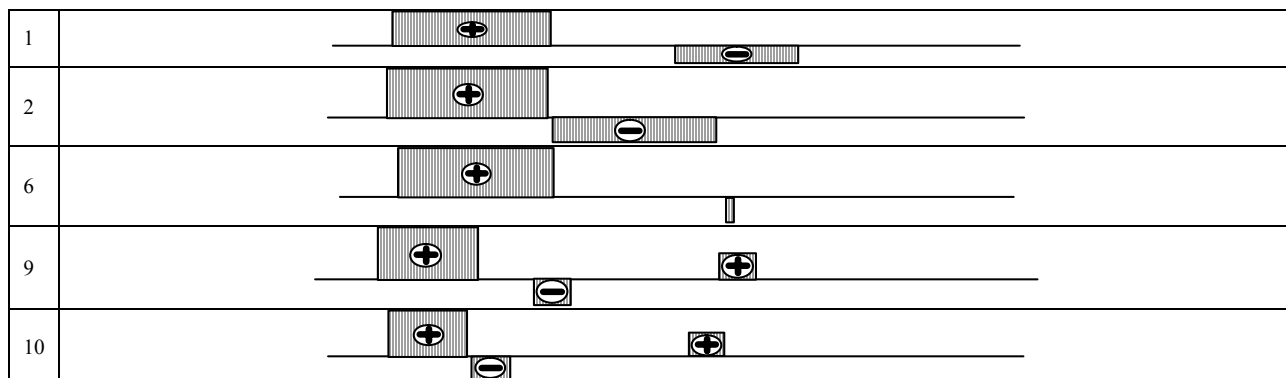


Рис. 2. Епюри собівартості організації руху даних зі збитками

У випадку, коли модель суміщеного графу містить пересічення або накладання функцій руху даних у вузлах ММ, в тому числі з наявністю від'ємних характеристик собівартості економічні епюри моделей, представлених в табл. 1 можуть мати вигляд, представлений на рис. 3.

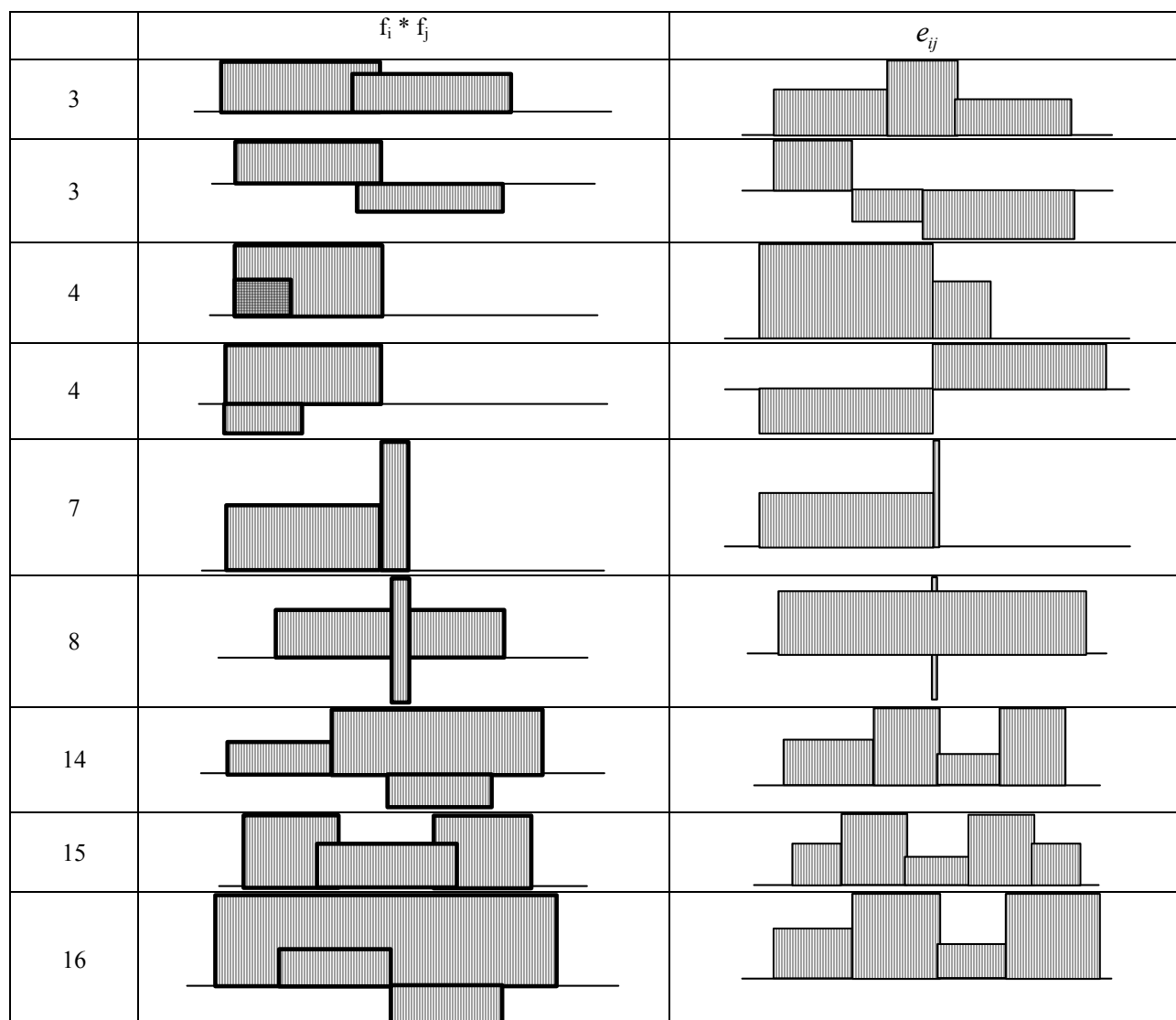


Рис. 3. Економічні еп'юри собівартості руху даних при розпаралеленні функцій в вузлах ММ

З рис. 2 видно, що при миттєвому виконанні окремих операцій у вузлах ММ епюри сумарної економічної ефективності розпаралеленої обробки інформації однозначно відображаються епюрами собівартості руху даних в заданих вузлах ММ.

## 2. Аналітичні дослідження економічних епюр собівартості руху даних

2.1. Приведені в першому розділі результати систематизації моделей суміщений граф та економічних епюр, які їм відповідають базувалося на гіпотезі, що економічні затрати та прибутки при реалізації функцій у вузлах ММ описуються функціями нульового порядку. Тобто  $V_i$ ,  $P_i$  і, відповідно,  $e_{ij}$  задовольняють системі рівнянь:

$$\begin{cases} V_{ij} = const \\ P_{ij} = const, & \text{при } \Delta T_{ij} = T_{i+1,j} - T_{ij} \\ e_{ij} = const \end{cases}$$

де  $\Delta T_{ij}$  – інтервал часу виконання функції  $f_{ij}$  в ММ,  $i$  – число пунктів руху даних ММ,  $j$  – число документів ММ.

Таким чином, результуючі епюри собівартості  $e_{ij}$  описуються квазістаціонарними стрибкоподібними функціями нульового порядку.

В результаті результуюча економічна ефективність або собівартість реалізації процедур формування,

обробки, архівації та затвердження даних в комп'ютерних мережах з глибоким розпаралеленням інформаційних потоків може бути обчислена на основі інтегральної оцінки.

В загальному випадку функції економічних затрат  $V_{ij}$  та прибутків  $P_{ij}$  можуть описуватися функціями першого та другого порядку. Відповідно сумарна функція епюри собівартості руху даних буде описуватись стрибкоподібними квазістаціонарними функціями відповідного порядку (рис. 4, 5).

Для побудови таких економічних еп'юр доцільно скористатись поняттям циклу ММ. Дане поняття представляється сумарною послідовністю виконання функцій у вузлах ММ, починаючи від конкретного джерела інформації і закінчуючи пунктом затвердження та архівації даних. Аналітично сумарну собівартість руху даних на інтервалі одного циклу ММ та питому собівартість можна розрахувати згідно формули:

$$S_{KL} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^P (P_{ij} - V_{ij}) \Delta T_{ij} - \text{сумарна собівартість руху даних комп'ютерної мережі з глибоким розпаралеленням інформаційних потоків}$$

$$S_{KC} = \frac{S_{KM}}{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^P \Delta T_{ij}} - \text{питома собівартість руху даних на інтервалі одного циклу матричної моделі.}$$

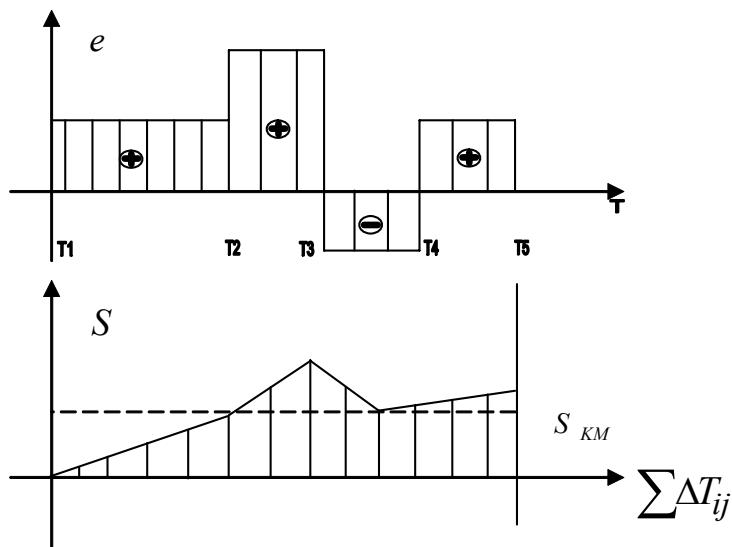


Рис. 4. Інтегральні оцінки собівартості руху даних в циклі ММ

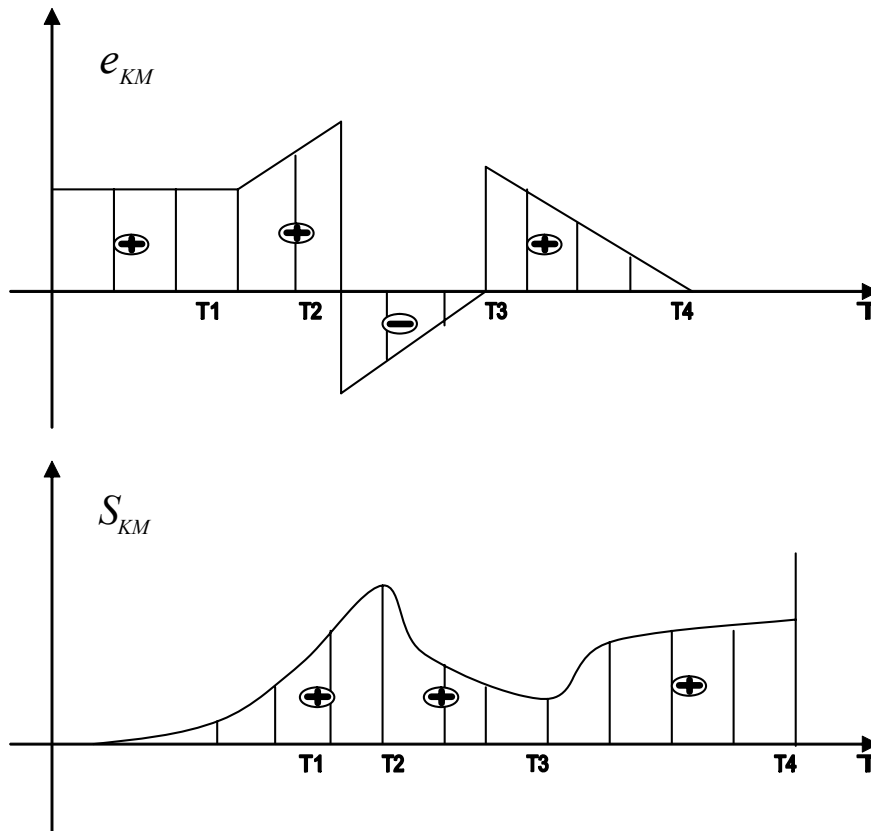


Рис. 5. Характеристики затрат і прибутків

В загальному випадку оцінка  $S_{KM}$  може бути розрахована на основі аналітичного виразу

$$S_{KM} = \sum_{i=1}^M \sum_{P=1}^{\Delta T_{ij}} [F_1(P_{ij}) - F_2(V_{ij})]$$

де  $F_1(P_{ij})$  і  $F_2(V_{ij})$  – відповідні аналітичні вирази функцій, що описують часові характеристики затрат та отриманих прибутків при реалізації функцій активних вузлів ММ.

#### Висновки

Викладені методологічні та теоретичні засади оптимізації моделей руху даних, побудови економічних епюр та оцінки системної собівартості руху даних на інтервалі циклу ММ дозволяють формалізувати процедури вибору оптимальних проектів комп'ютерних мереж з врахуванням взаємозв'язку системних характеристик суміщеного часового графу обробки даних матричної моделі та економічної епюри, яка враховує паралельні процеси руху даних.

#### Література

1. Pitukh I, Nykolaychuk Y., Vozna N. Principles of computer networks construction with deep paralleling of information flows on the basis of matrix models of data movement: Матеріали VIII Міжнародної науково-технічної конференції TCSET' 2004. – Львів-Славське. – с 417-419
2. Столингс В. Структурная организация и архитектура компьютерных систем: пер. с англ. – М.: Издательский дом "Вильямс". – 2002. – 896с.
3. Тоненбаум С. Современные компьютерные сети. – СПб.: Питер. – 2003. – 992с.

Надійшла 15.2.2007 р.

УДК 681.325

О.М. БЕРЕЗЬКИЙ, І.Г. ЦМОЦЬ

Тернопільський національний економічний університет,  
Львівський національний університет „Львівська політехніка”

### МЕТОДИ, АЛГОРИТМИ ТА НВІС-СТРУКТУРИ ДЛЯ МНОЖЕННЯ МАТРИЦІ НА ВЕКТОР У РЕАЛЬНОМУ ЧАСІ

*Наведені результати розроблених методів та алгоритмів множення матриці на вектор у реальному часі. Надано розроблені структури пристроїв множення матриці на вектор: для послідовного, паралельно-послідовного, послідовно-паралельного, паралельно-паралельного множення матриці на вектор.*

#### Вступ

Серед всієї сукупності макрооперацій, які найчастіше використовуються в алгоритмах цифрової обробки сигналів і зображень, особливої уваги заслуговує макрооперація множення матриці на вектор [1-9]. Традиційно обчислення такої макрооперації здійснюється за наступною формулою:

$$Y_l = \sum_{j=1}^n A_{lj} B_j, 1 \leq l \leq n. \quad (1)$$

Отримання результуючого вектора  $Y$  передбачає виконання  $n$  однотипних операцій множення рядку матриці  $A$  на вектор  $B$ , кожне з яких вимагає виконання  $n$  множень і  $(n-1)$  додавань [9-11]. Для отримання результуючого вектора  $Y$  необхідно виконати  $n^2$  множень і  $(n^2 - n)$  додавань.

Існують два підходи до апаратної реалізації макрооперації множення матриці на вектор [11]. Перший з них ґрунтується на операціях множення, додавання, другий – на операціях додавання, інверсії та зсуву. Перший підхід, переважно, використовують при синтезі пристроїв обчислення макрооперації множення матриці на вектор на базі окремих мікросхем (помножувачів, суматорів), а другий – при НВІС-реалізаціях. Використання для НВІС-реалізацій алгоритмів на базі елементарних арифметичних операцій: додавання, інверсії та зсуву, дозволяє оптимізувати пристрій за швидкодією, апаратними витратами та збільшити регулярність його структури. Загальна кількість елементарних арифметичних операцій (додавань), що необхідна для реалізації макрооперації множення матриці на вектор, дорівнює:

$$R = rn^2 - n,$$

де  $r$  – розрядність операндів.

У значній частині застосувань обчислення макрооперації множення матриці на вектор необхідно виконувати над інтенсивними потоками даних в реальному часі на апаратних засобах з високою ефективністю використання обладнання. Забезпечити такі вимоги можливо шляхом використання конвеєрних паралельно-потоккових НВІС-пристроїв, структура яких відображає алгоритм обчислення макрооперації множення матриці на вектор та враховує інтенсивність надходження потоків даних

$$P_d = kgF_d, \quad (2)$$

де  $k$  – кількість каналів надходження даних;  $g$  – розрядність даних;  $F_d$  – частота надходження даних.

Для НВІС-реалізацій ефективність використання обладнання – це інтегральний параметр, який зв'язує продуктивність пристрою з витратами обладнання на його реалізацію та дає оцінку елементам (вентилям) НВІС за продуктивністю [9, 11]. Кількісна величина ефективності використання обладнання визначається так:

$$E = \frac{R}{Wt_o}, \quad (3)$$

де  $R$  – необхідна кількість елементарних арифметичних операцій для реалізації макрооперації множення матриці на вектор;  $W$  – витрати обладнання на НВІС для обчислення макрооперації множення матриці на вектор;  $t_o$  – час обчислення макрооперації множення матриці на вектор.

Для забезпечення множення матриці на вектор у реальному часі необхідно узгодити інтенсивність надходження даних  $P_d$  з пропускною здатністю конвеєра НВІС-пристрою  $D_k = F_k m h$ , де  $F_k$  – тактова частота роботи конвеєра,  $m$  – кількість трактів обробки,  $h$  – розрядність каналів надходження даних. У випадку коли  $m$  величина постійна, то таке узгодження досягається шляхом зміни частоти роботи конвеєра  $F_k$  або вибором розрядності  $h$  каналів надходження даних. Задача проектування НВІС-структур обчислення сум парних добутоків з високою ефективністю використання зводиться до мінімізації апаратних затрат при забезпеченні режиму реального часу.

У статті пропонується нові алгоритми і структури для обчислення макрооперації множення матриці на вектор, які ґрунтуються на елементарних арифметичних операціях і орієнтовані на НВІС-реалізації та на узгодження обчислювальної здатності з інтенсивністю надходження даних.

### 1. Методи та алгоритми обчислення макрооперації множення матриці на вектор

При обчисленні кожного елемента  $Y_i$  результуючого вектора використовуються операції множення і підсумовування часткових добутоків. Підсумовування часткових добутоків може здійснюватися двома способами: послідовним накопичуванням і паралельним підсумовуванням. Для переходу до НВІС-алгоритмів обчислення макрооперації множення матриці на вектор у базисі елементарних операцій необхідно подати у ньому операцію множення. Алгоритми множення у базисі елементарних операцій зводяться до формування та підсумовування часткових добутоків у відповідності з формулою:

$$C = AB = A \sum_{i=0}^{r-1} 2^{-i} b_i = \sum_{j=1}^m 2^{-(j-1)g} AK_j = \sum_{j=1}^m 2^{-(j-1)g} P_j, \quad (4)$$

де  $A$  – множене;  $B$  – множник;  $r$  – розрядність множника  $B$ ;  $b_i$  – значення  $i$ -го розряду множника;  $K_j$  –  $j$ -й коефіцієнт при множенні для формування часткового добутку;  $g$  – кількість розрядів у групі, на які розбивається множник  $B$ ;  $m$  – кількість груп, на які розбивається множник  $B$ ;  $P_j$  –  $j$ -ий частковий добуток. За формуванням часткових добутоків такі алгоритми діляться на дві групи: з прямим формуванням ( $g \leq 2$ ) і з формуванням на базі попередніх обчислень ( $g \geq 3$ ). Для НВІС-реалізацій в основному використовуються алгоритми множення з прямим формуванням часткових добутоків, оскільки вони є регулярними та добре структурованими [10, 11]. Найуживанішими з них є алгоритми множення з аналізом одного розряду множника та модифікований алгоритм Бута [12]. Множення чисел, що подані двійковим доповняльним кодом, з аналізом одного розряду множника записується так:

$$C = AB = \sum_{i=0}^{r-1} (-1)^{2^i} 2^{-i} Ab_i = \sum_{i=0}^{r-1} (-1)^{2^i} 2^{-i} P_i. \quad (5)$$

При множенні чисел за модифікованим алгоритмом Бута множник  $B$  розбивається на групи з трьох розрядів, так що сусідні групи мають один спільний розряд. Розбиття множника  $B$  на групи здійснюється з молодших розрядів, причому молодший розряд наймолодшої групи завжди доповнюється нулем. Множення чисел за модифікованим алгоритмом Бута можна записати наступним чином:

$$C = \sum_{g=0}^{p-1} 2^{-2g} A(b_{g+1}b_g b_{g-1}), \quad (6)$$

де  $p = \lceil \frac{r+1}{2} \rceil$ . Для кожної  $g$ -ої групи розрядів множника  $b_{g+1}b_g b_{g-1}$  формування часткового добутку здійснюється множенням  $A$  на відповідний коефіцієнт  $K_g$ . Значення  $K_g$  визначається як сума ваг ненульових цифр групи розрядів множника  $b_{g+1}b_g b_{g-1}$ , де  $b_{g+1}$  має вагу мінус два, а  $b_g$  та  $b_{g-1}$  – одиницю.

Формування коефіцієнта  $K_g$  здійснюється за наступним виразом:

$$K_g = \begin{cases} 2, & \text{коли } b_{g+1} = 0, b_g = b_{g-1} = 1 \\ 1, & \text{коли } b_{g+1} = 0, b_g \neq b_{g-1} \\ 0, & \text{коли } b_{g+1} = b_g = b_{g-1} \\ -1, & \text{коли } b_{g+1} = 1, b_g \neq b_{g-1} \\ -2, & \text{коли } b_{g+1} = 1, b_g = b_{g-1} = 0 \end{cases} . \quad (7)$$

При формуванні часткових добутків операцію множення на два доцільно реалізувати зсувом на один розряд вліво, а зміну знаку – інверсією всіх розрядів множеного з наступним додаванням одиниці до молодшого розряду. Замінивши у формулі (6) розряди  $b_{g+1}b_gb_{g-1}$  на коефіцієнт  $K_g$ , отримаємо:

$$C = \sum_{g=0}^{p-1} 2^{-2g} AK_g = \sum_{g=0}^{p-1} 2^{-2g} P_g . \quad (8)$$

З формули (8) видно, що множення за модифікованим алгоритмом Бута зводиться до формування та підсумовування часткових добутків  $P_g$ , причому кожний  $P_g$  частковий добуток зсунутий відносно  $P_{g-1}$  на два розряди вправо.

Для НВІС-реалізацій макрооперації множення матриці на вектор широко використовується метод множення чисел, які надходять послідовним кодом старшими розрядами вперед. Таке множення пропонується виконувати за алгоритмом [12], що задається наступною формулою:

$$C = AB = \sum_{i=0}^r 2^{-i} [(a_0 a_1 \dots a_i) b_i + (b_0 b_1 \dots b_{i-1}) a_i] = \sum_{i=0}^r 2^{-i} P_i, \quad (9)$$

де  $P_i$  – частковий добуток. Згідно з даним алгоритмом при кожному надходженні розрядів множників  $a_i$  та  $b_i$  здійснюється формування і накопичення часткових добутків у відповідності з наступними виразами:

$$P_i = \begin{cases} 0, & \text{коли } b_i = a_i = 0 \\ a_0 a_1 \dots a_i & \text{коли } b_i = 1, a_i = 0 \\ b_0 b_1 \dots b_{i-1} & \text{коли } a_i = 1, b_i = 0 \\ a_0 a_1 \dots a_{i-1} + b_0 b_1 \dots b_{i-1} & \text{коли } b_i = a_i = 1 \end{cases} , \quad (10)$$

$$C_i = C_{i-1} + 2^{-i} P_i, \quad (11)$$

де  $C_i$  – сума накопичених часткових добутків,  $C_0 = 0$ .

Реалізацію макрооперації множення матриці на вектор можна здійснювати такими методами:

- послідовним, при якому обчислення результуючого вектора  $Y$  здійснюється послідовно з використанням одного пристрою множення і одного накопичуючого суматора;
- паралельно-послідовним, при якому всі елементи результуючого вектора  $Y$  обчислюються паралельно з використанням  $n$  пристроїв множення і  $n$  накопичуючих суматорів, на яких кожний елемент  $Y_l$  вектора обчислюється послідовно;
- послідовно-паралельним, при якому елементи результуючого вектора  $Y$  обчислюються послідовно з використанням  $n$  пристроїв множення і дерева суматорів, за допомогою яких здійснюється паралельне обчислення одного елемента  $Y_l$  результуючого вектора;
- паралельно-паралельним, при якому елементи результуючого вектора  $Y$  обчислюються паралельно з використанням  $n^2$  пристроїв множення і  $n$  дерев суматорів, за допомогою яких здійснюється паралельне обчислення всіх елементів  $Y$  результуючого вектора.

При використанні послідовно-паралельного і паралельно-паралельного методів для НВІС-реалізацій множення матриці на вектор, доцільно обчислення кожного елемента  $Y_l$  результуючого вектора звести до інтегральної макрооперації групового підсумовування. За такого підходу алгоритм обчислення  $l$ -го елемента  $Y_l$  результуючого вектора з використанням для формування часткових добутків аналізу одного розряду множників запишемо так:

$$Y_l = \sum_{j=1}^n A_{lj} B_j = \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^{r-1} (-1)^{2^i} 2^{-i} A_{lj} b_{ji} = \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^{r-1} (-1)^{2^i} 2^{-i} P_{lji} ,$$

де  $P_{lji}$  – часткові добутки.



Обчислення  $l$ -го елемента  $Y_l$  результуючого вектора з використанням для формування часткових добутків модифікованого алгоритму Бута запишеться так:

$$Y_l = \sum_{j=1}^n A_{lj} B_j = \sum_{j=1}^n \sum_{g=1}^{p-1} 2^{-2g} A_{lj} K_{jg} = \sum_{j=1}^n \sum_{g=1}^{p-1} 2^{-2g} P_{ljg},$$

де  $P_{ljg}$  – часткові добутки.

Для НВІС-реалізації макрооперації множення матриці на вектор актуальною задачею є зменшення апаратних затрат і кількості виводів. Одним із шляхів розв'язання даної задачі є перехід на послідовний код при вводі операндів та використання суміщення процесу обчислення із введенням даних і виведенням результатів обчислення. Використання послідовного коду при введенні операндів вимагає розроблення алгоритму обчислення  $l$ -го елемента  $Y_l$  результуючого вектора, який буде забезпечувати при кожному надходженні  $i$ -х розрядів операндів формування та підсумовування  $i$ -х часткових добутків. Для такого обчислення використаємо алгоритми множення з надходженням операндів послідовним кодом старшими розрядами вперед. Алгоритм обчислення  $l$ -го елемента  $Y_l$  результуючого вектора для операндів, що надходять послідовним кодом старшими розрядами вперед, матиме вигляд:

$$Y_l = \sum_{j=1}^n A_{lj} B_j = \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^{r-1} 2^{-i} [(a_{lj0} a_{lj1} \dots a_{lji}) b_{ji} + (b_{j0} b_{j1} \dots b_{j(i-1)}) a_{ji}] = \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^{r-1} 2^{-i} P_{lji}.$$

Результат обчислення  $l$ -го елемента  $Y_l$  результуючого вектора отримаємо за  $r$  тактів, причому у кожному  $i$ -му такті ( $i = 1, \dots, r$ ) виконується таке обчислення:

$$Y_{li} = Y_{l(i-1)} + 2^{-1} \sum_{j=1}^n P_{lji},$$

де  $Y_{li}$  – накопичена сума  $i$ -х, частковий результат обчислення  $l$ -го елемента  $Y_l$  результуючого вектора.

## 2. Структури пристроїв множення матриці на вектор

Високу ефективністю використання обладнання при розробленні НВІС-структур для множення матриці на вектор у реальному часі можна досягти шляхом використання інтегрованого підходу, який ґрунтується на можливостях сучасної елементної бази, охоплює методи, алгоритми і НВІС-структури, враховує вимоги конкретних застосувань та інтенсивності надходження даних. Для найповнішого використання переваг сучасної НВІС-технології та базису елементарних арифметичних операцій в основу побудови операційних пристроїв для множення матриці на вектор у реальному часі доцільно покласти такі принципи [11, 12]:

- узгодженості інтенсивності надходження даних з обчислювальною здатністю операційного пристрою;
- конвеєризації та просторового паралелізму;
- регулярності, модульності та широкого використання стандартних елементів;
- локалізації та зменшення кількості зв'язків між елементами пристрою.

Аналіз методів і алгоритмів множення матриці на вектор показав, що основним шляхами досягнення високої ефективності використання обладнання є [11, 12]:

- вибір алгоритмів множення для заданої розрядності операндів;
- зменшення кількості і часу формування часткових добутків;
- збільшення кількості часткових добутків, що формуються одночасно;
- зменшення часу підсумовування часткових добутків.

**Пристрій для послідовного множення матриці на вектор.** Структура операційного пристрою для послідовного множення матриці на вектор, наведена на рис. 1, де ПМ – пристрій множення, СМ – суматор, Рг – регістр.

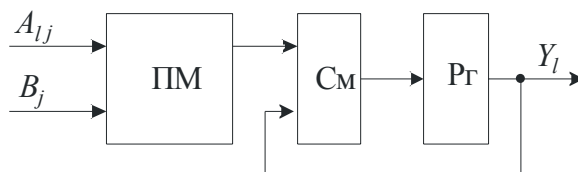


Рис. 1. Операційний пристрій для послідовного множення матриці на вектор

Залежно від частоти надходження вхідних даних і розрядності операндів можуть бути синтезовані різні структури операційних пристроїв для послідовного множення матриці на вектор, які відрізняються як організацією обчислень, так і технічними параметрами. Основою таких операційних пристроїв є високопродуктивні матричні пристрої множення, які апаратно відображають графи алгоритмів множення як з просторовим, так і з часовим розпаралеленням. В матричних пристроях множення швидкодія та ефективність використання обладнання в основному залежать від алгоритмів формування і підсумовування часткових

добутків. Реалізація множення за алгоритмами з просторовим розпаралеленням зводиться до паралельного формування та підсумовування всіх часткових добутоків, а за алгоритми з часовим розпаралеленням – до послідовного формування та додавання часткових добутоків. Пристрої множення можуть працювати у синхронному або асинхронному режимах.

Асинхронні пристрої множення є одноктактними, оскільки множення в них виконується без запам'ятовувань. Такі пристрої множення забезпечують високу ефективність використання обладнання при обробці одиночних даних. Швидкодія одноктактних пристроїв множення визначається наступним чином:

$$t_{ПМ_о} = t_{ПФЧД} + t_{БСМ},$$

де  $t_{ПФЧД}$  – час формування часткових добутоків ПФЧД;  $t_{БСМ}$  – час підсумовування часткових добутоків.

В синхронних пристроях множення виконується за конвеєрним принципом, який передбачає розбиття пристрою на сходинки шляхом введення буферної пам'яті. Конвеєризація пристроїв множення здійснюється шляхом їх розбиття на сходинки, кількість яких повинна забезпечувати узгодження пропускну здатності пристроїв з інтенсивністю надходження вхідних даних. Обчислювальна здатність конвеєрних пристроїв множення визначається тактом роботи конвеєра, який може змінюватися від  $T_{max} = t_{ПФЧД} + t_{БСМ}$  до  $T_{min} = t_{P_2} + t_{C_{M1}}$ , де  $t_{P_2}$  і  $t_{C_{M1}}$  – часи спрацювання відповідно регістра і однорозрядного суматора. У конвеєрних пристроях множення з послідовною реалізацією алгоритмів для зменшення конвеєрного такту роботи, запропоновано сумістити процеси формування  $(i+1)$ -го з додаванням  $i$ -го часткового добутку до раніше накопиченої суми часткових добутоків. Вибір конкретного пристрою множення здійснюється за критерієм забезпечення максимальної ефективності використання обладнання, який досягається мінімізацією витрат обладнання при забезпеченні реального часу обчислення.

**Пристрої для паралельно-послідовного множення матриці на вектор.** Апаратна реалізація паралельно-послідовного множення матриці на вектор вимагає  $n$  пристроїв множення і  $n$  накопичуючих суматорів, на яких послідовно обчислюються  $n$  елементів результуючого вектора  $Y$ . Пристрої для паралельно-послідовного множення матриці на вектор можуть бути двох типів: з глобальними та локальними зв'язками. У пристроях з глобальними зв'язками в кожному  $j$ -му такті роботи  $j$ -й елемент вектора  $B_j$  одночасно надходить на перші входи всіх ПЕ, а на другі входи, яких надходять  $j$ -і елементи відповідних стрічок. Структура пристрою для паралельно-послідовного множення матриці на вектор з глобальними зв'язками, наведені на рис. 2, де ПЕ – процесорний елемент. Пристрій для паралельно-послідовного множення матриці на вектор з глобальними зв'язками складається із  $n$  процесорних елементів. Обчислення результуючого вектора  $Y$  у такому пристрої отримуємо за час, який визначається такою формулою:

$$t_2 = n(t_{P_2} + t_{ПМ}),$$

де  $t_{ПМ}$  – час одноктактного множення. Такий пристрій синтезується на базі а процесорного елемента, структура якого наведена на рис. 3, а. Для НВІС-реалізації доцільно використовувати пристрої з локальними зв'язками. Структура ПЕ $_j$  такого пристрою, наведена на рис. 3, б. У пристроях з локальними зв'язками в кожному  $j$ -у такті роботи  $j$ -й елемент вектора  $B_j$  надходить на перший вхід першого ПЕ $_1$ , на другий вхід якого надходить  $j$ -й елемент першої стрічки  $A_{1j}$ . Надходження  $j$ -х елементів інших рядків здійснюється із затримкою рівною номеру стрічки. Час множення у такому пристрої визначається часом отримання  $n$ -го елемента результуючого вектора  $Y_n$ , який визначається формулою

$$t_n = 2n(t_{P_2} + t_{ПМ}),$$

де  $t_{ПМ}$  – час виконання операції множення.

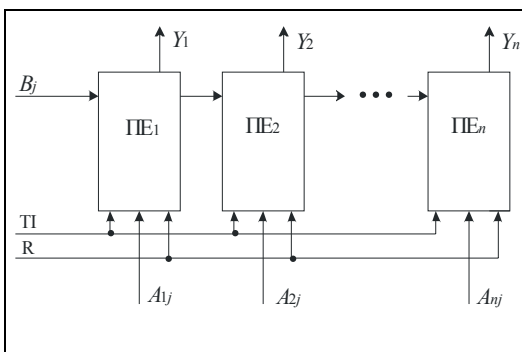


Рис. 2. Пристрій для паралельно-послідовного множення матриці на вектор з глобальними зв'язками

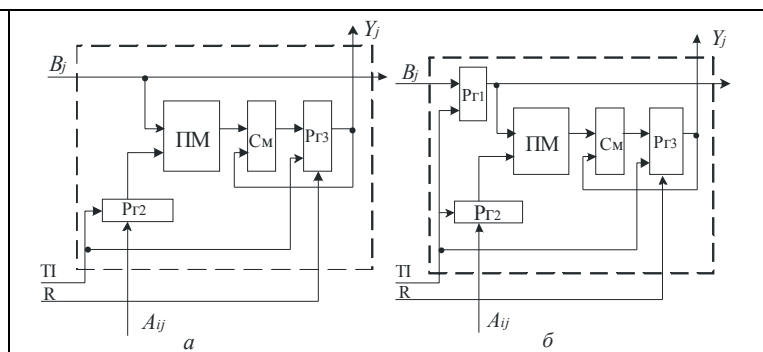


Рис. 3. Структура процесорного елемента: а) з глобальними зв'язками; б) з локальними зв'язками

**Пристрої для послідовно-паралельного множення матриці на вектор.** Послідовно-паралельне

множення матриці на вектор здійснюється шляхом послідовно обчислення елемента за елементом результуючого вектора  $Y$  на пристрої, який забезпечує паралельне обчислення одного елемента результуючого вектора  $Y$ . Існують два основних підходи до НВІС-реалізацій паралельного обчислення одного елемента результуючого вектора  $Y$  [4]: перший ґрунтується на послідовному формуванні та додаванні із відповідним зсувом часткових добутків, другий – на паралельному формуванні та підсумованні всіх часткових добутків. При першому підході обчислення одного елемента результуючого вектора  $Y$  повинно здійснюватися за декілька ітерацій на пристрої рекурсивного типу, структурною особливістю якого є присутність обернених зв'язків. Структура пристрою обчислення одного елемента результуючого вектора  $Y$  рекурсивного типу для випадку коли множники надходять по  $h$  розрядів, починаючи з молодших, наведена на рис. 5. Основними компонентами такого пристрою є: регістри  $Pr$ , формувач часткових добутків ФЧД і багатовходовий суматор БСм. В кожному такті роботи такого пристрою здійснюється формування часткових добутків для  $h$  розрядів всіх множників і їх додавання із попередньою сумою зсунутою на  $h$  розрядів вправо. Для формування часткових добутків можуть використовуватися як алгоритм з аналізом одного розряду, так і модифікований алгоритм Бута. Для обчислення одного елемента результуючого вектора  $Y$  необхідна кількість тактів визначається наступною формулою:  $s = \lceil \frac{r}{h} \rceil$ .

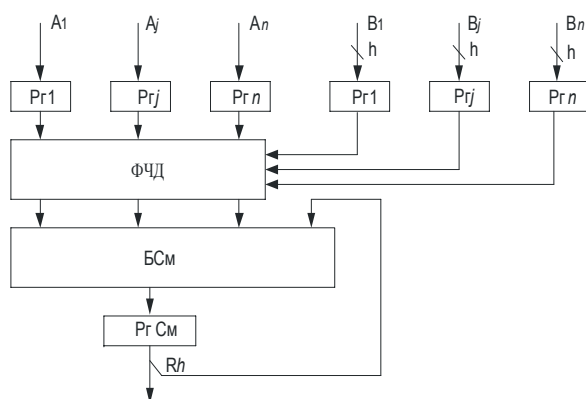


Рис. 5. Рекурсивний пристрій обчислення одного елемента результуючого вектора  $Y$

Структура пристрою обчислення сум парних добутків нерекурсивного типу з паралельним формуванням та підсумовуванням часткових добутків, наведена на рис. 6, де БК – блок керування.

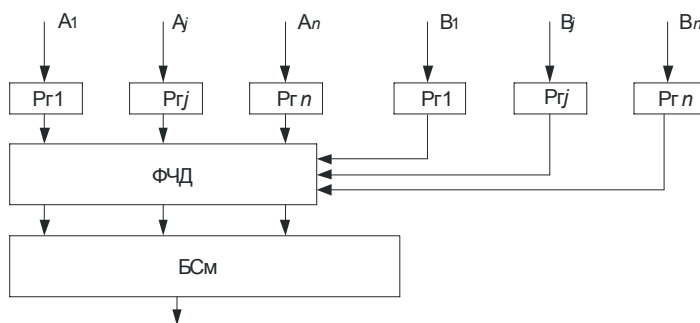


Рис. 6. Паралельний пристрій обчислення одного елемента результуючого вектора  $Y$

Кількість часткових добутків, які формуються на виході ФЧД визначається формулою:

$$u_1 = n \lceil \frac{r}{c} \rceil,$$

де  $c$  – кількість розрядів, що аналізуються для формування часткового добутку.

**Пристрої для паралельно-паралельного множення матриці на вектор.** Паралельно-паралельне обчислення елементів результуючого вектора  $Y$  здійснюється шляхом одночасного використання  $n$  пристроїв для обчислення одного елемента результуючого вектора  $Y$ . Швидкодія пристрою для паралельно-паралельного множення матриці на вектор визначається часом обчислення одного елемента результуючого вектора  $Y$ , тобто часом спрацювання відповідного пристрою.

#### Висновки:

Для вибору структур операційних пристроїв множення матриці на вектор доцільно використовувати критерій ефективності використання обладнання, який враховує кількість виводів інтерфейсу, однорідність

структури, кількість і локальність зв'язків, зв'язує продуктивність з витратами обладнання та дає оцінку елементам пристрою за продуктивністю.

Представлення алгоритмів множення матриці на вектор у базисі елементарних операцій дозволяє повною мірою використати можливості НВІС-технології.

Основними шляхами підвищення ефективності використання обладнання для операційних пристроїв множення матриці на вектор є: вибір ефективних методів і алгоритмів реалізації операцій множення дійсних чисел; зменшення кількості і розрядності каналів надходження операндів; узгодження інтенсивності надходження даних із обчислювальною здатністю операційного пристрою

### Література

1. Солонина А.И., Улахович Д.А., Яковлев А.А. Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. СПб.: БХВ-СПб 2001. – 464 с.
2. Кун С. Матричные процессоры на СБИС. – М.: Мир, 1991. – 672 с.
3. Паралельная обработка информации: Т. 4. Высокопроизводительные системы параллельной обработки информации // Под ред. В.В. Грицыка – К.: Наук. думка, 1988. – 272 с.
4. Самофалов К.Г. и др. Прикладная теория цифровых автоматов. К: Вища шк., 1987. – 375 с.
5. Грушицкий Р.И., Мурсаев А.Х., Угрюмов Е.П. Проектирование систем на микросхемах программируемой логики. – СПб.: БХВ-Петербург, 2002. – 608 с.
6. Палагин А.В., Опанасенко В.Н. Реконфигурируемые вычислительные системы. – К.: Просвіта, 2006. – 280с.
7. Каневский Ю.С. Системные процессоры. – К: Техніка, 1991. – 173 с.
8. Шальто А.А. Методы аппаратной и программной реализации алгоритмов. – СПб.: Наука, 2000. – 780 с.
9. Грицик В.В., Опотяк Ю.В., Цмоць І.Г. Інтегрований підхід до розроблення високоефективних апаратних засобів інформаційних технологій обробки сигналів реального часу. Системні технології. Регіональний міжвузівський збірник наукових праць. – Вип. 6 (47). – Дніпропетровськ, 2006. – С. 84-95.
10. Карцев М.А., Брик В.А. Вычислительные системы и синхронная арифметика. – М., 1981. – 359 с.
11. Цмоць І.Г. Інформаційні технології та спеціалізовані засоби обробки сигналів і зображень у реальному часі. – Львів: УАД, 2005. – 227 с.
12. Цмоць І.Г. Паралельні алгоритми та матричні НВІС-структури пристроїв множення для комп'ютерних систем реального часу // Науково-технічний журнал “Інформаційні технології і системи”. – Львів. – Т. 7. – № 1. – 2004. – С. 5-16.

Надійшла 19.2.2007 р.

УДК 519.876

М.П. ДИВАК, О.Л. КОЗАК

Тернопільський національний економічний університет

## ОСОБЛИВОСТІ ПРОГРАМНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ДОПУСКОВОГО ОЦІНЮВАННЯ МНОЖИНИ ПАРАМЕТРІВ ІНТЕРВАЛЬНИХ МОДЕЛЕЙ З ВИДІЛЕННЯМ НАСИЧЕНОГО БЛОКУ ІСЛАР

*Наведена програмна реалізація алгоритму допускового оцінювання множини параметрів інтервальних моделей „вхід – вихід” статичної системи. Підтверджена працездатність програми реалізації методу на конкретному прикладі. Проілюстровано допускові коридори інтервальних моделей.*

Одним із підходів до розв'язування задач допускової оцінки параметрів систем є теоретико-множинний підхід. В межах цього підходу на основі методів аналізу інтервальних даних розв'язано ряд задач оцінювання параметрів моделей „вхід – вихід” статичних систем [1, 2].

Задача оцінювання параметрів базується на відомій структурі рівняння, лінійного за параметрами, що описує зв'язок між вхідними і вихідними змінними системи, представленими у вигляді гарантованих числових інтервалів – інтервальних даних. Математично задача оцінювання параметрів моделі формулюється у вигляді задачі знаходження розв'язків інтервальної системи лінійних алгебраїчних рівнянь (ІСЛАР).

Залежно від призначення математичної моделі, побудованої на основі інтервальних даних, використовують два різні методи оцінювання параметрів: метод гарантованого та допускового оцінювання. Аналіз літературних джерел показав, що найбільш актуальною є проблема допускової оцінки параметрів моделі, розв'язок якої дозволяє синтезувати оптимальні допуски параметрів систем для різних прикладних застосувань.

У праці [3] розглянуто метод допускового оцінювання множини параметрів інтервальних моделей статичних систем, проте не дослідженими залишаються задачі програмної та практичної реалізації даного методу. Метою даної праці є дослідження програмної реалізації методу допускового оцінювання множини

параметрів інтервальної моделі та підтвердження працездатності методу на конкретному прикладі.

**Постановка задачі**

Припустимо, що структуру моделі „вхід – вихід” статичної системи можна задати у вигляді лінійного відносно параметрів рівняння

$$y_0(\vec{x}) = \vec{\varphi}^T(\vec{x}) \cdot \vec{\beta}, \tag{1}$$

а експериментальні дані для її ідентифікації отримані в інтервальному вигляді

$$\vec{x}_i, [y_i^-, y_i^+], y_0(\vec{x}_i) \in [y_i^-, y_i^+], i = 1, \dots, N, \tag{2}$$

де  $y_i^-, y_i^+$  – відповідно, нижня і верхня межі інтервалу вихідної змінної;  $\vec{x}_i = (x_{i1}, \dots, x_{iN_i})^T$  – задані значення вектора на допустимій множині  $\chi$ ;  $y_0(\vec{x}_i)$  – істинне невідоме значення вихідної змінної;  $\vec{\varphi}^T(\vec{x})$  – відомий вектор базисних функцій;  $\vec{\beta} = (\beta_1, \dots, \beta_m)^T$  – невідомий вектор параметрів моделі.

Користуючись структурою моделі та інтервальними даними, отримуємо таку ІСЛАР [4]:

$$\begin{cases} y_1^- \leq b_1 \varphi_1(\vec{x}_1) + \dots + b_m \varphi_m(\vec{x}_1) \leq y_1^+ \\ \vdots \\ y_i^- \leq b_1 \varphi_1(\vec{x}_i) + \dots + b_m \varphi_m(\vec{x}_i) \leq y_i^+ \\ \vdots \\ y_N^- \leq b_1 \varphi_1(\vec{x}_N) + \dots + b_m \varphi_m(\vec{x}_N) \leq y_N^+ \end{cases}, \tag{3}$$

або для зручності запишемо дану систему у матричному вигляді:

$$F \cdot \vec{b} = [\vec{Y}], \tag{4}$$

де  $\vec{b} = (b_1, \dots, b_m)^T$  – вектор оцінок параметрів;  $F = \{\varphi_j(\vec{x}_i), j = 1, \dots, m, i = 1, \dots, N\}$  – матриця значень базових функцій у  $N$  спостереженнях;  $[\vec{Y}] = ([y_1^-, y_1^+], \dots, [y_N^-, y_N^+])^T$  – інтервальний вектор спостережень “виходу”.

Розв’язком даної ІСЛАР є множина оцінок  $\vec{b}$  невідомих значень параметрів  $\vec{\beta}$  у вигляді многогранної області:

$$\Omega = \{\vec{b} \in R^m \mid \vec{Y}^- \leq F \cdot \vec{b} \leq \vec{Y}^+\}. \tag{5}$$

Знайдемо допускову оцінку многогранної області параметрів  $\Omega$  у вигляді  $m$ -вимірного паралелепіпеда  $\tilde{\Omega}_m \subseteq \Omega$ , конфігурація якого визначається  $m$ -рівняннями вибраними із системи (3), тобто у вигляді:

$$\Omega_m = \{\vec{b} \in R^m \mid \vec{Y}_m^- \leq F_m \cdot \vec{b} \leq \vec{Y}_m^+\}, \tag{6}$$

де  $F_m = \{\varphi_j(\vec{x}_i), i, j = 1, \dots, m\}$  – квадратна підматриця матриці базових функцій  $F$ ;  $\vec{Y}_m^-, \vec{Y}_m^+$  – підвектори векторів  $\vec{Y}^-$  та  $\vec{Y}^+$ , відповідно.

Формально область  $\Omega_m$  формуємо із розв’язку задачі

$$\left( \prod_{i=1}^m (y_i^+ - y_i^-)^2 \right) \cdot \det(F_m \cdot F_m^T)^{-1} \xrightarrow{F_m \subseteq F, y_i^+ \in \{y_i^+, i=1, \dots, N\}, y_i^- \in \{y_i^-, i=1, \dots, N\}} \min \tag{7}$$

Задачу пошуку допускової області  $\tilde{\Omega}_m$  сформулюємо у такому вигляді:

$$V_{\tilde{\Omega}_m} \xrightarrow{\tilde{\Omega}_m} \max, \tag{8}$$

$$\tilde{\Omega}_m \subseteq \Omega \tag{9}$$

Зауважимо, що конфігурація множини  $\tilde{\Omega}_m$  співпадає із конфігурацією множини  $\Omega_m$ , знайденої із розв’язку задачі (7).

У праці [3] для пошуку  $\tilde{\Omega}_m$  із розв’язку задач (8), (9) розглянуто ітераційну процедуру, на кожному  $k+1$  кроці якої знаходять допускову область  $\tilde{\Omega}_m(k+1)$ , додаючи одне інтервальне рівняння з  $N-m$ , що залишились у системі після вибору  $m$ -базових рівнянь.

Задачу (8) і (9) для  $k+1$  – кроку переписують у такому вигляді

$$V_{\tilde{\Omega}_m(k+1)} \xrightarrow{\tilde{\Omega}_m(k+1)} \max \tag{10}$$

за умови включень

$$\tilde{\Omega}_m(k+1) \subseteq \Omega \subseteq \{\tilde{\Omega}_m(k) \cap \tilde{\Omega}(k+1)\}, \quad (11)$$

де  $\tilde{\Omega}_m(k+1)$   $m$ -вимірний паралелепіпед, отриманий на  $k+1$ -й ітерації;  $\tilde{\Omega}(k+1)$  – “гіперсмуга”, яка визначається  $k+1$ -м рівнянням ( $k=0, \dots, N-m-1$ ) із тих, що залишились у системі (3) після вибору  $m$  – базових рівнянь.

Фактично процедура отримання допусканої оцінки  $\tilde{\Omega}_m(k+1)$  на  $k+1$ -му кроці полягає у переміщенні відповідних граней паралелепіпеда  $\tilde{\Omega}_m(k)$  у такий спосіб, щоб вершина, яка на  $k$ -му кроці розміщена на найбільшій відстані від гіперплощини, заданої активним обмеженням у вигляді певної частини інтервального рівняння ІСЛАР (3) із  $N-m$ , опинилась на цій гіперплощині.

В результаті реалізації даної процедури для  $N-m$  кроків отримуємо допускову область  $\tilde{\Omega}_m = \tilde{\Omega}_m(k=N-m)$ .

У праці [4] для кожної вершини гіперпаралелепіпеда запропоновано використати скалярні функції  $L_s(k)$  та  $L'_s(k)$ , які характеризують відстань між відповідною вершиною і межею „гіперсмуги”  $\tilde{\Omega}(k+1)$ :

$$L_s(k) = y_{k+1}^- - \bar{\varphi}^T(\bar{x}_{k+1}) \cdot \bar{b}_s(k), \quad (12)$$

$$L'_s(k) = \bar{\varphi}^T(\bar{x}_{k+1}) \cdot \bar{b}_s(k) - y_{k+1}^+ = -L_s(k) - \Delta_{k+1}, \quad (13)$$

де  $\bar{x}_{k+1}$  – вектор вхідних значень у  $k+1$  спостереженні, який визначає  $k+1$  рівняння у системі (3);

$y_{k+1}^-$ ,  $y_{k+1}^+$  – нижня та верхня межі інтервалів „виходу” у  $k+1$  спостереженні.

У формулах (12), (13)  $\bar{b}_s(k)$  ( $s=1, \dots, 2^m$ ) – вектор координат  $s$ -ї вершини гіперпаралелепіпеда  $\Omega_m(k)$  на  $k+1$ -й ітерації обчислюють за формулою [4]

$$\bar{b}_s(k) = F_m^{-1} \cdot \bar{Y}_s(k), \quad (14)$$

де  $\bar{Y}_s(k)$  – вектор складений із комбінацій нижніх  $y_k^-$  та верхніх  $y_k^+$  інтервальних значень кожного з базових  $m$  рівнянь.

У праці [2] показано: якщо  $L_s(k)$  ( $L'_s(k)$ ), то  $s$ -а вершина гіперпаралелепіпеда знаходиться за межею гіперсмуги, отриманої із активного обмеження, тобто відсікається даною „гіперсмугою”; якщо ж  $L_s(k)$  ( $L'_s(k)$ ), то дане обмеження не є активним; якщо  $L_s(k)$  ( $L'_s(k)$ ), то  $s$ -а вершина знаходиться на гіперплощині утвореній активним обмеженням.

На основі цих характеристик, у праці [3], задача (10) за умов (11) перетворена до задачі сепарабельного програмування

$$2 \cdot \sum_{i=1}^m \ln(y_i^+(k) - \delta_i^+(k+1) - y_i^-(k) - \delta_i^-(k+1)) + \ln(\det(F_m \cdot F_m^T)^{-1}) \xrightarrow{\delta_i^-(k+1), \delta_i^+(k+1), i=1, \dots, m} \max, \quad (15)$$

$$y_{k+1}^- - \bar{\varphi}^T(\bar{x}_{k+1}) \cdot F_m^{-1} \cdot \bar{Y}_s^*(k+1) = 0, \quad (16, a)$$

$$\bar{\varphi}^T(\bar{x}_{k+1}) \cdot F_m^{-1} \cdot \bar{Y}_s^*(k+1) - y_{k+1}^+ = 0, \quad (16, б)$$

$$0 \leq \delta_i^+(k+1) \leq y_i^+(k) - y_i^-(k), \quad 0 \leq \delta_i^-(k+1) \leq y_i^-(k) - y_i^+(k). \quad (17)$$

тут  $\bar{x}_{k+1}$  – вектор вхідних значень у  $k+1$  спостереженні, який визначає  $k+1$  рівняння у системі (3);

$y_{k+1}^-$ ,  $y_{k+1}^+$  – нижня та верхня межі інтервалів „виходу” у  $k+1$  спостереженні;

$\bar{Y}_s^*(k+1)$  – вектор складений із комбінацій

$$y_i^+(k+1) = y_i^+(k) - \delta_i^+(k+1), \quad (18)$$

$$y_i^-(k+1) = y_i^-(k) + \delta_i^-(k+1). \quad (19)$$

$s^*$  – вершина, яка знаходиться на найбільшій відстані від межі “гіперсмуги”  $\tilde{\Omega}(k+1)$ .

На основі інтервальних даних, використовуючи метод, описаний в праці [4], формується вектор  $[Y_m]$  та матриця  $F_m$ , які визначають  $m$ -вимірний паралелепіпед  $\tilde{\Omega}_m$ , вершини якого визначаємо із формули

$$\bar{b}_s(k) = F_m^{-1} \cdot \bar{Y}_s. \quad (20)$$

Еліпсоїдна оцінка множини параметрів  $\tilde{\Omega}_m$  інтервальних моделей, знайдена на основі теореми із праці [5], матиме такий вигляд:

$$Q_m(k+1) = \left\{ \bar{b} \in R^m \mid (\bar{b} - \bar{\bar{b}}(k+1))^T \cdot F_m^T \cdot E^{-2}(k+1) \cdot F_m \cdot (\bar{b} - \bar{\bar{b}}(k+1)) = 1 \right\}, \quad (21)$$

де 
$$\bar{\bar{b}}(k+1) = F_m^{-1} \cdot (0.5 \cdot (y_1^+(k+1) - y_1^-(k+1)), \dots, 0.5 \cdot (y_m^+(k+1) - y_m^-(k+1)))^T \quad (22)$$

вектор, який задає центр еліпсоїда;

$$E(k+1) = \text{diag}(y_1^+(k+1) - y_1^-(k+1), \dots, y_i^+(k+1) - y_i^-(k+1), \dots, y_m^+(k+1) - y_m^-(k+1)) \quad (23)$$

– діагональна матриця результуючих інтервальних похибок.

Враховуючи симетричність еліпсоїда (19), коридор інтервальних моделей  $[\hat{y}(\bar{x})]_{\bar{b} \in Q_m}$  матиме такий вигляд:

$$[\hat{y}(\bar{x})]_{\bar{b} \in Q_m} = [\bar{\varphi}^T(\bar{x}) \cdot \bar{\bar{b}} - \frac{1}{2} \cdot \Delta_{\bar{y}(\bar{x})} \Big|_{\bar{b} \in Q_m}; \bar{\varphi}^T(\bar{x}) \cdot \bar{\bar{b}} + \frac{1}{2} \cdot \Delta_{\bar{y}(\bar{x})} \Big|_{\bar{b} \in Q_m}], \quad (24)$$

де  $\Delta_{\bar{y}(\bar{x})} \Big|_{\bar{b} \in Q_m}$  – похибка прогнозування, яку обчислюють за формулою:

$$\Delta_{\bar{y}(\bar{x})} \Big|_{\bar{b} \in Q_m} = \sqrt{\bar{\varphi}^T(\bar{x}) \cdot (F_m^T \cdot E \cdot F_m)^{-1} \cdot \bar{\varphi}(\bar{x})} \quad (25)$$

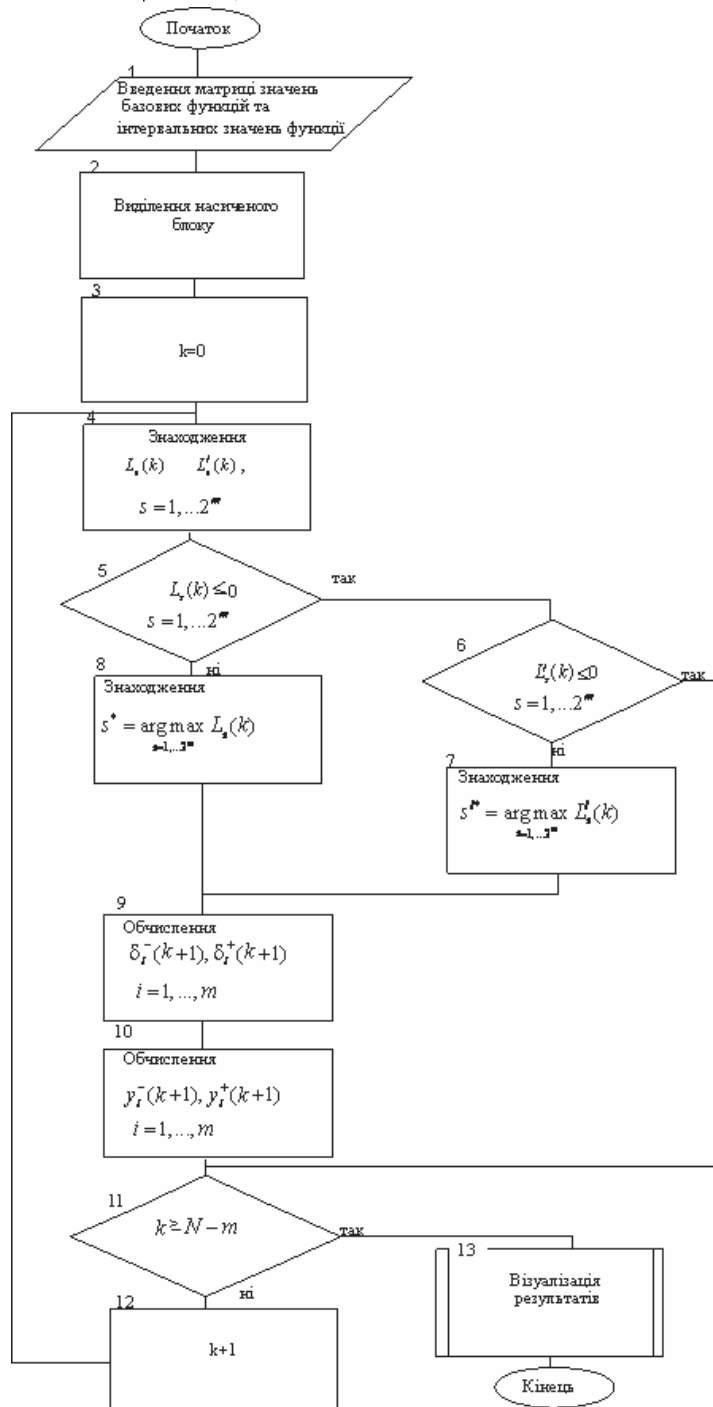


Рис. 1. Блок-схема алгоритму знаходження допустової оцінки множини параметрів інтервальної моделі „вхід – вихід” статичних систем

**Програмна реалізація алгоритму**

Блок-схема реалізації методу наведена на рис. 1.

Блок 1. Введення матриці  $F$  та матриці експериментальних даних.

Блок 2. Формування матрицю  $F_m$ , що задає базові рівняння, з розв'язку задачі (7).

Блок 3. Задання початкового кроку ітераційної процедури задачі допускового оцінювання множини параметрів інтервальної моделі.

Блок 4. Розрахунок характеристик вершин  $L_s(k)$ ,  $L'_s(k)$  допускової області параметрів  $\tilde{\Omega}_m$  за формулами (12) та (13), відповідно.

Блок 5. Перевірка умови чи якась з вершин многогранника відсікається межею смуги, заданої рівнянням  $y^-(k) = \varphi^T(\bar{x}) \cdot \bar{b}_s$ .

Блок 6. Перевірка умови чи якась з вершин многогранника відсікається межею смуги, заданої рівнянням  $y^+(k) = \varphi^T(\bar{x}) \cdot \bar{b}_s$ .

Блок 7. Обчислення вершини  $s'^*$ , яка не попадає в допускову область і відсікається межею смуги, заданої рівнянням  $y^+(k) = \varphi^T(\bar{x}) \cdot \bar{b}_s$ .

Блок 8. Обчислення вершини  $s^*$ , яка не попадає в допускову область і відсікається межею смуги, заданої рівнянням  $y^-(k) = \varphi^T(\bar{x}) \cdot \bar{b}_s$ .

Блок 9. Розв'язування задачі (15) за умов (17) та (16 а) або (16 б).

Блок 10. Обчислення меж інтервалу  $y_i^+(k+1)$ ,  $y_i^-(k+1)$  за формулами (18) та (19), відповідно.

Блок 11. Перевірка умови, чи всі не базові рівняння враховані.

Блок 12. Перехід на наступний крок.

Блок 13. Візуалізація результатів: обчислення коридору інтервальних моделей на основі оцінки еліпсоїдом  $Q_m$  допускової області  $\tilde{\Omega}_m$  за послідовністю формул (22), (23), (25), (24). Даний блок наводить 2-, 3- вимірну візуалізацію вхідних інтервальних даних; дає можливість будувати 2-, 3- вимірні коридори інтервальних моделей на фоні експериментальних даних.

Для реалізації алгоритму знаходження допускової оцінки множини параметрів інтервальної моделі „вхід – вихід” статичних систем, розглянутого у вигляді блок-схеми на рисунку 2, використано середовище Matlab.

Приклад реалізації програми.

Підтвердження працездатності методу покажемо на прикладі ідентифікації параметрів квадратичної моделі  $y_0(x) = b_1 + b_2x + b_3x^2$  об'єкта з одним „входом” та „виходом”.

Вхідними даними є матриця значень базових функцій, інтервальні дані у матричному вигляді.

Результатом виконання програми є область  $\tilde{\Omega}_m$ , вершини якої обчислюються за формулою (20), еліпсоїдна оцінка параметрів задана центром еліпсоїда та матрицею конфігурації еліпсоїда; коридор інтервальних моделей обчислюють за формулою (24).

Дані подані в інтервальному вигляді на рис. 2.

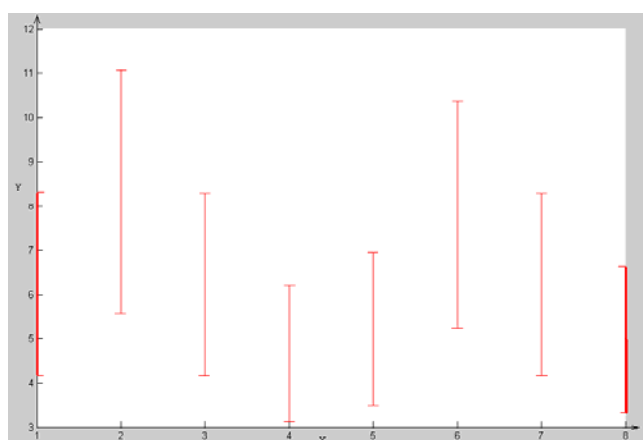


Рис. 2. Ілюстрація даних, поданих в інтервальному вигляді

На основі експериментальних даних, поданих в інтервальному вигляді та матриці значень базових функцій реалізується алгоритм. Побудуємо ІСЛАР відносно параметрів  $\bar{b}$ :



$$\left\{ \begin{array}{l} 4.1875 \leq b_1 + b_2 \cdot x_1 + b_3 \cdot x_1^2 \leq 8.3125 \\ 5.5831 \leq b_1 + b_2 \cdot x_2 + b_3 \cdot x_2^2 \leq 11.0829 \\ 4.1875 \leq b_1 + b_2 \cdot x_3 + b_3 \cdot x_3^2 \leq 8.3125 \\ 3.1390 \leq b_1 + b_2 \cdot x_4 + b_3 \cdot x_4^2 \leq 6.2311 \\ 3.4991 \leq b_1 + b_2 \cdot x_5 + b_3 \cdot x_5^2 \leq 6.9459 \\ 5.2344 \leq b_1 + b_2 \cdot x_6 + b_3 \cdot x_6^2 \leq 10.3906 \\ 4.1816 \leq b_1 + b_2 \cdot x_7 + b_3 \cdot x_7^2 \leq 8.3009 \\ 3.3500 \leq b_1 + b_2 \cdot x_8 + b_3 \cdot x_8^2 \leq 6.6500 \end{array} \right.$$

Для даної задачі використаємо розроблений метод та алгоритм допускового оцінювання.

На рис. 3 зображено екранну форму, яка ілюструє результат виконання програми:

- 1) матрицю координат многогранника;
- 2)  $b$  – центр еліпсоїда;
- 3) матрицю конфігурації еліпсоїда;
- 4) коридори інтервальних моделей.

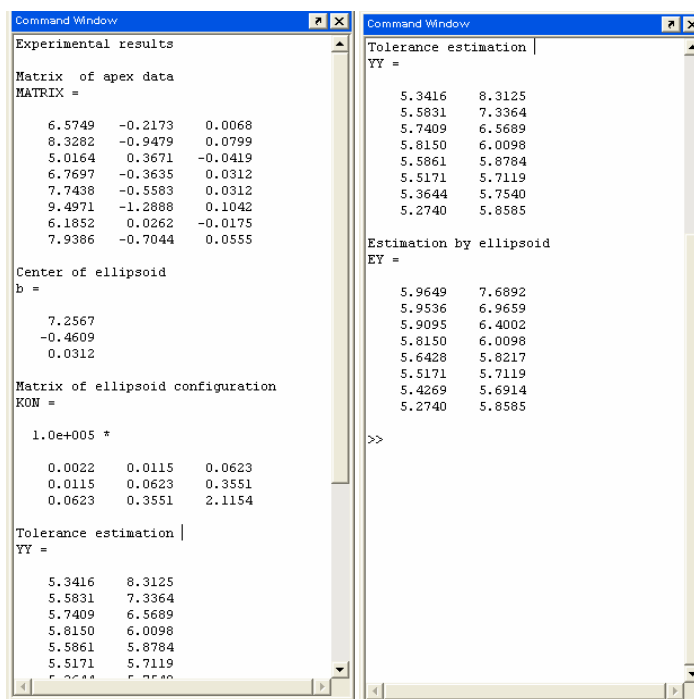


Рис. 3. Екранна форма результатів програми.

Допускова еліпсоїдна оцінка області параметрів матиме такий вигляд

$$Q_3 = \left\{ \vec{b} \in R^3 \left[ \left( \vec{b} - \begin{pmatrix} 7.2567 \\ -0.4609 \\ 0.0312 \end{pmatrix} \right)^T \cdot \begin{pmatrix} 220 & 1150 & 6230 \\ 1150 & 6230 & 35510 \\ 6230 & 35510 & 211540 \end{pmatrix} \left( \vec{b} - \begin{pmatrix} 7.2567 \\ -0.4609 \\ 0.0312 \end{pmatrix} \right) \right] = 1 \right\}$$

На рис. 4 зображено коридори інтервальних моделей, побудовані на основі застосування модуля візуалізації.

Як видно з рис. 4, обидва допускові коридори знаходяться в межах інтервалів вихідних змінних, що підтверджує працездатність програми.

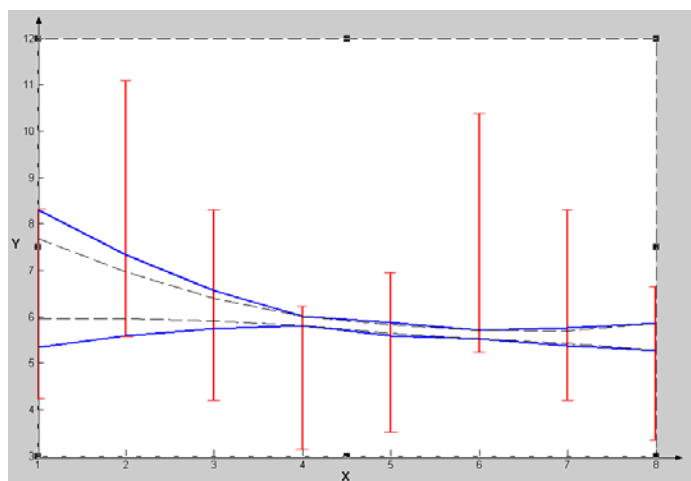


Рис. 4. Ілюстрація коридорів інтервальних моделей

### Висновки

Запропонована програмна реалізація алгоритму допускового оцінювання множини параметрів інтервальних моделей „вхід – вихід” статичної системи, який побудований на оптимально сформованій конфігурації множини параметрів. Підтверджена працездатність програми реалізації методу на конкретному прикладі, проілюстровано допускові коридори інтервальних моделей.

Актуальною залишається задача дослідження обчислювальної складності запропонованого алгоритму для задач різної розмірності.

### Література

1. Дивак М.П., Стахів П.Г. Ідентифікація моделей об'єктів в умовах інтервальної невизначеності на основі методів аналізу інтервальних даних // Пр. міжн. конф. з управління “АВТОМАТИКА-2000”, Львів 11-15 вересня 2000: В 7-ми томах. – Львів: Держ. НДІ інформ. інфраструкт., 2000. – Т. 2. – С. 90-97.
2. Design of experiments and data analysis: New trends and results / Letzky E.K., Voshinin A.P., Dyvak N.P., Simoff S.J., Orlov A.I., Gorsky V.G., Nikitina E.P., Nosov V.N. / Edited by E.K. Letzky. – Moscow.: ANTAL., 1993 – 192 p.
3. Dyvak M., Manzhula V., Kozak O. New method tolerance estimation of the parameters set of interval model based on saturated block of ISLAE // Proc. of the nin th international conf. “The Experience of Designing and Application of CAD System in Microelectronics” – Lviv, 2007. – P. 376-379 pp.
4. Дивак М. П. Метод локалізації гарантованих оцінок в задачах параметричної ідентифікації // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2000. – № 4. С. 12-17
5. Дивак М. П. Допустиме оцінювання області параметрів радіоелектронних кіл в класі еліпсоїдів // Теоретична електротехніка. – 2002. – Вип. № 56 – С. 113 – 122.

Надійшла 11.2.2007 р.

УДК 519.23

Є.Т. ВОЛОДАРСЬКИЙ, О.В. КОЗИР, Г.І. КРАВЧУК  
Національний технічний університет України «Київський Політехнічний Інститут»**ВПЛИВ ОБ'ЄМУ ВИБІРКИ ПРИ ПРОВЕДЕННІ  
КОНТРОЛЬНО-ПОРІВНЯЛЬНИХ ВИПРОБУВАНЬ**

*Представлені результати досліджень властивостей критерію Стьюдента за умови малого об'єму порівнюваних вибірок (від 2 до 10 вимірювань у кожній). Наведені результати комп'ютерного моделювання у вигляді таблиці та графіків, що відображають можливості критерію відчувати суттєву розбіжність між порівнюваними середніми значеннями вибірок.*

При проведенні порівняльних досліджень задача полягає у порівнянні та оцінці правильності результатів, отриманих в досліджуваних лабораторіях, одна з яких є відправною, при вимірюванні параметрів або характеристик одного і того ж зразка, чи декількох однакових зразків. Але, перед тим як розпочати проведення порівняння результатів, отриманих в лабораторіях, необхідно впевнитися в однорідності дисперсій даних, котрі разом із правильністю є основними показниками, що характеризують кваліфікаційний рівень дослідницьких лабораторій.

Тому, процедуру перевірки правильності результатів необхідно починати з перевірки однорідності по критерію Фішера:

$$F = \frac{S_x^2}{S_y^2}, \quad (1)$$

де  $S_x^2 > S_y^2$

Якщо отримане розрахункове значення  $F_p$ -критерію менше за критичне  $F_{кр}$ , знайдене з таблиць розподілу Фішера, для відповідних ступенів свободи та прийнятого рівня значущості, то дисперсії однорідні.

Впевнившись у однорідності досліджуваних вибірок, можливе використання критерію Стьюдента, котрий дозволяє визначити суттєвість розходжень між центрами розподілів генеральних сукупностей, з яких взяті ці вибірки, і як наслідок, можна зробити висновок відносно правильності отриманих результатів.

Для подальшого аналізу опишемо традиційний статистичний метод перевірки розбіжностей між вибірковими середніми. Обчислюють статистику Стьюдента  $t$  [1]:

$$t = \frac{\bar{x} - \bar{y}}{\sqrt{(m-1)s_x^2 + (n-1)s_y^2}} \sqrt{\frac{mn(m+n-2)}{m+n}}, \quad (2)$$

де

$$\bar{x} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m x_i, \quad \bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i. \quad (3)$$

Середні арифметичні значення у кожній вибірці

$$s_x^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m (x_i - \bar{x})^2, \quad s_y^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2 \quad (4)$$

вбіркові дисперсії

Для обраного рівня значущості  $\alpha$  та кількості ступенів свободи  $(m+n-2)$  з таблиць розподілу статистики Стьюдента знаходять критичне значення  $t_{кр}$ . Якщо  $|t| > t_{кр}$ , та гіпотезу відсутності відмінностей відхиляють, якщо ж  $|t| \leq t_{кр}$ , та приймають.

В техніці проведення вимірювань кількість досліджуваних зразків обмежена. У більшості нормативних документах, для випробувань налається тільки три зразки, тому доцільно розглядати поведінку критерію Стьюдента за малих об'ємів вибірок, наскільки він чутливий до дійсного розходження між центрами розподілів. Для досягнення мети був проведений моделюючий експеримент.

Нехай виконані дві класичні умови застосування критерію Стьюдента, що базується на статистиці  $t$ , заданого формулою (2):

а) результати спостережень мають нормальний розподіл:  $F(x) = N(x; m, \sigma_1^2)$  і  $G(x) = N(x; n, \sigma_2^2)$  з математичним очікуванням  $m_1$  та  $m_2$ , дисперсіями  $\sigma_1^2$  і  $\sigma_2^2$  у першій та другій вибірках відповідно;

б) дисперсії результатів спостережень у першій та другій вибірках співпадають:  $D(X) = \sigma_1^2 = D(Y) = \sigma_2^2$ .

Була створена моделююча програма, котра генерує 2 сукупності з однаковою генеральною дисперсією, з цієї сукупності, при проведенні експерименту, по чергово беруться вибірки об'ємом  $n=2,3,\dots,10$  результатів. Для кожного фіксованого об'єму вибірки моделювання починається з повного співпадання центрів розподілів, а

потім з шагом 0.1 зсувається центр одного з розподілів на величину  $\Delta=c\cdot\sigma$ , де  $c$  – приймає значення 0.1, 0.2..., а  $\sigma$  – СКО. Таким чином  $\mu_2=\mu_1 + \Delta$ . Дана ситуація показана на рисунку 1.

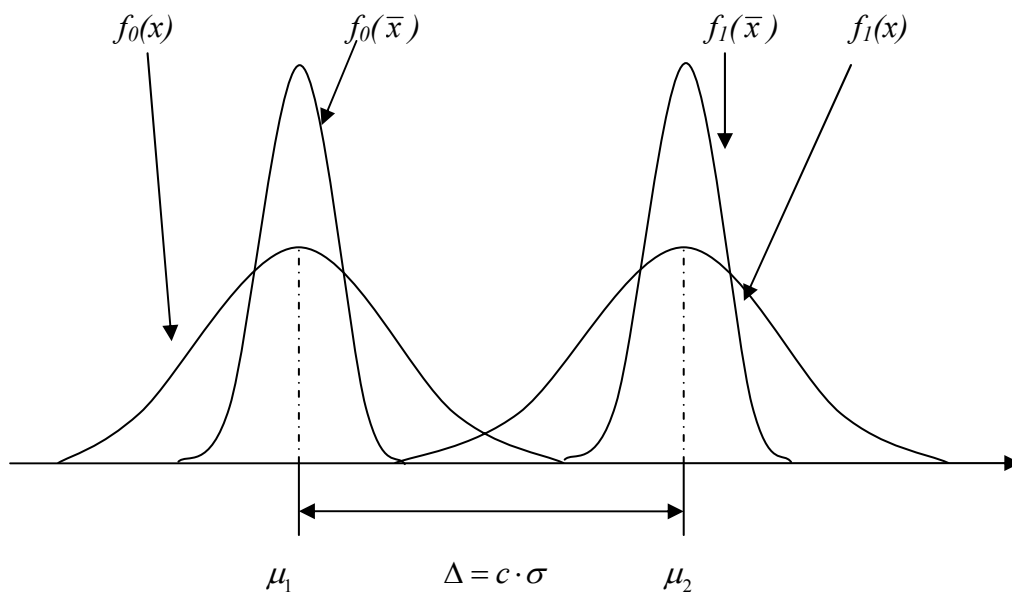


Рис. 1

Для кожної з вибірок при фіксованій величині зсуву проводилося  $k=1000$  вимірювань, підраховувались середні значення  $\bar{x}_{1i}, \bar{x}_{2i}$  та дисперсії  $S^2_{1i}, S^2_{2i}, i = \overline{1,1000}$ . Потім, у відповідності до (2), обчислювалось розрахункове значення критерію Стьюдента  $t_i$ . Дана операція повторювалась 1000 разів для кожного значення  $\Delta$ , тому в підсумку отримані усереднені дані розрахункового критерію Стьюдента, котрі можна фактично приймати за математичне очікування

$$\bar{t} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k t_i, \quad (5)$$

де  $k=1000$

Значення  $\Delta$  збільшується до тих пір, доки розрахункове значення критерію Стьюдента не перевищить табличне.

Для кожного фіксованого об'єму вибірки будується графік залежності розрахункового значення критерію Стьюдента залежно від змінюваного  $\Delta$ .

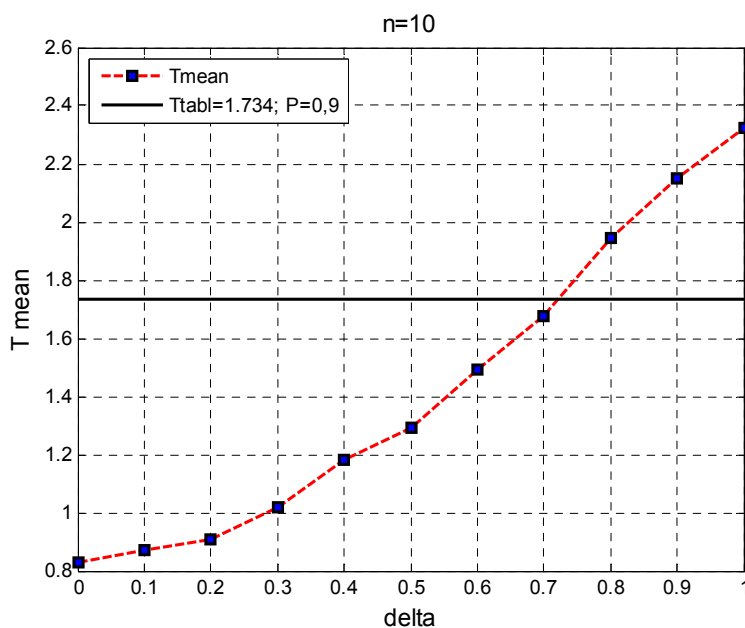


Рис. 2

На рисунку 2 представлена залежність, що відображає чутливість критерію Стьюдента до розбіжностей між центрами розподілів результатів вимірювань, отриманих із вибірок об'ємом  $n = \overline{2,10}$ .

З представленою рисунку можна зробити висновок, що тільки при  $\frac{\mu_2 - \mu_1}{\sigma} \geq 0.73$  критерій Стьюдента спроможний виділити суттєвість розходжень між центрами розподілів.

Дана процедура була проведена для об'ємів вибірок від 2 до 10, та рівнів значущості  $P=0,8; 0,9; 0,95; 0,975; 0,99$ .

За даними, отриманими в процесі моделювання, складена таблиця чутливості критерію Стьюдента до відхилень при малих об'ємах вибірок.

Таблиця 1

**Чутливість критерію Стьюдента до розбіжностей між середніми при малих об'ємах вибірок**

Об'єм вибірки $n$	Значення $\Delta = c \cdot \sigma$ при котрих розрахункове значення критерію Стьюдента перевищує табличне (дискретність 0.1)				
	$P=0,8$	$P=0,9$	$P=0,95$	$P=0,975$	$P=0,99$
10	0,6	0,8	0,9	1,1	1,2
9	0,6	0,8	1	1,2	1,4
8	0,6	0,9	1,1	1,3	1,5
7	0,6	0,9	1,1	1,4	1,6
6	0,7	1	1,2	1,5	1,7
5	0,7	1,1	1,4	1,7	2
4	0,8	1,2	1,5	1,9	2,3
3	0,9	1,4	1,9	2,4	3
2	0,9	1,6	2,5	3,7	5,3

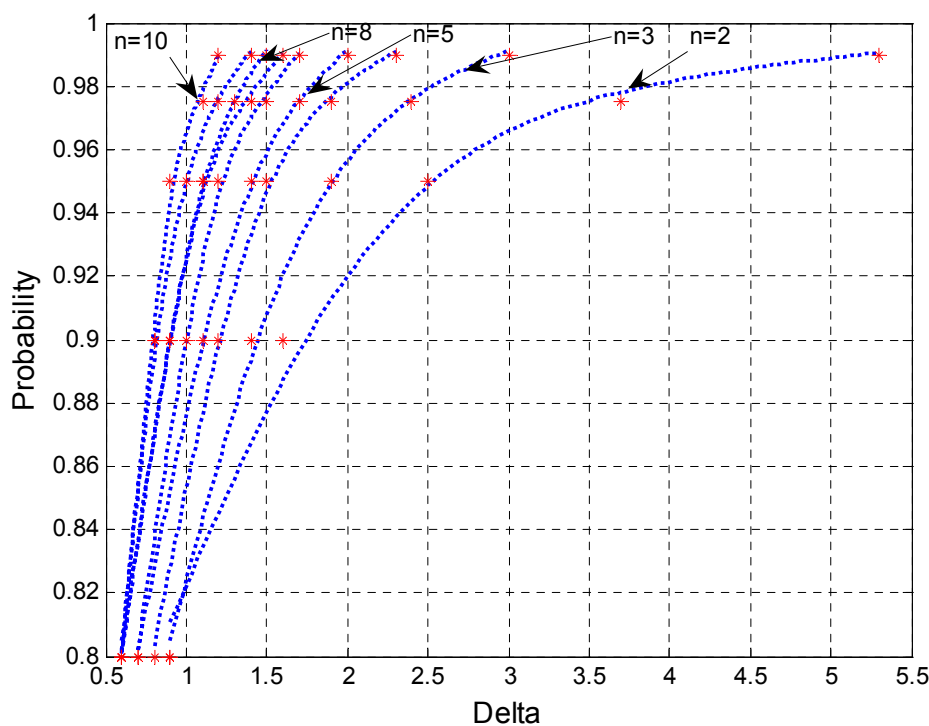


Рис. 3

На рис. 3 представлені залежності, що дозволяють інтерпретувати дані, представлені в таблиці 1. Аналіз цих залежностей дозволяє оцінити можливості контрольно-порівняльних досліджень: виходячи з необхідної вірогідності визначення суттєвості розбіжностей (наявності систематичного зсуву в результатах) ґрунтовно встановлювати об'єм вибірки, або ж чітко представляти з якою вірогідністю можна встановити мінімальне розходження при обмеженому об'ємі вибірки.

### Література

1. Дунин-Борковський І.В., Смирнов Н.В. Теорія вероятності і математическа статистика в техніці. – М.: Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1955. – 650 с.

Надійшла 5.2.2007 р.

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ ИНДУКТИВНОСТИ

Наведено визначення та основні параметри напівпровідникових помножувачів індуктивності (НПП). Проведено дослідження НПП на базі двозатворного польового транзистора в діапазоні частот 5-40 ГГц, визначено оптимальне значення помножуваної індуктивності  $L_1=0.8$  нГн, що відповідає коефіцієнту помноження  $K_L=3.9$  на частоті 40 ГГц.

## Вступлення

При построении микроселектронных датчиков стоит проблема реализации интегральной индуктивности. Она решается путем применения пленочных индуктивностей и гираторов. Недостатком гираторных индуктивностей является их ограниченный частотный диапазон, большое потребление энергии и необходимость использования большого количества транзисторов, что снижает их стабильность. В тонкопленочных катушках индуктивности эти недостатки отсутствуют, но величина их индуктивности и добротность пропорционально зависят от геометрических размеров, что ограничивает возможность миниатюризации сенсоров, а кроме того, учитывая что катушки индуктивности выполняются с использованием золота, при массовом производстве идет ухудшение экономической рентабельности. Решение этих проблем возможно путем использования умножителей индуктивностей.

## Теоретическое обоснование

Умножителем индуктивности назовем активный четырехполюсник, величина индуктивности между одной из клемм которого пропорционально зависит от величины индуктивности, подключенной к другой паре его клемм (рис. 1а). Характерным примером умножителя индуктивности является обобщенный конвертор иммитанса [1], с помощью которого возможно не только умножение индуктивности, но при определенных условиях обеспечивается повышение добротности. К основным параметрам такого умножителя индуктивности относятся:

1. Коэффициент умножения индуктивности:

$$K_L = \frac{L_2}{L_1}, \quad (1)$$

где  $L_1$  – величина умножаемой катушки индуктивности,  $L_2$  – величина умноженной индуктивности.

2. Минимальная частота умножения  $f_{y.min}$ , где  $K_L(f_{y.min})=1$ ;

3. Максимальная частота умножения индуктивности  $f_{y.max}$ , где  $K_L(f_{y.max})=1$ ,  $f_{y.min} < f_{y.max}$ ;

4. Абсолютная полоса умножения индуктивности  $\Delta f_y = f_{y.max} - f_{y.min}$ ;

5. Относительная полоса умножения индуктивности  $\Delta f_y / f_{y.cp}$ ;

6. Коэффициент умножения добротности:

$$K_Q = \frac{Q_2}{Q_1}, \quad (2)$$

где  $Q_1$  – добротность умножаемой катушки индуктивности,  $Q_2$  – добротность реализованной катушки индуктивности.

7. Управляемость (крутизна перестройки)

$$S_{L_1}^{L_2} = \frac{L_1}{L_2} \frac{\partial L_2}{\partial L_1}. \quad (3)$$

8. Температурный коэффициент умножения:

$$TK_U = \frac{\Delta K_L}{K_L \Delta T}, \quad (4)$$

где  $\Delta K_L$  – изменение коэффициента умножения при изменении температуры на  $\Delta T$  °С;

9. Оптимальное значение умножаемой индуктивности  $L_{1,opt}$ , которое находится как максимум графика зависимости  $K_L(L_1)$ .

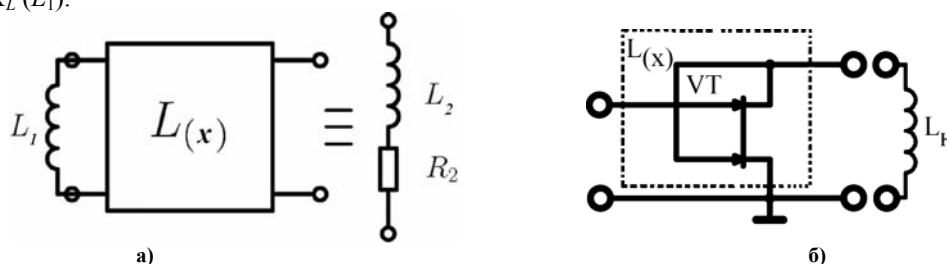


Рис. 1. Умножитель индуктивности: схематическое обозначение (а), схема ОС (31,И) (б)

Выразим основные параметры умножителя индуктивности через W-параметры четырехполюсника. Представим известную формулу входного иммитанса в виде [2]:

$$W_{ex} = (\operatorname{Re} W_{11} + j \operatorname{Im} W_{11}) - \frac{\operatorname{Re} W_{12} W_{21} + j \operatorname{Im} W_{12} W_{21}}{\left[ (\operatorname{Re} W_{22} + j \operatorname{Im} W_{22}) + (\operatorname{Re} W_n + j \operatorname{Im} W_n) \right]}, \quad (5)$$

где  $W_{11}, W_{22}, W_{12}, W_{21}, W_n$  – иммитансные параметры четырехполюсника и индуктивности нагрузки  $L_n$ .

Найдем реальную и мнимую части входного иммитанса:

$$\operatorname{Re} W_n = \operatorname{Re} W_{11} - \frac{(\operatorname{Re} W_{12} W_{21} (\operatorname{Re} W_{22} + \operatorname{Re} W_n) + \operatorname{Im} W_{12} W_{21} (\operatorname{Im} W_{22} + \operatorname{Im} W_n))}{\left( (\operatorname{Re} W_{22} + \operatorname{Re} W_n)^2 + (\operatorname{Im} W_{22} + \operatorname{Im} W_n)^2 \right)}, \quad (6)$$

$$\operatorname{Im} W_{ex} = \operatorname{Im} W_{11} - \frac{(-\operatorname{Re} W_{12} W_{21} (\operatorname{Im} W_{22} - \operatorname{Im} W_n) + \operatorname{Im} W_{12} W_{21} (\operatorname{Re} W_{22} + \operatorname{Re} W_n))}{\left( (\operatorname{Re} W_{22} + \operatorname{Re} W_n)^2 + (\operatorname{Im} W_{22} + \operatorname{Im} W_n)^2 \right)}. \quad (7)$$

Используя (7) с учетом (1) находим коэффициент умножения индуктивности, как  $K_L = \operatorname{Im} W_{ex} / \operatorname{Im} W_n$ :

$$K_L = \frac{\operatorname{Im} W_{11} - \frac{(-\operatorname{Re} W_{12} W_{21} (\operatorname{Im} W_{22} - \operatorname{Im} W_n) + \operatorname{Im} W_{12} W_{21} (\operatorname{Re} W_{22} + \operatorname{Re} W_n))}{\left( (\operatorname{Re} W_{22} + \operatorname{Re} W_n)^2 + (\operatorname{Im} W_{22} + \operatorname{Im} W_n)^2 \right)}}{\operatorname{Im} W_n} =$$

$$= \frac{\operatorname{Im} W_{11}}{\operatorname{Im} W_n} - \frac{(-\operatorname{Re} W_{12} W_{21} (\operatorname{Im} W_{22} - \operatorname{Im} W_n) + \operatorname{Im} W_{12} W_{21} (\operatorname{Re} W_{22} + \operatorname{Re} W_n))}{\left( (\operatorname{Re} W_{22} + \operatorname{Re} W_n)^2 + (\operatorname{Im} W_{22} + \operatorname{Im} W_n)^2 \right) \operatorname{Im} W_n}. \quad (8)$$

Подставляя (6) и (7) в (2) находим коэффициент умножения добротности:

$$K_Q = \frac{Q_2}{Q_1} = \frac{R_2}{L_1} = \frac{L_2}{R_2} \frac{R_1}{L_1} = K_L \frac{R_1}{R_2}. \quad (9)$$

Оптимальное значение умножаемой индуктивности  $L_{1,opt}$  находим как максимум графика зависимости  $K_L(L_1)$ , то есть  $L_{1,opt} = L_1 \left| \frac{\partial K_L}{\partial L_1} = 0 \right.$  (рис. 2, а).

#### Умножители индуктивности на двухзатворном транзисторе Шоттки

В диапазоне СВЧ, с учетом возможности интегральной технологии, целесообразно осуществлять реализацию умножителей индуктивности на базе полупроводниковых структур Шоттки. Исследование двухкаскадных вариантов таких умножителей показали, что наиболее высоким коэффициентом умножения индуктивности  $K_L$  обладает схема представленная на рис. 1, б. Частотные характеристики такого умножителя представлены на рис. 2, а.

Анализ графиков на рис. 2,3 показал, что схема на рис 1, б обладает свойствами умножителя индуктивности в диапазоне частот до 20 ГГц. Коэффициент умножения индуктивности зависит от частоты и величины умножаемой индуктивности. Максимальным частотным диапазоном умножения индуктивности обладает схема при подключении к ее выводам индуктивности  $L_1=0,5$  нГн.

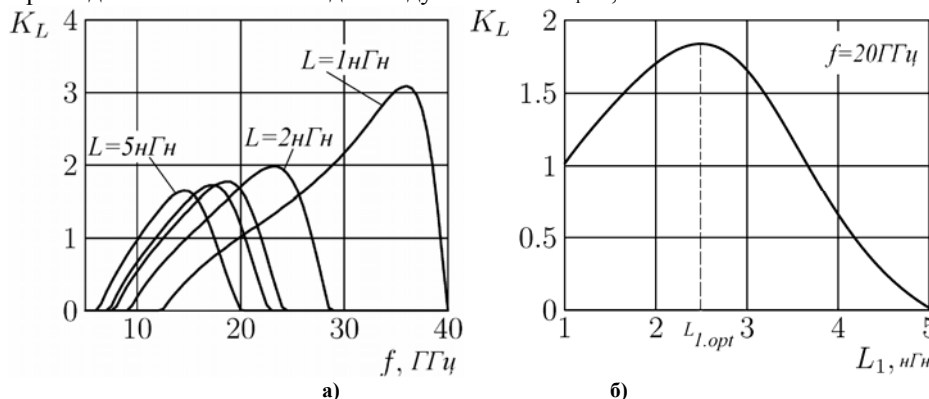


Рис. 2. График зависимости коэффициента умножения индуктивности: от частоты при различных значениях умножаемой индуктивности (а), от величины умножаемой индуктивности на фиксированной частоте  $f=20$  ГГц (б)

С ростом  $L_1$  частотный диапазон умножения индуктивности сужается. Максимальный коэффициент умножения достигается при значении умножаемой индуктивности  $0,8\text{нГн}$ , и составляет  $K_L=3.9$  на частоте  $40\text{ГГц}$  (максимум графика рис. 3). Абсолютная полоса умножения для  $L_1=1\text{нГн}$  составляет  $20\text{ГГц}$ , относительная полоса –  $20\text{ГГц}/30\text{ГГц}=0,66$ .

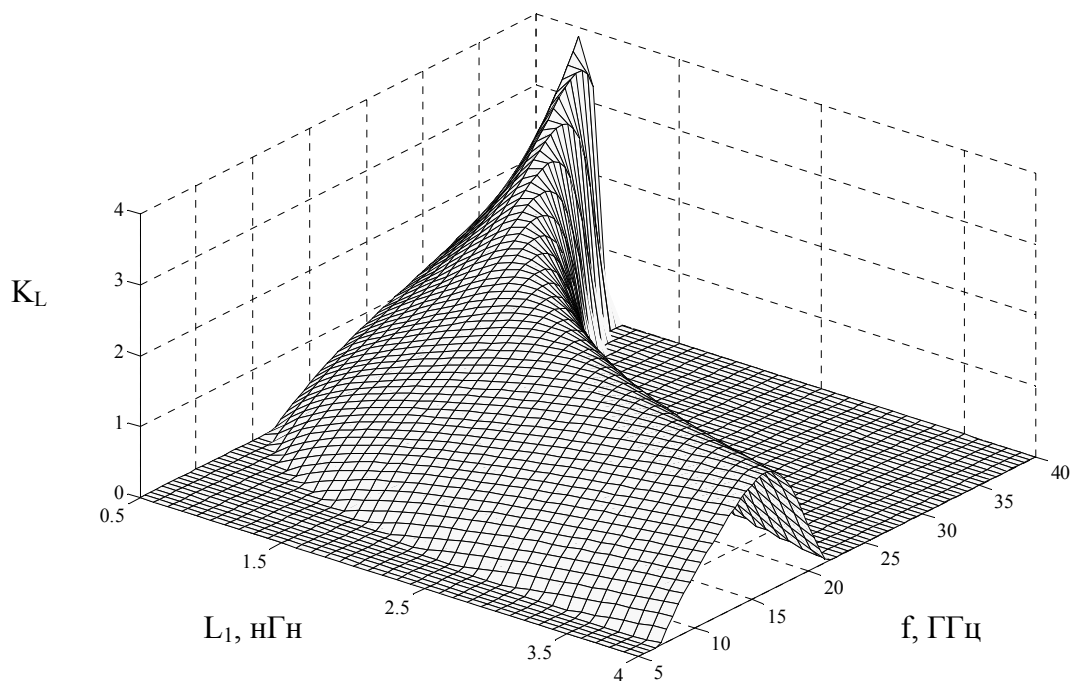


Рис. 3. График зависимости коэффициента умножения индуктивности от частоты и величины умножаемой индуктивности

Для каждой частоты существует оптимальная умножаемая индуктивность (рис. 2, б, рис. 3), например для  $f=20\text{ ГГц}$   $L_{1,\text{opt}}=2,5\text{ нГн}$ , что позволяет достичь максимального коэффициента умножения индуктивности  $K_{L,\text{max}}=1,8$  на этой частоте.

#### Выводы

Умножитель индуктивности – активный четырехполосник, величина индуктивности между одной из клемм которого зависит от величины индуктивности, подключенной к другой паре его клемм.

Характерным примером умножителя индуктивности является обобщенный конвертор иммитанса, с помощью которого возможно не только умножение индуктивности, но при определенных условиях обеспечивается повышение добротности. Его использование позволяет решить проблему миниатюризации микроэлектронных датчиков.

Наиболее высоким коэффициентом умножения индуктивности  $K_L$  обладает схема ОС (31,И), реализованная на базе двухзатворного полевого транзистора Шоттки. Коэффициент умножения индуктивности зависит от частоты и величины умножаемой индуктивности. Максимальным частотным диапазоном умножения индуктивности обладает схема ОС (31,И) при подключении к ее выводам индуктивности  $L_1=0,5\text{ нГн}$ .

Максимальный коэффициент умножения достигается при значении умножаемой индуктивности  $0,8\text{нГн}$ , и составляет  $K_L=3.9$  на частоте  $40\text{ГГц}$ . Схема на этой частоте реализует индуктивность величиной  $3,12\text{ нГн}$ .

#### Литература

1. Филинюк М. А. Основы негatronіки. Том II. Прикладні аспекти негatronіки. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 306с.
2. Богачев В.М., Никифоров В.В. Транзисторные усилители мощности. – М.: Энергия, 1978. – 334с.

Надійшла 9.2.2007 р.



## ДОСЯГНЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНОЇ НАДІЙНОСТІ НВЧ ДІОДНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Пропонується алгоритм автоматичної корекції вимірювального НВЧ діодного перетворювача, спрямований на постійне відтворення взірцевої міри, що забезпечує інваріантність відносно дестабілізуючих факторів та збереження метрологічної надійності.

**Вступ.** Діодні вимірювальні перетворювачі фізичних величин в аспекті їх застосування в діапазоні НВЧ за швидкістю та чутливістю складають унікально важливий та перспективний клас вимірювальних приладів. Вони вже знайшли широке практичне застосування в багатьох важливих науках та технічних галузях, але ще потребують більш поглибленого вивчення можливостей їх вдосконалення.

Як вимірювальний прилад діодний перетворювач потребує гарантії збереження точності в будь-який момент часу його використання. Існуюча нормативна база такої гарантії заснована на чіткій періодичності метрологічних процедур атестацій та перевірок, але це не достатньо гарантоване забезпечення метрологічної надійності, не кажучи вже про його занадто витратний характер.

**Постановка задачі.** Метрологічна надійність – це здатність вимірювального приладу зберігати встановлені метрологічні характеристики протягом встановленого періоду часу. Цей термін визначає важливу особливість вимірювального перетворювача (ВП) і потребує його визначення в метрологічних ДСТУ та застосування в технічних умовах та технічних вимогах до проектів ВП.

Для вимірювання інтенсивності ЕМП НВЧ низьких рівнів широко використовуються напівпровідникові перетворювачі різних типів, в тому числі діодні квадратичні перетворювачі. Однак відомим їх недоліком є низька точність перетворення, превалюючими є мультиплікативна похибка та похибка неквадратичності ділянки ВАХ, що використовується. Доцільним для усунення похибок такого характеру є використання зворотного зв'язку (ЗЗ), особливо в системах неперервного контролю [1]. Але через обмеженість можливостей методів із ЗЗ задача підвищення точності такого роду ВП залишається актуальною.

### Синтез віртуальної міри в часовому каналі

Функція вимірювального перетворення (ФВП) НВЧ діодного ВП  $y = (x^2, K, \beta)$ , охопленого додатнім зворотним зв'язком, характеризується коефіцієнтами прямого  $K$  та зворотного  $\beta$  перетворень:

$$y = \frac{K(t)}{1 - K(t) \cdot \beta} \cdot x^2. \quad (1)$$

Для корекції похибок побудуємо додатковий канал проходження вимірювального сигналу. Нехай на відрізу часу  $\Delta t = t_1 - t_0$  параметр  $K(t_0)$  не змінює свого значення. В момент часу  $t_1$  параметр  $K(t_0)$  отримує кінцевий приріст  $\Delta K(t_1)$ , мультиплікативно утворений за допомогою відомої величини  $q$ , а параметру  $\beta$  задається відома мультиплікативна зміна відомою величиною  $p$ :

$$\Delta K(t_1) = \begin{cases} K(t_0) - q \cdot K(t_1), & q < 1 \\ q \cdot K(t_1) - K(t_0), & q > 1 \end{cases} \quad (2)$$

$$\Delta \beta = \begin{cases} \beta - p \cdot \beta, & p < 1 \\ p \cdot \beta - \beta, & p > 1 \end{cases} \quad (3)$$

З врахуванням (2)- (3) ФВП (1) в моменти часу  $t_0, t_1$  має вигляд:

$$y(t_0, t_1) = \begin{cases} y = \frac{K(t_0)}{1 - K(t_0) \cdot \beta} \cdot x^2, & t = t_0, \\ y = \frac{q \cdot K(t_1)}{1 - q \cdot p \cdot K(t_1) \cdot \beta} \cdot x^2, & t = t_1. \end{cases} \quad (4)$$

Аналітичний зв'язок між значеннями коефіцієнтів перетворення та параметричних операторів отримуємо з виразу інваріанта чутливості

$$\sum_{i=1}^n \varphi_i^{(y)} = 1, \quad (5)$$

в якому значення функцій відносної чутливості визначимо для коефіцієнтів  $K_0$  і  $\beta_0$

$$\varphi_K^{(y)} = \frac{\Delta y_K(t)}{\Delta K(t)} \cdot \frac{K_0(t)}{y_0(t)} = \frac{1}{1 - K_0(t) \cdot \beta_0 \cdot q}, \quad (6)$$

$$\varphi_\beta^{(y)} = \frac{\Delta y_\beta(t)}{\Delta \beta} \cdot \frac{\beta_0}{y_0(t)} = -\frac{K_0(t) \cdot \beta_0}{1 - K_0(t) \cdot \beta_0 \cdot p}, \quad (7)$$

де  $\frac{\Delta K(t)}{K_0} = 1 - q = \Delta q$ ;  $\frac{\Delta \beta}{\beta_0} = p - 1 = \Delta p$ ,  $x$  вважаємо постійною величиною.

Параметричні оператори, рівні відомим коефіцієнтам перетворення в колах прямого та зворотного перетворень, деформують ФВП, викликаючи відповідні зміни вихідного сигналу, за якими цю функцію можна відновити. Вирішимо обернену задачу, визначивши значення параметричних операторів, при яких ФВП не деформується і, відповідно, вихідний сигнал не змінюється. Значення названих коефіцієнтів визначені виходячи з двох основних умов: 1) отримання необхідної чутливості перетворення; 2) отримання необхідного запасу стійкості. Включимо в кола прямого та зворотного перетворень пасивні параметричні модулятори, що керовані періодичним сигналом задаючого генератора низької частоти  $\Omega$  (рис. 1). У вихідному стані положення робочої точки на характеристиках  $y = f(K, \beta)$  визначається обраними значеннями коефіцієнтів  $K$ ,  $\beta$  та значенням вимірюваного параметра сигналу  $x = const$  (рис. 2). Параметрична модуляція коефіцієнта  $K$  від значення  $K_0$  до  $K_1 = K_0 \cdot q$ ,  $q < 1$  викликає переміщення робочої точки з положення  $a$  в положення  $b$  на характеристиці  $y = f(K, \beta_0)$ , а модуляція коефіцієнта від значення  $\beta_0$  до  $\beta_1 = \beta_0 \cdot p$ ,  $p > 1$  – відповідне переміщення  $a - b$  на характеристиці  $y = f(K_0, \beta)$ . При цьому вихідна величина  $y$  відповідно змінюється від значення  $y_0$  до  $y_K$ ,  $y_\beta$ . Якщо обрати значення  $q$  та  $\beta$  такими, щоб зміна вихідної величини під дією оператора  $q$  компенсувалося оператором  $p$ , то при одночасній модуляції робоча точка стрибком переміщується з положення  $a$  в положення  $c$  на характеристиці  $y = f(K, \beta_0 \cdot p)$  та відповідно в положення  $c$  на характеристиці  $y = f(K_0 \cdot q, \beta)$ , розташовуючись на лінії  $y_0 = const$ . Таким чином, параметрична модуляція прямого та зворотного вимірювальних каналів повинна бути синхронною та протифазною.

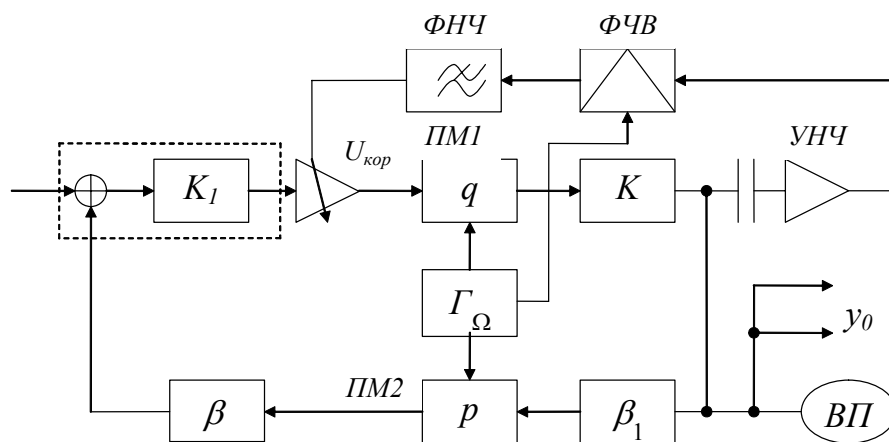


Рис. 1. Структурна схема інваріантного НВЧ діодного інваріантного перетворювача

Враховуючи, умови (6)- (7), розв'язок рівняння (5) відносно параметричних операторів має вигляд

$$\frac{\Delta q}{q \cdot \Delta p} = K_0(t) \cdot \beta_0. \quad (8)$$

Вираз (8) означає, що даному значенню петльового підсилення  $K_0(t) \cdot \beta_0$  відповідає конкретне значення операторів, яке визначає сумісність параметричної модуляції.

Вихідний сигнал описується двома стійкими станами (4), де  $t_0 \in [0; T/2]$ ,  $t_1 \in [T/2; T]$ . Враховуючи, що параметричні оператори є елементами з дискретними значеннями їх коефіцієнтів перетворення [2], часові функції коефіцієнтів прямого та зворотного перетворень при протифазній їх зміні можна представити виразами, аналогічними до амплітудно-модульованих коливань з прямокутним законом модуляції

$$K(\Omega) = \frac{K_0 + K_1}{2} \left( 1 + \frac{K_0 - K_1}{K_0 + K_1} \cdot \text{sign} \sin \Omega t \right), \quad (9)$$

$$\beta(\Omega) = \frac{\beta_0 + \beta_1}{2} \left( 1 + \frac{\beta_0 - \beta_1}{\beta_0 + \beta_1} \cdot \text{sign} \sin(\Omega t + \pi) \right), \quad (10)$$

де  $\text{sign} \sin \Omega t = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}$  - сигнум-функція (огинаюча знака періодичних функцій  $K(\Omega)$  та  $\beta(\Omega)$ ). Врахуємо, що  $K_1 = K_0 \cdot q$ ,  $\beta_1 = \beta_0 \cdot p$ . Тоді вирази (9), (10) мають вигляд

$$K(\Omega) = \frac{1}{2} K_0 (1+q) \left( 1 + \frac{1-q}{1+q} \text{sign} \sin \Omega t \right), \quad (11)$$

$$\beta(\Omega) = \frac{1}{2} \beta_0 (1+p) \left( 1 - \frac{p-1}{p+1} \text{sign} \sin \Omega t \right). \quad (12)$$

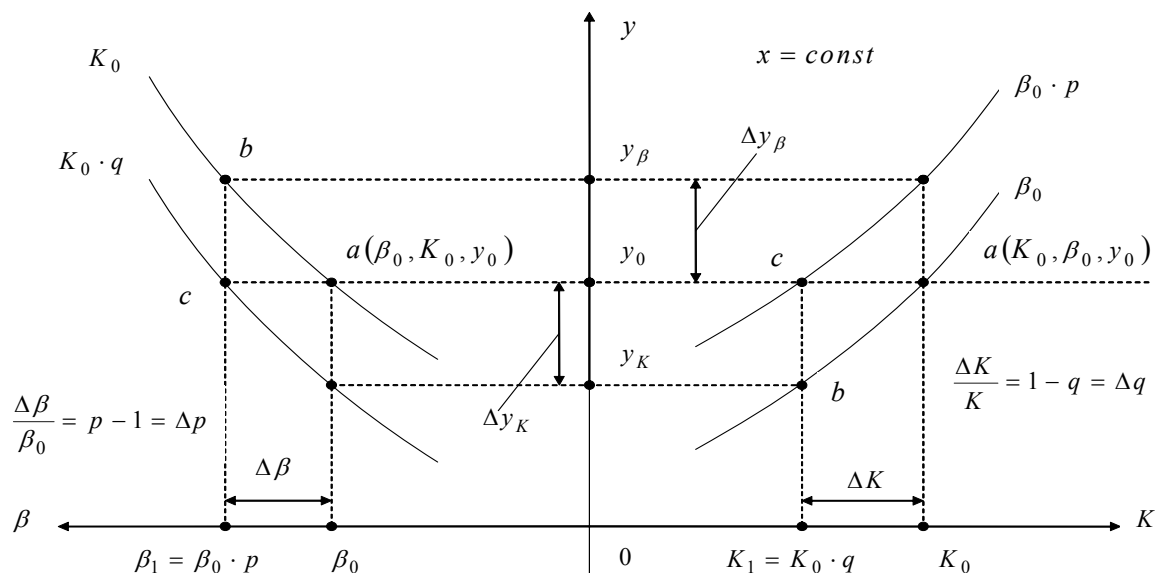


Рис. 2. Пояснення принципу сумісної параметричної модуляції

З рівнянь (11)- (12) та (4) отримаємо в результаті перетворень вид вихідного сигналу

$$y(\Omega) = \frac{K_0(1+q) - K_0^2 \cdot \beta(q \cdot p + q)}{2(1 - K_0 \cdot \beta_0)(1 - K_0 \cdot \beta_0 \cdot q \cdot p)} \cdot x^2 \left[ 1 + \frac{K_0(1-q) - K_0^2 \cdot \beta(q \cdot p - q)}{K_0(1+q) - K_0^2 \cdot \beta(q \cdot p + q)} \cdot \text{sign} \sin \Omega t \right]. \quad (13)$$

Вираз (13) описує амплітудно-модульований сигнал з прямокутним законом модуляції, який в загальному випадку  $y(\Omega) = y_{cp}(1 + m \text{sign} \sin \Omega t)$ . Підставивши значення  $K_0$  з (8) в (13), отримаємо

$$y_{cp} = \frac{1-q}{(q \cdot p - 1) \cdot \beta_0} \cdot x^2, \quad (14)$$

а складова в квадратних дужках виразу (13) стає рівною 1, оскільки коефіцієнт параметричної модуляції  $m = 0$ .

З іншого боку, вважаючи середнє значення амплітудно-модульованого сигналу (13) рівним вихідному значенню (сигналу без параметричної модуляції) отримаємо

$$y_{cp} = \frac{K_0(1+q) - K_0^2 \cdot \beta(q \cdot p + q)}{2(1 - K_0 \cdot \beta_0)(1 - K_0 \cdot \beta_0 \cdot q \cdot p)} \cdot x^2 = \frac{K_0}{1 - K_0 \cdot \beta_0} \cdot x^2, \quad (15)$$

$$\frac{\Delta q}{q \cdot \Delta p} = K_0(t) \cdot \beta_0.$$

Крім того, прирівнявши нулю значення коефіцієнта параметричної модуляції в (13), отримаємо також

$$m = \frac{K_0(1-q) - K_0^2 \cdot \beta(q \cdot p - q)}{K_0(1+q) - K_0^2 \cdot \beta(q \cdot p + q)} = 0, \quad (16)$$

$$\frac{\Delta q}{q \cdot \Delta p} = K_0(t) \cdot \beta_0.$$

Аналогічний результат отримуємо з рівності нулю амплітуди змінної складової

$$y_m = y_{cp} \cdot m = \frac{K_0(1-q) - K_0^2 \cdot \beta(q \cdot p - q)}{2(1 - K_0 \cdot \beta_0)(1 - K_0 \cdot \beta_0 \cdot q \cdot p)} \cdot x^2 = 0, \quad (17)$$

$$\frac{\Delta q}{q \cdot \Delta p} = K_0(t) \cdot \beta_0.$$

Таким чином, проведений аналіз показує, що при дотриманні відношення (8) у вихідному сигналі не міститься складова частоти модуляції. Вираз (17) є рівнянням на лаштування ВП, при виконанні якого функція перетворення ВП визначена значенням

$$y = S_0 \cdot x^2, \quad (18)$$

де  $y = \frac{1-q}{(q \cdot p + 1) \cdot \beta_0} = \frac{q \cdot \Delta p \cdot K_0}{q \cdot p - 1}$  - загальний коефіцієнт перетворення ВП, який визначає чутливість і точність вимірювання в умовах ідеальної сумісності параметричної модуляції.

Припустимо, що після налаштування ВП коефіцієнт перетворення отримав похибку, джерелом якої можуть бути дестабілізуючі фактори, а також неквадратичність функції перетворення, що проявляється при зміні рівня вимірюваного сигналу. З (15)- (17) маємо, що вихідний сигнал стає модульованим по амплітуді

$$y(\Omega, \gamma_K) = \frac{q \cdot \Delta p}{2(q \cdot p - 1)} \cdot K_0(1 + \gamma_K) \cdot x^2 \left[ 1 + \frac{\gamma_K}{1 + \gamma_K} \text{sign} \sin(\Omega t + \pi) \right]. \quad (19)$$

З (19) видно, що у вихідному сигналі з'явилась змінна складова, фазовий зсув якої по відношенню до модульованого сигналу складає  $+\pi$ , якщо похибка коефіцієнта прямого перетворення  $\gamma_K$  додатна.

$$y(\Omega, \gamma_K) = \frac{q \cdot \Delta p}{2(q \cdot p - 1)} \cdot K_0 \cdot \gamma_K \cdot x^2 \cdot \text{sign} \sin(\Omega t + \pi). \quad (20)$$

Сигнал (20) можна використати для автоматичної корекції похибки, яка виникла, оскільки його амплітуда пропорційна відносному значенню цієї похибки, а фаза корельована з її знаком. Для цього виділимо його з вихідного сигналу ВП, вибірково підсилимо на частоті модуляції та випрямимо фазочастотним випрямлячем (ФЧВ) (рис. 2). На виході ФЧВ, коефіцієнт передачі якого змінюється за законом керуючої напруги, отримаємо

$$U_{\text{ФЧВ}} = K_{\Omega} \cdot K_{\text{ФЧВ}} \cdot \frac{q \cdot \Delta p}{2(q \cdot p - 1)} \cdot K_0 \cdot \gamma_K \cdot x^2 \cdot (1 - \text{sign} \sin \Omega t) \cdot \text{sign} \sin \Omega t, \quad (21)$$

де  $K_{\Omega}$ ,  $K_{\text{ФЧВ}}$  - відповідно коефіцієнти підсилення підсилювача низьких частот (ПНЧ) та коефіцієнт передачі ФЧВ.

Враховуючи, що  $(\text{sign} \sin \Omega t)^2 = 1$ , а також, що сигнал (21) пройшов через ФНЧ, можна отримати наступне значення корегуючого сигналу

$$U_{\text{кор}} = -S_{\text{кор}} \cdot y_m,$$

де  $y_m = \frac{q \cdot \Delta p}{2(q \cdot p - 1)} \cdot K_0 \cdot \gamma_K \cdot x^2$  - амплітуда змінної складової,  $S_{\text{кор}} = K_{\Omega} \cdot K_{\text{ФЧВ}} \cdot K_{\text{ФНЧ}}$ .

Замкнемо вихід каналу корекції на керуючий вхід підсилювача в колі прямого перетворення, утворюючи коло параметричного зворотного зв'язку (рис. 2). Нехай характеристика керування підсилювача описується звичайною залежністю [2]

$$K_K = K_{K0}(1 + S_K \cdot U_{\text{кор}}),$$

де  $S_K$  - крутизна характеристики керування [1/В].

Тоді вихідний сигнал ВП дорівнює

$$y = \frac{q \cdot \Delta p}{q \cdot p - 1} \cdot K_0 \cdot (1 + \gamma_K) \cdot x^2 \cdot \left( 1 - S_K \cdot S_{\text{кор}} \cdot \frac{q \cdot \Delta p}{2(q \cdot p - 1)} \cdot K_0 \cdot \gamma_K \cdot x^2 \right), \quad (22)$$

Після перетворення виразу (22) отримуємо

$$y = S_0 \cdot \left( 1 \pm \frac{\gamma_K}{S_K \cdot S_{\text{кор}}} \right) \cdot x^2 \pm y_a,$$

де  $y_a$  - адитивна похибка перетворення.

Таким чином, після автоматичної корекції мультиплікативної похибки  $\gamma_K$  ФВП залишається нескорельованою адитивна похибка  $y_a$ . Величина  $\gamma_K$  може бути настільки малою, що нею можна знехтувати, і визначається добутком  $S_K \cdot S_{\text{кор}}$ , значення якого складає декілька порядків, залежно від підсилення ПНЧ в колі параметричного зворотного зв'язку.

#### Висновки

Пропонується нова форма вірцевої міри - аналітичне співвідношення між параметрами діодного

перетворювача та коефіцієнтами параметричної модуляції.

Створено алгоритм автоматичної корекції функції вимірювального перетворення, що спрямоване на постійне відтворення взірцевої міри.

НВЧ діодний вимірювальний перетворювач, в якому реалізується запропонований метод досягнення метрологічної надійності, стає інваріантним відносно дестабілізуючих факторів та постійно безперервно зберігає метрологічні характеристики.

### Література

1. Горюхи А.М. Синтез систем с обратной связью. – М.: Сов. радио, 1970. – 600с.
2. Скрипник Ю.А. Модуляционные измерения параметров сигналов и цепей – М: Сов. радио, 1975. – 320с.

УДК 531.751

В.О. ПОДЖАРЕНКО, Ю.В. ШАБАТУРА, А.В. ПОДЖАРЕНКО

Вінницький національний технічний університет

## ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-ТЕОРЕТИЧНИЙ МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ МОМЕНТУ ІНЕРЦІЇ ТІЛ ОБЕРТАННЯ

*Виконаний аналіз проблематики визначення моментів інерції тіл обертання. Показані недоліки і переваги відомих експериментальних та теоретичних методів оцінки моментів інерції. Розроблений принципово новий експериментально-теоретичний метод визначення моменту інерції тіл обертання з відносно рухомим підвісом. Виконана його експериментальна перевірка.*

### Вступ

Очевидно, що вже одразу після винаходу колеса перед людством впритул постали практичні задачі, пов'язані з визначенням та дослідженням характеристик як обертальних рухів, так і тіл, які здійснюють обертання відносно визначених центрів, або осей. Традиційно ці задачі віднесені до поля діяльності класичних розділів теоретичної та прикладної механіки. Однак їх практичне вирішення потребує не лише теоретичних досліджень з використанням добре розвинутого математичного апарату механіки Ньютона, але й застосування теоретичних і практичних положень, методів та засобів, які відносяться до арсеналу вимірювальної техніки.

Уважний аналіз закономірностей будови і поведінки матеріальних об'єктів, які розташовані в доступній для наших спостережень частині Всесвіту приводить до беззаперечного висновку – всі тіла, які ми спостерігаємо, приймають участь в обертальних рухах. Цілком очевидно, що тут все залежить від вибору системи координат відліку. Якщо об'єкт, що лежить перед нами на столі є відносно нас нерухомим, то відносно осі обертання планети Земля він здійснює обертальний рух, аналогічний рух, тільки в іншій системі координат він здійснює відносно Сонця і т. д. Таким чином можна зробити висновок: для того, щоб повністю охарактеризувати рух тіла, що зберігає свою форму відносно певної системи відліку, потрібно знати закон руху системи відліку, яка є жорстко зв'язаною з досліджуванним тілом. Зрозуміло, що в такій загальній постановці ця задача є некоректною і навряд чи в найближчому майбутньому стане можливим її точне вирішення, враховуючи всю складність взаємних рухів в космічних масштабах. Проте сьогодні ставить перед нами цілком практичні задачі, які вимагають рішень, у яких можна не враховувати тих тонких ефектів пов'язаних з надзвичайно складною картиною взаємних рухів, що були ледь окреслені в цій передмові. Ці задачі пов'язані з визначенням основних кінематичних та механічних характеристик тіл обертання, що зберігають власну форму і мають чітко визначену вісь обертання. Зокрема, особливу актуальність має задача визначення моменту інерції роторних систем, до яких можна віднести переважно більшість електромеханічних перетворювачів (електродвигуни, генератори і т.п.). Потреба в якомог точнішому знанні цієї величини викликана необхідністю її врахування як на стадії проектування роторних систем, так і під час їх експлуатації, оскільки це дозволяє враховувати інерційні властивості даних об'єктів і відповідно дає можливість скорегувати їх динамічні характеристики та додержуватися безпечних режимів експлуатації.

### Аналіз попередніх публікацій

Аналіз багатьох інформаційних джерел дозволяє класифікувати відомі методи визначення моментів інерції на два узагальнені класи. Це методи, які умовно можна віднести до теоретичних і яким присвячено чимало публікацій та фундаментальних робіт [1, 2, 3], та методи, які використовують експериментальну методику визначення цієї важливої величини [4, 5, 6, 7].

Методи, віднесені до класу теоретичних, дозволяють практично з абсолютною точністю визначати моменти інерції лише для ідеальних фізичних об'єктів, які мають повну симетрію в усьому об'ємі відносно осей обертання, а центр їхньої маси співпадає з геометричним центром. Зрозуміло, що реальні об'єкти ніколи повністю не відповідають зазначеним вимогам, оскільки їхня геометрія не задовольняє критерії абсолютної симетрії, а розподіл мас часто є взагалі невідомим, або має доволі наближене визначення. Тому практичне застосування даних методів для обчислення моментів інерції реальних фізичних об'єктів, якими є роторні

системи, є малоефективним і може приводити до виникнення похибок, які набагато перевищують допустимі значення.

Методи, які відносяться до класу експериментальних, мають певні переваги, але їм притаманні і недоліки. До переваг даних методів потрібно віднести те, що їх застосування дозволяє оцінити реальне значення моментів інерції досліджуваних об'єктів з наперед визначеною точністю. Серед недоліків відзначимо, насамперед, їхню обмежену точність, яка визначається реальними умовами вимірювань та похибками засобів вимірювань, причому досить часто проведення спеціальних вимірювальних експериментів на роторних системах пов'язане з цілим рядом обмежувальних умов і тоді деякі з цих методів стають малоприматними, а іноді їх застосування є взагалі недопустимим. Тому є важливим пошук компромісів, які передбачають об'єднання переваг теоретичних і експериментальних методів з одночасною взаємною компенсацією їх недоліків.

### Мета роботи

Виконати теоретичну розробку та експериментальну перевірку нового раціонального експериментально-теоретичного методу визначення приведенного моменту інерції роторних систем.

### Постановка задачі

З позицій класичної механіки Ньютона рухому частину роторної системи можна розглядати як тверде тіло, що є дискретною системою жорстко зв'язаних матеріальних точок з масою  $m_i$ , і яке має певну кінетичну енергію в полі потенціальних сил. Розглянемо загальний випадок. Нехай рухома система відліку співпадає з центром ваги  $C$  обертової частини роторної системи, тоді її кінетичну енергію можна подати у вигляді суми двох частин

$$E = \frac{1}{2} M V_C^2 + \frac{1}{2} \sum_i m_i [\vec{\omega} \vec{r}_i]^2, \quad (1)$$

де  $M = \sum_i m_i$  - маса обертової частини;  $\frac{1}{2} M V_C^2$  - частина, що визначає кінетичну енергію

поступального руху;  $\frac{1}{2} \sum_i m_i [\vec{\omega} \vec{r}_i]^2$  - частина, що визначає кінетичну енергію обертального руху з кутовою швидкістю  $\vec{\omega}$  відносно осі, яка проходить через центр мас  $C$  тіла, представленого системою матеріальних точок, що знаходяться на відстані  $r_i$  від осі обертання.

Виконаємо аналіз кінетичної енергії обертального руху. Якщо врахувати відоме співвідношення [1],

$$[\vec{\omega} \vec{r}_i]^2 = \omega^2 r_i^2 - (\vec{\omega} \cdot \vec{r}_i)^2, \quad (2)$$

та виразити величини  $\omega^2$ ,  $r_i^2$  і їх векторний добуток  $\vec{\omega} \cdot \vec{r}_i$  через компоненти розкладу в базовій системі координат

$$\begin{cases} \vec{\omega} \cdot \vec{r}_i = x_i \omega_x + y_i \omega_y + z_i \omega_z \\ \omega^2 = \omega_x^2 + \omega_y^2 + \omega_z^2, r_i^2 = x_i^2 + y_i^2 + z_i^2 \end{cases} \quad (3)$$

то можна отримати таку залежність для кінетичної енергії обертального руху роторної системи

$$K = \frac{1}{2} (J_{xx} \omega_x^2 + J_{yy} \omega_y^2 + J_{zz} \omega_z^2 + 2J_{xy} \omega_x \omega_y + 2J_{xz} \omega_x \omega_z + 2J_{yz} \omega_y \omega_z), \quad (4)$$

$$\begin{cases} J_{xx} = \sum_i m_i (y_i^2 + z_i^2); J_{yy} = \sum_i m_i (x_i^2 + z_i^2); J_{zz} = \sum_i m_i (x_i^2 + y_i^2); \\ J_{xy} = -\sum_i m_i x_i y_i; J_{xz} = -\sum_i m_i x_i z_i; J_{yz} = -\sum_i m_i y_i z_i \end{cases} \quad (5)$$

Введемо нові позначення індексів  $\alpha, b = x, y, z$ . Тоді вираз для кінетичної енергії обертального руху можна записати в більш компактному вигляді

$$K = \frac{1}{2} \sum_{ab} J_{ab} \omega_\alpha \omega_b, \quad (6)$$

де

$$J_{ab} = \begin{pmatrix} J_{xx} & J_{xy} & J_{xz} \\ J_{xy} & J_{yy} & J_{yz} \\ J_{xz} & J_{yz} & J_{zz} \end{pmatrix}, \quad (7)$$

є повним тензором інерції роторної системи.

Для практичних цілей окремо визначаються осьові моменти інерції, які є діагональними елементами

матриці тензора інерції, та недіагональні – вони визначають центробіжні моменти інерції.

Означена загальна постановка задачі визначення інерції тіла обертання по відношенню до роторних систем трансформується в значно вужчу задачу визначення моменту інерції обертової частини роторної системи відносно її осі обертання. Причому, потреби практики вимагають визначення приведенного моменту інерції для таких об'єктів, оскільки знання цієї величини дозволяє здійснювати об'єктивний критеріальний аналіз з метою порівняння якості роторних систем.

#### Основна частина

Для роторної системи приведений момент інерції може бути визначений з рівняння руху

$$\ddot{\varphi} + 2\mu\dot{\varphi} + \Omega^2\varphi = \frac{M}{J}, \quad (8)$$

де  $\varphi$  – кут повороту рухомої частини роторної системи,  $\mu$  – коефіцієнт демпфування,  $\Omega$  – кутова швидкість, яка відповідає власній критичній частоті роторної системи.

Кут повороту  $\varphi$  пов'язаний з іншими характеристиками обертого руху таким рівнянням зв'язку

$$\varphi = \omega t = \frac{2\pi t}{\tau}, \quad (9)$$

де  $\tau$  – період обертання.

$M$  – момент сили, який виникає через зміщення осі обертання роторної системи по відношенню до центральної осі інерції

$$M = me\omega^2 \sin \omega t, \quad (10)$$

де  $e$  – зміщення фізичної осі обертання по відношенню до центральної осі інерції, причому дане зміщення є результатом додавання двох складових

$$e = \varepsilon + \lambda, \quad (11)$$

де  $\varepsilon$  – ексцентриситет маси,  $\lambda$  – інерційне зміщення осі роторної системи.

Розв'язок рівняння (8) за умови нехтування малим коефіцієнтом демпфування  $\mu$  та з врахуванням (10) має вигляд

$$\varphi = \varphi_0 \cos \Omega t + \frac{\dot{\varphi}_0}{\Omega} \sin \Omega t - \frac{me^2}{J(\Omega^2 - \omega^2)} \sin \Omega t + \frac{me^2 \omega^2}{J(\Omega^2 - \omega^2)} \sin \omega t. \quad (12)$$

Отриманий розв'язок свідчить про коливальний характер руху, причому дві перших складових описують вільні коливання роторної системи з кутовою швидкістю  $\Omega$ . Третя складова характеризує гармонічні коливання з кутовою швидкістю  $\Omega$  і амплітудою, яка залежить від значення моментної сили (вільні супроводжувальні коливання). Четверта складова описує вимушені коливання з кутовою швидкістю  $\omega$  і амплітудою

$$A = \frac{me^2 \omega^2}{J(\Omega^2 - \omega^2)}. \quad (13)$$

З останнього виразу отримуємо залежність для приведенного моменту інерції

$$J = \frac{me^2}{A \left( \frac{\Omega^2}{\omega^2} - 1 \right)}. \quad (14)$$

З [6] відомо, що характер залежності інерційного зміщення від кутової швидкості подібний до такої ж залежності для приведенного моменту інерції

$$\lambda = \frac{\varepsilon}{\frac{\Omega^2}{\omega^2} - 1}. \quad (15)$$

Отже зміна кутової швидкості приводить до зміни інерційного зміщення, а це в умовах газового підвісу обертової частини роторної системи викликає зміщення  $e$  її осі обертання. У відповідності з теоремою Штейнера останнє викликає зміну приведенного моменту інерції

$$J = J_0 + me^2, \quad (16)$$

де  $J_0$  – головний момент інерції.

Аналіз отриманих співвідношень показує, що якщо кутова швидкість значно перевищує своє критичне значення  $\omega \gg \Omega$ , то з рівняння (15) отримуємо  $\lambda \approx -\varepsilon$ . Тоді з (11) витікає  $e = 0$ . В такому випадку  $J = J_0$ . Отже головний момент роторної системи можна визначити як межу співвідношення (14)

$$J_0 = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{me^2}{A \left( \frac{\Omega^2}{\omega^2} - 1 \right)} \quad (17)$$

Таким чином для визначення моменту інерції роторної системи з фіксованим значенням маси необхідно експериментальним шляхом знайти залежності  $\omega = \omega(t)$ ,  $A = A(t)$ . При цьому необхідно враховувати, що коливання кутової швидкості можуть викликатися цілим комплексом причин серед яких є вплив конструкції механізму, кріплення, технологічні похибки і т.д. Тому потрібно з отриманої залежності  $A = A(t)$  виділити гармонічну складову  $A_\omega = A_\omega(t)$ , яка відповідає фіксованим значенням кутової швидкості.

В підсумку процедуру визначення моменту інерції роторної системи доцільно представити у формі алгоритму виконання обчислень та вимірювань, який призначений для реалізації засобами інформаційно-вимірювальних систем.

З метою практичної перевірки розробленого методу були виконані експериментальні дослідження роторної системи з такими параметрами: маса обертової частини .

Результати обчислень та експериментальних вимірювань представлені в графічній формі на рис. 2. Вони виконувалися для роторної системи з газовим підвісом обертової частини, вага якої 1,235 кг. У повній відповідності з отриманими теоретичними залежностями в експерименті спостерігалось збільшення приведенного моменту в зоні докритичних кутових швидкостей з досягненням його максимуму при кутовій швидкості  $\Omega = 7,915 \text{ c}^{-1}$ , яка відповідає критичному значенню кутової швидкості даної системи. В зоні закритичних кутових швидкостей спостерігається зменшення коливань моменту інерції, що пояснюється зменшенням амплітуди коливань осі обертання роторної системи відносно головної осі інерції і наближення значення моменту інерції  $J$  до значення головного моменту інерції  $J_0$ .

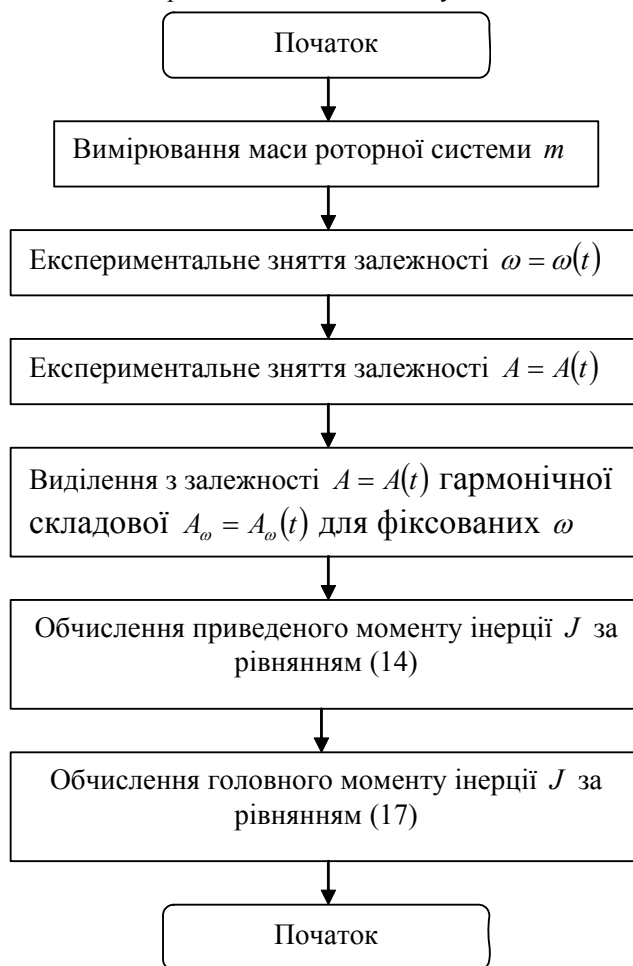


Рис. 1. Блок-схема алгоритму експериментально-обчислювальної процедури визначення моменту інерції

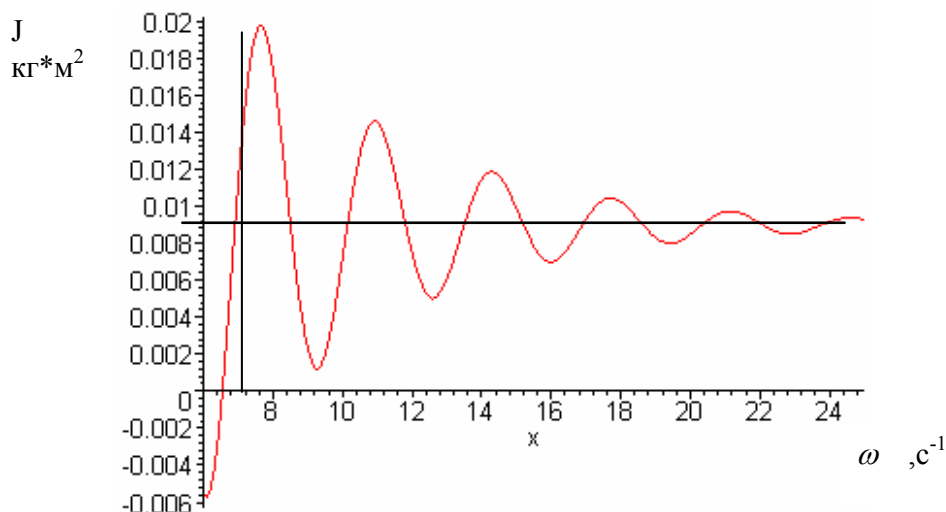


Рис. 2. Експериментальна залежність приведенного моменту інерції від кутової швидкості



Таким чином проведені експериментальні дослідження повністю підтверджують методіку теоретично-експериментального методу визначення моментів інерції тіл обертання.

#### Висновки

В даній роботі виконана розробка та експериментальна перевірка нового експериментально-теоретичного методу визначення моменту інерції роторних систем, які мають газовий підвіс валу обертової частини. Метод орієнтований для використання в спеціалізованих інформаційно-вимірювальних системах і дозволяє оцінювати з підвищеною точністю приведенний момент інерції, основний момент інерції та критичне значення кутової швидкості досліджуваних тіл обертання.

#### Література

1. Ольховський І.І. Курс теоретической механики для физиков. – М.: Изд. Московского ун-та, 1974. – 570 с.
2. Павловський М.А. Теоретична механіка. – К.: Техніка, 2002. – 367 с.
3. Фаворин М.В. Моменты инерции тел. Справочник/ Под ред. М.М. Гернета. Изд. 2-е. – М., 1977. – 512 с.
4. Гернет М.М., Ратобильский В.И. Экспериментальное определение моментов инерции. М.: Машиностроение, 1985.
5. Кухарчук В.В. Елементи теорії контролю динамічних параметрів електричних машин. – Вінниця: „Універсум-Вінниця”, 1985
6. Кухарчук В.В. Математична модель вимірювального перетворення моменту інерції ротора синхронних машин // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1998. № 2. – С. 62-70.
7. Андреев Ю.М., Шелудяков О.Л. Рациональный метод экспериментального определения тензора инерции звеньев пространственных механизмов. Вестник ХГПУ, вып. 29, 1999. – 7 с.

Надійшла 15.2.2007 р.

УДК: 536.5.087.92

В.Ю. ЛУЦЕНКО, А.С. ЖАГРОВ, М.А. ГОТОВКИН  
Запорожская государственная инженерная академия

## ИССЛЕДОВАНИЕ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПРОЦЕССОВ ТЕПЛООВОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ТЕРМОПАРЫ С ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДОЙ

*Запропоновано алгоритм дослідження нестационарних процесів теплової взаємодії термопары із зовнішнім середовищем. Описано вимірювальну установку на базі датчика з комутаційним перетворенням термо-ЕРС. Експериментально зареєстрований тепловий перехідний процес зумовлений виділенням теплоти Пельтьє. Перехідний процес апроксимовано сумою трьох експоненційних складових, появу яких обґрунтовано пов'язати з джерелами термо-ЕРС в термопарі – термоелектронами і спаями.*

Наряду с широким применением термопары для измерения температуры имеется ряд вопросов, ответы на которые носят не убедительный или двусмысленный характер. Так, например, для повышения точности измерений производимых деградирующей термопарой используется метод, основанный на пропускании через нее внешнего электрического тока, что вызывает нагрев или охлаждение спая и как следствие изменение величины регистрируемой термо-ЭДС. Величина этого изменения используется для определения поправок к полученным результатам измерения. Такой подход в измерении термо-ЭДС позволяет существенно увеличить срок эксплуатации термопары [1] В то же время убедительных физических обоснований введения этих поправок не существует.

Следует отметить, что даже такой принципиальный вопрос о природе термо-ЭДС решается неоднозначно. Так общепринято считать, что источниками термо-ЭДС являются как спай термопары, так и термоэлектроды [2] В то же время другие авторы рассматривают спай как «пассивный» электрический контакт двух термоэлектродов, а источником термо-ЭДС в этом случае являются термоэлектроды [3].

Известно, что изучение тепловых процессов вызванных выделением или поглощением теплот Пельтье и Томпсона дает полезную информацию. Особенную популярность такой подход нашел в исследовании тепловых переходных процессов в термоэлектрических генераторах и холодильниках [4]. Так в работе [5] описана установка (z-метр), в которой реализован метод Хармана. Этот метод позволяет измерить сопротивление, временную константу и термоэлектрическую добротность термоэлектрического охладителя. К недостаткам подобных устройств следует отнести наличие различных поправок и ограничений. Например, ограничения накладываются на величину пропускаемого через модуль тока: теплота Пельтье должна преобладать над теплотой Джоуля-Ленца. С другой стороны заслуживает внимания сам метод измерения: периодическое пропускание импульсов тока с измерением термо-ЭДС после каждого токового импульса. Применение такого подхода для термопары ограничивается рядом технических сложностей, связанными с повышенными требованиями предъявляемыми к установке для таких исследований. Это, в первую очередь

связано с тем, что величина термо-ЭДС в металлической термопаре на два-три порядка меньше чем термо-ЭДС в полупроводниковых структурах.

Целью настоящей работы является исследование и оптимизация метода изучения тепловых процессов в термопаре и ее теплового взаимодействия с окружающей средой, в основе которого лежит периодическое пропускание импульсного тока через термопару с одновременной регистрацией термо-ЭДС.

Изменение величины пропускаемого через термопару тока вызывает изменение количества выделяемой теплоты Пельтье и Томпсона, что обуславливает переходной процесс установления теплового равновесия. Основной проблемой является разделение теплоты Джоуля-Ленца, которая пропорциональна квадрату величины пропускаемого тока, и теплоты Пельтье (пропорциональна первой степени тока). Предлагается следующее решение этой задачи. Через термопару пропускается импульсный разнополярный ток с нулевой постоянной составляющей. В таком режиме происходит выделение теплоты Джоуля-Ленца, но при этом отсутствует выделение теплоты Пельтье. В этом режиме производится установка нуля (точки отсчета). Затем происходит переход в режим, когда один из импульсов инвертируется. При этом количество выделяемой теплоты Джоуля не изменяется, но уже вследствие появления ненулевой постоянной составляющей выделяется теплота Пельтье. Такой алгоритм позволяет исключить влияние теплоты Джоуля-Ленца в тепловых переходных процессах. Рассмотренный алгоритм реализован в измерительной установке, структурная схема которой представлена на рис. 1.

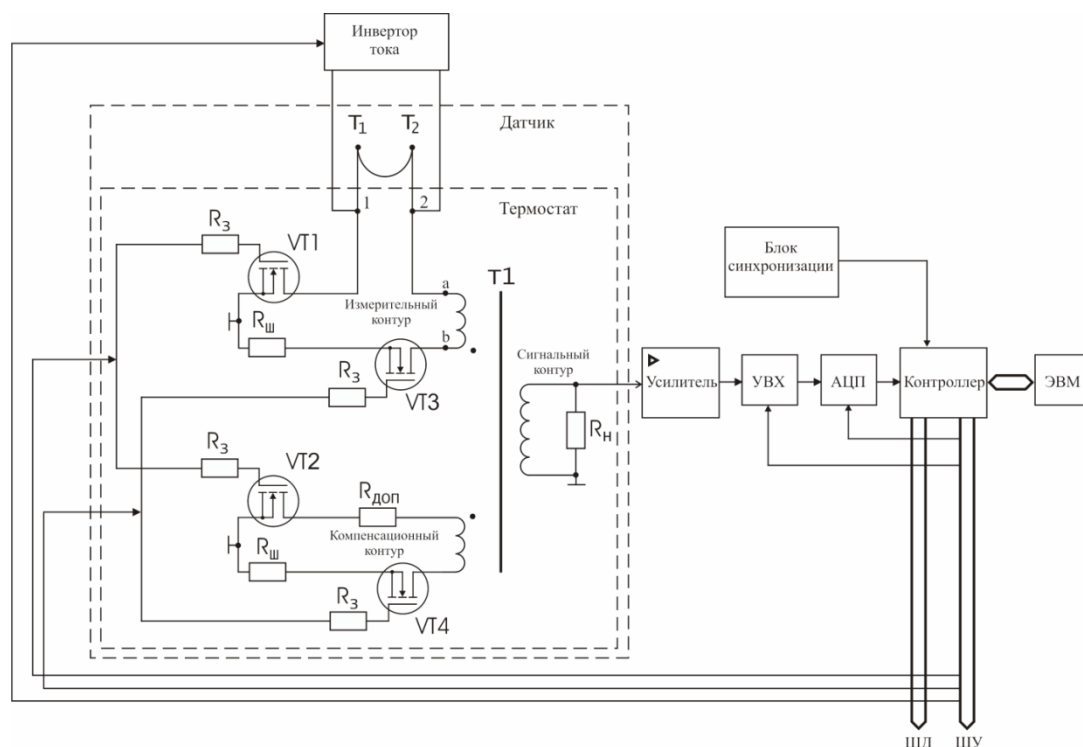


Рис. 1. Структурная схема измерительной установки для исследования тепловых процессов в термопаре и её теплового взаимодействия с окружающей средой

В основе установки лежит датчик температуры с коммутационным преобразованием термо-ЭДС. Выбор этого датчика был обусловлен его высокой чувствительностью порядка 0,05мкВ и продолжительностью единичного измерительного акта порядка 40 мS. Описание принципа работы и анализ этого датчика проведен в работах [6,7,8].

Сигнал с выхода датчика после предварительного усиления подается на вход устройства выборки и хранения УВХ, и затем – на вход АЦП. Цифровой код считывается контроллером и передается в ЭВМ. Контроллер управляет работой ключей VT1 – VT4, УВХ, АЦП и токовым инвертором. Для уменьшения влияния внешних электромагнитных наводок частотой 50 Гц момент регистрации сигнала синхронизируется с питающей сетью. Для этого применяется отдельный блок синхронизации, который запускает контроллер каждый период сетевой частоты. Регистрация выходного сигнала осуществляется через время  $t_1$  отсчитываемое относительно переднего фронта синхроимпульса. Токовый инвертор служит для формирования импульсов тока через термопару.

Единичный акт измерения происходит в два этапа длительностью 20мS каждый. На первом этапе через термопару пропускаются импульсы тока. Ключи VT1– VT4 в течение этого времени разомкнуты. На втором этапе происходит регистрация сигнала термо-ЭДС: ключи VT1– VT4 замыкаются, в сердечнике накапливается энергия, затем «сигнальные» ключи VT1, VT2 размыкаются и на сопротивлении  $R_n$  формируется переходной импульс, длительностью  $t_2$ . Амплитуда этого сигнала определяется действующей в цепи термо-ЭДС. После регистрации сигнала размыкаются ключи VT3, VT4 и процесс повторяется снова. Временная диаграмма

отражающая алгоритм работы установки представлена на рис. 2.

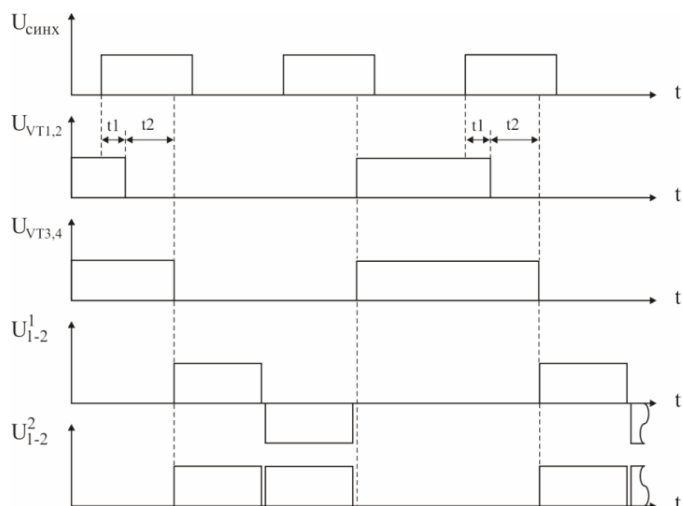


Рис. 2. Временная диаграмма работы измерительной установки:  $U_{\text{синх}}$  – импульсы синхронизации;  $U_{VT1,2}$  – импульсы управления на ключи VT1 и VT2;  $U_{VT3,4}$  – импульсы управления на ключи VT3 и VT4;  $U_{1-2}^1$  – напряжение на термопаре (зажимы 1-2) в режиме разнополярных токовых импульсов;  $U_{1-2}^2$  – напряжение на термопаре (зажимы 1-2) в режиме однополярных токовых импульсов

При переходе из режима однополярных в режим разнополярных токовых импульсов зарегистрирован тепловой переходной процесс. Эксперимент проведен для двух сред, в которые помещались спаи дифференциальной термопары – в воздухе и в воде. На рис. 3 представлен процесс установления теплового равновесия в воде.

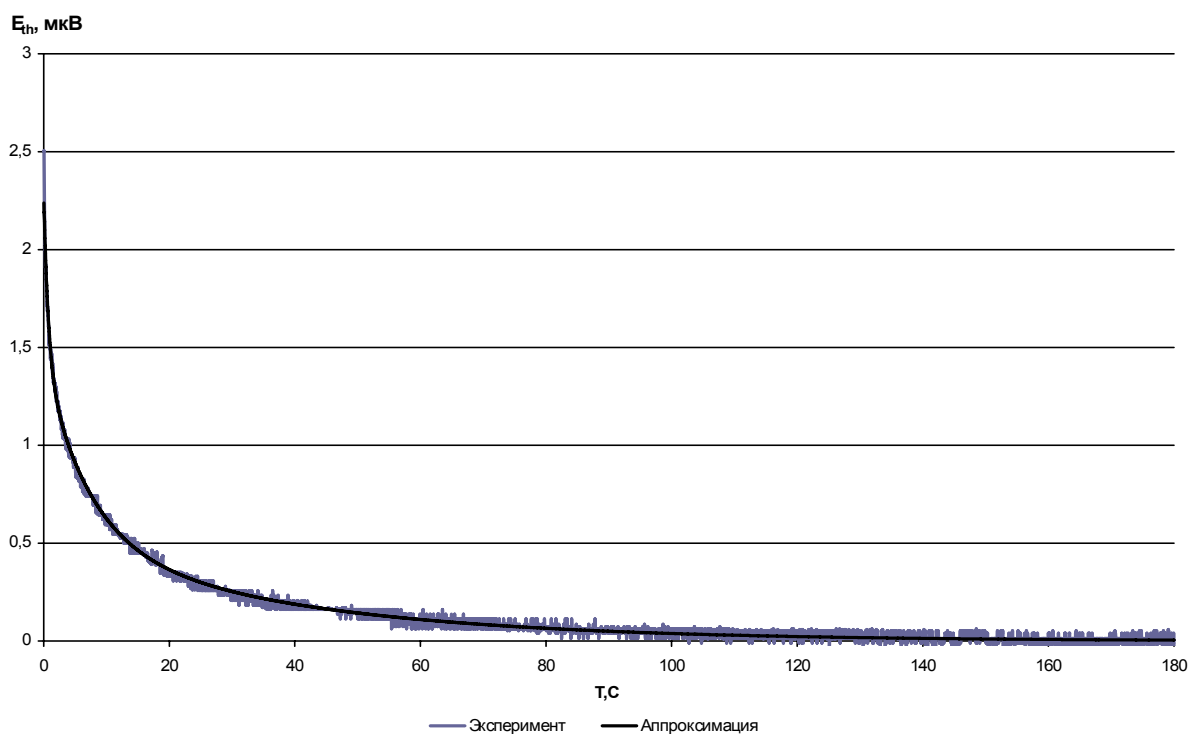


Рис. 3. Тепловой переходной процесс в воде и аппроксимирующая его функция

$$f(t) = 1,091e^{-\frac{1}{38,265}t} + 0,919e^{-\frac{1}{6,994}t} + 0,234e^{-\frac{1}{0,735}t}$$

Экспериментально полученный переходной процесс удалось разложить методом последовательного логарифмирования с последующей линейной аппроксимацией полученной кривой методом наименьших квадратов на три экспоненциальных составляющих. Аналогичный эксперимент проведен для погруженной в воду термопары. Обработка данных этого опыта по тому же алгоритму также дала решение из трех экспонент. Результаты расчетов амплитуды экспоненциальных составляющих –  $A_i$  и их постоянных времени  $\tau_i$  сведены в таблицу 1.

Результаты расчета коэффициентов аппроксимирующей кривой

	Вода	Воздух
$A_1$ , мкВ	1,06±0,0625	2,16±0,24
$\tau_1$ , С	36±3	3,0±3
$A_2$ , мкВ	0,925±0,065	3,84±0,4
$\tau_2$ , С	6,3±0,7	5,4±0,45
$A_3$ , мкВ	0,25±0,0725	1,12±0,08
$\tau_3$ , С	0,67±0,075	0,51±0,05

Отметим хорошее согласование экспериментальных данных с предлагаемым способом аппроксимации суммой нескольких экспонент. На рис. 3 приведена аппроксимирующая функция для данных из таблицы 1 для воздуха.

### Обсуждение результатов эксперимента

Погрешность измерения амплитуд трех составляющих термо-ЭДС и их времени релаксации оценивалась статистически, по результатам десяти аналогичных опытов и составляет не более 10 %, что позволяет сделать некоторые предварительные выводы.

1. Время релаксации для трех составляющих термо-ЭДС как в воздухе, так и в воде практически одинаково. Это, по нашему мнению, можно объяснить тем, что тепловые процессы, приводящие к тепловому равновесию термопарой и средой, в основном происходят внутри термопары.

2. Величина термо-ЭДС, вызванная протеканием тока с постоянной составляющей 300 мА, составляет в воздухе ~ 3 мкВ, что соответствует для используемой в эксперименте медь-константановой термопары разности температур спаев ~ 0,075<sup>0</sup>С. При проведении опыта в воде величина термо-ЭДС и соответственно возникающая разность температур спаев уменьшается примерно в три раза. В этом проявляется тепловое взаимодействие термопары с окружающей средой.

3. Вклад составляющей термо-ЭДС с постоянной времени ~ 0,5С, удельная доля которой в суммарном значении термо-ЭДС составляет ~ 10 %, вероятней всего можно связать с термо-ЭДС развиваемой медным термоэлектродом. В то время как две других составляющих можно отнести к термо-ЭДС, которые определяются константановым термоэлектродом и спаями термопары, вклады которых в результирующую термо-ЭДС примерно одинаковы.

Представляется перспективным для получения более убедительных заключений расширить этот эксперимент на случай различных сред и других типов термопар, а также для случаев, когда спаи термопары находятся в различных средах с одинаковой или различной температурой.

### Литература

1. Головки Д.Б., Скрипник Ю.О., Хімичева Г.І. Структурно-алгоритмічні методи підвищення точності вимірювання температури. – К.: ФАДА, ЛТД, 1999. – 206с.: іл.
2. Калашников С.Г. Электричество: Учебное пособие. – 5-е изд., исп. и доп. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1985. – (Общий курс физики). – 576с.: ил.
3. Куинн Т. Температура: Перевод с англ. – М.: Мир, 1985. – 488с.
4. Фреїк Д.М., Михайльонка Р.Я., Кланічка В.М. Методи вимірювання теплопровідності напівпровідникових матеріалів (огляд) // Фізика і хімія твердого тіла Т. 5, № 1 (2004) с. 173-191.
5. Ершова Л.Б., Дробкин И.А., Володин В.В., Кондратьев Д.А. Методы исследования временной динамики термоэлектрических охладителей в z-метрии // <http://www.rmtltd.ru>
6. Патент USA № 310691 filed on 2002-12-05 / Kenneth C. Sloneker, Donald Polsky, Anatoly Zhagrov. Devices, systems, and methods for measuring differential temperature
7. Луценко В.Ю., Галкин Л.А., Жагров А.С. Повышение чувствительности контроля температур дифференцирующим преобразователем // Украинский метрологический журнал. – № 1. – 2004. – С. 36-41.
8. Луценко В.Ю., Жагров А.С. Математическая модель датчика с коммутационным преобразованием термо-ЭДС // Украинский метрологический журнал. – № 3. – 2006. – С.27-34.

Надійшла 21.2.2007 р.

**ВІБРАЦІЙНА СТАБІЛЬНІСТЬ КВАРЦОВИХ РЕЗОНАТОРІВ**

*Описується взаємозв'язок між тепловими, електричними та механічними характеристиками кристалів кварцу, акцентується увага на необхідності проведення додаткових досліджень та моделювання поведінки кварцових резонаторів в умовах зовнішніх вібраційних впливів, розглядаються існуючі методи компенсації вібраційних впливів на параметри кварцових резонаторів.*

**Вступ**

В сучасній радіоелектроніці кварцові резонатори (КР) знайшли широке використання. Це зумовлене тим, що кварцові резонатори мають як суто технічні (масогабаритні показники, стабільність, частотний діапазон тощо), так і економічні (невелика вартість) переваги. Кварцові резонатори використовують в техніці радіозв'язку, телеметрії, обчислювальній техніці, в побутових приладах (наручний годинник) та ін. Їх широко використовують у прецизійних системах вимірювання (тиск, температура, вологість, прискорення, деформація тощо). Кварцові резонатори дозволяють створювати надійну, високоточну радіоапаратуру, просту в експлуатації, мініатюрну, з малою споживаною потужністю. Діапазон частот, в якому працюють кварцові резонатори, є досить широким: від декількох кілогерців до сотень мегагерців.

В реальних умовах радіоелектронна апаратура часто знаходиться під впливом багатьох дестабілізуючих факторів (температура, вологість, вібрація тощо.). І зрозуміло, що не враховувати ці чинники неможливо. Зовнішні фактори суттєво впливають, як на точнісні так і на динамічні характеристики КР. Причому зовнішня дія (залежно від фактору впливу), а отже і реакція кварцового резонатора, можуть мати різноманітні варіації. Наприклад, по відношенню до температури сам резонатор володіє певною інерційністю, тобто властивістю усереднення швидкозмінних теплових процесів, чого не можна сказати по відношенню до вібрації, де дія вказаного ефекту незначна.

**Основна частина**

Для вивчення проблеми вібраційної стабільності в кварцових резонаторах необхідно розглянути зв'язок між тепловими, електричними і механічними властивостями кристалів кварцу. Для цього звернемось до діаграми, яка показана на рис. 1 [1]. На цій діаграмі символами  $\theta$ ,  $E_k$  та  $t_{lm}$ , розташованими у вершинах зовнішнього трикутника, позначені "зовнішні" впливи на кристал – температура, напруженість електричного поля та механічні напруги. У вершинах внутрішнього трикутника розміщені символи результатів цих впливів: ентропія на одиницю об'єму  $S$ , електрична індукція  $D_i$  та деформація кристалу  $r_{ik}$ . Товсті лінії, що з'єднують попарно внутрішні і зовнішні вершини трикутників, означають три головних ефекти. Розглянемо кожен із них окремо.

Лінія, яка з'єднує круги з найменуваннями "температура" та "ентропія", символізує залежність ентропії від зміни температури. Якщо процеси рівноважні, а отже, зворотні, то зміна ентропії в одиничному об'ємі пов'язана зі зміною температури скалярним співвідношенням:

$$dS = \frac{C}{T} \cdot d\theta, \quad (1)$$

де  $C$  – теплоємність на одиницю об'єму;  $\theta$  – температура;  $T$  – абсолютна температура.

Лінія, яка з'єднує круги з найменуваннями "напруженість поля" та "індукція", відповідає залежності електричної індукції  $D_i$  від зміни напруженості електричного поля  $E_k$ . Ці величини пов'язані лінійною залежністю:

$$dD_i = \varepsilon_{ik} \cdot dE_k, \quad (2)$$

де  $\varepsilon_{ik}$  – компоненти тензора діелектричної проникності.

Лінія, яка з'єднує круги з найменуваннями "напруга" і "деформація", вказує на зв'язок між цими величинами:

$$dr_{ik} = s_{iklm} dt_{lm}, \quad (3)$$

де  $r_{ik}$  – компоненти тензора механічних деформацій;  $t_{lm}$  – компоненти тензора механічних напруг;  $S_{iklm}$  – компоненти тензора констант гнучкості.

Ті ж лінії, які з'єднують круги, що знаходяться на різних вершинах внутрішнього й зовнішнього трикутників, символізують так звані "спряжені" ефекти, сутність яких пояснюється написами на рис. 1, а і символами відповідних констант на рис. 1, б.

Враховуючи тісний взаємозв'язок всіх показаних на діаграмах властивостей і параметрів, необхідно точно встановлювати, за яких умов ці залежності будуть визначатися. Так, наприклад, модулі пружності або константи гнучкості можуть вимірюватися або в ізотермічних, або в адіабатичних умовах.

Одним із дестабілізуючих впливів, який зазвичай не враховується в математичних моделях п'єзорезонансних пристроїв (ПП), є вібраційна чутливість. Так, у високостабільних кварцових генераторах застосування методів термостатування дозволяє досягнути низьких рівнів відносної нестабільності частоти (близько  $10^{-10}$ ) в інтервалі температур до кількох десятків градусів. Однак ці показники стануть значно гіршими при роботі кварцового генератора в умовах підвищеної вібрації ( $10^{-9}$ - $10^{-7}$ ) [2, 3].

Вплив вібрації як одного з видів механічних навантажень на КР проявляється подвійно [3]. З одного боку, змінюються механічні напруги, які виникають при виготовленні резонатора, що призводить до незворотних змін його частоти та динамічного опору. З іншого боку, виникають механічні напруги, закон змін яких у часі відповідає характеру змінення зовнішнього навантаження. Ці напруги призводять до зворотних змін частоти КР, які проявляються у вигляді паразитної частотної модуляції. Зворотні зміни частоти існують лише під час дії механічного навантаження, однак необхідно враховувати ефект гістерезису, який полягає в тому, що резонансна частота КР при зменшенні величини зовнішнього механічного навантаження приймає значення, які відрізняються від її значень при зростанні навантаження. Для відновлення початкового стану потрібно декілька десятків секунд. Це пов'язано з поступовим зникненням механічних напруг, зумовленим "пам'яттю" кристалічних решіток.

Таким чином, зміна частоти КР під дією вібрації (рис. 2) може бути записана у вигляді:

$$\Delta f_{\Sigma} = \Delta f_{нз} + \Delta f_3 \cdot \xi(t) = \Delta f_p (1 - e^{-\mu t}) + \Delta f_3 \cdot \xi(t), \quad (4)$$

де  $\Delta f_{нз}$  – незворотні зміни частоти;  $\Delta f_p$  – різниця частот резонатора і вільної від механічних напруг пластини;  $\mu$  – коефіцієнт, який враховує інтенсивність навантаження, параметри зовнішнього впливу та характеристику резонатора;  $\xi(t)$  – функція, що описує зміну зовнішнього навантаження;  $\Delta f_3$  – амплітуда зворотних змін частоти.

Величина зворотних зсувів частоти визначається через силочастотний коефіцієнт Ратайського  $K_f$  [3] і характеристики КР:

$$\Delta f_o / f = K_f(\psi)FN / Db, \quad (5)$$

де  $f$  – робоча частота КР;  $D$  й  $b$  – ширина й товщина перетину п'єзоелемента, через який передається сила  $F$ , зумовлена дією вібрації;  $\psi$  – азимутальний кут, утворений напрямком  $F$  і кристалографічною віссю  $X$  ПЕ;  $N=fb/n_T$  – частотна стала ПЕ;  $n_T$  – номер гармоніки.

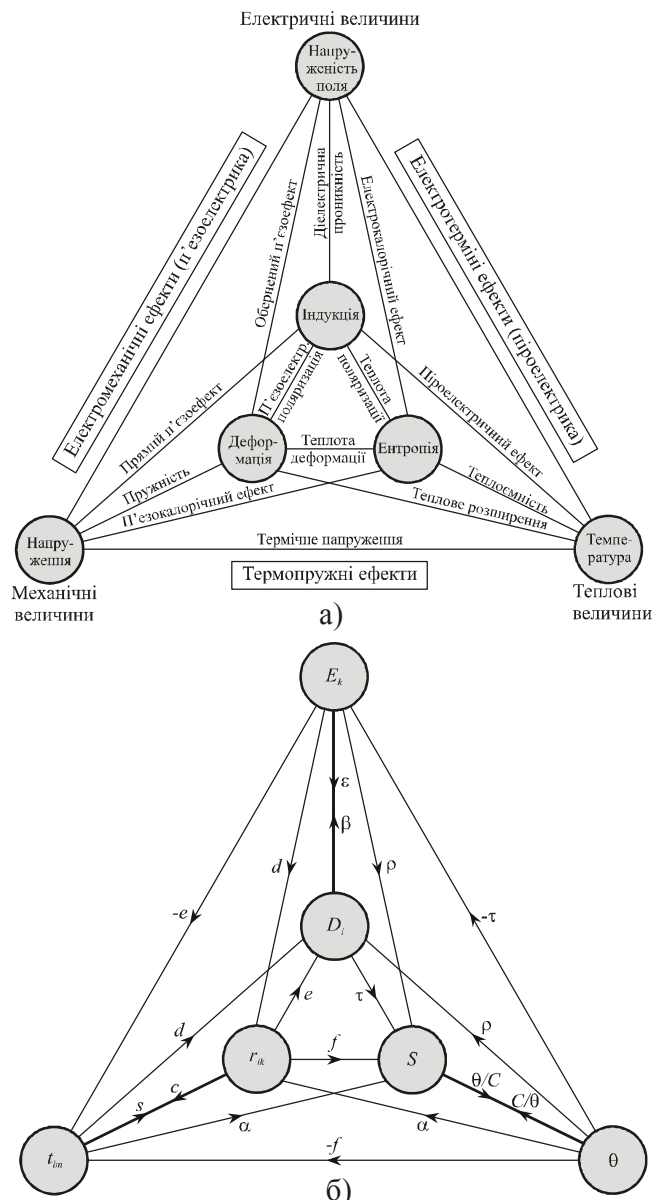


Рис. 1. Співвідношення між тепловими, електричними та механічними властивостями кристалів



Рис. 2. Зміни частоти КР під дією вібрації

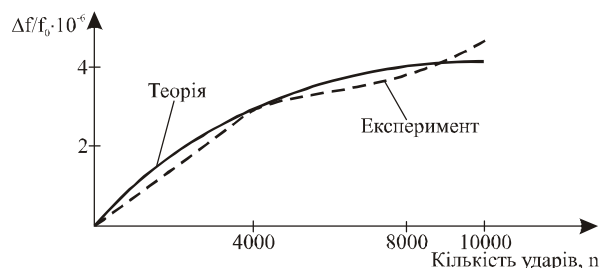


Рис. 3. Незворотні частотні зміни КР, залежно від вібраційного навантаження

Незворотні зміни частоти КР, які накопичуються в процесі механічних впливів, набагато менші короточасних змін, але при інтенсивних механічних навантаженнях, як показав експеримент [3] (рис. 3), незворотні частотні зміни істотно впливають на стабільність резонансних частот КР.

Крім описаних ефектів при впливі вібраційного навантаження на КР на його виводах виникає електричний сигнал, названий віброшумом та пов'язаний з явищем прямого п'єзоефекту. Резонатор у даному випадку може бути представлений у вигляді джерела електричних зарядів  $Q$ , включеного на статичну ємність  $C_o$ , ємність та опір навантаження  $C_n, R_n$ , а електричний сигнал на виходах виражається як [3]:

$$U_e = \frac{Q}{C_n + C_o} \frac{1}{\sqrt{1 + [1/\omega R_n (C_o - C_n)]^2}} \cdot \sin(\omega t - \varphi), \quad (6)$$

де  $\varphi = \arctg 1/\omega R_n (C_o + C_n)$ .

Особливо відчутний внесок віброшумів у короточасну нестабільність частоти ПРП на частоті вібрації, кратній або рівній резонансній частоті КР і резонансній частоті конструкції утримувача.

Традиційне використання методів віброзахисту, які базуються на конструктивних рішеннях, полягає в усуненні резонансних явищ у конструкції, демпфіруванні, гасінні коливань [3]. Однак області застосування подібних рішень, як і систем активної механічної віброкомпенсації, значно обмежені, що зумовлено значними масогабаритними показниками, складністю реалізації, неможливістю забезпечення необхідного рівня пригнічення вібрації (десяти, соті частки  $g$ ) на п'єзрезонаторі за дії вібраційного прискорення від  $5 g$  і вище (особливо в низькочастотній області).

Проводяться роботи по створенню КР з мінімальною вібраційною чутливістю. Використання даних методів вимагає наявності високорозвиненої технологічної бази, вони складні та трудомісткі у виконанні. Крім того, вони взагалі незастосовні в давачах механічних величин, де потрібна висока силова чутливість КР.

Функціональні методи боротьби з вібрацією (рис. 4) пов'язані із використанням додатково вібродавача для вимірювання параметрів вібрації, діючої безпосередньо на кварцовий резонатор [3]. За способом дії сигналу компенсації можна виділити два типи схем віброкомпенсації. В першому випадку компенсуюча напруга поступає з виходу кола формування сигналу компенсації на коло управління частотою ПРП та підлаштує частоту КР, до номінального значення (рис 4, а). В другому випадку компенсуючий сигнал через коло узгодження поступає на електроди п'єзоелемента, створюючи в ньому механічні напруги, які призводять до компенсації напруг, викликаних дією вібрації (рис 4, б).

Всі ці способи віброкомпенсації мають істотні недоліки. Перш за все, вібродавач і резонатор просторово рознесені, що призводить до виникнення вібраційних градієнтів. Крім того, для реалізації компенсуючих пристроїв, необхідне знання точних градувальних характеристик як давача, так і КР для формування компенсуючої функції. Проте, оскільки рівнодіючий вектор вібраційного прискорення має випадкову величину і випадково орієнтований в просторі, сам процес зняття характеристик градування може бути організований лише наближено. Поєднання цих двох недоліків призводить до недостатньої точності компенсації навіть при використанні векторних акселерометрів в якості вимірювачів параметрів вібрації.

Змістом багаточастотного методу є поєднання частотозадаючої функції п'єзрезонансної коливальної системи (ПКС) з вимірювальною. Це дозволяє шляхом багаточастотного збудження ПКС виділяти інформацію про величину впливаючих чинників, ідентифікувати їх і використовувати інформацію з метою статкування або компенсації нестабільності частоти або інших видів управління. Наприклад, точність термостаткування ПКС підвищена щонайменше на порядок [4] без істотного ускладнення схеми ПРП.

Одним із перспективних шляхів вирішення даної проблеми є підхід до багаточастотного збудження КР

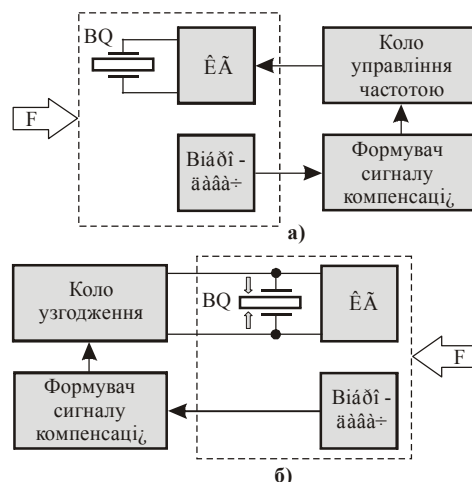


Рис. 4. Способи віброкомпенсації ПРП: а) компенсація за допомогою електронного управління; б) компенсація за допомогою електромеханічного управління

[5], що дозволяє будувати ПРП, інваріантні до дії одного або декількох дестабілізуючих факторів, створювати новий тип багатомірних вимірювачів фізичних величин, а також вирішувати завдання широкодіапазонного переналаштовування частоти опорних генераторів, вузькосмугової фільтрації сигналів тощо..

Приклад класичної схеми багаточастотного кварцового генератора (БКГ) зображено на рис. 5. Сигнал різницевої частоти  $f_p = f_{G2} - f_{G1}$ , який формується на виході змішувача БКГ служить для компенсації дестабілізуючих факторів (наприклад, температури, вібрації, в тому числі і одночасно кількох чинників) шляхом безпосереднього керування частотою основної моди  $f_{G1}$ .

Важливим достоїнством таких БКГ є те, що для їх конструювання та виробництва не потрібне створення нової технологічної бази. Разом з тим багато питань багаточастотного збудження КР вимагають подальшого вивчення, особливо в рамках забезпечення вібраційної стійкості КР.

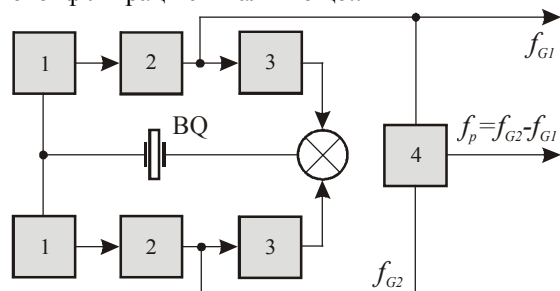


Рис. 5. Функціональна схема БКГ з компенсацією зовнішніх впливів: 1 – фільтри, 2 – підсилювачі, 3 – амплітудні обмежувачі, 4 – змішувач

### Висновки

Таким чином, сучасний підхід до проектування п'єзореzonансних пристроїв вимагає більш точного і детального врахування ансамблю фізичних властивостей кварцових резонаторів. Для охоплення всіх взаємозв'язків між тепловими, електричними та механічними характеристиками кристалів кварцу, потрібно більш детально розглянути термодинаміку та вібродинаміку процесів, які відбуваються в кварцовому резонаторі.

### Література

1. Смагин А. Г., Ярославський М. И. Пьезоэлектричество кварца и кварцевые резонаторы. – М. Энергия. – 1970. – 488 с. с илл.
2. Виброшумы кварцевого резонатора / Буланов А. Ф., Родичев А. С., Федорков А. П. и др. – Электронная техника. Сер 5. Радиодетали и радиокомпоненты. – 1980, вып. 2, с. 48-50.
3. Методы уменьшения влияния дестабилизирующих воздействий на пьезорезонансные устройства / Колпаков Ф.Ф., Мещеряков О.А., Рак И.А., Руднев О.Е. // Обзор по материалам отечественной и зарубежной литературы за 1972-1986 гг. Серия VIII, № 93. – Гонти-5. – 1987.
4. Технические характеристики многомодовых пьезоэлектрических резонаторов/ Колпаков Ф.Ф., Мещеряков О.А., Рак И.А., Руднев О.Е., Захваткин А.Ю. // Обзор по материалам отечественной и зарубежной литературы за 1977-1987 гг. Серия IV, № 33. – Гонти-5. – 1988.
5. Применение многочастотного возбуждения пьезоэлектрических резонаторов / Ф.Ф. Колпаков, О.А. Мещеряков, И.А. Рак, О.Е. Руднев, А.Ю. Захваткин // Обзор по материалам отечественной и зарубежной литературы за 1977-1987 гг. Серия IV, № 14. – Гонти-5. – 1988.

Надійшла 18.2.2007 р.

УДК 621.396.61

А.С. КРАВЧУК, Ф.Ф. КОЛПАКОВ

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»

## УЗКОПОЛОСНЫЙ КВАРЦЕВЫЙ ФИЛЬТР

*Показана неможливість одночасного виконання вимог збереження високої добротності кварцового резонатора (КР) і коефіцієнта передачі П-образного вузькосмугового фільтра на його основі, а також недоцільність каскадного з'єднання таких ланок для надвузькосмугової фільтрації. Запропоновано і теоретично та експериментально доведено можливість застосування струмового збудження КР в схемі перетворювача „струм– напруга” для побудови нового класу кварцових вузькосмугових фільтрів та надвузькосмугової фільтрації шляхом послідовного їх з'єднання.*

Во многих задачах радиотехники, например формирования прецизионных опорных сигналов для телекоммуникационных систем, узкополосного спектрального анализа, высокоточных фазовых измерений и других, возникает потребность в узкополосной следящей фильтрации. Узкополосными считают фильтры с относительной полосой не более 0.3 % [1]. Традиционным решением таких задач является применение систем ФАПЧ, а в узком диапазоне дискретного анализа – применение пассивных кварцевых фильтров [2].

Актуальность задачи формирования прецизионных опорных сигналов возрастает с ростом рабочих частот измерительных и телекоммуникационных систем, с внедрением и развитием методов цифровой обработки сигналов. В этих системах часто для получения сигналов с узким спектром и малым фазовым шумом



на выходе опорного генератора применяется узкополосный фильтр. С одной стороны, чем уже полоса пропускания фильтра, тем уже и спектральная линия сигнала, а с другой стороны точная настройка полосы пропускания фильтра и частоты генератора, а тем более их удержание в диапазоне температур, становится сложной и практически невыполнимой задачей без применения адаптивных фильтров.

При построении узкополосного фильтра необходимо обеспечить: высокие уровни полезного сигнала и отношение сигнал/шум, максимальную добротность и максимально возможный диапазон перестройки фильтра.

Использование систем ФАПЧ, базирующихся на применении варикапа, во многом удовлетворяет перечисленные требования, однако не позволяет следить за уровнем входного сигнала и сопряжено с увеличением уровня фазовых шумов, вносимых этим элементом, а также возникновением самомодуляции. В частности, вносимый фазовый шум может достигать десяти и более децибел [3].

Для реализации узкополосного следящего фильтра предлагается применить кварцевый резонатор (КР) с механически перестраиваемым межэлектродным зазором [4] (пьезорезонансный механотрон), имеющий диапазон перестройки, определяемый межрезонансным промежутком  $\Delta f$  [5]:

$$\frac{\Delta f}{f_1} = \frac{f_2 - f_1}{f_1} = \sqrt{1 + \frac{C_{кр}}{C_0}} - 1 \approx \frac{C_{кр}}{2C_0}, \quad (1)$$

где  $C_{кр}C_0$  – динамическая и статическая ёмкости КР соответственно.

Параметры кварцевого узкополосного фильтра (КУФ) (рис. 1, а, б) существенно зависят от импеданса нагрузки КР.

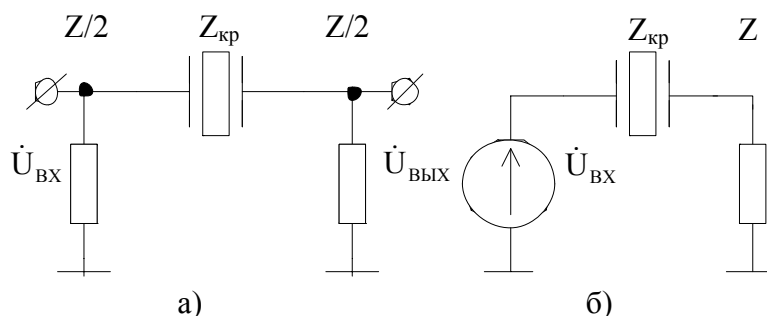


Рис 1. Схема классического фильтра с КР а) и его эквивалентная схема б)

При  $Z = R$ , частота последовательного резонанса КР не смещается, а эквивалентная добротность схемы будет определяться выражением  $Q_{\Sigma} = \rho (R_{кр} + R)$ , где  $\rho$  и  $R_{кр}$  – характеристическое и эквивалентное сопротивление потерь динамической ветви КР соответственно.

Зависимости относительной добротности  $Q_H = Q/Q_{кр}$ , нормированной по добротности КР  $Q_{кр}$ , и коэффициента передачи фильтра от отношения сопротивлений  $r = R/R_{кр}$  показывают невозможность одновременного достижения высокой добротности и большого коэффициента передачи КУФ (рис 2):  $Q_H = 1/(1+r)$ ,  $K = r/(0,5+r)$ .

При  $Z = X_C$  добротность  $Q_H$  не уменьшается, но происходит увеличение частоты последовательного резонанса КУФ  $f_1'$  относительно собственной  $f_1$  и уменьшение полосы перестройки фильтра  $\Delta f'$  (рис 3) [5]:

$$\frac{\Delta f'}{f_1} = \frac{f_1' - f_1}{f_1} = \sqrt{1 + \frac{C_{кр}}{C_{кр} - C}} - 1 \approx \frac{1}{2} \frac{C_{кр}}{C_{кр} - C}. \quad (2)$$

С учётом (1) относительная полоса перестройки нагруженного КР

$$\frac{\Delta f'}{\Delta f} = \frac{C/C_0}{1 + C/C_0}. \quad (3)$$

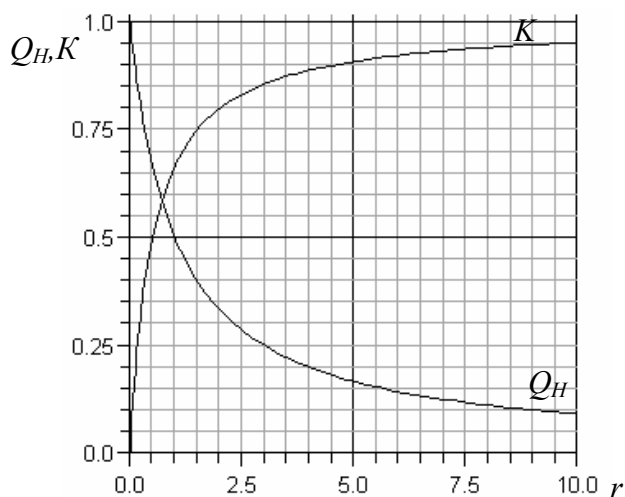


Рис 2. Зависимость коэффициента передачи и относительной добротности фильтра от  $r$

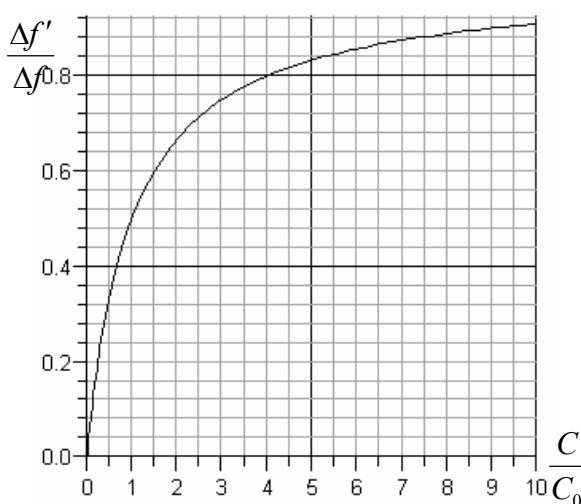


Рис 3. Зависимость относительного диапазона перестройки от последовательной ёмкости фильтра

Таким образом, при использовании традиционной схемы (рис 1,а), критерии качества фильтра находятся в зависимости друг от друга, что не позволяют в КУФ совместить высокую избирательность, широкий диапазон перестройки и высокую амплитуду сигнала на выходе одновременно. При построении таких фильтров необходимо искать компромисс между перечисленными критериями.

Для достижения максимальной добротности, максимального диапазона перестройки по частоте КР и пропорциональности амплитуды выходного сигнала входному предлагается использование схемы КУФ с преобразователем «ток-напряжение» (рис 4).

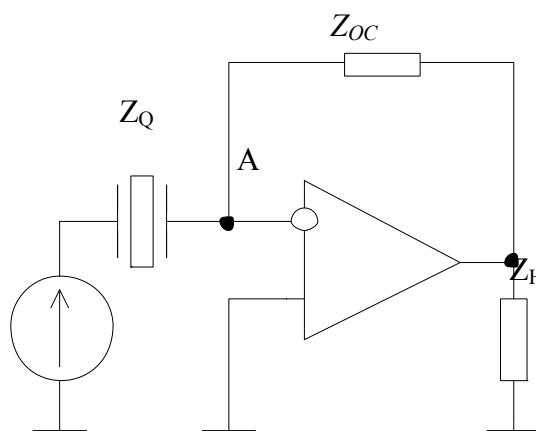


Рис 4. Схема фильтра

Современные операционные усилители (ОУ), например, типа ОРА847 обладают весьма низким уровнем шума ( $0,85 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ ), малыми нелинейными искажениями, высоким коэффициентом усиления (98 dB) и малым выходным сопротивлением (0,003 Ом), что позволяет на практике рассматривать эти приборы как близкие к идеальным, а точку А считать «виртуальным нулём». С учётом последнего получаем схему, в которой КР работает в режиме токового возбуждения с нулевым нагрузочным импедансом, т.е. её эквивалентная добротность  $Q_Э$  приближается к собственной добротности КР  $Q_{КР}$ .

Важными дополнительными достоинствами этой схемы являются возможности каскадирования и управления коэффициентом передачи фильтра, что позволяет строить сверхзаклопосные КУФ, используя ряд КР общего применения для получения относительной полосы, ограничиваемой только возможностями устранения рассогласования их резонансных частот.

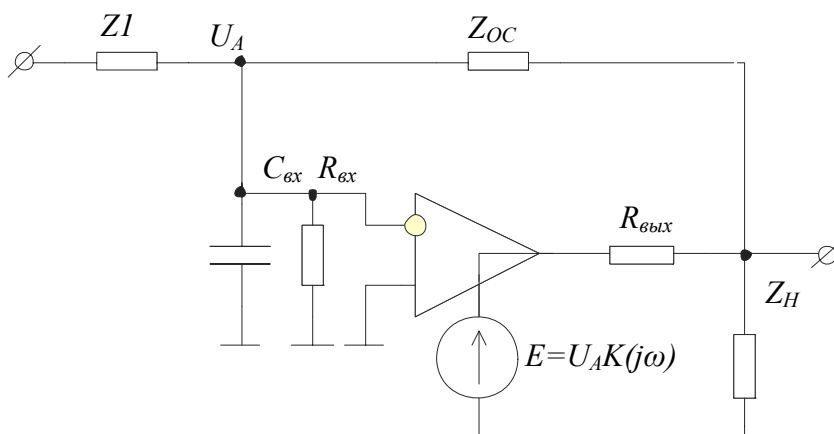


Рис 5. Эквивалентная схема фильтра

Для оценки реализуемости предлагаемой схемы рассмотрим модель фильтра на основе реального ОУ

[6], не учитывая его источники смещения и шума (рис. 5). Здесь  $Z_{oc}$  – сопротивление обратной связи (для КУФ с коэффициентом передачи, равным единице, принимается равным эквивалентному сопротивлению потерь КР ( $Z_{oc} = R_{KP}$ ));  $Z1$  – комплексное сопротивление селектирующего элемента, например КР;  $C_{вх}$  – суммарная ёмкость входа ОУ;  $R_{вх}$  – входное сопротивление ОУ;  $R_{вых}$  – выходное сопротивление ОУ;  $K(j\omega)$  – комплексный коэффициент передачи ОУ с двухполюсной моделью АЧХ:

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{n1}}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{n2}}\right)}, \quad (4)$$

где  $\omega_{n1}$  и  $\omega_{n2}$  – частоты первого и второго полюсов АЧХ соответственно,  $K_0$  – начальный коэффициент усиления ОУ.

Коэффициент передачи фильтра:

$$K_{\phi}(j\omega) = - \frac{Z_{вх} Z_{oc}}{Z_{вх} Z1 + \frac{K(j\omega) - \frac{R_{вых}}{Z_{oc}}}{\left( Z_{вх} Z1 - Z1 Z_{oc} + Z_{вх} Z_{oc} \right) \left[ 1 + R_{вых} \left( \frac{1}{Z_{вх}} + \frac{1}{Z_{oc}} \right) \right]}}; \quad (5)$$

где  $Z_{BX}$  – входное сопротивление ОУ-  $Z_{BX} = 1/(j\omega C_{BX} + 1/R_{BX})$ .

Анализ результатов моделирования целесообразно проводить на примерах конкретных современных ОУ (таблица). Для всех КУФ  $R_H = 50 \text{ Ом}$ , частота фильтруемого сигнала  $f_p = 10 \text{ МГц}$ .

Все фильтры обеспечивают высокую добротность ( $Q_H > 0.95$ ) и малый уход частоты ( $\Delta f = (1..5) \text{ Гц}$ ), причём центральная частота смещается ниже собственной частоты КР.

Таблица

Результаты моделирования фильтров с различными типами ОУ

Параметры модели	Тип усилителя		
	ОРА656	ОРА657	ОРА847
$C_{вх}, \text{ нФ}$	3,5	5,3	3,7
$R_{вх}, \text{ Ом}$	$5 \cdot 10^{11}$	$5 \cdot 10^{11}$	$3,7 \cdot 10^3$
$R_{вых}, \text{ Ом}$	0,01	0,02	0,003
$\omega 1, \text{ Гц}$	$10^5$	$2 \cdot 10^5$	$6 \cdot 10^4$
$\omega 2, \text{ Гц}$	$3 \cdot 10^8$	$9 \cdot 10^8$	$10^9$
$K_0, \text{ dB}$	65	70	98
$Q_{\phi}/Q_{KP}$	0,995	0,971	0,997
$\Delta f, \text{ Гц}$	1,74	3,97	1,12

Влияние частотных свойств ОУ на характеристики КУФ оценим по (4) и (5), варьируя значения частоты первого полюса  $f_{n1}$  и  $K_0$  ( $f_{n1} = 10, 100, 1000 \text{ Гц}$  (рис 6 а, б)). Как видно, для КУФ с единичным коэффициентом, необходимо иметь ОУ с коэффициентом передачи на рабочей частоте не менее 10.

Ещё одним значащим параметром ОУ является его выходное сопротивление. Зависимость относительной добротности и смещения частоты от него при  $R_H = 50 \text{ Ом}$  приведена на рис. 7 (остальные параметры как в ОУ ОРА 656)

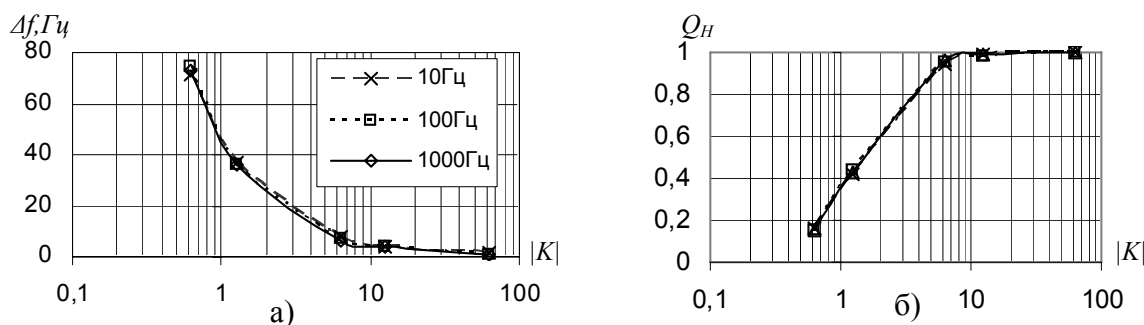


Рис 6. Зависимость смещения частоты (а) и относительной добротности (б) КУФ от модуля коэффициента передачи ОУ в частотном диапазоне работы фильтра

Исследование влияния сопротивления нагрузки  $R_H$  показывает инвариантность основных характеристик КУФ (добротности и смещения центральной частоты) к этому параметру при  $R_H > R_{вых}$ , что свидетельствует о близости используемого ОУ к идеальному генератору напряжения (рис 8). Этот вывод

подтверждает возможность каскадирования ячеек КУФ.

Таким образом, наиболее значимыми параметрами ОУ являются его коэффициент передачи  $K(j\omega)$  и выходное сопротивление (в современных ОУ достигает  $3\text{МОм}$ ).

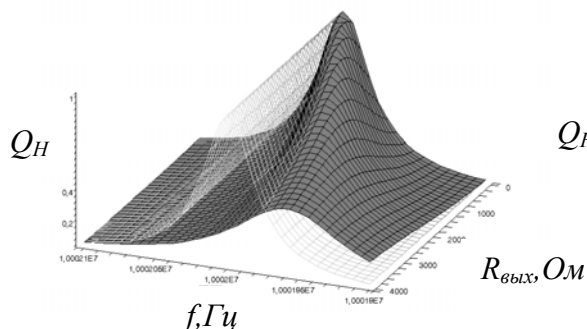


Рис 7. Зависимость добротности и смещен частоты КУФ от  $R_{\text{вых}}$

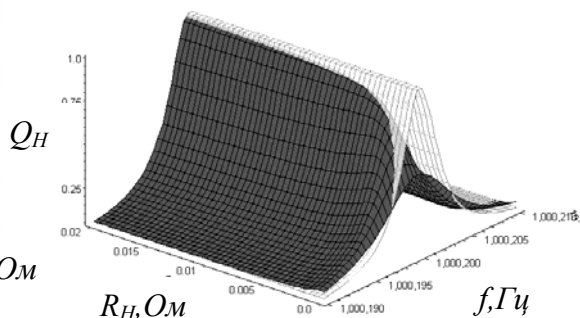


Рис 8. Зависимость добротности и смещен частоты КУФ от  $R_{\text{н}}$

В экспериментальных исследованиях сравнивались измеренные значения добротностей КР в стандартном приборе АФИ-35 ( $Q_{\text{ИПР}}$ ) и в предложенном КУФ, выполненном на ОУ ОРА 656 ( $Q_{\text{КУФ}}$ ). В эксперименте использовались восемь резонаторов различных типов, возбуждаемых на первой гармонике при  $f_p = 10\text{МГц}$ . Во всех измерениях  $Q_{\text{КУФ}}$  превзошла  $Q_{\text{ИПР}}$ , причём это превышение было тем большим, чем меньшим было сопротивление КР  $R_{\text{КР}}$  (рис 9). Это объясняется неминимизированным влиянием нагрузочных RC цепей в АФИ-35 и практически полным устранением этого влияния в предложенной схеме, что подтверждает реализацию «виртуального нуля».

Зависимость (рис. 9) находится в полном соответствии с теоретической кривой  $Q_H(r)$  на рис. 2.

Экспериментальное исследование возможности каскадирования КУФ показало, что при каскадном соединении двух описанных выше звеньев с полосами пропускания 116 Гц и 135 Гц был получен фильтр с полосой 68Гц.

Таким образом, применение принципа токового возбуждения КР в схеме преобразователя «ток-напряжение» позволяет предложить новый класс КУФ, обеспечивающих полосу пропускания  $\delta = (3..30)10^{-6}$  в диапазоне частот  $f_p = (1..20)\text{МГц}$  на базе кварцевых резонаторов общего применения и прецизионных операционных усилителей. Применение предложенной схемы на основе современной элементной базы позволяет почти полностью сохранить собственную добротность КР, получить высокую амплитуду выходного сигнала (ЗВ) с уровнем шума, вносимым схемой менее 1 нВ.

Проблема взаимного рассогласования частот кварцевых резонаторов КУФ под действием дестабилизирующих факторов, а также достижение следящей фильтрации в некотором диапазоне частот может решиться заменой стандартных КР на пьезорезонансные механотроны.

## Литература

1. www.euroquartz.co.uk
2. Мартынов В.А., Селихов Ю.И. Панорамные приёмники и анализаторы спектра. – М.: Советское радио, 1980. – 352 с.
3. Лабутин В.К. Частотно-избирательные цепи с электронной настройкой. – М. – Л.: Энергия, 1966. – 208 с.
4. Колпаков Ф.Ф., Пидченко С.К., Акулиничев А.А. Анализ характеристик управляемого многочастотного кварцевого генератора // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький, 2000. – № 3. – С. 70-75.
5. Плонский А.Ф., Медвкдев В.А., Якувец-Якубчик Л.Л. Транзисторные автогенераторы метровых волн, стабилизированные на механических гармониках кварца. – М. – Связь, 1969. – 206с.
6. Kennedy E.J. Operational Amplifier Circuits, Theory and Applications, New York: Holt, Rinehart and Winston, 1988, pp. 53, 126.

Надійшла 2.2.2007 р.

## МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ЧАСТОТНИЙ ВИТРАТОМІР НА ОСНОВІ БІПОЛЯРНОГО І ПОЛЬОВОГО ТРАНЗИСТОРІВ

У даній роботі представлені дослідження мікроелектронного частотного витратоміра на основі біполярного і польового транзисторів. Показана можливість перетворення витрат газового середовища у частоту на основі автогенераторного пристрою, що складається з біполярного і польового транзисторів, а також електричного моста, в плечах якого включені чутливі елементи на основі напівпровідникових діодів. Отримані аналітичні залежності функції перетворення і рівняння чутливості. Теоретичні та експериментальні дослідження показали, що чутливість розробленого витратоміра з частотним виходом складає 20 -54 кГц/л/год.

### Вступ

Частотні перетворювачі мають ряд переваг перед аналоговими, які полягають у значному підвищенні завадостійкості, що дозволяє збільшити точність вимірювання, а також у можливості одержання великих вихідних сигналів. Це дозволяє відмовитись від підсилювальних пристроїв у наступній обробці сигналів. Використання частотного сигналу в якості інформативного дозволяє відмовитись від аналого-цифрових перетворювачів, що підвищує економічність вимірювальної апаратури [1].

В даний час ведуться інтенсивні дослідження з вивчення властивостей аналогових витратомірів [2-4], хоча дослідження характеристик витратомірів з частотним виходом на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором знаходяться на початковій стадії. Тому дана робота присвячена дослідженню основних параметрів витратомірів газу на основі вищезгаданих структур.

### Експериментальні та теоретичні дослідження

Електрична схема мікроелектронного частотного витратоміра подана на рис. 1. Вона являє собою гібридну інтегральну схему, що складається з польового VT1 і біполярного VT2 транзисторів, опорів R3-R6, а також моста, який містить опори R1-R2 та термочутливі діоди VD1 і VD2. Діоди VD1 і VD2 розташовані у вимірювальній теплоізолюваній трубці 1,0x0,1, яка виготовлена із сталі марки X18H01T, довжина якої дорівнює 80 мм. Вимірювальна трубка захищена кожухом. Нагрівач виконаний з проводу ПЭВММ Ø 0,05 мм, довжина обмотки 8 мм. Діоди виготовлені на основі безкорпусних транзисторів КТ307, що дозволяє отримати високу точність перетворювача в порівнянні з приладами, що вимірюють температуру на основі диференціальних термобатарей [2]. Дана схема дозволяє реалізувати автогенераторний пристрій, в якому коливальний контур складається з еквівалентної ємності повного опору на електродах стік-колектор транзисторів VT1 і VT2 та пасивної індуктивності. При проходженні потоку повітря через вимірювальну трубку відбувається зміна температури термочутливих діодів VD1 і VD2, яка пропорційна кількості втрат повітря, що пройшло через вимірювальну трубку. Зміна температури діодів викликає зміну вихідної напруги моста, що приводить до зміни еквівалентної ємності коливального контуру, а це викликає зміну резонансної частоти автогенератора. Втрати енергії в коливальному контурі компенсуються від'ємним опором [5].

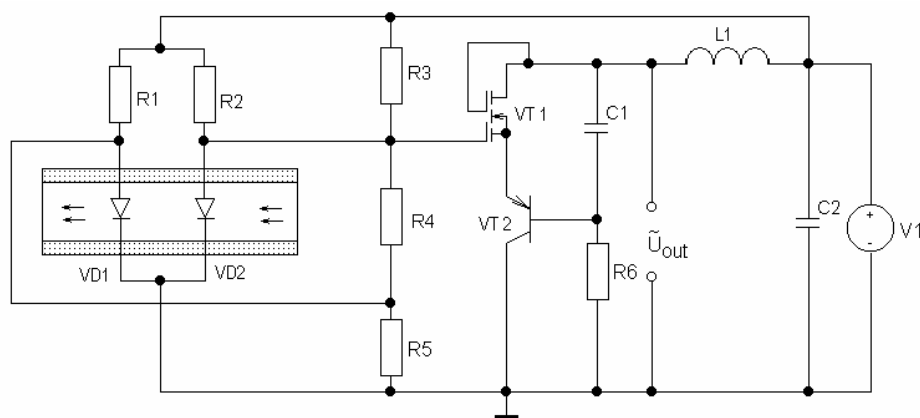


Рис. 1. Схема мікроелектронного частотного витратоміра

Розглянемо залежність опору і ємності термочутливих діодів від температури. Згідно з теорією напівпровідникових приладів можна записати [6]

$$R_E = \frac{kT}{qI_E}, \quad (1)$$

$$C_D = I_E \frac{q}{kT} \tau_n, \quad (2)$$

де  $q$  – заряд електрона,  $k$  – стала Больцмана,  $T$  – температура,  $\tau_n$  – час життя електронів,  $I_E$  – струм емітера. У свою чергу, витрати повітря  $Q$  залежать від зміни температури таким чином [7]

$$Q = \left[ \frac{1}{K_2} \left( \frac{UI}{T - T_0} - K_1 \right) \right]^n, \quad (3)$$

де  $K_1$  і  $K_2$  – константи приладу,  $U, I$  – напруга і струм на діодах,  $T$  – температура діодів,  $T_0$  – температура навколишнього середовища,  $n \approx 0,5$ .

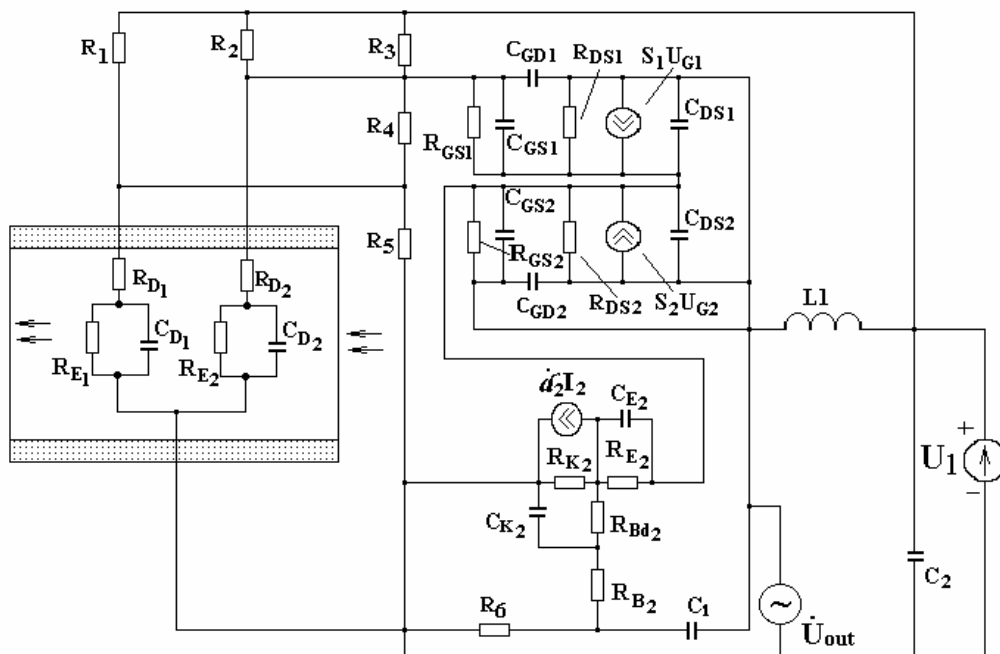


Рис. 2. Еквівалентна схема мікроелектронного частотного витратоміра

Аналітичну залежність функції перетворення можна визначити на основі еквівалентної схеми пристрою, яка подана на рис. 2, виходячи з теорії стійкості Ляпунова [8]. Функція перетворення має вигляд

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{B_1 + \sqrt{B_1 + 4L_1 C_{GD} (C_D(Q) R_E(Q))^2}}{2L_1 C_{GD} (R_E(Q) C_D(Q))^2}}, \quad (4)$$

де  $B_1 = L_1 C_{GD} - (C_D(Q) R_E(Q))^2 - C_{GD} C_D(Q) R_E^2(Q)$ ,

$L_1$  – зовнішня пасивна індуктивність,

$C_D, R_E$  – дифузійна ємність та опір термочутливих діодів VD1 і VD2,  $C_{GD}$  – ємність затвор-стік польового транзистора VT1. Графічна залежність функції перетворення подана на рис. 3.

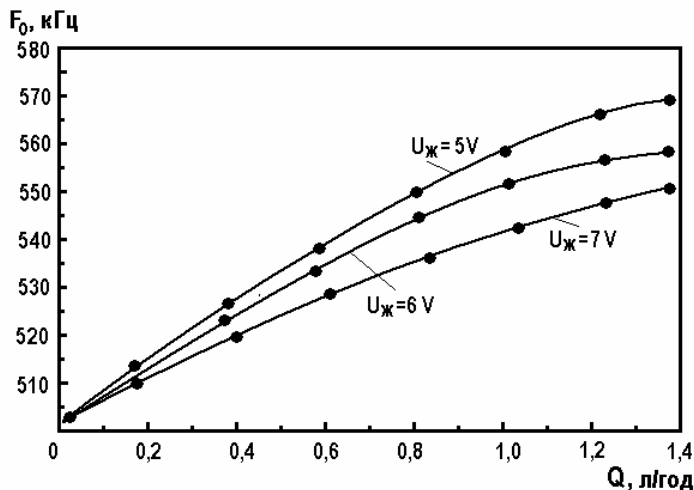


Рис. 3. Залежність частоти генерації від витрат газу

Чутливість витратоміра визначається на основі виразу (4) і описується рівнянням

$$\begin{aligned}
 S_Q^{F_0} = & -0.0198 \left( -2C_D(Q)R_E^3(Q)C_{GD} \left( \frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q} \right) \sqrt{B_1 + 2B_2} - 2C_D^2(Q)R_E^3(Q) \left( \frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q} \right) - \right. \\
 & - 2C_D^3(Q)R_E^2(Q) \left( \frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q} \right) - 3C_D(Q)R_E^3(Q)C_{GD} \left( \frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q} \right) - 2C_{GD}C_D^2(Q)R_E^2(Q) \times \\
 & \times \left( \frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q} \right) + 8C_D^2(Q)R_E^3(Q)L_1C_{GD} \left( \frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q} \right) + 8L_1C_{GD}C_D^2(Q)R_E^2(Q) \left( \frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q} \right) + \\
 & + 4L_1C_{GD}R_E(Q) \left( \frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q} \right) \sqrt{B_1 + 2B_2} + 4R_E(Q) \left( \frac{\partial C_D(Q)}{\partial Q} \right) L_1C_{GD} + 4C_D(Q)L_1C_{GD} \times \\
 & \times \left( \frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q} \right) \sqrt{B_1 + 2B_2} + 4L_1C_{GD}C_D(Q) \left( \frac{\partial R_E(Q)}{\partial Q} \right) \left. \right) / \left( \left( 2\sqrt{B_1 + \sqrt{B_1 + 2B_2}} / B_2 \right) \times \right. \\
 & \left. \times L_1C_{GD}C_D^3(Q)R_E^3(Q)\sqrt{B_1 + 2B_2} \right),
 \end{aligned} \tag{5}$$

де  $B_2 = 2L_1C_{GD}(C_D(Q)R_E(Q))^2$ .

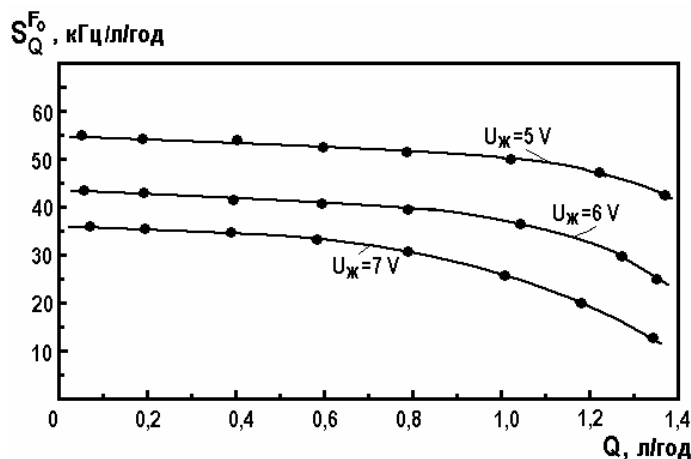


Рис. 4. Залежності чутливості витратоміра від витрат газового середовища

Графік залежності чутливості витратоміра з частотним виходом подано на рис. 4. Як видно із графіка, чутливість пристрою складає 20 -54 κГц/л/год.

#### Висновки

Показана можливість перетворення витрат газового середовища у частоту на основі автогенераторного пристрою, що складається з біполярного і польового транзисторів, а також електричного моста, в плечах якого включені чутливі елементи на основі напівпровідникових діодів. Отримані аналітичні залежності функції перетворення і рівняння чутливості. Теоретичні та експериментальні дослідження показали, що чутливість розробленого витратоміра з частотним виходом складає 20 -54 κГц/л/год.

#### Література

1. Новицкий П.В., Кноринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. – Ленинград: Энергия, 1970. – 424 с.
2. Кремлевский П.П. Расчет и конструирование расходомеров. – Ленинград: Машиностроение, 1978. – 223 с.
3. Пістун Е., Лесовой Л. Нормування витратомірів змінного перепаду тиску. – Львів: ЗАТ "Інститут енергоаудиту та обліку енергоносіїв", 2006. – 570 с.
4. Измерение электрических и неэлектрических величин / Евтихийев Н.Н., Купершмидт Я.А., Папуловский В.Ф., Скугоров В.Н. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 349 с.
5. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. – Вінниця: Універсум-Вінниця, 2000. – 303 с.
6. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Радио и связь, 1990. – 264 с.
7. Виглеб Т. Датчики. – М.: Мир, 1989. – 196 с.
8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М.: Наука, 1968. – 720 с.

Надійшла 16.2.2007 р.

О.Д. КРАСЮК  
Український науково-дослідний і навчальний центр  
С.М. ПЕРЕГУДОВ  
проблем стандартизації, сертифікації та якості  
О.П. ЯНЕНКО  
НДЦ Квантової медицини "Відгук"

## УДОСКОНАЛЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АВТОМАТИЗОВАНОЇ РАДІОМЕТРИЧНОЇ СИСТЕМИ мм-ДІАПАЗОНУ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ СЛАБКИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ СИГНАЛІВ

*В статті розглянуті питання удосконалення автоматизованої радіометричної системи для вимірювання малих потужностей ( $10^{-13}$ – $10^{-15}$  Вт) в мм-діапазоні хвиль. Досліджена можливість підвищення точності та чутливості вимірювання електромагнітних сигналів за рахунок введення нових та оптимізації роботи наявних електронних блоків радіометричного каналу.*

### Вступ

При розробці автоматизованих радіометричних систем (РС) для контролю параметрів слабких електромагнітних сигналів велика увага приділяється їхнім метрологічним характеристикам, зокрема флуктуаційному порозу чутливості й похибці вимірювання [1]. Удосконалення вхідного високочастотного тракту й застосування еталонного генератора шуму, з регулюванням вихідної потужності було розглянуто в [2, 3]. Однак, це приводить до необхідності введення додаткових елементів високочастотного тракту: електричнокерованих атенуаторів і спрямованого 3 дБ відгалужувача, та термостатування джерела теплового шуму еталонного генератора. І в тому, і в іншому випадку має місце неконтрольований набіг фази для вимірюваного сигналу, що веде до зменшення як граничної чутливості, так і збільшення систематичної похибки вимірювання.

Окрім того, застосування в складі РС стандартного устаткування, наприклад, блоку вольтметра В8-7 для синхронного детектування також може привести до небажаного співвідношення фаз на входах синхронного детектора (СД), що призводить до зниження флуктуаційного порогу чутливості РС.

Таким чином, виникає необхідність застосування в радіометричному тракту РС додаткової корекції фазового зсуву і можливого зменшення числа стандартних приладів в складі вимірювальної установки.

### Основна частина

Задачу підвищення чутливості та точності РС можна вирішувати шляхом введення нових вузлів, призначених для корекції фазових співвідношень та підвищення точності перетворення сигналів, а саме: фазообертача та синхронного детектора з генератором опорних прямокутних імпульсів. На рис. 1 наведена структурна схема вдосконаленої автоматизованої РС.

До складу установки входять: блок НЗВЧ (А1, А2 – електричнокеровані НВЧ-модулятори; U1 – вентиль; U2 – спрямований 3 дБ відгалужувач; U3 – перетворювач частоти; G1 – керований ГШ; G2 – НВЧ гетеродин; С – пристрій керування режимом ТЕМО); блок ПЧ (А3 – підсилювач проміжної частоти; U4 – квадратичний детектор); блок НЧ (А4 – підсилювач низької частоти; А5 – фазообертач; G3 – опорний генератор прямокутних імпульсів; U5 – синхронний детектор; Z1 – фільтр низьких частот) та блок РС (CPU – системний блок; U6 – АЦП; U7 – ЦАП; RS – пристрій виводу даних; D – дисплей).

На рис. 1 об'єкт вимірювання відмічений літерою X, а на рис. 3 наведені епюри вихідних напруг генератора G3, фазообертача А5 та синхронного детектора U5.

Замість раніше застосовуваного синхронного детектора за схемою вольтметра В8-7 була розроблена окрема плата СД, яка включає в себе також і генератор прямокутних імпульсів, що раніше реалізується програмно [4]. Це дозволило спростити як програмне забезпечення, так і пристрій сполучення комп'ютера з іншими блоками системи.

Передатна характеристика розробленого синхронного детектора наведена на рис. 2.

У порівнянні з раніше використовуваним СД розроблений має більший динамічний діапазон та лінійну передатну характеристику. Внаслідок цього, був збільшений динамічний діапазон радіометричної системи при зменшенні похибки вимірювання слабких електромагнітних сигналів.

В [2] була отримана формула вихідної напруги синхронного детектора (після фільтра низької частоти):

$$\bar{U} = K_{\Sigma e} k T_e - K_{\Sigma n} S_c(t),$$

де  $K_{\Sigma e}$  – сумарний коефіцієнт перетворення сигналу опорного шумового генератора з робочою температурою джерела  $T_e$ ;  $K_{\Sigma n}$  – сумарний коефіцієнт перетворення шумового сигналу.



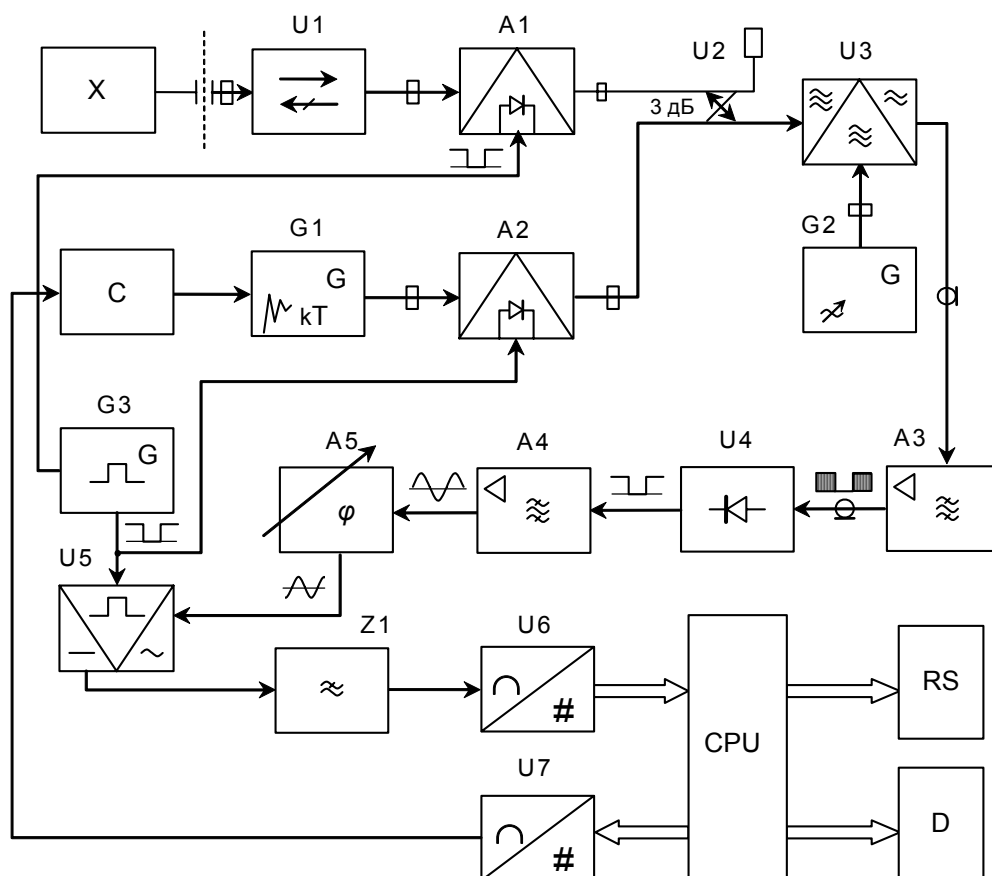


Рис. 1. Удосконалена структурна схема автоматизованої радіометричної системи

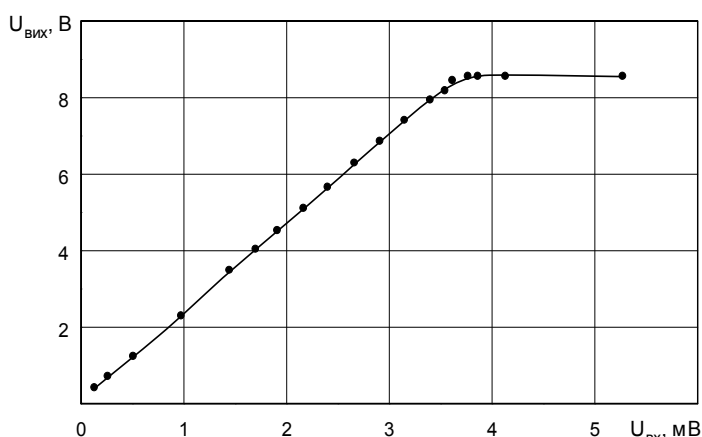


Рис. 2. Статична характеристика перетворення синхронного детектора

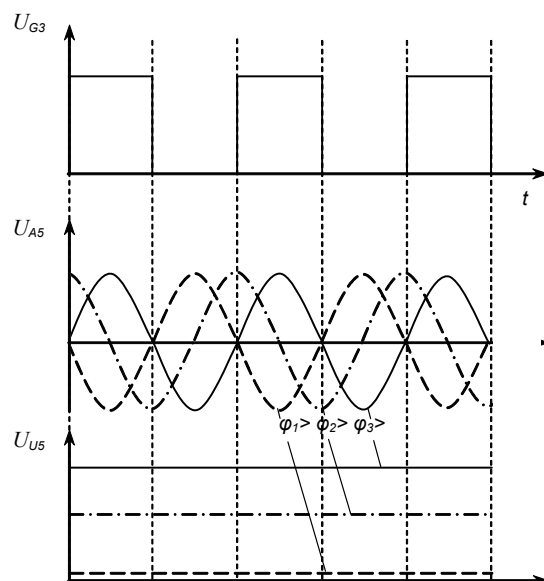


Рис. 3. Епюри напруги на входах та виході синхронного детектора

Оскільки,  $\bar{U}$  представляє сигнал помилки, що надходить через АЦП на вхід комп'ютера, то при лінійній передатній характеристиці синхронний детектор не буде вносити додаткових похибок у процесі вимірювання.

Однак, сам СД, як і інші вузли РС, застосовані для її вдосконалення, можуть привести до небажаного набігу фаз і, як наслідок, до зниження метрологічних характеристик системи в цілому.

На рис. 3 наведені епюри напруги на виході СД залежно від співвідношення фаз вхідних напруг. Очевидно, що неконтрольовані зміни фази в радіометричному каналі РС можуть значно погіршити результати вимірювання і ускладнити процес автоматичної обробки сигналів.

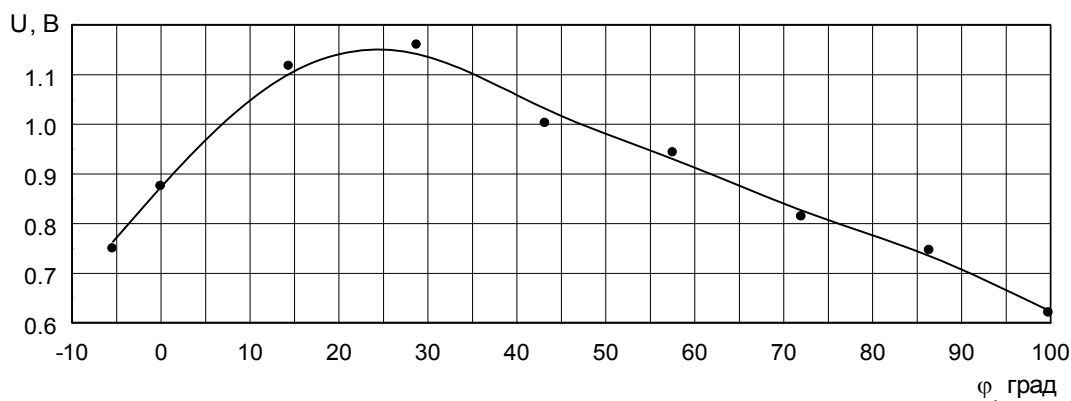


Рис. 4. Залежність вихідної напруги РС від різниці фаз вхідних сигналів синхронного детектора для частоти  $f=38$  ГГц

Для компенсації небажаної зміни фази до складу РС був уведений фазообертач А5 (рис. 1), що представляє собою двохкаскадний транзисторний підсилювач із регульованим РС – ланцюжком. Діапазон регулювання фазового зсуву склав від  $-10$  до  $+100^\circ$ , що цілком достатньо для практичного застосування. На рис. 4 наведена залежність вихідної напруги розробленого СД залежно від зсуву фази сигналу, що вводиться за допомогою фазообертача.

Експертна перевірка СД показала, що при нульовому співвідношенні фази сигналу з опорним сигналом ( $\varphi_3$ ) вихідна напруга СД максимальна, протифазне положення ( $\varphi_1$ ) формує нульову напругу, а зсув на  $90^\circ$  ( $\varphi_2$ ) забезпечує на виході СД

$$U_{CD} = \frac{1}{2} U_{\max CD} \cdot$$

Вихідна напруга досягала максимального значення  $1,15$  В при додатковому зсуві фази на  $\varphi_0 \approx 25^\circ$ . Для порівняння, максимальне значення напруги на виході СД (у складі В8-7) було отримано при  $\varphi_0 \approx 40^\circ$ , що ілюструє необхідність введення даного пристрою до складу РС.

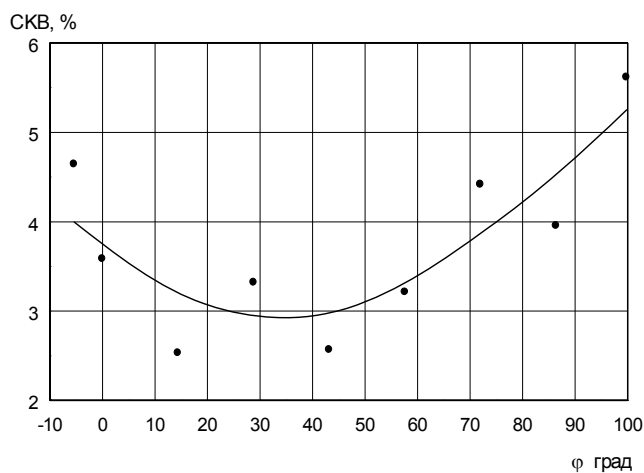


Рис. 5. Залежність СКВ вимірювання вихідної напруги РС від різниці фаз вхідних сигналів синхронного детектора для частоти  $f=38$  ГГц

На рис. 5 наведена залежність середньо квадратичного відхилення похибки РС від фазового зсуву сигналу в радіометричному каналі. Найменше значення  $3\%$  було отримано для  $\varphi \approx 25-30^\circ$ . Таким чином, введення фазообертача приводить не тільки до зменшення порога чутливості системи, а й до зниження погрешності вимірів.

#### Висновок

1. У ході роботи були досліджені можливості подальшого вдосконалення автоматизованої радіометричної установки, розглянутої раніше в роботах [1, 2].

2. Показано, що можливим джерелом похибки вимірювання слабких сигналів може бути неконтрольована зміна фази у вимірювальному радіометричному каналі, пов'язана із введенням додаткових пристроїв, заміною одних пристроїв на інші, а також із застосуванням в каналі стандартних приладів, фазові характеристики яких не є оптимальними для роботи синхронного детектора.

3. Запропоновано до складу РС ввести додатковий фазообертач, що дозволяє компенсувати небажаний зсув фази, з метою поліпшення метрологічних характеристик системи й зниження її порога флуктуційної чутливості.

4. Розроблено окрему плату синхронного детектора з опорним генератором прямокутних імпульсів, що дозволяє спростити пристрій сполучення комп'ютера з іншими блоками РС. Підвищена лінійність передатної характеристики СД зменшує похибки перетворення сигналу у вимірювальному тракті при його автоматичній обробці.

5. Застосування комп'ютера відкриває можливість автоматичного регулювання фазового зсуву сигналу на вході СД за максимального значення сигналу на його виході.

### Література

1. Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов / Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф., Манойлов В.Ф и др. – // изд-во “Вольт”. Житомир. – 2003. – 408с.

2. Автоматизированная установка мм-диапазона для биомедицинских приложений / Красюк А.Д., Перегудов С.Н., Скрапник Ю.А., Яненко А.Ф. // Вісник Технологічного університету Поділля. – № 2, ч.1. – Т.1. – 2004. – С.176-180

3. Радиометрическая установка с автоматизированной регулировкой выходной мощности генератора эталонного шума / Перегудов С.Н., Яненко Я.Ф. // Вісник Технологічного університету Поділля. – № 4, ч.1. – Т.1-2005. – С.131-134.

4. Високочутливий синхронний детектор для модуляційного радіометра / Яненко О.П., Перегудов С.М., Колісниченко М.В., Красюк О.Д. // Збірка матеріалів 4-ої н/т конференції “Приладобудування 2005: стан і перспективи” – Київ. – 2005. – с.219-220.

Надійшла 21.2.2007 р.

УДК 622.691

Л.М. ЗАМІХОВСЬКИЙ, В.А. РОВІНСЬКИЙ, Л.О. ШТАЄР  
Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу

## АВТОМАТИЗОВАНА СИСТЕМА ВИЯВЛЕННЯ ВИТОКІВ В ПРОМИСЛОВИХ ТРУБОПРОВОДАХ

*Розглядається проблема виявлення витоків з трубопроводів. Запропонована структура автоматизованої системи виявлення витоків в промислових трубопроводах, яка реалізує метод, що базується на теорії розповсюдження хвиль в трубопроводах. В системі передбачено можливість реалізації механізму формування цифрових або аналогових тестових сигналів на основі завадостійких кодів.*

### Вступ

Підвищення надійності трубопровідного транспорту вимагає оперативного виявлення витоків речовин з промислових трубопроводів. Для ідентифікації витоків в мінімальні терміни необхідна наявність автоматизованих систем, зокрема при несанкціонованих доступах до трубопроводів. Оскільки частка втрати продукту при таких витоків є незначною в порівнянні з витратою продукту при транспортуванні, ідентифікація витоків ускладнюється.

#### Автоматизована система виявлення витоків в промислових трубопроводах

Класифікація методів виявлення витоків з трубопроводів та приклади систем, які реалізують вказані методи, представлена в роботі [1]. Основними методами є: метод візуального контролю стану трубопроводу; метод аналізу складу оточуючого середовища; метод, пов'язаний з пуском по трубопроводу зондів; електромагнітні методи контролю; методи, які базуються на реєстрації і аналізі звукових коливань; дистанційні методи (методи пониження тиску, порівняння витрат, лінійного балансу); метод ударних хвиль Н.Е. Жуковського; методи гідравлічних випробувань. Загальним недоліком для більшості з вказаних методів і систем, які їх реалізують, є: неможливість виявити втрати продукту при нестационарному режимі транспортування, виділення корисного сигналу на фоні зовнішніх шумів, велика ймовірність помилкового спрацювання.

Одним з найефективніших методів є метод з використанням тестових хвиль, які створюються в речовині, що транспортується. В роботі [2] наведені результати моделювання процесу розповсюдження акустичних хвиль в довгій трубі при наявності неоднорідності стінки (витоків) з метою одержання оцінки розміщення і розміру дефектів та побудовано імпульсні характеристики відповідних станів системи.

Система виявлення витоків в промислових трубопроводах запропонованої структури покликана забезпечити:

- підвищення точності визначення місця витoku;
- безпечність в експлуатації;
- забезпечення контролю стану трубопроводів великої протяжності;
- підвищення вірогідності діагностичної інформації;
- незалежність від впливу кліматичних і природних умов.

Пропонована система реалізує метод локалізації місця витoku речовини з трубопроводу, який полягає у створенні тестового сигналу з первинних хвиль (тестового сигналу) тиску в межах рідкого або газоподібного середовища транспортування та обробці відбитих сигналів, які ідентифікують зміну стану трубопровідної системи. Первинні хвилі розповсюджуються зі швидкістю звуку в межах середовища, зумовлюючи генерацію вторинних відбитих хвиль на неоднорідностях (відгалуженнях трубопроводу, витоків, запірній арматурі, різких згинах і т.д.) трубопроводу. Прийняті давачем тиску системи вторинні відбиті хвилі, перетворені в електричні, а далі – в цифрові сигнали, після обробки за допомогою алгоритму обчислення автокореляційної функції, формують в пам'яті мікропроцесорного пристрою імпульсну характеристику трубопроводу, яка дозволяє виявити всі значні його неоднорідності. Особливістю даного методу є формування тестового сигналу у вигляді завадозахищеного коду, який дозволяє збільшити відстань дослідження трубопроводу при незмінній потужності тестового сигналу або зменшити його потужність при незмінній ділянці контролю, та метод обробки вихідних даних, що дозволяє зменшити можливість помилкового спрацювання системи [3].

Структурна схема автоматизованої системи для виявлення витоків з трубопроводу наведена на рис. 1.

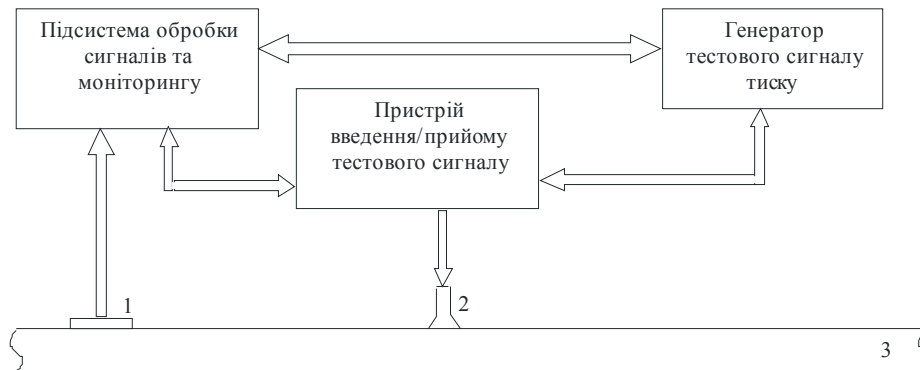


Рис. 1. Автоматична система виявлення витоків в промислових трубопроводах

До системи локалізації входить підсистема обробки сигналів та моніторингу, генератор тестового сигналу тиску в середовищі трубопроводу 3, пристрій введення/прийому тестового сигналу та давач визначення густини рідини 1. На рис. 1 позначення 2 – це відвід трубопроводу 3, який необхідний для доступу до середовища транспортування.

Склад підсистем наступний:

- підсистема обробки сигналів та моніторингу складається з комп'ютера, пристрою спряження давача 1 і комп'ютера та блоку формування і обробки даних від пристрою ведення/прийому тестового сигналу;
- пристрій введення/прийому тестового сигналу містить давач тиску та електрично-керовані клапани;
- генератор тестового сигналу тиску може бути виконаний у двох варіантах. Перший варіант включає газовий акумулятор для нагнітання хвиль тиску в трубопровід, електрично-керований запірний регулятор, яким керує підсистема обробки сигналів та моніторингу, та насос, який призначений для створення надлишкового тиску газу в акумуляторі. Другий варіант складається з касети з набором піропатронів, які спрацьовують за допомогою електрозапалів, керованих підсистемою обробки сигналів та моніторингу.

Підсистема обробки сигналів та моніторингу працює наступним чином. Електричні сигнали коливань тиску з давача тиску, що входить до пристрою введення/прийому тестового сигналу, перетворюються в блоці формування і обробки даних від датчика тиску в цифровий код і надходять до комп'ютера, де вони обробляються і аналізуються. Робочий алгоритм мікропроцесорної системи забезпечує генерацію тестового сигналу, обробку прийнятих сигналів та вивід результатів обробки у візуальній формі, зручній для сприйняття людиною-оператором. Тестовий сигнал, який надходить в трубопровід, модулюється завадозахищеним сигналом. Визначення відстані до витoku проводиться за часом, що встановлюється з взаємкореляційної функції тестового сигналу і сигналу-відгуку. Використання завадозахищеного тестового сигналу дає змогу підняти співвідношення "сигнал/шум" і точніше виділити корисний сигнал. Підсистема обробки сигналів та моніторингу, окрім розпізнавання сигналу наявності витoku в трубопроводі, контролює процес створення тестового сигналу тиску в генераторі тестового сигналу тиску. Такий тестовий сигнал розповсюджується по трубопроводу і відбивається від неоднорідностей в трубопроводі 3. Відбиті хвилі сприймаються пристроєм введення/прийому тестового сигналу.

Генератор тестового сигналу тиску може мати два варіанти реалізації. При першому варіанті процес нагнітання хвиль тиску в трубопровід здійснюється з допомогою електрично-керованого запірного регулятора, яким керує підсистема обробки сигналів та моніторингу. Вказаний регулятор характеризується високою швидкістю відкривання/закривання і призначений для модуляції тестового сигналу завадостійким кодом і може формувати хвилі тиску як за дискретними (цифровими), так і за неперервними (аналоговими) законами. Насос, який також входить в дану підсистему, призначений для створення надлишкового тиску газу в акумуляторі, що необхідно для формування робочих імпульсів тиску. Другий варіант виконання генератора тестового сигналу забезпечує формування тестових імпульсів тиску з допомогою вихідних газів, що виникають в результаті спрацювань піропатронів. Такий варіант простіший в реалізації, однак дозволяє формувати тільки дискретні

імпульсні послідовності і вимагає заміни відпрацьованих піропатронів.

Визначення відстані до витoku  $L_1$  з використанням описаної автоматизованої системи виявлення витоків з трубопроводів продемонстровано на рис. 2, де позначення 1 – трубопровід, 2 – виток, 3 – автоматизована система виявлення витоків продукту з трубопроводу, до якої входить механізм створення і введення в середовище транспортування тестових сигналів, пристрій реєстрації та обробки вторинних хвиль.

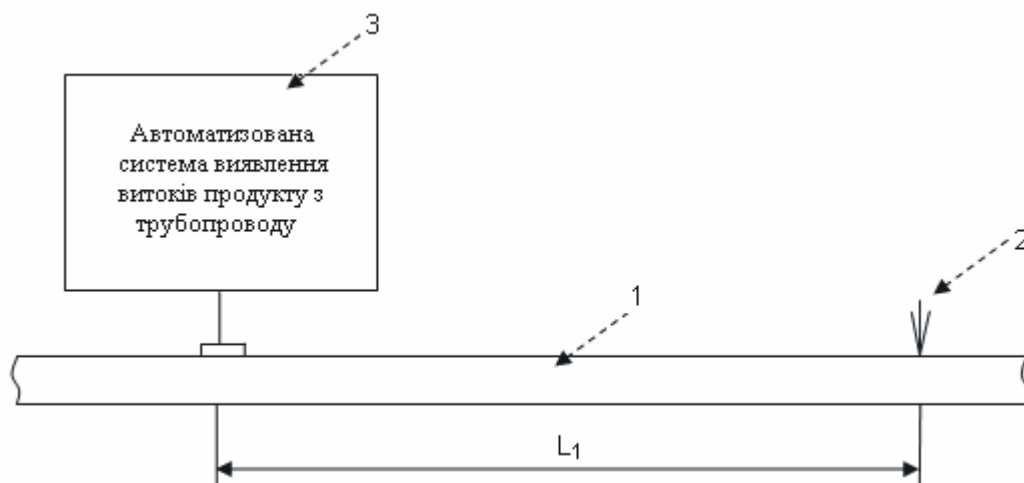


Рис. 2. Визначення місця витoku речовини з трубопроводу

Відстань  $L_1$  розраховується на основі формули

$$L_1 = c * (T_1 - T_2) / 2 \quad (1)$$

з використанням визначеної величини  $(T_1 - T_2)$  між часом пуску тестового сигналу і часом прийому відбитої хвилі та швидкості розповсюдження хвиль  $c$  в середовищі транспортування.

#### Висновки

Отже, запропонована система дозволяє реалізувати спосіб локалізації місця витoku з трубопроводу при односторонньому доступі до середовища транспортування та підвищеною достовірністю одержаної інформації за рахунок цифрової обробки прийнятих сигналів, дає можливість виявлення витоків в реальному часі, можливе використання системи для різних видів середовища транспортування.

Присутність витоків в трубопровідній системі виявляється на основі порівняння поточного та вихідного станів системи. Це дозволяє при застосуванні запропонованої автоматизованої системи оперативно визначати зміну технічного стану трубопроводу, здійснювати якісний та кількісний аналіз зміни параметрів трубопроводу в часі.

Подальші розробки будуть стосуватись технічної реалізації підсистеми генерування тестового сигналу та виду заводозахисного коду з метою виділення із прийнятого відбитого сигналу інформації про величину витoku.

#### Література

1. Штаєр Л.О. Сучасний стан діагностування несанкціонованого доступу до технологічних газопроводів // Наукові вісті Інституту менеджменту та економіки «Галицька академія». – 2005. – № 2 (8). – С.68-78.
2. Захіовський Л.М., Штаєр О.Л. контроль стану трубопроводу з використанням імпульсних характеристик // Восточноевропейский журнал передовых технологий. – 2006. – № 4/1 (22). – С. 18-19.
3. Заявка на видачу патенту № а 2006 10331 Україна, МПК G01N 29/04; G01M 3/24. Спосіб локалізації місця витoku речовини з трубопроводу та система для його реалізації / Захіовський Л.М., Ровінський В.А., Штаєр Л.О. – Дата подання заявки 28.09.06.

Надійшла 17.2.2007 р.

## МЕТОДИ ТА АПАРАТУРА ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОХІМІЧНИХ СУПЕРКОНДЕНСАТОРІВ

*Проведено аналіз методів вимірювання параметрів електрохімічних суперконденсаторів та розглянуто їх переваги і недоліки. Наведено приклади апаратури для вимірювання параметрів електрохімічних суперконденсаторів.*

### Вступ

Головною відмінністю електрохімічних суперконденсаторів (ЕХСК) від традиційних конденсаторів інших типів є надзвичайно високе значення ємності, яка досягає тисяч фарад і забезпечується подвійним електричним шаром (ПЕШ). На відміну від акумуляторних батарей, заряд яких повинен здійснюватись керованими струмами обмеженої величини, а кількість зарядних циклів є обмеженою, ЕХСК використовують зарядно-розрядні струми в сотні ампер із необмеженою кількістю зарядно-розрядних циклів.

Для підвищення робочих напруг ЕХСК з'єднують у модулі для накопичення енергії, використовуючи послідовно-паралельні схеми їх ввімкнення. Окремі ЕХСК, які входять до складу таких модулів, повинні бути підібрані за своїми електричними параметрами та характеристиками, щоб уникнути явища нерівномірного розподілу напруг на окремих елементах модуля, перевищення максимально-допустимого рівня напруги та виходу окремого елемента, а потім і всього модуля із ладу. Тому проблема вимірювання параметрів ЕХСК є дуже важливою з точки зору подальшого їх відбору для об'єднання у модулі.

### Аналіз останніх досліджень і публікацій

Методи вимірювання електричних параметрів ЕХСК можна розділити на дві групи: методи вимірювання на змінному струмі та методи вимірювання на постійному струмі. Особливістю методів вимірювання на змінному струмі є вимірювання комплексного опору об'єкта вимірювання. Видатні досягнення в цій галузі були отримані радянськими та українськими вченими: К.Б. Карандеєвим, А.Д. Нестеренко, Ф.Б. Гриневичем, М.М. Сурду, А.І. Новіком, В.Ю. Кнеллером, Г.А. Штамбергером, Т.М. Алієвим, А.І. Мартяшиним, С.Л. Епштейном, Б.Н. Швецьким, В.М. Шляндіним та іншими [1].

Ці вчені розробили цілий ряд методів та приладів для вимірювання електричних параметрів комплексних опорів на основі прямого перетворення та врівноважування мостових і компенсаційно-мостових схем, які серійно виготовлялись та застосовувались у конденсаторній промисловості. Вітчизняні вимірювачі комплексних опорів характеризувались високою точністю та широким динамічним діапазоном вимірювання і відповідали, а часом і перевищували, за своїми параметрами та характеристиками найкращі закордонні прилади провідних компаній світу: "Hewlett Packard", "Wyne Keer", "General Radio" та інші [2].

Всі існуючі вітчизняні та закордонні вимірювачі електричних параметрів комплексних опорів, які використовуються для вимірювання ємності та тангенса кута діелектричних втрат традиційних конденсаторів, розроблені у відповідності із діючими на той час стандартами на прилади такого типу, а також стандартами на електричні конденсатори та методи вимірювання їх параметрів. У відповідності із цими стандартами традиційні конденсатори характеризуються простою двоелементною еквівалентною схемою заміщення, а вимірювання їх електричної ємності та тангенса кута діелектричних втрат здійснюється на стандартних частотах: 50 Гц для країн СНГ, 100 Гц для країн Європи та 120 Гц для США.

На відміну від традиційних конденсаторів, ЕХСК характеризуються складною багатоелементною еквівалентною схемою заміщення [3], тому для вимірювання електричних параметрів елементів їх еквівалентної схеми заміщення необхідно використовувати широкий діапазон вимірювальних частот. Це обмежує використання існуючих методів та приладів для вимірювання електричних параметрів комплексних опорів.

Аналіз еквівалентної схеми заміщення ЕХСК показує, що така схема заміщення є пасивним багатоелементним двополюсником (ПБД), а задача вимірювання електричних параметрів елементів ЕХСК є частковим випадком більш загальної задачі вимірювання параметрів багатополюсників. Для вирішення цієї задачі відомі три основні методи:

- 1) вимірювання струмів та напруг зовнішніх вузлів багатополюсника та розв'язок рівнянь, які пов'язують виміряні величини із шуканими параметрами;
- 2) застосування багатомірних вимірювальних пристроїв, за допомогою яких визначаються деякі узагальнені параметри – елементи матриці, яка описує багатополюсник;
- 3) штучне почергове розділення багатополюсного кола на двополюсні ланки та вимірювання узагальнених параметрів цих ланок. Розділення здійснюється без фізичного розриву багатополюсного кола, шляхом створення в досліджуваній ланці спеціального режиму, коли різниця потенціалів на полюсах або струм в ланці визначається тільки параметрами цієї ланки.

Аналіз розглянутих методів вимірювання параметрів багатополюсників показує, що їх використання є дещо обмеженим для вимірювання параметрів ЕХСК. Це обмеження полягає у наявності лише двох виводів ЕХСК, до яких може бути прикладена задана напруга, тоді інформаційним параметром є струм, а якщо у ЕХСК

створюється режим заданого струму, то інформаційним параметром є напруга на його виводах. В цьому випадку кількість отриманих рівнянь, які пов'язують виміряні величини із шуканими параметрами є недостатньою, що потребує проведення додаткових вимірювань для отримання достатньої кількості рівнянь.

Серед вітчизняних літературних джерел, які присвячені вимірюванню параметрів лінійних багатоелементних двополосників (ЛБД), необхідно відмітити монографію В.Ю. Кнеллера та Л.П. Боровських [4]. У цій праці розглянуто загальний метод вимірювання параметрів ЛБД шляхом вимірювання сукупності скалярних величин, які залежать від шуканих параметрів ЛБД, а також складання та розв'язку системи рівнянь, що пов'язують вимірювані величини та шукані параметри ЛБД.

Аналіз закордонних літературних джерел показує, що для вимірювання електричних параметрів електрохімічних систем широко застосовується запропонований Дж. Р. Макдональдом [5] метод імпедансної спектроскопії (ІС).

Цей метод базується на вимірюванні імпедансних спектрів електрохімічних систем в широкому діапазоні вимірювальних частот та апроксимації виміряних імпедансних спектрів функцією комплексного опору, яка відповідає адекватній еквівалентній схемі заміщення досліджуваної електрохімічної системи.

По Макдональду, в ІС використовуються три типи вимірювальних сигналів, які подаються на вхід досліджуваної електрохімічної системи.

1. Сходінка напруги  $u(t) = U_0$  для  $t \geq 0$  та  $u(t) = 0$  для  $t < 0$ . Результатом вимірювання є відгук струму  $i(t)$  та комплексний опір досліджуваної електрохімічної системи в часовій області  $Z(t) = u(t)/i(t)$ . Для перетворення комплексного опору досліджуваної електрохімічної системи із часової області  $Z(t)$  у частотну область  $Z(j\omega)$  використовують перетворення Фур'є або перетворення Лапласа.

2. Напруга  $u(t)$  у вигляді випадкового (білого) шуму, вимірюючи відгук струму  $i(t)$  та визначаючи комплексний опір досліджуваної електрохімічної системи у частотній області  $Z(j\omega)$  аналогічно попередньому способу за допомогою перетворення Фур'є або перетворення Лапласа.

3. Гармонічна напруга  $u(t) = U_m \sin(\omega t)$  в діапазоні частот вимірювального сигналу від  $\omega_{\min}$  до  $\omega_{\max}$ , вимірюючи відгук струму  $i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi)$  та визначаючи комплексний опір  $Z(j\omega)$  досліджуваної електрохімічної системи у цій частотній області.

Найбільшого застосування в ІС набув третій метод, а прилади такого типу отримали назву аналізатори частотного відгуку (АЧВ), що англійською мовою перекладається як "frequency response analyzers (FRA)". Серед приладів такого типу найвідомішими є вимірювачі англійської компанії Solartron типу 1170 та 1250.

#### Дослідження апаратури для вимірювання параметрів ЕХСК

Протягом останніх п'яти років в на кафедрі радіотехніки Хмельницького національного університету під керівництвом автора була розроблена апаратура для вимірювання параметрів ЕХСК. Розроблена апаратура базується на двох принципах програмного керування:

1) Керування за допомогою програми високого рівня, яка виконується персональним комп'ютером, а програма низького рівня, яка виконується керуючим мікроконтролером лише призначена для передачі даних між мікроконтролером та персональним комп'ютером. Також програма низького рівня призначена для передачі кодів зондуючих сигналів на ЦАП та зчитування вимірювальної інформації із АЦП.

2) Керування за допомогою програми низького рівня, яка виконується керуючим мікроконтролером та повністю реалізує всі алгоритми вимірювання. Програма ви косоого рівня, яка виконується персональним комп'ютером, призначена лише для зв'язку оператора із апаратурою та відображення результатів вимірювання.

Багатоканальні системи для вимірювання параметрів ЕХСК із керуванням за допомогою програми високого рівня (а) та програми низького рівня (б) зображені на рис. 1.

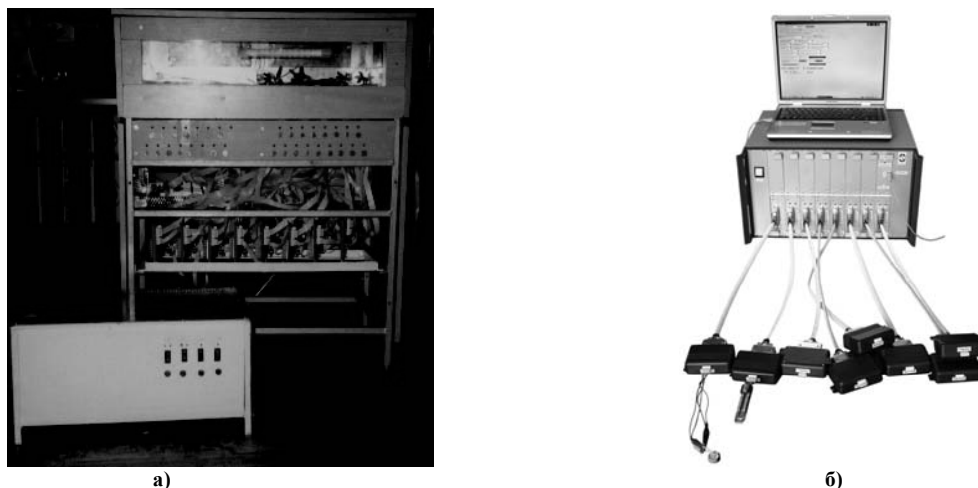


Рис. 1. Багатоканальні системи для вимірювання параметрів ЕХСК із керуванням за допомогою програми високого рівня (а) та програми низького рівня (б)

Технічні параметри багатоканальних система для вимірювання параметрів ЕХСК із керуванням за допомогою програм високого та низького рівнів наведені в табл. 1.

Таблиця 1

**Технічні параметри багатоканальних система для вимірювання параметрів ЕХСК**

Параметр	Система із керуванням за допомогою програми високого рівня	Система із керуванням за допомогою програми низького рівня
Число вимірювальних каналів	15	8
Режими роботи	гальваностатичний, потенціостатичний, потенціодинамічний та комбінований	гальваностатичний, потенціостатичний, потенціодинамічний та комбінований
Похибка вимірювання струму	0,2 %	0,2 %
Похибка вимірювання напруги	0,2 %	0,1мВ
Розрядність АЦП	16	24
Розрядність ЦАП	16	16

### Висновки

1. Всі відомі методи та засоби вимірювання електричних параметрів ЕХСК призначені для вимірювання лише лінійних електрохімічних систем, але основною відмінністю ЕХСК від традиційних конденсаторів є їх суттєва нелінійність. Тому застосування відомих методів та засобів вимірювання електричних параметрів ЕХСК призводить до значних похибок, а в деяких випадках і до хибних результатів вимірювання.

2. Для методів прямого перетворення характерним недоліком є недостатньо висока точність вимірювання, яка пов'язана із широким діапазоном вимірювання активного та реактивного опорів ЕХСК в широкому діапазоні частот.

3. Загальним недоліком всіх відомих методів та засобів вимірювання електричних параметрів ЕХСК є тривалий час вимірювання при використанні цих методів в діапазоні ультра низьких частот.

### Література

1. Гриневиц Ф.Б., Сурду М.Н. Высокоточные вариационные измерительные системы переменного тока. – К.: Наук. думка, 1989. – 192с.
2. Maeda K., Narimatsu Y. Multy – Frequency LCR Meters Test Components under Realistic Conditions // Hewlett – Packard Journal. – 1979. – № 2. – P.24-32.
3. Мартинюк В.В. Вимірювання та моделювання імпедансних спектрів електрохімічних суперконденсаторів // Вісник технологічного університету Поділля. – Том 2. – Хмельницький. – 2003. – № 3. – С.185-188.
4. Кнеллер В.Ю., Боровских Л.П. Определение параметров многоэлементных двухполюсников. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 189с.
5. Macdonald J.R. Impedance Spectroscopy. Emphasizing Solid Materials and Systems, John Wiley & Sons, 1987.
6. Gabrielli C. Identification of Electrochemical Processes by Frequency Response Analysis // Monograph reference 004/83. Solartron Instrumentation Group. – England. – 1981. – P.264.

Надійшла 22.2.2007 р.

УДК 667.64: 678.026

П.Д. СТУХЛЯК, М.М. МИТНИК, О.Ю. ЗАБЛОЦЬКИЙ,  
А.Г. МИКИТИШИН, І.В. КОНОВАЛЕНКО  
Тернопільський державний технічний університет імені Івана Пулюя

## АВТОМАТИЗОВАНИЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ДОСЛІДЖЕНЬ ПАРАМЕТРІВ ПОЛІМЕРНИХ ДІЕЛЕКТРИКІВ

*Розроблено автоматизований комплекс для дослідження електричних властивостей полімерних діелектриків.*

**Вступ.** Технічне використання полімерів у якості діелектриків набуває в наш час великого значення. Вибір полімерного діелектрика у кожному конкретному випадку залежить від діелектричних та інших фізико-механічних властивостей, що можуть змінюватись у широкому інтервалі температур та частоті електричного поля [1]. Визначення діелектричних властивостей є одним із методів дослідження структурної будови полімерів



[2]. Результати, які можна отримати під час проведення досліджень при визначенні параметрів діелектриків, зокрема тангенса кута діелектричних втрат, дають нам можливість оцінити ступінь зшивання сформованого полімерного діелектрика.

Відомо, що електричні властивості полімерних матеріалів характеризуються величинами питомого опору, електричної міцності, діелектричної проникності матеріалу, діелектричними втратами, ємності та індуктивності [3, 4]. Залежність цих характеристик від температури та частоти електричного поля є важливим фактором при виборі діелектрика.

Дослідження величини діелектричних втрат проводять, в основному, за двома методами [1]:

- визначення тангенса кута діелектричних втрат при зміні частоти електричного поля під час проведення досліджень;
- визначення тангенса кута діелектричних втрат при фіксованих значеннях частоти електричного поля і зміні температурного поля.

З точки зору прогнозування властивостей матеріалів, доцільно було б забезпечити можливість дослідження електричних параметрів (питомого опору, електричної міцності, діелектричної проникності матеріалу, діелектричних втрат, ємності та індуктивності) матеріалів при зміні температури з одночасною зміною діапазону частот

Як правило, такі дослідження займають тривалий час. У зв'язку з цим автоматизація такого процесу є актуальною задачею сучасних методів досліджень.

Метою роботи є розробка автоматизованого програмно-апаратного комплексу для дослідження електричних параметрів полімерних діелектриків залежно від температури середовища і частоти електричного поля.

Даний комплекс (блок-схема зображена на рис. 1) призначений для дослідження індуктивності, ємності, питомого опору, електричної міцності, діелектричної проникності матеріалу, діелектричних втрат і складається із таких основних частин:

- вимірювальної комірки;
- блоку регулювання нагрівом та термостабілізації;
- персонального комп'ютера (ПК);
- блоку вимірювання іммітансу.

Блок регулювання нагріву та термостабілізації призначений для керування включенням нагрівних елементів вимірювальної комірки та для передачі сигналів із термодавачів на персональний комп'ютер під час встановлення теплового балансу.

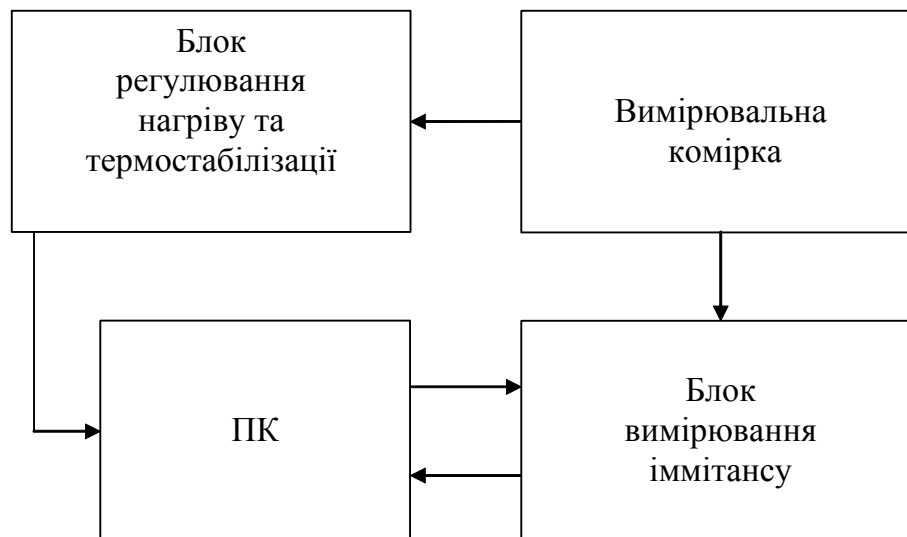


Рис. 1. Блок-схема програмно-апаратного комплексу для визначенні електричних властивостей діелектриків

Вимірювальна комірка виконана з використання двоелектродної системи вимірювань і зображена на рис. 2.

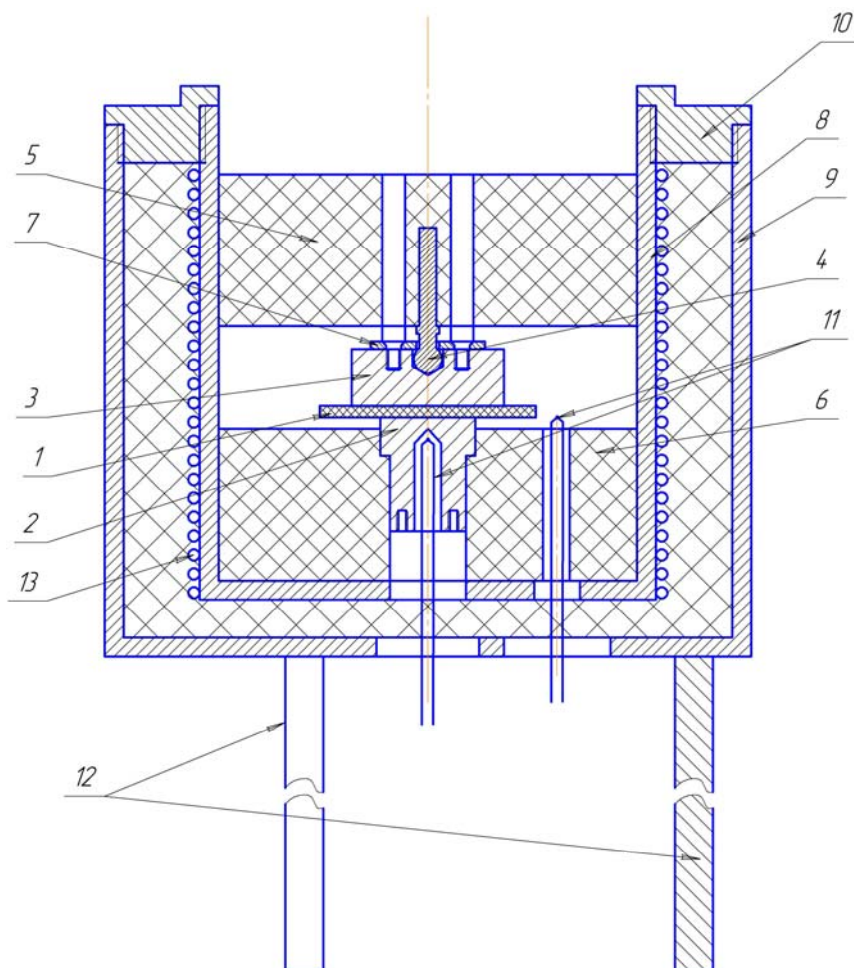
#### Матеріали для дослідження

Програмно-апаратний комплекс призначений для вимірювання електричних характеристик твердих матеріалів сформованих у вигляді плоских зразків товщиною до 5 мм.

#### Методика дослідження

Під час проведення досліджень дослідний зразок 1 розміщують на нижньому вимірювальному електроді 2, який є нерухомо закріплений у нижній п'яті 6 і притискається верхнім вимірювальним електродом 3. Співвісність електродів забезпечується шаровим шарніром 4, за допомогою якого верхній вимірювальний електрод прикріплено до верхньої п'яті 5. Після встановлення дослідного зразка у вимірювальну комірку вмикається блок регулювання нагріву та термостабілізації, який на певний час (від 15 до 120 секунд) вмикає нагрівні елементи 13. Блок термостабілізації постійно знімає і порівнює сигнали із термодавачів. В якості

термодавачів використано дві термопари ТХК-400М, одна із яких вмонтована у нижній вимірювальний електрод, а гарячий спай іншої розміщено у повітрі поблизу дослідного зразка. Коли температура термопар стає рівною, то дану точку приймають за температуру дослідного зразка, і сигнали з термопар передаються на ПК. Після чого відбувається цикл вимірювання із наступним включенням нагрівних елементів.



**Рис. 2.** Вимірювальна комірка: 1 – дослідний зразок; 2 – нижній вимірювальний електрод; 3 – верхній вимірювальний електрод; 4 – шаровий шарнір; 5 – верхня п'ята; 6 – нижня п'ята; 7 – шайба; 8 – внутрішній стакан; 9 – зовнішній стакан; 10 – план-шайба; 11 – термопари; 12 – ніжки; 13 – нагрівні елементи

Персональний комп'ютер містить плату ЦАП-АЦП, на яку поступає напруга із термопар. Керуюча програма визначає значення температури відносно отриманого значення напруги і заносить його в таблицю (алгоритм роботи програми показано на рис. 3). До ПК, також, під'єднано блок вимірювання іммітансу, який у свою чергу з'єднаний із нижнім та верхнім вимірювальними електродами вимірювальної комірки. Таким чином, для вже відомого значення температури, використовуючи блок вимірювання іммітансу та ПК, здійснюють вимірювання та запис оперативних даних всіх попередньо заданих електричних параметрів при заданому наборі частот електричного поля.

Діапазон температур у вимірювальній комірці може змінюватись від  $+20^{\circ}$  до  $+250^{\circ}$  С, саме тому, в якості верхньої і нижньої п'яти використано фторопласт 4, робочі температури якого знаходяться в межах від  $-100^{\circ}$  до  $+250^{\circ}$  С. Температура дослідного середовища під час проведення досліджень змінюється зі швидкістю  $1^{\circ}$ С за 1 хвилину, що забезпечує всі вимоги що до ГОСТу [5].

Оскільки температура у вимірювальній комірці під час проведення досліджень змінюється поступово, то дані дослідження можна віднести до області довготривалих. Саме тому, використання ПК у розробленому авторами програмно-апаратному комплексі дає можливість точної реєстрації даних під час проведення досліджень при визначенні електричних параметрів діелектриків. Всі дані, отримані під час проведення дослідів, заносяться в таблицю.

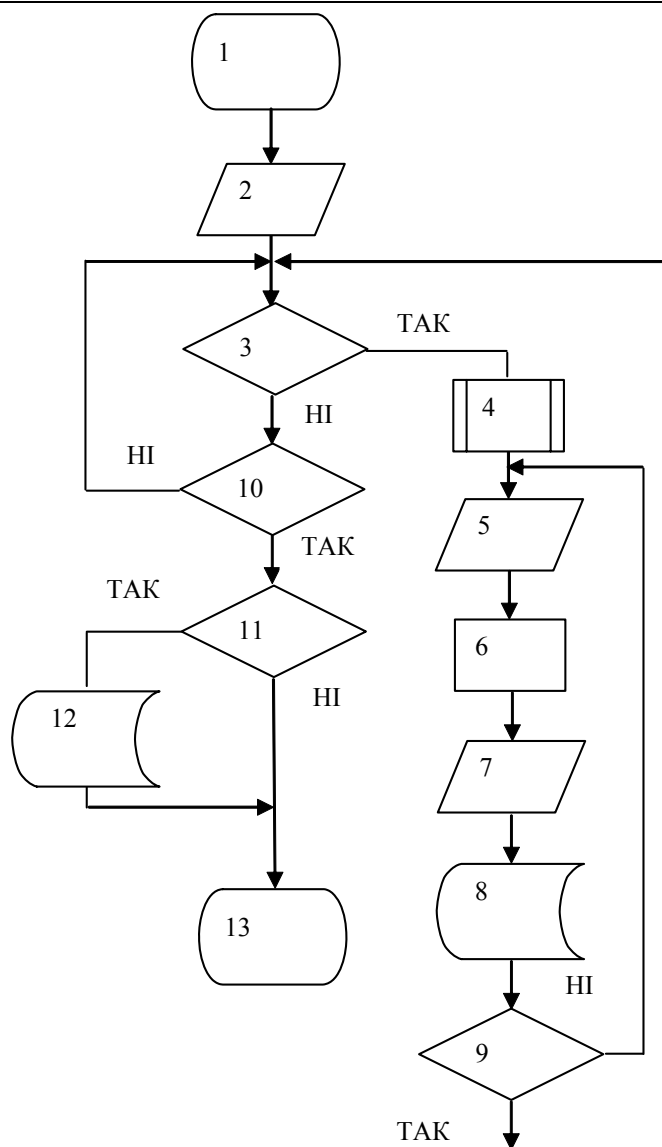


Рис. 3. Алгоритм роботи програми вимірювання.

1. Початок.
2. Завантаження параметрів з файлу конфігурації.
3. Починати зчитування даних?
4. Створення додаткового потоку для вимірювання.
5. Ввід даних із ЦАП про температуру.
6. Обчислення температури.
7. Вимірювання даних з допомогою блоку вимірювання імпедансу встановлених параметрів.
8. Збереження отриманих даних у таблиці.
9. Припинити вимірювання?
10. Вийти із програми?
11. Зберегти дані?
12. Запис результатів у файл.
13. Кінець.

**Висновки.** Даний автоматизований програмно-апаратний комплекс є універсальним і призначений для визначення електричних параметрів твердих матеріалів різної природи, що використовують в електротехнічній промисловості. Розроблений авторами комплекс дає можливість побудови термічної залежності, у діапазоні температур від  $+20^{\circ}\text{C}$  до  $+250^{\circ}\text{C}$ , таких електричних параметрів:

- індуктивність за паралельною та послідовною схемами заміщення;
- ємність за паралельною та послідовною схемами заміщення;
- опір за паралельною та послідовною схемами заміщення;
- тангенс кута діелектричних втрат;
- добротність.

З допомогою керуючої програми, перед проведенням досліджень можна в різних варіантах задати електричні параметри, які будуть зніматись під час проведення досліджень, а також встановити частоти електричного поля, на яких будуть проводитись вимірювання. Також існує можливість задання автоматичного вибору схеми заміщення вимірювання окремих електричних параметрів, під час проведення досліджень. Наприклад, ми можемо налаштувати програму так, що зняття показів буде відбуватись по послідовній, паралельній чи одночасно по двох схемах заміщення, а також передбачена можливість роботи пристрою з автоматичним вибором однієї із схем заміщення.

#### Література

1. Тагер А.А. Физико-химия полимеров. – М.: Химия. – 1968.
2. Кащенко П.П. Аморфные вещества, – Изд. АН СССР, 1952.
3. Сканави Г.И. Физика диэлектриков (область слабых полей). – Гос. издат. тех-теор. лит., 1949.
4. Сканави Г.И. Физика диэлектриков (область слабых полей). – Гос. издат. тех-теор. лит., 1958.

5. ГОСТ 22372-77. Материалы диэлектрические. Методы определения диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь в диапазоне частот от 100 до  $5 \cdot 10^6$  Гц.
6. Рез И.С., Поплавко Ю.М. Диэлектрики. Основные свойства и применение в электронике – М.: Радио и связь, 1989.
7. Липатов Ю. С. Физическая химия наполненных полимеров. – М.: Химия, 1977. – 304 с.
8. Липатов Ю.С., Сергеева Л.М. Адсорбция полимеров. – К.: Наукова думка, 1972. – 153 с.
9. Физикохимия многокомпонентных полимерных систем /Под общ. ред. Ю.С. Липатова. – К.: Наукова думка, 1986. – Т.1. – 376 с.

Надійшла 23.2.2007 р.

УДК 621.317.7.089

Л.П. ПОЧЕКАЙЛОВА

Державне підприємство “Український науково-дослідний і навчальний центр проблем стандартизації, сертифікації та якості”

К.Л. ШЕВЧЕНКО

Київський національний університет технологій та дизайну

О.П. ЯНЕНКО

Науковий центр квантової медицини “Відгук”

## ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ ВОДИ ТА КИСЛОТНО-ЛУЖНИХ ВОДНИХ РОЗЧИНІВ

*Наведено результати досліджень електромагнітного випромінювання та поглинання води і стандартних розчинів в області мм довжин хвиль. Розкривається зв'язок потужності випромінювання та поглинання залежно від рН води та водних розчинів.*

### Вступ. Постановка задачі

Вода є одним із основних чинників існування людини. Необхідність підтримання постійного водного балансу в організмі ставить певні вимоги до якості води, яку споживає людина. За сучасними міжнародними та національними документами необхідно аналізувати до 80 – 120 показників якості води. Такі аналізи можуть дати розгорнуту картину якості та безпечності води, але вони вимагають великих фінансових витрат та тривалих вимірювань. Крім того, доцільність розгорнутого аналізування не завжди є необхідною. У цьому сенсі є важливим пошук інтегрованих показників якості води та методів їх визначання, які зможуть суттєво зменшити кількість рутинних вимірювань.

Одними із можливих методів визначання інтегрованих показників можуть бути методи на основі електричних та електромагнітних явищ. Це пов'язано з тим, що поряд із традиційними критеріями оцінки якості води, важливим показником гігієнічної оцінки є зміна зарядового стану молекул води [1]. Така зміна впливає на електропровідність води, значення рН, потужність випромінювання та поглинання у мм-діпазоні довжин хвиль. Теоретичні засади поглинання та випромінювання НВЧ енергії біологічними та фізичними об'єктами представлено у [2].

Відомо, що вода інтенсивно поглинає НВЧ енергію [2, 3]. Загальноприйнятим механізмом поглинання рідиною НВЧ випромінювання вважається збудження квантами випромінювання конформаційних і обертових ступенів вільності молекул рідини [1]. При поглинанні НВЧ енергії водою спостерігається збільшення ОН-радикалів як у всьому інтервалі енергій [4], так і у обмеженому [5], що повинно впливати на електропровідність та рН досліджуваних зразків. Попередні радіометричні вимірювання електромагнітних полів слабо концентрованих водних розчинів солі та цукру свідчать про те, що такі розчини мають різну випромінювальну здатність, яка визначається відсотком розчиненої у воді речовини [6]. Автори роблять висновок про можливість тонкого аналізу взаємодії фізичних та біологічних об'єктів на рівні надзвичайно слабких електромагнітних полів і випромінювань у НВЧ діапазоні. Слід очікувати, що різну випромінювальну здатність матимуть також і водні розчини з різними значеннями рН. Тому мета нашої роботи – дослідити випромінювальну та поглинальну здатність водних розчинів із різними значеннями рН (у кислотній та лужній областях) у порівнянні з дистильованою водою та вплив на випромінювання і поглинання кип'ятіння води.

### Основна частина

Для дослідження зв'язку між електромагнітним випромінюванням та поглинанням і рН було приготовлено водні розчини на основі стандарт-титрів рН другого класу, значення рН (при температурі 25 °С) та електропровідності яких представлено у табл. 1. Значення рН таких розчинів залишаються стабільними протягом тривалого часу, що підвищує достовірність результатів вимірювань. Значення рН контролювалися за допомогою іонметра АІ-123, електропровідність розчинів – кондуктометром/вимірювачем загальної мінералізації (модель 4510) фірми "Jenway", з роздільною здатністю 0,01 мкСм в діапазоні від 0 до 19,99 мкСм.

Стандартні розчини для вимірювання випромінювання та поглинання

№ зразка	Назва стандарт-титру	pH	електропровідність, МкСм
1	Калій тетраоксалат ( $\text{K}_2\text{C}_2\text{O}_4 \cdot 2\text{H}_2\text{O}$ ) 0,05 М	1,68	116
2	Калій виннокислий кислий ( $\text{K}_2\text{H}_2\text{P}_2\text{O}_7$ ), насичений	3,56	15,75
3	Калій фосфорнокислий однозаміщений ( $\text{KH}_2\text{PO}_4$ ) 0,025 М + натрій фосфорнокислий двоаміщений ( $\text{Na}_2\text{HPO}_4$ ) 0,025 М	6,86	51,2
4	Натрій тетраборнокислий ( $\text{Na}_2\text{B}_4\text{O}_7 \cdot 10\text{H}_2\text{O}$ ) 0,01М	9,18	12,93
5	Гідрат окису кальцію ( $\text{Ca}(\text{OH})_2$ ) – насичений розчин	12,45	53,8

Дослідження електромагнітного випромінювання проводилось з використанням високочутливої радіометричної системи (РС) на частоті 52 ГГц. РС працює в діапазоні 37-53 ГГц та атестована за допомогою генератора еталонного шуму [7]. Інтегральна чутливість РС складає  $10^{-14}$  Вт. Схема вимірювання електромагнітних випромінювань та поглинання стандартних розчинів і води включає термостат з розчином, атенюатори АТ1, АТ2 (3 дБ), РС та індикатор (рис. 1). Вимірювання проводились на частоті 52 ГГц.

Потужність випромінювання рідин вимірювалась в положенні 1 перемикача П1, а поглинання води в положенні 2 перемикача. Результати вимірювань представлено на рис. 2, 3.

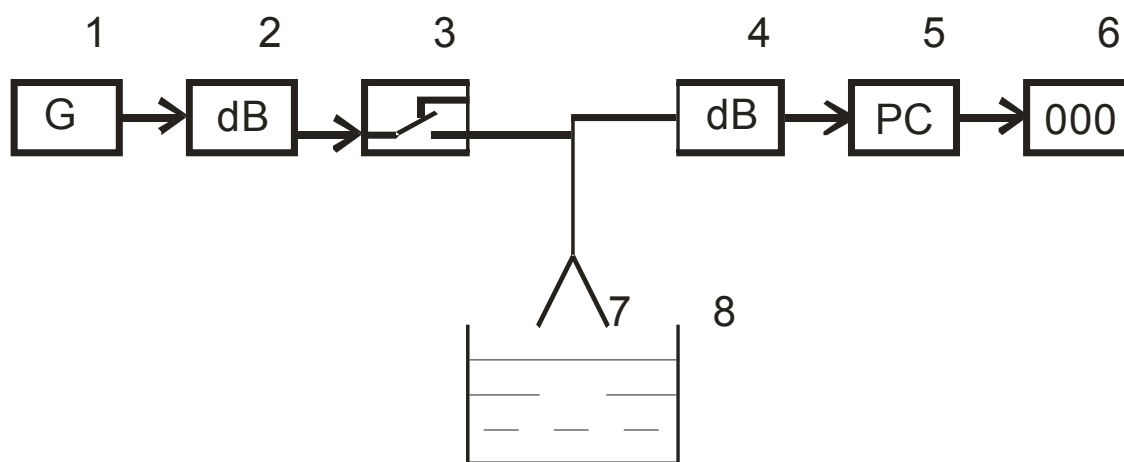


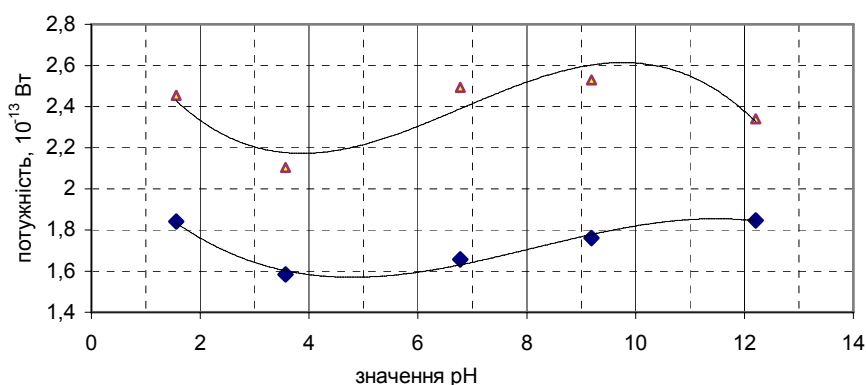
Рис. 1. Схема вимірювання випромінювання та поглинання води і водних розчинів

З рис. 2 видно, що потужність випромінювання води має нелінійний характер залежно від рН, а також відрізняється по температурному градієнту. Інтенсивність випромінювання лежить в межах  $1,4-2,8 \cdot 10^{-13}$  Вт.

В процесі експерименту перевірялося випромінювальна здатність як води з різними рН так і водопровідної та дистильованої води.

Позначення на рис. 2, 3: ДВ – дистильована вода, ВВ – водопровідна вода, ВВК-1 – водопровідна вода після кип'ятіння протягом однієї хвилини, ВВК-10 – водопровідна вода після кип'ятіння десяти хвилин.

## Зв'язок між рН розчинів та потужністю випромінювання



◆ - - - полиноміальний 38°C; ▲ - - - полиноміальний 41°C

Рис. 2. Розподіл потужності випромінювання залежно від рН та температури розчинів

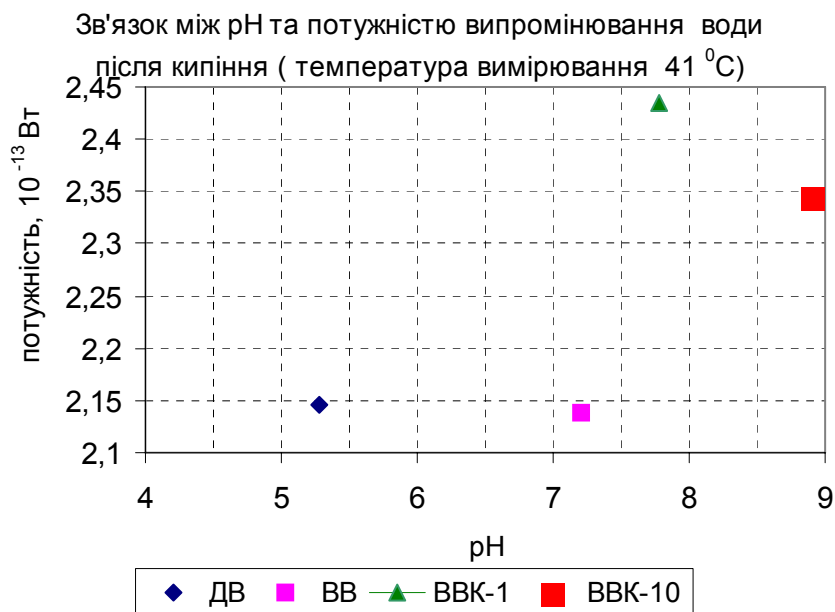


Рис 3. Розподіл потужності випромінювання та рН при кип'ятінні водопровідної води

Із рис. 3 видно, що після кип'ятіння водопровідної води потужність випромінювання збільшується у порівнянні, як з дистильованою, так і з водопровідною водою. Причому кип'ятіння протягом однієї хвилини призводить до значного збільшення рівня випромінювання, а десяти хвилинне кип'ятіння незначно зменшує електромагнітну активність води.

Наступними експериментами була перевірка поглинальної здатності води та кислотно-лужних розчинів. Для цього перемикач ПІ ставили в положення 2 і від генератора G через атенуатор А1 подавався опромінюючий сигнал на розчин води нагрітий до температури 41°С, а потім до 38°С. Окрім того, перевірялася поглинальна здатність розчину при температурі навколишнього середовища 18°С (лабораторні умови).

Перед вимірюванням проводилася калібровка радіометричної системи на металеву пластинку (режим повного відбиття опромінюючого сигналу). Результати вимірювання представлені на рис. 4, 5.

#### Зв'язок між рН розчину та потужністю поглинання

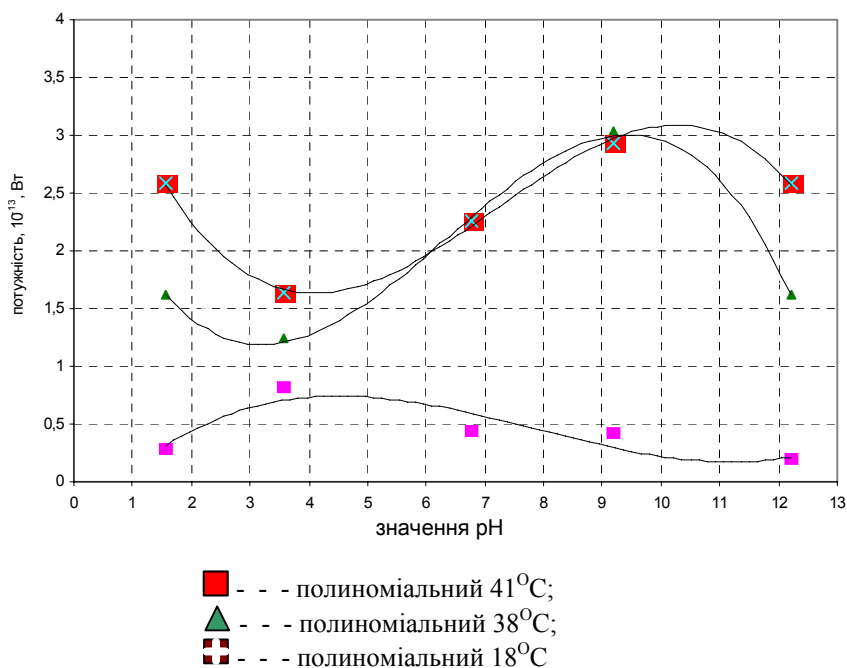


Рис 4. Розподіл залежності потужності поглинання та рН води при різних температурах

Збільшення температури води, яка слідує із рис. 4, призводить до зменшення поглинальної здатності. Окрім того, залежність потужності поглинання від рН також має нелінійних характер.

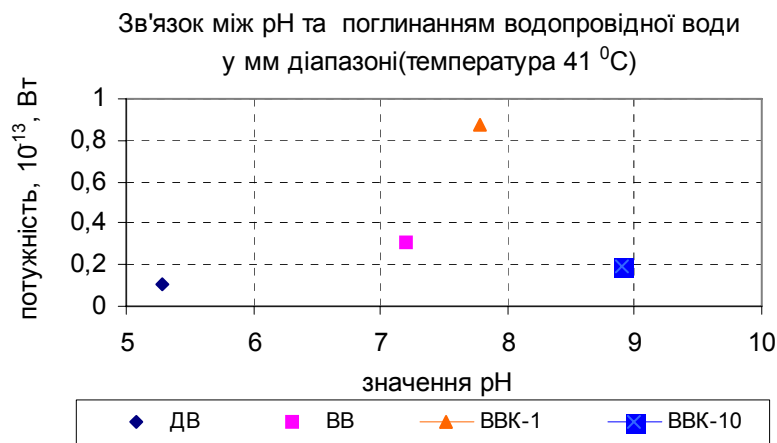


Рис. 5. Розподіл потужності поглинання води та рН при її кип'ятінні

### Висновки

1. Дослідження випромінювальної здатності кислотно-лужних розчинів води показало, що в діапазоні змін рН від 1,68 до 12,45 розподіл має нелінійний характер та залежить від температури розчину.
2. Кип'ятіння водопровідної води протягом однієї та десяти хвилин зсуває її рН в область більших значень та різко збільшує випромінювальну здатність.
3. Поглинання води залежно від рН також характеризується нелінійністю та залежить від температури розчину.
4. Кип'ятіння водопровідної води міняє її рН в сторону збільшення та поглинальну здатність, яка також має нелінійний характер.
5. Таким чином високочутливі радіометричні дослідження на рівнях потужності:  $10^{-13} \div 10^{-14}$  Вт дозволяють розкривати тонкі процеси, які характеризують фізико-хімічний стан води та кислотно-лужні розчини і можуть використовувати для оцінки якості води і водних розчинів.

### Література

1. Вода – космическое явление // Год ред. Рахманина Ю.А., Кондратова В.К. – М., 2002. – 428 с.
2. Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов / Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф., Манойлов В.Ф., Куценко В.П., Гимпилевич Ю.Б. /Под общ. ред. Ю.А. Скрипника. – Житомир: изд-во «Вольный», 2003. – 408 с.
3. Богородский В.В., Козлов А.И., Тучков Л.Т. Радиотепловое излучение земных покровов. – Л.: Гидрометеиздат, 1977
4. Каргин В.А., Слонимский Г.Л. Краткие очерки по физико-химии полимеров. – М.: Химия, 1967
5. Рабинович И.Б. Влияние изотопии на физико-химические свойства жидкостей. – М.: Наука, 1968
6. Яненко О.П., Кирпич Ю.А., Перегудов С.М. Радіометричні вимірювання електромагнітних полів слабо концентрованих розчинів солі і цукру // Вісник Національного технічного університету України «КПІ», серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2006. – № 3. – С. 141-146.
7. Головка Д.Б., Скрипник Ю.А., Яненко О.П. Надвисокочастотні методи та засоби вимірювання фізичних величин: Навч. посібник. – К.: Либідь, 2003. – 328 с.

Надійшла 21.2.2007 р.

## МОДЕЛИРУЕМЫЙ КРИТЕРИЙ СОГЛАСИЯ

*Приведені принципи побудови критеріїв згоди. Розглянуті критерії згоди Пірсона і Колмогорова-Смірнова. Запропонований модельований критерій згоди. У основу критерію згоди покладений принцип імітаційного моделювання вибірки по передбачуваному теоретичному розподілу, параметри якого або відомі, або оцінюються за статистичними даними початкової експериментальної вибірки. Відмічені достоїнства і недоліки розглянутих і запропонованого критеріїв.*

### Введение

Одним из ответственных этапов имитационного моделирования систем и процессов является моделирование с использованием случайных входных данных.

Когда имеется возможность собрать данные по требующимся случайным переменным используются стандартные методы статистического вывода для того, чтобы подобрать форму теоретического распределения к экспериментальным данным и выполнить проверку гипотезы с целью определения, насколько хорошо осуществлен подбор. Если отдельное теоретическое распределение с конкретными значениями для его параметров является хорошей моделью экспериментальных данных, то при имитационном моделировании во времени можно сделать выборку из этого распределения, благодаря генерированию случайных величин из этого распределения.

Для проверки правдоподобия статистических гипотез о согласованности статистического и теоретического распределения применяются критерии согласия. Поэтому исследователю необходимо решать задачи по определению входных распределений вероятностей с использованием этих критериев, и принимать решения, основанные на свойствах применяемых критериев согласия.

### Основной раздел

Задача формулируется следующим образом. Необходимо проверить гипотезу  $H$ , состоящую в том, что наблюдения  $X$  являются независимой выборкой из предполагаемого распределения с функцией распределения  $F^{\wedge}(x)$ . Для того, чтобы принять или опровергнуть гипотезу  $H$  рассматривают некоторую меру  $U$  расхождения теоретического и эмпирического распределений, которая при достаточно большом  $n$  практически не зависит от функции  $F^{\wedge}(x)$ . Теоретический закон распределения может быть задан также в виде плотности распределения  $f(x)$  или в виде совокупности вероятностей  $p_i$  попадания величины  $X$  в пределы  $i$ -го интервала из области определения  $X$ . Величина расхождения  $U$  может быть выбрана различными способами.

Например, критерий согласия  $\chi^2$  Пірсона основан на расхождении между теоретическими вероятностями  $p_i$  и эмпирическими частотами  $p_i^*$ , и представляет собой сумму квадратов отклонений  $(p_i^* - p_i)$ , взятых с весами  $c_i$ , обратно пропорциональными вероятностям интервалов  $p_i$ :

$$U = \sum_{i=1}^k c_i (p_i^* - p_i)^2,$$

где  $k$  – число  $i$ -х интервалов  $[x_{i-1}, x_i)$ .

К. Пірсон установил, что если  $c_i = \frac{n}{p_i}$ , где  $n$  – количество наблюдений, то при больших  $n$  закон распределения величины  $U$  зависит только от числа интервалов  $k$ , практически не зависит от функции распределения  $F^{\wedge}(x)$  и от количества наблюдений  $n$ , а при увеличении  $n$  приближается к распределению  $\chi^2$ .

При таком выборе коэффициентов  $c_i$  мера расхождения  $U$  обозначается  $\chi^2$ :

$$U = \chi^2 = n \sum_{i=1}^k \frac{(p_i^* - p_i)^2}{p_i} = \sum_{i=1}^k \frac{(m_i - np_i)^2}{np_i},$$

где  $m_i$  – число наблюдений  $x_i$  в  $i$ -м интервале  $p_i^*$ ,  $p_i^* = \frac{m_i}{n}$ .

В таблицах приводятся значения критических точек  $\chi_{\nu, 1-\alpha}^2$  для распределения  $\chi^2$  с  $\nu$  степенями свободы, относительно которых можно найти вероятность  $p$  того, что за счет чисто случайных причин мера расхождения  $U$  теоретического и эмпирического распределений будет не меньше, чем рассчитанное для данного эксперимента значение  $\chi^2$ . В этом случае гипотеза  $H$  может быть не опровергнута на уровне значимости  $\alpha$ , и нет оснований полагать, что подобранное теоретическое распределение  $F^{\wedge}(x)$  не подходит для исходной выборки наблюдений  $X$ . Если эта вероятность  $p$  мала настолько, что событие можно считать практически невозможным, то результат эксперимента противоречит гипотезе  $H$  о законе распределения  $F^{\wedge}(x)$  случайной величины  $X$ .



Проблему при проверке по критерию  $\chi^2$  вызывает выбор числа и размеров интервалов, т.е. отсутствует четкая инструкция, согласно которой можно гарантированно получить достоверные результаты (чтобы действительный уровень критерия был близок к искомому уровню значимости  $\alpha$ ) и высокую мощность критерия для всех предполагаемых теоретических распределений и всех объемов выборки. Следует также заметить, что критерий  $\chi^2$  действителен (имеет уровень значимости  $\alpha$ ) только асимптотически при  $n \rightarrow \infty$ .

В отличие от критерия  $\chi^2$  Пирсона, критерий Колмогорова-Смирнова в качестве меры расхождения  $U$  между теоретическими  $F^\wedge(x)$  и эмпирическими  $F_n(x)$  распределениями определяется, как наибольшее (вертикальное) расстояние между  $F^\wedge(x)$  и  $F_n(x)$  для всех значений  $x$ :

$$D_n = \sup_x \{ |F_n(x) - F^\wedge(x)| \}.$$

А.Н. Колмогоров доказал, что для любой функции распределения  $F^\wedge(x)$ , при неограниченном возрастании количества наблюдений  $n$  вероятность неравенства

$$D_n \sqrt{n} \geq d_{n,1-\alpha}$$

стремится к пределу

$$P(d_{n,1-\alpha}) = 1 - \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n \exp(-2n^2 d_{n,1-\alpha}^2).$$

Практически, определяют статистику  $D_n$ , вычисляя:

$$D_n^+ = \max_{1 \leq i \leq n} \left\{ \frac{i}{n} - F^\wedge(x_i) \right\}, \quad D_n^- = \max_{1 \leq i \leq n} \left\{ F^\wedge(x_i) - \frac{i-1}{n} \right\},$$

$$D_n = \max \{ D_n^+, D_n^- \}.$$

Далее определяется величина  $d_{n,1-\alpha} = D_n \sqrt{n}$  и по таблице значений вероятности  $P(d_{n,1-\alpha})$  определяется вероятность того, что за счет чисто случайных причин максимальное расхождение между теоретическим  $F^\wedge(x)$  и эмпирическим  $F(x)$  распределениями будет не меньше, чем рассчитанное для данного эксперимента значение  $D_n$ . Если вероятность  $P(d_{n,1-\alpha})$  достаточно большая, гипотезу  $H$  можно считать совместимой с экспериментальными данными, иначе ее отвергают.

Критерий Колмогорова-Смирнова точно достоверен для любого объема выборки  $n$ , когда известен вид функции теоретического распределения  $F^\wedge(x)$  и все входящие в нее параметры (тогда как критерий  $\chi^2$  достоверен асимптотически). В этом случае распределение величины  $U = D_n$  не зависит от непрерывной функции  $F^\wedge(x)$ .

Если же применять критерий Колмогорова-Смирнова для случая, когда параметры теоретического распределения  $F^\wedge(x)$  выбираются по статистическим данным исходной выборки  $X$ , критерий дает завышенные значения вероятности  $P(d_{n,1-\alpha})$ , что связано с риском принять гипотезу  $H$ , плохо согласующуюся с экспериментальными данными. В связи с этим случаем только для некоторых теоретических распределений определены выверенные статистики критерия Колмогорова-Смирнова, что к сожалению, ограничивает область применения этого мощного критерия.

В основу предлагаемого критерия согласия положен принцип имитационного моделирования выборки по предполагаемому теоретическому распределению  $F^\wedge(x)$ , параметры которого или известны, или оцениваются по статистическим данным исходной (проверяемой) выборки. В соответствии с сущностью нулевой гипотезы, разница между генеральными параметрами двух совокупностей будет равна нулю, а различия между их выборочными характеристикам носят случайный характер. Проверка нулевой гипотезы сводится к сравнению двух статистик  $S_1$  и  $S_2$ .  $S_1$  является мерой расхождения теоретического  $F^\wedge(x_1)$  и эмпирического  $F_1(x_1)$  распределений исходной выборки наблюдений  $X_1$ .  $S_2$  является мерой расхождения теоретического  $F^\wedge(x_2)$  и эмпирического  $F_2(x_2)$  распределений моделируемой выборки наблюдений  $X_2$ .

Статистика  $S$  в качестве меры расхождения  $U$  между теоретическими  $F^\wedge(x)$  и эмпирическими  $F_n(x)$  распределениями определяется, как оценка дисперсии вертикального расстояния между  $F^\wedge(x)$  и  $F_n(x)$  для всех значений  $x$ .

Основанием для выбора в качестве меры расхождения статистики  $S$  является простота ее вычисления.

Сначала для каждой из двух выборок вычисляются вертикальные расстояния  $D^+$  и  $D^-$  между  $F^\wedge(x)$  и  $F(x)$ :

$$D_{ji}^+ = \frac{i}{n} - F^\wedge(x_{ji}), \quad D_{ji}^- = F^\wedge(x_{ji}) - \frac{i-1}{n},$$

затем вычисляются оценки математических ожиданий этих расстояний:

$$\overline{D_{ji}^+} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n D_{ji}^+, \quad \overline{D_{ji}^-} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n D_{ji}^-,$$

и несмещенные оценки дисперсии:

$$S_j^+ = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (D_{ji}^+ - \overline{D_{ji}^+})^2, \quad S_j^- = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (D_{ji}^- - E(D_{ji}^-))^2,$$

из которых выбирается

$$S_j = \max\{S_j^+, S_j^-\},$$

где  $j=1$  – индекс для исходной выборки наблюдений;  $j=2$  – индекс для моделируемой выборки наблюдений;  $i = \overline{1, n}$  – индекс элемента выборки наблюдений  $X$ ;  $n$  – количество наблюдений.

Если предположить, что нулевая гипотеза верна, т.е. выборки наблюдений  $X_1$  и  $X_2$  принадлежат одной и той же генеральной совокупности, меры расхождения  $S_1$  и  $S_2$  будут одинаковым образом зависеть от функции предполагаемого теоретического распределения  $F^{\wedge}(x_1) = F^{\wedge}(x_2)$  при любом одинаковом количестве наблюдений  $n_1 = n_2$ .

Для сравнения двух статистик  $S_1$  и  $S_2$  можно использовать соотношение

$$L = \frac{S_2}{S_1}.$$

Если имитационная модель достаточно хорошо описывает эмпирическое распределение, значение этого соотношения будет находится в пределах  $1 \pm \varepsilon$  (где  $\varepsilon$  – допустимая ошибка, связанная с уровнем доверия) и нулевую гипотезу можно принять, как не противоречащую опытными данным. Если значение  $L$  выходит за пределы доверительного интервала  $1 \pm \varepsilon$ , нулевую гипотезу следует отбросить как неправдоподобную и пытаться искать более подходящий для описания статистических данных закон распределения.

**Выводы**

К достоинствам предлагаемого критерия согласия можно отнести то, что для его использования не требуются готовые критические значения и сложные формулы выверенных статистик, которые к тому же известны не для всех теоретических распределений. А поскольку любая модель предполагаемого теоретического распределения всегда является приближением к эмпирическому распределению, и следовательно нулевая гипотеза в действительности никогда не бывает полностью истинной, то в большинстве случаев для моделирования достаточно распределения, которое является «почти» правильным.

В любом случае, каждый из критериев согласия обладает достоинствами и недостатками, которые обязательно должны учитываться при их использовании.

### Литература

1. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. – М.: Наука, 1964. – 576 с.
2. Степанов М.Н. Статистические методы обработки результатов механических испытаний: Справочник. – М.: Машиностроение, 1985. – 232 с., ил.
3. Кельтон В., Лоу А. Имитационное моделирование. Классика CS. 3-е изд. – СПб.: Питер; Киев: Издательская группа BHV, 2004. – 847 с.: ил.
4. Вычислительная математика в химии и химической технологии / С.В. Брановицкая, Р.Б. Медведев, Ю.Я. Фиалков. – К.: Вища шк. Головное изд-во, 1986. – 216 с.

Надійшла 25.2.2007 р.

УДК 621.391

М.М. ЛИЧАК

Інститут космічних досліджень НАНУ та НКУ м. Київ

В.П. ЄВТУШОК

Хмельницький Національний університет, старший викладач ХНУ

## ВИБІР ОПТИМАЛЬНОГО НЕРІВНОМІРНОГО КВАНТУВАННЯ ЗА РІВНЕМ ІНФОРМАТИВНОГО СИГНАЛУ В АДАПТИВНИХ СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ

*Дано розв'язання задачі оптимального вибору кроків нерівномірного квантування сигналу при передачі його по адаптивному каналу зв'язку, коли відома така статистична характеристика, як інтервальна функція розподілу значень цього сигналу та інтервальна функція їх частот. На основі методу інтервального (множинного) аналізу доведено, що її розв'язок отримується із розв'язання сформульованої мінімаксної задачі (16). Коли сигнал можна вважати стаціонарним випадковим процесом із відомою функцією розподілу, то мінімаксна задача зводиться до простішої задачі мінімізації заданої функції.*

**Вступ.** При передачі даних по каналах зв'язку через присутність завад не завжди виникає потреба в високій точності їх представлення в цифровій формі за допомогою АЦП, так як залежно від рівня завад вибирається величина інтервалу квантування таким чином, щоб при цьому можна було розрізнити відмінні значення самого сигналу, а не зумовлені завадами. Більше того, залежно від умов передачі і змісту інформації вибрана кількість рівнів сигналу, які підлягають передачі, в більшості випадків менша кількості молодших розрядів АЦП в його динамічному діапазоні. Тому, при відомих статистичних характеристиках інформаційних сигналів, можна використовувати адаптивні системи зв'язку, що будуть оптимізувати процедуру квантування сигналу, залежно від заданих його статистичних характеристик.

**Постановка задачі вибору оптимального нерівномірного квантування сигналу.** Квантуванням сигналу  $x_n = x(t_n)$  ( $n = 1, 2, \dots$ ) за рівнем будемо називати представлення його величини деяким числом вибраних фіксованих рівнів цього сигналу, які називаються рівнями квантування [1]. Весь діапазон можливих значень сигналу від мінімального значення  $x_{\min}$  до його максимального значення  $x_{\max}$  ділиться на  $(m - 1)$  інтервалів, які називаються кроками квантування. Так як рівнів квантування має бути не менше двох, то значить має бути  $m \geq 3$  і відповідно кроків квантування теж буде не менше двох. Кожен рівень квантування  $a^{(r)}$  ( $r = \overline{1, m - 1}$ ) розташований в середній точці відповідного кроку квантування. Якщо сигнал приймає значення всередині кроку квантування, то передається його “квантоване” значення – те значення рівня квантування, яке належить даному інтервалу. Весь можливий діапазон зміни сигналу  $x(t_n) \in [x_{\min}; x_{\max}]$  називається шкалою квантування.

Квантування буває як рівномірним так і нерівномірним. При рівномірному квантуванні шкала квантування ділиться на  $(m - 1)$  рівних інтервалів – кроків квантування. Ширина такого інтервалу рівна

$$\delta = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{m - 1}. \quad (1)$$

При нерівномірному квантуванні ширини кожного із інтервалів – кроків квантування – в загальному випадку відрізняються один від одного і вибираються такі  $\delta_r > 0$  ( $r = \overline{1, m - 1}$ ), що

$$\sum_{r=1}^{m-1} \delta_r = x_{\max} - x_{\min}. \quad (2)$$

Можливість вибору нерівномірного квантування пояснюється тим, що при такому квантуванні можна сподіватися за умови фіксованої кількості рівнів квантування зменшити середньоквадратичну величину помилок при передачі квантованого за рівнем сигналу.

Нехай операція квантування за рівнем здійснюється відносно елементів числового дискретного за часом процесу  $x_n$  ( $n = 1, 2, \dots, M$ , де  $M > 0$  – деяке ціле число). Тоді йому буде відповідати послідовність  $a_n^{(r)}$  ( $n = \overline{1, M}$ ), де при кожному  $n$  номер рівня  $r \in \overline{1, m - 1}$  залежить від значення  $x_n$ , а в загальному випадку  $r$ -й рівень  $a^{(r)}$  визначається як

$$a^{(1)} = x_{\min} + \frac{1}{2} \delta_1, \quad a^{(r)} = \frac{1}{2} \delta_r + \sum_{k=1}^{r-1} \delta_k + x_{\min} \quad \forall r = \overline{2, m - 1}. \quad (3)$$

При тому  $a_n^{(r)} = a^{(r)}$ , коли

$$x_n \in [a^{(r)} - \frac{\delta_r}{2}; a^{(r)} + \frac{\delta_r}{2}],$$

тобто, коли

$$x_n \in [\sum_{k=1}^{r-1} \delta_k + x_{\min}; \sum_{k=1}^r \delta_k + x_{\min}]. \quad (4)$$

Запишемо послідовність похибок квантування за рівнем

$$e_n = x_n - a_n^{(r)}, \quad n = 1, 2, \dots, M. \quad (5)$$

Середньоквадратична величина похибок рівна

$$s = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M e_n^2 = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M [x_n - a_n^{(r)}]^2. \quad (6)$$

Нехай для деякого конкретного процесу  $x_n$  із загальної кількості його членів –  $M$ , для кожного  $r$  маємо  $M_r$  таких, що породжують відповідне квантоване значення  $a^{(r)}$ . Тобто таких  $x_n$ , що задовольняють (4) для кожного конкретного значення  $r$ . Очевидно, що

$$\sum_{r=1}^{m-1} M_r = M. \quad (7)$$

Вираз (6) перепишемо у вигляді

$$s = \sum_{r=1}^{m-1} \frac{M_r}{M} \cdot \frac{1}{M_r} \sum_{n=1}^{M_r} [x_n - a^{(r)}]^2. \quad (8)$$

Таким чином, задача вибору оптимального нерівномірного квантування сигналу зводиться до проблеми вибору такого набору  $\delta_r$  ( $r = \overline{1, m-1}$ ,  $m \geq 3$ ), щоб мінімізувати величину  $s$ .

Оптимальний вибір кроків нерівномірного квантування сигналу. Припустимо, що  $x_n$  ( $n = \overline{1, M}$ ) – деякий хаотичний процес [2] – [3] з відомою інтервальною функцією розподілу його значень, яку можна використовувати при множинному оцінюванні інформативних параметрів [4]. Величина  $M_r/M$  відповідає поточній частоті значень процесу  $x_n$ , які належать інтервалу (4).

Введемо позначення

$$\Delta_0 = \delta_0 = x_{\min}, \quad \Delta_r = \sum_{k=0}^r \delta_k \quad \forall \quad r = \overline{1, m-1}. \quad (9)$$

Тоді

$$\Delta_{r-1} = \sum_{k=0}^{r-1} \delta_k \quad \delta_r = \Delta_r - \Delta_{r-1} \quad \forall \quad r = \overline{1, m-1}. \quad (10)$$

Звідси отримаємо, що

$$\Delta_{m-1} = x_{\max}. \quad (11)$$

Відомо, що для хаотичного дискретного процесу існує інтервальна функція частот [3] його значень, що належать інтервалу  $[x - \Delta x, x]$ , де  $x \in [x_{\max}; x_{\min}]$  і  $x - \Delta x \in [x_{\max}; x_{\min}]$ .

Це означає, що існує інтервальна оцінка для  $\Delta P^{(r)} = M_r/M$  ( $r = \overline{1, m-1}$ ), межі якої визначаються як

$$\Delta P^{(r)} \in [\Delta P_H^{(r)}(\Delta_r, \Delta_r - \Delta_{r-1}, M), \Delta P_G^{(r)}(\Delta_r, \Delta_r - \Delta_{r-1}, M)] \quad \forall \quad r = \overline{1, m-1}, \quad (12)$$

з урахуванням (9)-(11).

З іншого боку, для величини середньоквадратичних відхилень від  $r$ -го рівня квантування (3), значень процесу  $x_n$ , що попадають в  $r$ -й інтервал квантування (4)

$$D^{(r)} = \frac{1}{M_r} \sum_{n=1}^{M_r} [x_n - a^{(r)}]^2, \quad (13)$$

теж існує інтервальна оцінка (для  $D^{(r)}$ ). Межі такої оцінки  $D^{(r)} \in [D_H^{(r)}; D_G^{(r)}]$  можна представити у вигляді

$$D_H^{(r)} = \alpha_n^{(r)} \delta_r^2 = \alpha_n^{(r)} (\Delta_r - \Delta_{r-1})^2, \quad D_G^{(r)} = \alpha_g^{(r)} \delta_r^2 = \alpha_g^{(r)} (\Delta_r - \Delta_{r-1})^2, \quad (14)$$

де в загальному випадку величини  $0 < \alpha_n^{(r)} < \alpha_\delta^{(r)}$  залежать від  $M$  і  $\delta_r$  ( $r = \overline{1, m-1}$ ). Їх можна визначити експериментально для кожного типу хаотичного дискретного процесу, знаходячи для різних його реалізацій величини

$$\alpha^{(r)} \in [\alpha_n^{(r)}, \alpha_\delta^{(r)}] \forall r = \overline{1, m-1}. \quad (15)$$

Тоді справедливе наступне.

**Твердження.** Якщо відносно хаотичного дискретного процесу  $x_n$  ( $n = \overline{1, M}$ ), значення якого належать інтервалу  $[x_{\min}; x_{\max}]$ , потрібно здійснити операцію квантування на  $(m-1)$  кроків квантування  $\delta_r > 0$  ( $r = \overline{1, m-1}$ ), що задовольняють умову (2), а рівні квантування  $a^{(r)}$  визначаються згідно (3), то оптимальні (відносно мінімізації (6)) значення кроків квантування визначаються відповідно до (2.9)- (2.11) через оптимальні  $\Delta_r > 0$  ( $r = \overline{1, m-2}$ ), які визначаються із рішення задачі

$$\min_{\substack{\Delta_r > 0 \\ (r = \overline{1, m-2})}} \max_{\Delta P^{(r)}} \left\{ \sum_{r=1}^{m-1} \Delta P^{(r)}(\Delta_r, \Delta_r - \Delta_{r-1}, M) \cdot \alpha^{(r)}(\Delta_r - \Delta_{r-1}, M) (\Delta_r - \Delta_{r-1})^2 \right\}, \quad (16)$$

де  $\Delta_0 = x_{\min}$ ,  $\Delta_{m-1} = x_{\max}$ , а при вибраних значеннях  $\Delta_r > 0$  ( $r = \overline{1 < m-2}$ ,  $m \geq 3$ ) оптимальні (максимізуючі) значення  $\Delta P^{(r)}$  вибираються з інтервалів (12), з урахуванням умови

$$\sum_{r=1}^{m-1} \Delta P^{(r)} = 1, \quad (17)$$

що слідує з (7), а оптимальні значення  $\alpha^{(r)}$  вибираються з інтервалів (15).

Так як мінімаксна задача (16) (з урахуванням ще і (17)) досить складна, то розглянемо дещо простіший випадок, коли  $M \rightarrow \infty$  і хаотичний дискретний процес є випадковим дискретним процесом [3]. Тоді

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \Delta P^{(r)}[\Delta_r, \Delta_r - \Delta_{r-1}, M] = P(\Delta_r) - P(\Delta_r - \Delta_{r-1}), \quad (18)$$

де функція  $P(\Delta_r)$  є функцією розподілу значень випадкового дискретного процесу

Також прийемо, що

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \alpha^{(r)}(\delta_r, M) = \alpha^{(r)}(\delta_r) = \alpha = const. \quad (19)$$

Тобто, середньоарифметичне поточних значень випадкового  $x_n$ , що належать  $r$ -ому кроку квантування (задовольняють умову (2.2)) для  $M \rightarrow \infty$  буде рівне  $a^{(r)}$  для всіх  $r$ , а середньоквадратичне відхилення від  $a^{(r)}$  пропорційне  $\delta_r^2$ , причому при  $M \rightarrow \infty$  коефіцієнт пропорційності з високою точністю не залежить від  $\delta_r$ . Заміна інтервальної значень  $\Delta P^{(r)}[\Delta_r, \Delta_r - \Delta_{r-1}, M]$  і  $\alpha^{(r)}(\delta_r, M)$  в (16) на їх точні значення відповідно до (18) і (19) дозволяє мінімаксну задачу (16) звести до наступної задачі мінімізації.

**Наслідок із Твердження 1.** Якщо ставиться задача квантування за рівнем випадкового дискретного процесу  $x_n$ , для якого виконується (18) і з високою точністю справедливо (19), то оптимальні (відносно мінімізації (6)) значення кроків квантування визначаються відповідно до (9) – (11) через оптимальні  $\Delta_r > 0$  ( $r = \overline{1 < m-2}$ ), які визначаються із рішення задачі мінімізації

$$\min_{\substack{\Delta_r > 0 \\ (r = \overline{1, m-2})}} \left\{ \sum_{r=1}^{m-1} [P(\Delta_r) - P(\Delta_{r-1})] \cdot (\Delta_r - \Delta_{r-1})^2 \right\}, \quad (20)$$

$$0 < \Delta_{r-1} < \Delta_r \forall r = \overline{1, m-1}, \Delta_0 = x_{\min}, \Delta_{m-1} = x_{\max},$$

де  $P(\Delta_0) = 0$ ,  $P(\Delta_{m-1}) = 1$ ,  $0 < P(\Delta_{r-1}) < P(\Delta_r) \forall r = \overline{1, m-1}$ ,  $m \geq 3$ .

Приклад. Розглянемо випадок мінімальної кількості рівнів квантування, тобто двох (при  $m = 3$ ). Тоді задача (20) може бути переписана у вигляді

$$\min_{\Delta_1 \in [x_{\min}; x_{\max}]} \{ \varphi(\Delta_1) \}, \quad (21)$$

де  $\varphi(\Delta_1) = P(\Delta_1) \cdot (\Delta_1 - x_{\min})^2 + [1 - P(\Delta_1)] \cdot (x_{\max} - \Delta_1)^2 > 0$ .

Простими підстановками окремих значень  $\Delta_1$  отримаємо, що

$$\varphi(x_{\min}) = \varphi(x_{\max}) = (x_{\max} - x_{\min})^2, \quad \varphi[(x_{\max} + x_{\min})/2] = (x_{\max} - x_{\min})^2 / 2.$$

Так як функція  $\varphi(\Delta_1)$  на краях інтервалу  $[x_{\min}; x_{\max}]$  приймає більші значення ніж в середній точці, а функція  $P(\Delta_1)$  монотонно зростаюча (за визначенням функції розподілу), то оптимальне значення  $\Delta_1$  належить цьому інтервалу і залежить від вигляду функції  $P(\Delta_1)$ .

Для випадку рівномірного розподілу значень випадкового процесу в межах заданого інтервалу

$$P(\Delta_1) = (\Delta_1 - x_{\min}) / (x_{\max} - x_{\min}).$$

Тоді

$$\varphi(\Delta_1) = [(\Delta_1 - x_{\min})^3 + (x_{\max} - \Delta_1)^3] / (x_{\max} - x_{\min}).$$

Після нескладних перетворень отримаємо, що для такого вигляду функції  $\varphi(\Delta_1)$  задача оптимізації зводиться до мінімізації виразу  $\Delta_1^2 - (x_{\max} + x_{\min}) \cdot \Delta_1$ . А це означає, що для випадку рівномірного розподілу значень випадкового процесу оптимальне значення  $\Delta_1$  рівне середній точці заданого інтервалу

$$(\Delta_1)_{opt} = (x_{\max} + x_{\min}) / 2.$$

Для нерівномірного розподілу значень випадкового процесу оптимальне значення  $\Delta_1$  буде зміщуватись в ту чи іншу сторону від цієї середньої точки.

**Висновки.** Дано рішення задачі оптимального вибору кроків нерівномірного квантування сигналу при передачі його по адаптивному каналу зв'язку, коли відома така статистична характеристика як інтервальна функція розподілу значень цього сигналу та інтервальна функція їх частот. На основі методу інтервального (множинного) аналізу доведено, що її розв'язок отримується із рішення сформульованої мінімаксної задачі (16).

Коли сигнал можна вважати стаціонарним випадковим процесом із відомою функцією розподілу, то мінімаксна задача зводиться до простішої задачі мінімізації заданої функції. Відмітимо, що отриманий результат для випадкового дискретного процесу узгоджується з відповідними результатами [1], але є більш точним, бо базується на значеннях відомої функції розподілу, а не використовує наближеного середнього (на кроці квантування) значення густини імовірності.

### Література

1. Солодов А.В. Теория информации и ее применение к задачам автоматического управления и контроля. – М.: Наука, – 1967. – 432 с.
2. Лычак М.М. Элементы теории хаотичностей и ее применения // Проблемы управления и информатики. – 2002. – № 5. – С. 52-63.
3. Лычак М.М. Интервальные характеристики хаотических последовательностей // Кибернетика и системный анализ. – 2004. – № 5. – С. 58-71.
4. Лычак М.М. Интервальные функции распределения и скользящего среднего возмущений как основа множественного оценивания // Труды Всероссийского (с международным участием) совещания по интервальному анализу и его приложениям. – СПб. – 2006. – С. 78-82.

Надійшла 24.2.2007 р.

УДК 621.3

А.Я. КУЛИК, С.Г. КРИВОГУБЧЕНКО, Я.А. КУЛИК

Вінницький національний технічний університет

### ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ТЕСТУВАННЯ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ

*Визначені основні параметри тестування каналу зв'язку для забезпечення оптимального режиму передавання інформації. Середній квадрат похибки оцінки кореляційної функції визначається за допомогою апарату вейвлет-функцій.*

В сучасних телекомунікаційних системах для передавання дискретних сигналів використовуються різні методи модуляції та багаторівневого кодування, але кінцеве обладнання систем передавання в тому чи іншому вигляді працює саме з двійковими сигналами, тому методологія тестування двійкового каналу із визначенням параметрів передавання має особливе значення.

Навіть для аналізу систем із відмінними від двійкових видами модуляції і кодування використовуються методики бітового тестування, тобто імітується процес перетворення сигналу до двійкового виду з подальшим аналізом зафіксованого сигналу. Виходячи з цього, двійковий канал узагальнено можна подати у наступному вигляді рис. 1.

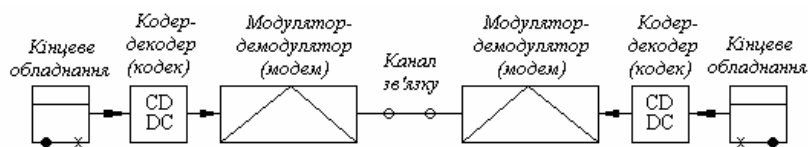


Рис. 1. Узагальнена структура двійкового дискретного каналу зв'язку

В режимі тестування з вимкненням каналу сигнал передається у вигляді однієї чи декількох тестових послідовностей, які фіксуються приймачем, після чого здійснюється аналіз помилок, що вносяться каналом, з метою визначення необхідних параметрів передавання. Для забезпечення ефективності процесу тестування і окремого визначення впливу каналу аналізатор приймача повинен забезпечувати передбачення структури тестової послідовності для її синхронізації. В цьому випадку режим тестування з вимкненням каналу забезпечує аналіз помилок з точністю до однієї бітової помилки за рахунок порівняння прийнятої тестової послідовності із зразковою.

Тестування без вимкнення каналу являє собою моніторинг працюючого каналу з аналізом помилок, який здійснюється паралельно обміну інформацією і незалежно від нього. Для здійснення аналізу можуть використовуватися дані, що передаються, або службова інформація. Це унеможливує передбачення аналізатором приймача кодових комбінацій і їх просте порівняння. В свою чергу, обмежуються можливості чіткого розподілу впливу каналу зв'язку і помилок приймача, а, внаслідок цього, і локалізації окремих бітових помилок.

Аналітичні співвідношення для оцінки параметрів передавання вимагають визначення реальних параметрів потужності шуму, а також імовірності спотворення елементарного сигналу  $p_0$ . Виходячи з того, що оцінювання цих параметрів вимагає різних режимів роботи каналу зв'язку, процес тестування каналу з вимкненням доцільно реалізовувати в два етапи: вимірювання параметрів шуму в пасивному режимі та з передаванням двійкових тестових послідовностей для розрахунку імовірностей спотворення елементарних сигналів.

При цьому виникає проблема вибору довжини реалізації і кроку дискретності для забезпечення ефективної оцінки експериментальних даних. Шум в каналі зв'язку можна розглядати як випадковий процес, статистичні властивості якого на кінцевій довжині реалізації змінюються мало. Визначений таким чином випадковий процес можна розглядати як стаціонарний нормально розподілений.

Оскільки в якості бази для ідентифікації сигналів на приймальній частині найчастіше вибирається кореляційний аналіз, то і необхідні параметри для реалізації процесу необхідно визначати за оцінкою кореляційної функції. При цьому вибір параметрів залежить від оцінки очікуваних статистичних похибок, зумовлених кінцевим часом реалізації та точністю апроксимації. Природно, що за характеристику точності оцінки кореляційної функції  $R^*(T, \tau)$  доцільно прийняти середній квадрат похибки СКВ  $\sigma^2(T, \tau)$ . Такі питання розглядаються в ряді робіт [1, 2], де аналіз проводиться для досить простих кореляційних функцій вигляду  $R(\tau) = \sigma^2 \cdot e^{-\alpha\tau}$ .

Кореляційні функції такого типу описують випадкові процеси, для яких не існує похідної, тому точність апроксимації реальної кореляційної функції вказаним виразом досить низька. В літературі [3, 4] показані переваги вейвлет-функцій для апроксимації функцій різного вигляду. Виходячи з цього, доцільно апроксимувати кореляційну функцію гаусівськими вейвлетами парних порядків, які за своїм виглядом вже нагадують кореляційну функцію і описуються аналітично, що є необхідним для подальшого аналізу.

СКВ оцінки кореляційної функції центрованих випадкових процесів з нормальним розподілом визначається формулою [1, 2]:

$$\sigma^2(T, \tau) = \frac{2}{T^2} \int_0^T (T - \theta) \cdot (R^2(\theta) + R(\theta + \tau) \cdot R(\theta - \tau)) d\theta \quad (1)$$

або для моменту  $\tau = 0$  значення верхньої границі СКВ розраховується за виразом [5]

$$\sigma^2(T, 0) = \frac{4}{T^2} \int_0^T R^2(\theta) d\theta \quad (2)$$

Гаусівські вейвлети другого порядку описуються виразом вигляду:

$$g_2(x) = (1 - x^2) \cdot e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (3)$$

З урахуванням заміни змінних  $\theta = x^2/2$  для означених інтегралів за (2) можна отримати

$$\sigma_{g_2}^2(T, 0) = \left( 7a^4 e^{\frac{2\sqrt{2}T}{a}} - 7a^4 - 32T^2 - 14a^3 \sqrt{2T} - 28a^2 T - 16\sqrt{2} a T^2 \right) \cdot \frac{e^{-\frac{2\sqrt{2}T}{a}}}{a^4 T^2} \quad (4)$$

Попередню оцінку величини  $a$  можна отримати за середньою кількістю локальних максимумів нормального стаціонарного диференційованого випадкового процесу [2]

$$b_0 = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{\int_0^{\infty} \omega^4 \cdot S(\omega) d\omega}{\int_0^{\infty} \omega^2 \cdot S(\omega) d\omega} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (5)$$

де  $S(\omega) = \int_0^{\infty} D \cdot R(\tau) \cdot \cos \omega \tau \cdot d\tau$  – спектральна щільність.

Для вказаного випадку визначене середнє значення  $b_0$  дорівнює

$$b_0 = \frac{\sqrt{5}}{2\pi \cdot a}. \quad (6)$$

З виразу (6) можна визначити параметр  $a$  гаусівського вейвлету, який максимально відповідає кореляційній функції випадкового процесу.

Параметром, який характеризує властивості кореляційної функції є час її затухання  $\tau_3$ . Задавшись значенням кореляційної функції для моменту згасання  $R(\tau_3) = 0,005$ , можна визначити значення  $\tau_3$ .

$$r(\tau_3) = \left(1 - \frac{\tau_3^2}{a^2}\right) \cdot e^{-\frac{\tau_3^2}{2a^2}} = 0,005. \quad (7)$$

Розв'язання цього рівняння дає пару значень  $\tau_3$ , з яких вибирається додатне. Отримане з (1) значення квадрата СКВ для гаусівського вейвлету другого порядку з урахуванням  $T \gg \tau$ , має вигляд

$$\sigma_{g2}^2 \approx \frac{9a^3\tau^2 - 39a^5 - 4a\tau^4 + 8T\tau^4 + 14a^4T - 6a^2T\tau^2}{a^4T^2}. \quad (8)$$

За відомим правилом “трьох сігма” [1]  $\sigma(R(\tau)) \approx \frac{\varepsilon \cdot R(0)}{3}$  з урахуванням  $R(0) = 1$ , можна отримати

$$\frac{\sqrt{9a^3\tau^2 - 39a^5 - 4a\tau^4 + 8T\tau^4 + 14a^4T - 6a^2T\tau^2}}{a^2T} = \frac{\varepsilon}{3}. \quad (9)$$

Підставивши до (9) значення  $\tau_3$ , отримане з (7) можна визначити мінімальну границю тривалості реалізації  $T$ . На рис. 2 наведений графік залежності  $\tau_3$  від середньої кількості локальних максимумів початкового випадкового процесу  $b_0$  в одиницю часу. Рис. 3 ілюструє залежність мінімальної границі тривалості реалізації  $T$  від середньої кількості локальних максимумів початкового випадкового процесу  $b_0$  в одиницю часу.

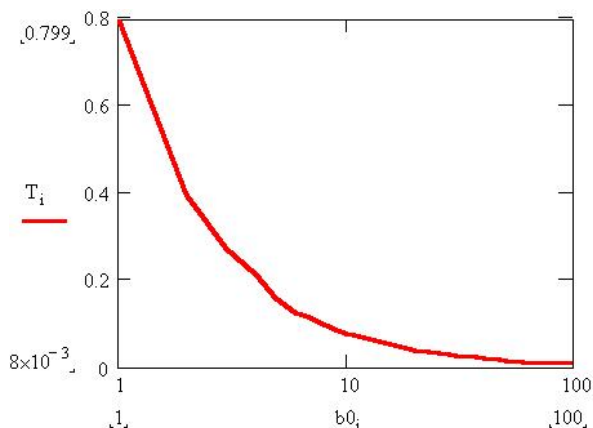


Рис. 2. Залежність  $\tau_3$  від середньої кількості локальних максимумів початкового випадкового процесу  $b_0$  в одиницю часу

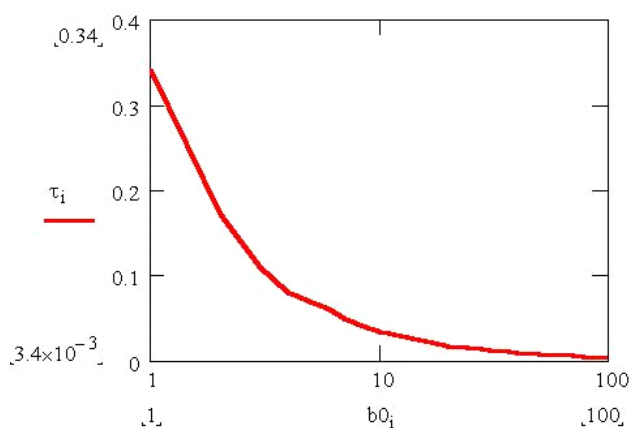


Рис. 3. Залежність мінімальної границі тривалості реалізації  $T$  від середньої кількості локальних максимумів початкового випадкового процесу  $b_0$  в одиницю часу

Для обчислення оцінки кореляційної функції розрахунки здійснюються в дискретних точках з постійним кроком  $\Delta\tau$ . Реальні процеси мають необмежений спектр, тому визначення кроку дискретності за вищою гармонікою, як це пропонується в літературі [1], неможливе.

Динамічна похибка для нормованої кореляційної функції визначається співвідношенням [5].

$$|\eta(\tau)| = \frac{\sup_{\theta \in [\tau_i, \tau_{i+1}]} |r''(\tau)|}{8} \cdot \Delta\tau^2. \quad (10)$$

Таким чином, за умови неперевикнення динамічною похибкою значення  $|\eta(\Delta\tau/2)|$ , параметр  $\Delta\tau$  приймає



значення

$$\Delta\tau \leq \frac{2}{\pi \cdot n_0} \sqrt{2 \left| \eta \left( \frac{\Delta\tau}{2} \right) \right|}. \quad (11)$$

Для гаусівського вейвлету другого порядку параметр  $n_0$  визначається

$$n_0 = \frac{\sqrt{3}}{\pi \cdot a}, \quad (12)$$

звідки достатньо просто визначити  $\Delta\tau$ .

З урахуванням того, що  $m_{\Delta\tau} = \frac{\tau_z}{\Delta\tau}$ , проведена оцінка СКВ за виразом (8) показує, що для  $m_{\Delta\tau} > 10$  приріст СКВ за рахунок зміни кроку дискретності не перевищує 1%, тобто є значно меншим від змін за рахунок інших параметрів, в тому числі і довжини реалізації.

Крім вирішення основного завдання, яке полягає у передаванні-прийманні даних при визначених умовах, і пов'язаного з ним вирішення комплексу локальних задач, побудова засобів передавання з адаптацією до параметрів каналу зв'язку вимагає наявності обладнання для тестування каналу, як це подано вище. Разом з тим, спеціалізований процесор цифрового оброблення сигналів призначений для ефективного здійснення передавання-приймання даних з виконанням матричних операцій скалярного добутку для розрахунку кореляційних функцій, але не має вбудованих пристроїв (таймерів, АЦП тощо) для забезпечення тестування каналу, тому ці задачі треба розділити в часі:

- спеціалізовані процесори ЦОС, які мають 16 (типу M1827BE3, M1867BM1, L1867BM2, TMS320C10, TMS320C25 тощо), 32 (типу TMS320C30, L1867BM2, DSP96002, 1B577 тощо) або 64 (типу L1879BM1, NM6403) розряди, використовуються для вирішення основного завдання і використовуються суто як зв'язкові процесори;

- для тестування каналу задіюються менш потужні восьмирорядні однокристальні мікроконтролери універсального типу.

Таким чином, схема приймача та передавача з можливістю адаптації буде мати вигляд, поданий на рис. 4.

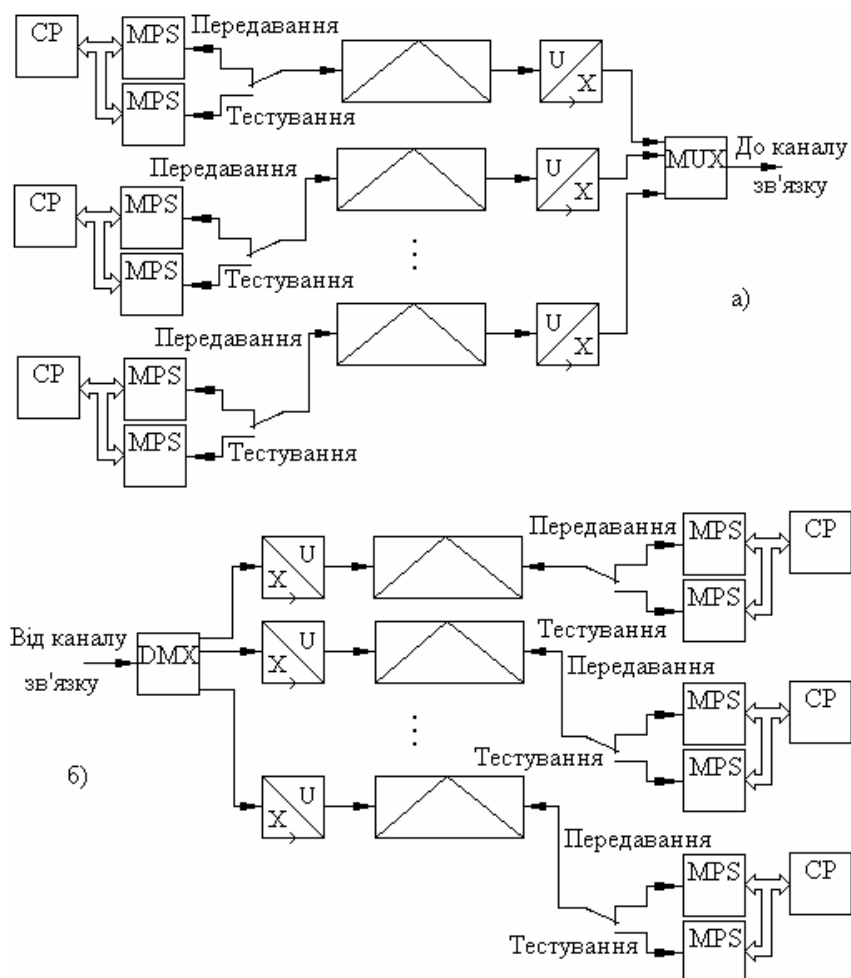


Рис. 4. Узагальнена структура передавальної (а) і приймальної (б) частин

Восьмирорядний однокристальний мікроконтролер здійснює тестування каналу, визначає необхідні

параметри передавання і передає їх до потужного зв'язкового процесора, який і виконує основне завдання. Це дозволяє не перебудовувати повністю весь пристрій передавання інформації, використовуючи практично в незмінному вигляді зв'язковий процесор, а лише добавляти до нього блок тестування каналу з відповідним програмним забезпеченням.

Для певних випадків виявляється достатнім використання однокристалного мікроконтролера KM1816BE51 (KM1816BE31), який за своїми характеристиками спроможний здійснювати тестування каналу зв'язку для реальних умов передавання більшості модемів телефонних ліній. Додаткове підключення УСАПП типу KP580BB51 дозволяє суттєво розширити діапазон зміни швидкості передавання. Обов'язковою умовою для визначення рівня завад є підключення додаткового зовнішнього АЦП.

Більш придатним для вирішення поставленої задачі може бути один з контролерів сімейства AVR, що виробляються фірмою Atmel, які дозволяють в асинхронному режимі досягати швидкості 115,2 Кбіт/с, мають синхронний та асинхронний приймачі-передавачі, два або три таймери, аналоговий компаратор та вбудований 10-розрядний чотири- або восьмиканальний АЦП.

### Література

1. Вероятностные методы в вычислительной технике / Под ред. А.Н. Лебедева, Е.А. Чернявского. – М.: Высшая школа, 1986. – 312 с.
2. Кривогубченко Д.С. Методи адаптації пристроїв передавання інформації до параметрів каналу зв'язку. – Дис... канд. техн. наук: 05.13.05. – Вінниця, 2004. – 148 с.
3. Давыдов А.В. Вейвлетные преобразования сигналов. – Екатеринбург: УГГУ, ИГиГ, ГИН, Фонд электронных документов. – 2005. – 180 с. – <http://prodav.narod.ru/index.htm>
4. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике. – М.: Солон-Р, 2002. – 448 с.
5. Кветний Р.Н., Кулик А.Я., Кривогубченко С.Г., Кривогубченко Д.С. Методи адаптації пристроїв передавання інформації до параметрів каналу зв'язку. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 161 с.

Надійшла 12.2.2007 р.

УДК 004.048

Р.О. ГУЗІЙ

Черкаський державний технологічний університет

## СИСТЕМНІ МОДЕЛІ ТА МЕТОДИ РОЗРОБКИ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМ ДЛЯ ПІДПРИЄМСТВ ЗВ'ЯЗКУ

*Даний матеріал оглядовий і адресований, насамперед, керівникам проектів розробки й інтеграції складних інформаційних систем (ІС). Досвід таких розробок у нашій країні поки не дуже великий, його аналіз призводить до деяких висновків і дозволяє сформулювати формальні методи, що можуть бути використані в складних проектах.*

**Вступ.** В даний час велика увага приділяється розробці методологій системного проектування ІС для різних галузей народного господарства. На початкових етапах розробки ІС центральне місце займали інженерні питання: удосконалення інформаційної бази, створення мов і трансляторів для моделювання складних систем і автоматизації виробничих місць, спеціалізованих пристроїв введення і виводу інформації. Хоча ці питання і зараз залишаються дуже важливими, на перший план виступають наукові проблеми підвищення якості результатів діяльності і системної ефективності процесів розробки та інтеграції вже існуючих ІС.

Методологія розробки та інтеграції ІС містить три основні складові [1]:

- набір типів моделей для опису вимог до ІС, проектних і програмних рішень; кожна модель містить як визначення конструкцій (нотацію), так і правила їхнього використання (синтаксис);
- методика застосування набору моделей для побудови ІС; методика використовує фіксований набір моделей і визначає послідовність їхньої побудови для опису різних аспектів створюваної системи;
- процес організації проектних робіт; включає різні технології: планування, керування проектом, контролю якості і т.д.

Кожен проект можна розглядати як реалізацію конкретного процесу застосування методики. Залежно від обмежень по термінах і вартості, у конкретну реалізацію можуть бути включені лише окремі частини повної методики і процесу.

Методики опису прикладних ІС відносять до одного з двох видів – структурного чи об'єктного. Вірніше було б говорити про структурні і об'єктні набори моделей, тому що існують методики побудови тих самих моделей з несумісними синтаксичними правилами. Щоб зберегти коректність термінології, далі використовується більш нейтральний термін "підхід".

Структурний підхід асоціюється з роздільною побудовою моделі функцій (найчастіше діаграми потоків даних) і моделі даних (найчастіше діаграми "сутність-зв'язок"). До структурного підходу відносять наступні

моделі:

- Діаграма потоків даних/модель виробничих процесів (Data Flow Diagram/Business Process Model). Цю модель використовують в основному для опису процесів виробничої діяльності.

- Діаграма "сутність – зв'язок" (Entity Relationship Diagram). Використовують як засіб опису інформаційної моделі предметної області, не прив'язаного до інструментів реалізації структур збереження даних у комп'ютерній системі.

- Діаграма переходів станів (State Transition Diagram). В основному використовується для моделювання систем реального часу.

- Структурна карта (Structure Chart). Основна модель для опису структури програмного коду на мовах третього покоління.

- Блок-схема (Flow Chart). Описує алгоритми виконання процедур.

Об'єктний підхід містить набір моделей, зв'язаних з поняттям класу/об'єкта, що поєднує дані (стан) і поведінку. До основних моделей даного підходу відносять:

- Діаграма варіантів використання (Use Case Diagram). Перераховує вимоги, які повинна забезпечити система (інформаційна чи виробнича).

- Діаграма взаємодії (Interaction Diagram). Описує порядок взаємодії учасників (об'єктів) у процесі реалізації варіанта використання системи.

- Діаграма класів, (Class Diagram). Основне застосування моделі класів – опис програмного забезпечення, хоча ця модель підходить і для опису виробничих систем.

- Діаграма станів (Statechart Diagram). Служить для специфікації станів об'єкта, що змінюються при різному розвитку подій.

- Діаграма дій (Activity Diagram). Показує послідовність виконання операцій (дій).

- Діаграма реалізації (Implementation Diagram). Показує структуру створеного програмного забезпечення.

Об'єктний підхід до моделювання є одночасно і структурним у тім смислі, що створювана модель являє собою декомпозицію системи, що моделюється, на окремі взаємозалежні компоненти. Відмінність же від структурного підходу в традиційному розумінні полягає в тому, що компоненти моделі групуються навколо учасників процесів, що моделюються, і тих цілей, що вони переслідують, беручи участь у цих процесах.

Основними обмеженнями для вибору моделі при розробці ІС є [2]:

- критерій глибини деталізації функціональної моделі, спрямований на виявлення на першому етапі моделювання цілісних інформаційних об'єктів предметної області; це дозволить забезпечити необхідний і достатній рівень декомпозиції колективно побудованої моделі для переходу на наступні етапи проекту, обмеживши при цьому трудомісткість моделювання;

- критерій верифікації функціональної моделі предметної області, засновані на взаємозалежних засадах, що містять інформаційні об'єкти до і після їхньої формалізації;

- метод виявлення загальносистемних сутностей, що дозволяє визначити інтегруючу основу (ядро) проекту для всіх наступних етапів його життєвого циклу, а також дає можливість відмовитися від трудомісткої процедури побудови повної моделі класів на етапі аналізу.

Кожна модель і метод її реалізації має унікальні властивості, відсутні в інших. Для підвищення якості результатів діяльності й ефективності процесів розробки й інтеграції ІС пропонується розглядати усю сукупність моделей як єдиний набір інструментів. Тобто для кожної окремо узятій ІС необхідно обрати ті інструменти, що більше за все підходять у даному конкретному випадку, не обмежуючи себе рамками одного методу, яким би популярним він би не був. Наприклад, для опису виробничої діяльності, що автоматизується, найбільше підходить модель потоків даних; для опису складу програмного забезпечення – діаграма варіантів використання і діаграма взаємодії; для опису реляційної бази даних – діаграма "сутність-зв'язок"; для опису найбільш складних фрагментів коду – блок-схема. Для оцінки сукупної складності розробки пропонується використовувати коефіцієнт інформаційного зчеплення функціональної моделі.

*Постановка основних задач системного проектування білінгвових систем.* За означенням, системне проектування – це методологія побудови проектів об'єктів нової техніки (ОНТ) як цілеспрямованих систем у базисах системних властивостей, системних ресурсів та структурах життєвих циклів (ЖЦ) ОНТ [4].

Як приклад інформаційних систем зв'язку розглянемо білінгові системи. Відносно білінгової системи, під цілеспрямованою системою слід розуміти систему, результат функціонування якої спрямований на досягнення цілей, визначених в попередньому підрозділі на першому рівні системної моделі.

Розв'язання задач системного проектування білінгвових систем, визначених на другому рівні системної моделі, відбувається у вигляді логічної схеми проектування (ЛСП). Конструюється логічна схема розв'язання сукупності взаємопов'язаних задач на базі формалізованих елементів:  $M$  – модель ОП;  $A$  – початкові дані;  $C$  – обмеження;  $R$  – проектне рішення;  $K$  – оцінка рішення;  $T$  – метод (процедура розв'язання). Формулюється принцип декомпозиції початкової задачі  $S^{d_i}$ , де  $d$  – рівні декомпозиції,  $i$  – етапи проектних рішень, представлених упорядкованими шістьками  $\langle M, T, A, C, K, R \rangle$ . Такий підхід, що має своє обґрунтування в теорії розв'язання задач, називається системним проектуванням.

З урахуванням визначення системного проектування та вищевикладеної системної моделі білінгової системи можна сформулювати три основні задачі системного проектування: цілепокладання – планування,

ціледосягнення – керування та програмування ЖЦ ОП.

В першій задачі на підставі системи цілей необхідно визначити систему задач, систему алгоритмів і систему забезпечень для досягнення систем цілей білінгової системи.

В другій – при заданих системах цілей, задач, алгоритмів, засобів необхідно визначити модель керуючої частини підсистеми засобів, що забезпечує досягнення цілей.

Однією з головних задач системного проектування білінгової системи є програмування її ЖЦ. Традиційні ОП характеризуються початковим ( $C_n$ ), цільовим ( $C_c$ ) і кінцевим ( $C_k$ ) станами.

Початковим станом ОП є момент виникнення замислу (ідеї) або початку фінансування процесу його проектування (створення).

Цільовий стан ОП настає з початком його функціонування, тобто виконання об'єктом свого призначення – задоволення потреб середовища, для якого він створюється.

Кінцевий стан ОП пов'язується з моментом його елімінації (припинення діяльності ОП у зв'язку з фізичним або моральним старінням), зміни чи перетворення на якісно новий об'єкт.

За означенням, ЖЦ ОП – це упорядкована сукупність змін його стану між початковими і кінцевими станами [2].

Уся сукупність змін стану ОП між  $C_n$  і  $C_c$  відповідає творчій стадії, під час якої здійснюють проектування об'єкта та його втілення (матеріальне, енергетичне, інформаційне), тобто виготовлення ОП.

Сукупність змін його стану між  $C_c$  і  $C_k$  відповідає стадії експлуатації об'єкта.

Якщо розглядати білінгову систему як ОП, то на відміну від традиційних об'єктів її ЖЦ є впорядкованою сукупністю змін стану між  $C_n$  і  $C_c$ .

Відсутність кінцевого стану пов'язана з тим, що ОУ (тобто оператор зв'язку) має організаційно економічну природу і не підлягає елімінації. Тому білінгова система є цілеспрямовано розвинутою системою від  $C_n$  до  $C_c$ .

У ЖЦ білінгової системи виділяють стани:  $C_n$  – початковий;  $C_b$  – стан її виникнення, який відповідає початку функціонування системи;  $C_{c1}, \dots, C_{cn}$  – цільові стани системи.

Сукупність змін стану між  $C_n$  і  $C_b$  відповідає творчій стадії (неавтоматизована система), а зміни її стану між  $C_b$  і  $C_c$  – творчо-експлуатаційні стадії, на якій відбувається послідовне підвищення рівнів розвитку білінгової системи.

Розвиток системи здійснюється адаптацією кожного її наступного стану до попереднього протягом усього ЖЦ, починаючи від фази неавтоматизованої системи і закінчуючи вищою фазою – кібернетичною системою (експертні системи (ЕС) та ін.).

Адаптивний характер розвитку білінгової системи забезпечується поступовим оновленням системи управління.

Творчо-експлуатаційна стадія ЖЦ включає процеси підтримки, зростання, вдосконалення.

Процес підтримки ЖЦ білінгової системи полягає в забезпеченні безперебійної роботи введених в експлуатацію частин системи і ґрунтується на належному обслуговуванні організаційного, методичного, інформаційного, програмного, технічного, математичного, лінгвістичного, правового та ергономічного забезпечення (підтримка в актуальному стані БД, якісна підготовка і своєчасне внесення змін у документацію ІС тощо).

Зростання ЖЦ ІС – це збільшення кількості функціонуючих (експлуатованих) структурних одиниць білінгової системи, внаслідок чого зростають функціональна й обчислювальна потужності, ємність пам'яті завдяки введенню додаткових (потужніших) ЕОМ, інформаційна потужність (збільшується обсяг інформації, що зберігається і обробляється) та ін.

Процес удосконалення білінгової системи – процес підвищення якісного рівня ІС – полягає у переході від нижчих фаз розвитку автоматизованих систем до вищих (від інформаційно-довідникової до порадицької, тобто підготовляє кілька варіантів рішення для самонавчальної системи, яка вибирає найбільш ефективний варіант управлінського рішення).

Отже, протягом усього ЖЦ білінгової системи здійснюється процес системного проектування, оскільки необхідно розв'язувати задачу узгодження вже існуючих частин ІС з тими, що розробляються.

Важливу роль при системному проектуванні білінгової системи відіграють системні ресурси (енергія, люди, гроші, час та ін.), які сприяють досягненню визначеній сукупності цілей, а також системні властивості, що визначають характеристики ОП.

**Заключення.** Проектування білінгової системи у системній постановці має кілька рівнів розв'язання загальної задачі. Власне кажучи, саме досвід вирішення загальної проблеми проектування ІС і породжує постановку задач системного проектування, суть якої полягає в тому, щоб на більш ранніх (системних) етапах отримати відповідь про розв'язуваність: за результатом; процесом; ресурсами.

### Література

1. Панащук С.А. Проектирование крупных ИС: от панацей к мастерской методов и моделей // Директор ИС. – 1998. – № 2.
2. Тудер И.Ю., Позин Б.А. Командная работа и моделирование или как многократно понизить объем работ на самом ответственном этапе проекта // Директор ИС. – 2002. – № 2.

3. Гузій Р.О. Білінгва інформаційна систем «СВІТЯЗЬ». Черкаси ЧДТУ 2006р. 47с.

4. Тимченко А.А., Основи системного проектування та системного аналізу складних об'єктів: Підручник: у двох книгах. – К.: Либідь, 200.272с.

Надійшла 2.2.2007 р.

УДК 621.3

В.В. ГАРМАШ, А.Я. КУЛИК  
Вінницький національний технічний університет

## ОЧИЩЕННЯ СИГНАЛУ ВІД ШУМУ З ДОПОМОГОЮ ВЕЙВЛЕТІВ

*Розглядається проблема очищення від шуму кусково-гладких сигналів з різкими змінами. Запропоновано застосувати традиційне вейвлет очищення від шуму та відновлювати зашумлений сигнал, використовуючи підхід мінімізації повної варіації, що дозволяє видалити псевдогіббсове явище і таким чином відновлювати різку зміну, в той час як інші структури зберігаються. Наведений алгоритм та представлені результати експерименту.*

### Вступ

В зв'язку з інтенсивним розвитком в останні десятиріччя елементної бази обчислювальної техніки всі операції, пов'язані з обробкою сигналів, включаючи аналіз спектрів, виконуються методами прямих обчислень. Ця обставина потребує в свою чергу розробки швидких обчислювальних процедур, які забезпечують аналіз в реальному масштабі часу.

Основи вейвлет-аналізу були розроблені в середині 80-х років Гроссманом і Морле як альтернатива перетворенню Фур'є для дослідження часових (просторових) рядів з вираженою неоднорідністю. На відміну від перетворення Фур'є, що локалізує частоти, але не дає часового вирішення процесу, і від апарата  $\delta$ -функцій, що локалізує моменти часу, але не має частотного вирішення, вейвлет-перетворення, яке володіє самоналаштувальним рухливим частотно-часовим вікном, однаково добре виявляє як низькочастотні, так і високочастотні характеристики сигналу в різних часових масштабах [1].

З початку застосування вейвлет перетворень в обробці сигналів було з'ясовано, що вибір порогу має важливе значення для видалення шуму з сигналів та зображень. Перетворення полягає в розкладанні зашумлених даних в ортогональному вейвлет базисі для того, щоб зробити вейвлет коефіцієнти меншими за дану амплітуду (використовуючи так зване м'який та жорсткий поріг) і перетворити дані назад в початкову область. Такий нелінійний оцінювач порогу може бути розрахований в будь-якому ортогональному базисі (такому як Фур'є чи косинусне) [2]. Добре відомо, що вейвлет перетворення має ряд переваг над перетворенням Фур'є та косинусним перетворенням. Однак вибір порогу при вейвлет перетворенні дає коливання по сусідству з різкими змінами сигналу. Такі коливання дуже подібні до явища Гіббса, представленого пороговою обробкою методом Фур'є, хоча вони більш локальні і меншої амплітуди. Вони називаються псевдогіббсовим явищем.

Для часткового зменшення цих артефактів був запропонований метод, описаний в [3]: алгоритм зміни встановленого порогу очищення полягає в застосуванні порогової обробки для перетворених модифікацій початкового сигналу і в знаходженні їх середнього значення. Це зводиться до застосування класичного порогового способу на розповсюдженій структурі вейвлетів – діадних вейвлетів, замість базису ортогональних вейвлетів. Відомий також інший метод звільнення від артефактів вейвлет очищенням від шуму представлений в [4]. В цій роботі пропонується використовувати векторну порогову обробку замість класичної скалярної порогової обробки і замінити вектори, які лишаються найбільш підходящим контуром, отриманим як важливі коефіцієнти вейвлету, згенеровані особливостями кусково-лінійної поліноміальної функції. У цьому випадку вони забезпечують зменшення шуму без псевдогіббсового явища. Однак обчислення і запис всіх контурів досить громіздкі, а також розширення цього методу до сигналів з більшими розмірами, таких як зображення, роблять програму набагато складнішою.

Метою даної статті є ще більше зменшення артефактів, ніж у перерахованих вище методах при невеликій складності метода та можливість його застосування для очищення зображень від шуму.

### ЗАГАЛЬНИЙ ОПИС МЕТОДУ

Так як класична вейвлет порогова обробка не вносить артефактів в основну частину сигналу, яка не має спадів, стрибків, точок розриву тощо, увага звертається на очищенні від шуму кусково-лінійних гладких сигналах з різкими змінами сигналу. Метод, який представляється у цій статті працює в два етапи:

- Застосувати традиційний вейвлет метод очищення від шуму, такий як жорсткий поріг обробки, і записати розміщення залишкових коефіцієнтів на відображення  $M$ . Рекомендується використовувати м'який поріг обробки замість жорсткого для того, щоб зменшити артефакти [5].

- Відновити очищений від шуму сигнал, використовуючи метод мінімізації повної варіації, який призводить до того, що відновлений сигнал має такі ж залишкові вейвлет коефіцієнти, як і сигнал, очищений від шуму. Цей крок усуває псевдогіббсове явище і відновлює чіткі зміни сигналу, при цьому інші структури збережені.

Ідея використання методу мінімізації повної варіації для відновлення зашумленого сигналу була представлена вперше в [6], в контексті очищення зображення від шуму. В цій роботі пропонується мінімізувати повну варіацію сигналу так, що відновлений сигнал мав би нижчу повну варіацію, поки його залишок близький до оригінального. Шум зменшений, в той час як збережена різка зміна сигналу, порівняно з класичним методом регуляризації, де різка зміна сигналу згладжене.

В даній статті не пропонується використовувати повну варіацію для того, щоб усунути шум; перший крок методу вейвлет очищення від шуму виконує це завдання дуже добре і навіть краще за метод повної варіації. Пропонується відтворити сигнал з мінімальною повною варіацією таким чином, що його вейвлет коефіцієнти такі ж, як залишкові вейвлет коефіцієнти очищеного сигналу. Якщо перший крок правильно виконаний, то невідомий початковий сигнал без шуму має такі ж вейвлет коефіцієнти, як і очищений від шуму сигнал в місці, визначеному відображенням  $M$ . Традиційний алгоритм вейвлет очищення від шуму робить вибір з встановлення коефіцієнтів за межами від  $M$  до 0, що призводить до коливань поблизу з різкими змінами сигналу. У даній статті пропонується встановлювати коефіцієнти за межами від  $M$  до значення, що мінімізує повну варіацію відтвореного сигналу так, щоб перешкоджати появі коливань.

### ВЕЙВЛЕТ ОЧИЩЕННЯ ВІД ШУМУ

Нехай  $(\psi_{j,k})_{j,k \in K}$  ортогональний базис вейвлету на інтервалі  $I = [a, b]$ , так що можна записати деякий сигнал  $u \in L^2(I)$  як суму ряду

$$u = \sum_{j,k \in K} \langle u, \psi_{j,k} \rangle \psi_{j,k}, \quad (1)$$

де

$$\langle u, \psi_{j,k} \rangle = \int_I u(x) \psi_{j,k}(x) dx \quad (2)$$

Визначимо жорсткі поріг оператора  $\tau$  як

$$\tau(x) = \begin{cases} x, & \text{якщо } |x| \geq \lambda, \\ 0, & \text{якщо } |x| < \lambda \end{cases} \quad (3)$$

У випадку гнучкого порогу оператора  $\tau$  буде

$$\tau(x) = \begin{cases} x - \text{sgn}(x)\lambda, & \text{якщо } |x| \geq \lambda, \\ 0, & \text{якщо } |x| < \lambda \end{cases} \quad (4)$$

Очищений від шуму сигнал, для якого використовується вейвлет встановлення порогу, простий

$$u_0 = \sum_{j,k \in K} \tau(\langle u, \psi_{j,k} \rangle) \psi_{j,k} \quad (5)$$

Відображення  $M$  визначається так

$$M = \left\{ (j,k) \in K : \left| \langle u, \psi_{j,k} \rangle \right| \geq \lambda \right\} \quad (6)$$

Якщо зашумлений сигнал можна записати  $u = \tilde{u} + \omega$ , де  $\tilde{u}$  очищений від шуму сигнал і  $\omega$  адитивний гауссівський білий шум зі стандартним відхилення  $\delta$ , поріг  $\lambda$  часто береться як  $\delta \sqrt{2 \log N}$ ,  $N$  наявне число виборок цифрового сигналу [2].

### МІНІМІЗАЦІЯ ЗАГАЛЬНОЇ ВАРІАЦІЇ

Загальна варіація будь-якого лінійного (одномірного) сигналу  $v$  в  $I$  буде

$$J(v) = \sup_{(x_l)} \sum_{l=1}^L |v(x_l) - v(x_{l-1})|, \quad (7)$$

де супремум є на всій послідовності  $(x_l)$  так що  $a \leq x_1 < x_2 < \dots < x_L \leq b$ . Нехай  $U$  обмежений інтервал

$$U = \left\{ v : \forall (j,k) \in M, \langle v, \psi_{j,k} \rangle = \langle u, \psi_{j,k} \rangle \right\} \quad (8)$$

Це – афінний простір з напрямком даним лінійним простором

$$U_0 = \left\{ v : \forall (j,k) \in K, \langle v, \psi_{j,k} \rangle = 0 \right\} \quad (9)$$

Повинна вирішуватись варіаційна проблема

$$\text{знайти } u^* \in U \text{ таку, що } J(u^*) = \inf_{v \in U} J(v) \quad (10)$$

Так як  $J$  випукла функція і  $U$  випукла множина, то будь-яке рішення  $u^*$  з (10) задається так

$$\forall t > 0, u^* = P\left(u^* - t \frac{\partial J}{\partial v}(u^*)\right), \quad (11)$$

для  $P$  афінний проектор на  $U$ , що мінімізує відстань.

#### АЛГОРИТМ

В основі даного алгоритму лежить пряма дискретна апроксимація попередніх рівнянь. Вейвлет очищення від шуму це простий процес, який включає в себе ШВП (швидке вейвлет перетворення), яке супроводжується встановленням границь і зворотнім ШВП.

Чисельно вирішується варіаційна проблема, використовуючи добре відомий алгоритм пониження градієнту, комбінуючи проекції в обмежувальних умовах:

$$u_{k+1} = P\left(u_k - t_k \frac{\partial J}{\partial v}(u_k)\right), \quad (12)$$

де  $u_0 \in U$  очищений від шуму сигнал вейвлет-встановленням порогу і  $t_k > 0$  крок вибраний для того, щоб отримати конвергенцію.  $P_0$  ортогональна проекція на  $U_0$ .

Так як

$$P(v) = u + P_0(v - u) \quad (13)$$

можна записати

$$u_{k+1} = u_k - t_k P_0\left(\frac{\partial J}{\partial v}(u_k)\right) \quad (14)$$

і це рівняння може бути легко розраховане: сигнал  $\frac{\partial J}{\partial v}(u_k)$  спроектований на  $U_0$ , використовуючи ШВП, яке супроводжується скороченням коефіцієнтів, які належать  $M$  і зворотнім ШВП.

Загальна складність алгоритму залишається в тому самому порядку, що й ШВП, яка є  $O(N)$ .

#### ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ РЕЗУЛЬТАТИ

Експеримент складається з очищення від шуму штучного сигналу, який містить різку зміну сигналу (стрибок і спад). Гауссівський білий шум додавався наступним чином  $u = u + \omega$ . Рисунок 1 демонструє сигнал  $\tilde{u}$ , рисунок 2 – сигнал  $u$ , рисунок 3 – сигнал, очищений від шуму вейвлетами  $u_0$  і рисунок 4 – відновлений сигнал  $u_k$  для  $k = 10000$ . Оцінювач  $u_k$  набагато кращий за  $u_0$ , як у відношенні сигнал/шум, так і візуально. Хороші результати все ще отримуються з набагато нижчим  $k$  (таким низьким, як  $k \approx 10$ ).

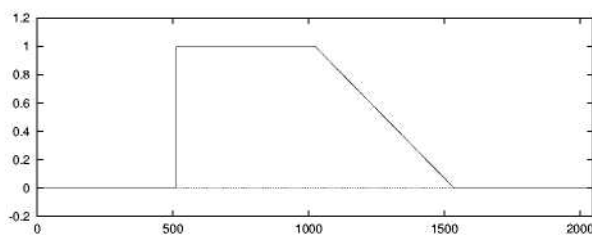


Рис. 1. Початкова стрибок-спад функція  $\tilde{u}$

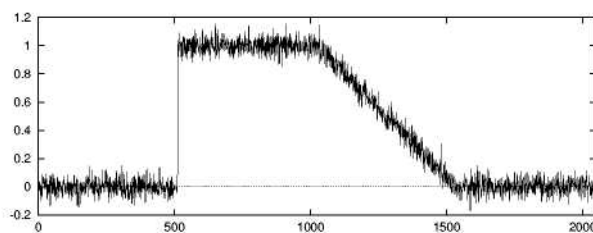


Рис. 2. Зашумлена стрибок-спад функція  $u$ , одержана додаванням до  $u$  Гауссівського білого шуму з  $\delta = 0,05$ ,  $SNR = 18,9$  db

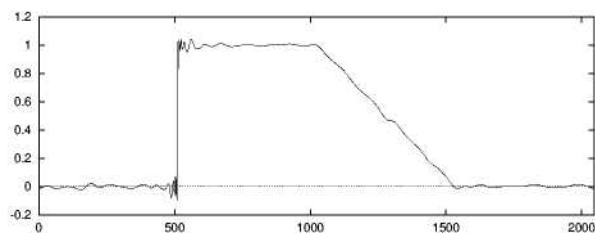


Рис. 3. Очищена від шуму стрибок-спад функція  $U_0$ , одержана шляхом жорсткого встановлення границь вейвлету. SNR=31.0 db.  
Приведена загальна варіація NTV=0.0023

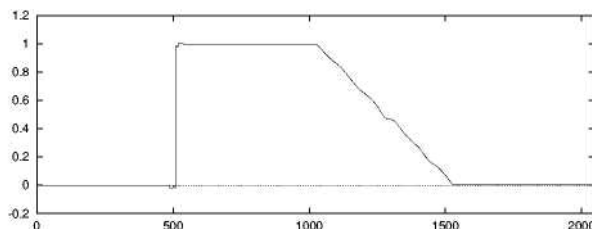


Рис. 4. Очищена від шуму стрибок-спад функція  $U_k$ , одержана за допомогою запропонованого методу. SNR=37.8 db. NTV=0.0010

### ВИСНОВКИ

В даній статті була представлена загальна структура для здійснення очищення сигналу від шуму з допомогою вейвлетів. Було запропоновано застосувати традиційне вейвлет очищення від шуму та відновлювати зашумлений сигнал, використовуючи підхід мінімізації повної варіації. Цей другий крок дозволив видалити псевдогіббсове явище і таким чином відновлювати різку зміну сигналу, в той час як інші структури зберігались. Таким чином процес відновлення не ушкоджує інформацію, яка вважалася важливою на кроці зменшення шуму. З таким підходом значно покращується продуктивність класичних алгоритмів вейвлет очищення від шуму, і з точки зору відношення сигнал/шум і з точки зору видимих артефактів.

### Література

1. Астафьева Н.М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения // УФН. – 1996. – Т.166. – № 11. – С. 1145-1170.
2. Donoho D., Johnstone I. Ideal spatial adaptation via wavelet shrinkage // Biometrika, vol. 81, pp. 425-455, 1994.
3. Coifman R.R., Donoho D.L. Translation-invariant de-noising // in Wavelets and Statistics, A. Antoniadis and G. Oppenheim, Eds., pp. 125-150. Springer-Verlag, 1995.
4. Dragotti P.L., Vetterli M. Shift-invariant gibbs free denoising algorithm based on wavelet tranform footprints // in Proc. of SPIE'2000, Wavelet Application in Signal and Image Processing, 2000.
5. Donoho D. De-noising by soft-thresholding // IEEE Trans. on Info. Theory, vol. 41, pp. 613-627, 1995.
6. Rudin L.I., Fatemi E., Osher S. Nonlinear total variation based noise removal algorithms // Physica D, vol. 60, pp. 259-268, 1992.

Надійшла 5.2.2007 р.



УДК 681.3

Н.В. ЯКИМЕЦЬ, В.С. ХАРЧЕНКО

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков

## МЕТОД И СРЕДСТВА СИНТЕЗА ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С ПРОГРАММИРУЕМОЙ ЛОГИКОЙ НА ОСНОВЕ ЧАСТИЧНО РАБОТОСПОСОБНЫХ АВТОМАТОВ

*Пропонуються методи проектування відмовостійких цифрових систем з програмованою логікою на основі частково визначених частково коректних автоматів, які синтезуються за допомогою генетичних алгоритмів. Запропоновані методи ілюструються на прикладі терморегулятора для літака АН-70.*

### I. Введение

Одной из основных тенденций при создании цифровых систем управления комплексов критического применения является широкое использование ПЛИС-технологий. Оценивая надежность цифровых систем управления с программируемой логикой (ЦСУПЛ), важно учитывать как дефекты, возникающие в процессе их работы, так и дефекты проектирования, которые не были выявлены в процессе отладки, приемо-сдаточных испытаний и т.п. Возможным решением данной проблемы является использование многоверсионного подхода к проектированию ЦСУПЛ. Применение многоверсионного подхода к проектированию ЦСУПЛ предполагает получение версионной избыточности путем варьирования множества ресурсов, использующихся в процессе проектирования. При этом главной задачей является получение максимально различных вариантов одной и той же системы. В данном аспекте эффективным является использование различных подходов к созданию ЦСУПЛ. Выделяют классический подход, который основывается на применении систем автоматизированного проектирования (САПР) [1], и подход, использующий логику работы генетических алгоритмов (ГА) [2, 3, 4, 5]. Однако, при проектировании ЦСУПЛ с помощью ГА часто формируются версии, у которых работоспособное состояние сохраняется не для всех наборов входных данных. При этом информация о текущем (работоспособном или неработоспособном) состоянии версии в зависимости от входного набора данных известна заранее. Широко распространенной практикой в данном случае является построение дублированных или мажоритарных схем, где частично работоспособные версии включены таким образом, чтобы суммарное множество их работоспособных состояний покрывало все множество входных данных ЦСУПЛ [3].

Анализ работ в данной области показывает, что широкое распространение получили отказоустойчивые многоверсионные ЦСУПЛ, в основе которых лежит использование полностью работоспособных версий и существует детально разработанная методология создания таких систем [1, 3]. В то же время приводятся примеры реализации цифровых систем с частично работоспособными версиями [3]. Однако, отсутствуют четкие методики синтеза отказоустойчивых ЦСУПЛ такого класса.

Целью данной работы является разработка метода синтеза и аппаратной реализации отказоустойчивых ЦСУПЛ, выполненных на основе частично работоспособных автоматов с использованием ГА.

### II. Построение ЦСУПЛ на частично работоспособных автоматах

Каждый цифровой автомат может быть описан с позиций уровня его определенности и корректности. Понятие корректности характеризует степень соответствия логики функционирования автомата требованиям, изложенным в техническом задании. Понятие определенности подразумевает степень предварительной информированности разработчика о корректности цифрового автомата. Таким образом, цифровые автоматы можно разделить на четыре группы: полностью определенные полностью корректные (ПОПК); полностью определенные частично корректные (ПОЧК); частично определенные полностью корректные (ЧОПК); частично определенные частично корректные (ЧОЧК). Все типы автоматов могут быть синтезированы с помощью ГА: частично корректные автоматы получаются вследствие особенностей работы ГА, когда в результате автомат работает корректно не на всем множестве входных данных; частично определенные автоматы могут быть получены при частичном тестировании входных и выходных сигналов индивидуумов при вычислении их коэффициентов приспособленности (значение коэффициента приспособленности равно количеству входных сигналов индивидуума, которым соответствуют верные – взятые из таблицы истинности – выходные сигналы).

Процесс создания ЦСУПЛ на частично определенных и частично корректных автоматах, синтезированных с помощью ГА включает два этапа: синтез модели ЦСУПЛ с помощью ГА на частично работоспособных автоматах определенного типа; разработка подсистемы диагностирования информационной части системы (множества автоматов) на основании информации о количестве и логики функционирования автоматов, входящих в состав ЦСУПЛ.

Таким образом, при разработке ЦСУПЛ с помощью ГА прежде всего необходимо обосновать уровень корректности и определенности автоматов, на которых будет построена система. Так простые системы, для которых основным требованием является компактность и при этом временные затраты на создание не критичны, рекомендуется строить на основе ПОПК автоматов ввиду их простоты. Если же оба требования

компактности и быстроты реализации являются критичными, то такую систему целесообразно строить на ПОЧК либо ЧОПК автоматах. При этом в случае использования ЧОПК автоматов будет наблюдаться экономия времени за счет возрастания сложности ЦСУПЛ, а в случае ПОЧК автоматов простота системы будет достигнута за счет увеличения времени, требуемого для ее синтеза. На основе ЧОЧК автоматов рекомендуется строить сложные ЦСУПЛ, для которых критичным является фактор времени синтеза, поскольку, уменьшая время тестирования автоматов, мы тем самым ускоряем процесс их создания.

По завершению первого этапа ЦСУПЛ представляет собой множество автоматов определенного типа, совместное использование которых реализует заданную функциональность системы. При этом известна информация об уровне определенности и корректности каждого автомата.

Второй этап предполагает несколько шагов: на основании информации о логике работы каждого автомата строится эталонная модель поведения системы, где каждому входному сигналу  $x_i$  ставится в соответствие множество эталонных (заранее известных) выходных сигналов автоматов  $Y_i^{эм}$ ; далее реальные выходные сигналы автоматов, соответствующие  $x_i$ , сравниваются между собой и формируется множество реальных выходных сигналов  $Y_i^{реал}$ ; множество  $Y_i^{реал}$  сравнивается с  $Y_i^{эм}$  и выбирается такая пара  $y_j^{реал}$  и  $y_j^{эм}$ , чтобы  $y_j^{реал} = y_j^{эм}$  (j – номер автомата, на который можно переключиться).

Данный метод позволяет аппаратно реализовывать полученные с помощью ГА отказоустойчивые ЦСУПЛ, обеспечивая при этом высокий уровень их отказоустойчивости за счет гибкого управления частично работоспособными автоматами.

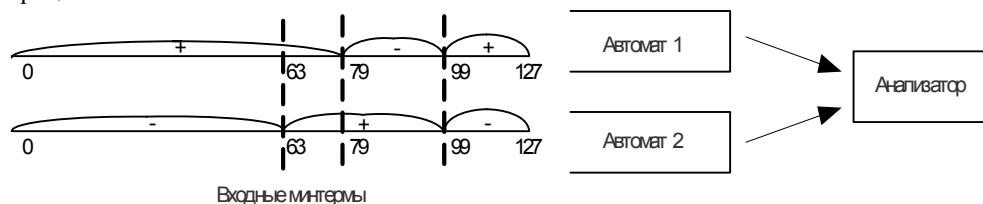
### III. Эксперимент

Для иллюстрации предложенного метода проектирования ЦСУПЛ был проведен эксперимент по созданию блока сравнения терморегулятора для самолета АН-70 на ПЛИС с помощью ГА. Моделирование проводилось на уровне реализации схемы в кристалле. Согласно эксперименту модель блока сравнения должна комбинироваться из нескольких частично работоспособных автоматов, синтезированных с помощью ГА. Каждый автомат, полученный в результате ГА-проектирования, представляет собой граф связей между логическими ячейками ПЛИС. В качестве метрик диверсности были выбраны степень различия в топологии графов, получаемых в результате моделирования. Исходные данные, принятые при моделировании, приведены в таблице 1.

Таблица 1

Исходные данные	
Название	Значение
Информация о микросхеме (площадь поля моделирования)	4×4
Требования к проекту, таблица истинности	Входные данные 7-разрядные: 1-й бит определяет знак, 2-7 биты определяют значение температуры по °С. Выходные данные 2-разрядные: 01 – температура ниже 15°С, 10 – температура от 15°С до 35 °С, 11 – температура выше 35°С
Настройки ГА	
- размер популяции	50
- тип отбора	рулетка, ранговый, элитный
- вероятность скрещивания/мутации/инверсии	0.80/0.10/0.10
- вероятность мутации гена/инверсии гена	0.05/0.01
- тип скрещивания	однородное

В результате эксперимента было получено два частично работоспособных автомата, реализующих заданную функциональность блока сравнения терморегулятора (рис. 1). Оба автомата были получены в течение первых 68 итераций ГА.



- + полностью определенные полностью корректные данные
- полностью определенные частично корректные данные

Рис. 1. Модель блока сравнения терморегулятора для самолета АН-70, полученная с помощью ГА

Полученная модель блока сравнения была реализована на ПЛИС EP1K10TC144-3 (семейство ACEX 1K) с помощью пакета Quartus II v.6.0. Сравнивая проект, полученный с помощью ГА с существующим аналогом, разработанным с помощью стандартных средств САПР, следует отметить компактность первого, поскольку общее число задействованных логических ячеек в нем равно 27 (два автомата и подсистема контроля), тогда как во втором проекте их больше 74. Для оценки надежности полученного проекта был использован эмулятор отказов цифровых устройств на ПЛИС [6]. Интерпретация проекта в среду эмулятора производилась средствами Floorplan Editor (Quartus II). В результате моделирования был получен ряд значений вероятности сохранения работоспособного состояния блока сравнения терморегулятора при отказах различной кратности (таблица 2).

Для сравнения уровня надежности проекта блока сравнения терморегулятора, полученного с помощью средств ГА, было проведено аналогичное моделирование отказов для его прототипа. В результате было получено ряд значений вероятности сохранения работоспособного состояния прототипа при отказах различной кратности при равномерном законе распределения (таблица 2). Анализ результатов моделирования показывает значительный выигрыш в надежности проекта, выполненного с использованием ГА при увеличении кратности отказов.

Таблица 2

**Вероятность сохранения работоспособного состояния блока сравнения терморегулятора и его прототипа при отказах различной кратности**

ТЕРМОРЕГУЛЯТОР	ЧИСЛО ЭКСПЕРИ- МЕНТОВ	1- КРАТНЫЙ ОТКАЗ	2- КРАТ. ОТКАЗ	3- КРАТ. ОТКАЗ	28- КРАТ. ОТКАЗ (5 % ПЛИС)	58- КРАТ. ОТКАЗ (10 % ПЛИС)	144- КРАТ. ОТКАЗ (25 % ПЛИС)	288- КРАТ. ОТКАЗ (50 % ПЛИС)	432- КРАТ. ОТКАЗ (75 % ПЛИС)
ГА-проект	10000	0,9579	0,9506	0,9428	0,8654	0,8104	0,6632	0,3979	0,0803
прототип	10000	0,8704	0,7973	0,7445	0,4796	0,3431	0,0499	0	0

### V. Выводы

На основании проведенного анализа путей повышения отказоустойчивости ЦСУПЛ был разработан метод, позволяющий аппаратно реализовывать модели ЦСУПЛ на частично работоспособных автоматах, получаемых с помощью ГА. В данном методе используется идея адаптивного диагностирования частично работоспособных автоматов в процессе работы ЦСУПЛ на основе заранее известной информацией об уровне их определенности и корректности. Дальнейшая работа в данной области может касаться разработки схем адаптивного резервирования отказоустойчивых систем, выполненных на основе частично работоспособных автоматов, а также создания методики проектирования ЦСУПЛ, являющихся, по сути, автоматами с памятью.

### Литература

1. Kharchenko V.S., Tarasenko V.V., Ushakov A.A., The Fault-tolerant PLD-based Embedded Digital Systems, National Airspace University «KhAI», Kharkiv, 2004, pp. 162.
2. Forrest, Stephanie, "Genetic algorithms: principles of natural selection applied to computation", Science, vol.261, 1993, pp.872-878.
3. Sverre Vigander, Evolutionary fault repair of electronics in space applications, Dissertation of the Dept. of Computer & Information Science, Norwegian University of Science and Technology (NTNU), Trondheim, 2001.
4. Adrian Thompson, Paul Layzell, and Ricardo Salem Zebulum. Explorations in Design Space: Unconventional Electronics Design Through Artificial Evolution. // IEEE Transactions on Evolutionary Computation, vol. 3, № 3, September 1999.
5. Didier Keymeulen, Ricardo Salem Zebulum, Yili Jin, Member, Adrian Stoica, Member. Fault-Tolerant Evolvable Hardware Using Field-Programmable Transistor Arrays. // IEEE Transactions on Reliability, vol. 49, № 3, September 2000.
6. Якимец Н.В. Ушаков А.А., Analysis of Failure Type and Development of an Adjustable Generator of Failures for PLDs // Вестник НТУ «ХПИ». – 2003. – № 6. – С. 149– 152.

Надійшла 15.2.2007 р.

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОСЕГМЕНТНОГО КОНТРОЛЯ В СУММИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

*Рассмотрены вопросы рабочего диагностирования вычислительных устройств для обработки приближенных данных. Предложен метод посегментного контроля, который позволяет устанавливать заданные вероятности обнаружения ошибок, вызываемых неисправностями цифровых схем в различных сегментах вычисляемого результата. Это обеспечивает повышение достоверности контроля приближенных результатов путем различения существенных и несущественных ошибок по вероятности их обнаружения. Метод использует естественные ресурсы рабочего диагностирования, учитывающие особенности современных вычислительных устройств и систем, что способствует получению эффективных решений.*

### 1. Постановка проблемы

Рабочее диагностирование вычислительных устройств и систем направлено на оценку достоверности результатов, получаемых на выходах цифровых схем при выполнении операций над фактическими данными в условиях возможного действия наиболее вероятных неисправностей [1].

Для точных данных любая ошибка, вызываемая неисправностью цифровой схемы, является существенной для достоверности результата, поскольку все его разряды относятся к верным, и любое их искажение делает результат недостоверным [2]. Поэтому, оценка достоверности точных результатов, как правило, выполняется под формулировкой поиска неисправностей цифровых схем в процессе выполнения вычислительных операций на фактических данных. Такой подход получил развитие в рамках теории самопроверяемых схем, согласно которой к методам рабочего диагностирования предъявляются требования обнаружения неисправности из заданного класса, по ее первому проявлению в виде ошибки результата [3].

Для приближенных данных результат вычислений состоит из старших верных и младших неверных разрядов. В верных разрядах происходят существенные ошибки, а в неверных разрядах – несущественные ошибки, причем вероятность появления несущественных ошибок значительно превышает вероятность появления существенных ошибок [4]. Поэтому поиск неисправностей цифровой схемы не решает задачи оценки достоверности приближенных результатов.

Традиционные методы рабочего диагностирования, к которым следует отнести, прежде всего, контроль по паритету и контроль по модулю [5, 6], разработаны в рамках обработки точных данных. Они имеют высокую вероятность обнаружения ошибок, что позволяет успешно решать задачу выявления неисправности независимо от типа вызываемой ею ошибки, т.е. ее принадлежности к существенным или несущественным.

Однако для приближенных данных достоинство методов, проявляющееся в высокой обнаруживающей способности, оборачивается недостатком, приводя, в основном, к выявлению наиболее вероятных, т.е. несущественных ошибок, и отбраковке достоверных результатов [7].

Для преодоления этого недостатка необходимо различать существенные и несущественные неисправности и соответственно разрабатывать новые методы рабочего диагностирования, обладающие таким свойством. Предлагается метод посегментного контроля, который направлен на оценку достоверности результатов обработки приближенных данных, что выполняется с учетом разделения ошибок на существенные и несущественные. Метод посегментного контроля рассматривается на примере рабочего диагностирования арифметического сумматора параллельных двоичных кодов, выполненного на комбинационной схеме.

### 2. Посегментный контроль и его приложение к рабочему диагностированию арифметического сумматора

Посегментный контроль результата вычислений состоит в разбиении результата на сегменты разрядов и обеспечении проверки этих сегментов на фактических данных с заданными вероятностями обнаружения ошибок, вызываемых неисправностями цифровой схемы. Это позволяет установить необходимую высокую и низкую вероятность обнаружения арифметических ошибок для сегментов, которые в той или иной степени могут быть отнесены к старшим верным и младшим неверным разрядам, соответственно. Таким образом, метод посегментного контроля может обеспечить решение задачи рабочего диагностирования цифровых схем по оценке достоверности вычисляемых приближенных результатов с учетом целесообразности обнаружения существенных и игнорирования несущественных ошибок.

Метод посегментного контроля позволяет учитывать особенности современных вычислительных устройств, обращая их в естественные ресурсы рабочего диагностирования. К таким особенностям, в первую очередь, следует отнести регулярность структур арифметических устройств с матричным пространственным параллелизмом. При такой структурной организации вычислительные элементы тиражируются с целью повышения производительности цифровых схем. Это обеспечивает вычисление отдельных разрядов результата и их объединений в сегменты на одинаковых элементах в составе регулярных структур цифровых схем или, по крайней мере, с одинаковой функциональной зависимостью разрядов результата от разрядов операндов. Таким образом создаются условия для унификации решений по контролю отдельных сегментов и упрощения

контрольных вычислений, например, путем их последовательного выполнения на одних и тех же средствах контроля.

Другой особенностью современных вычислительных устройств и систем является их ориентация на обработку данных со сложной структурой, например, массивы данных. При этом оценка достоверности отдельных элементов этих структур может быть произведена с определенным отставанием от моментов вычисления, например, вплоть до момента завершения обработки всей структуры. Так образуется естественная временная избыточность в виде пассивного запаса времени контроля [8].

Основным требованием к посегментному контролю является обеспечение заданных вероятностей  $P_i$  обнаружения ошибок в сегментах вычисляемого результата, где  $0 < P_i \leq 1$ ,  $i$  – номер сегмента,  $i \leq n$ .

Вероятность  $P_i = 1$  достигается при установлении в проверочных контрольных соотношениях строгого соответствия разрядов сегмента разрядам операндов, по которым происходит их вычисление.

Вероятность  $P_i < 1$  обеспечивается при наложении различных ограничений на контрольные соотношения или способы их проверки. Такие ограничения можно применить ко времени проверки сегмента, ко множеству входных данных, на которых выполняется посегментный контроль и т.д.

Временное ограничение заключается в проверке сегмента разрядов в течение некоторой части времени выполнения вычислений. Ограничение по входным данным состоит в проверке сегмента разрядов не на всех фактических данных, поступающих на вход схемы, а только на их части определенного вида.

Используемые ограничения также следует рассматривать как естественные ресурсы рабочего диагностирования, позволяющие упростить средства контроля. Временное ограничение может быть реализовано последовательным контролем сегментов с использованием для них единых средств контроля. Это ведет к снижению аппаратных затрат на контроль за счет использования пассивного запаса времени контроля.

Вероятность  $P_i$  снижается с учетом частоты проверки сегмента. Ограничение по входным данным позволяет упростить контрольное соотношение и, соответственно средства его проверки. Вероятность  $P_i$  снижается с учетом частоты появления используемых для контроля фактических данных.

Арифметический сумматор параллельных двоичных кодов, рассматриваемый в качестве объекта рабочего диагностирования, имеет регулярную структуру входных и выходных данных, обусловленную регулярным строением двоичных кодов, которые являются операндами и результатом вычислений. Это позволяет строить устройство, тиражируя полный двоичный сумматор. В случае применения способов ускоренного распространения переносов, элементы устройства могут терять однородность, однако при этом сохраняются одинаковые функциональные зависимости разрядов суммы от разрядов слагаемых.

Рассмотрим организацию посегментного контроля арифметического сумматора с ограничением по входным данным. Для этого опишем функциональные зависимости, связывающие разряды сегмента результата с разрядами операндов. Арифметическая ошибка, искажающая результат на вес разряда  $l$ , обнаруживается при проверке контрольных соотношений [9], связывающих разряд суммы  $S_l$  полного двоичного сумматора с его слагаемыми  $A_l$ ,  $B_l$  и  $C_{l-1}$ , а также разряд переноса  $C_{l-1}$  со слагаемыми  $A_{l-1}$ ,  $B_{l-1}$  и  $C_{l-2}$  предшествующего полного двоичного сумматора:  $S_l = A_l \oplus B_l \oplus C_{l-1}$  и  $C_{l-1} = A_{l-1}B_{l-1} \vee C_{l-2}(A_{l-1} \vee B_{l-1})$ .

Проверка этих соотношений обеспечивает контроль разрядов сегмента с вероятностью  $P_i = 1$ .

Для  $r$ -разрядного сегмента разряды результата описываются по формулам, определяющим разряды сумм  $S_1, \dots, S_j, \dots, S_r$ ,  $j = 1 \div r$  и переносов  $C_1, \dots, C_j, \dots, C_r$  одноразрядных сумматоров:

$$S_j = A_j \oplus B_j \oplus C_{j-1}, \quad (1)$$

$$C_j = A_j B_j \vee C_{j-1} (A_j \vee B_j), \quad (2)$$

Ограничение входных данных может быть выполнено путем проверки определенных соотношений, устанавливаемых для разрядов операндов. Пусть соотношение имеет вид следующего условия:

$$A_j = \neg B_j. \quad (3)$$

Тогда из (1) и (2) следует  $S_j = \neg C_{j-1}$  и  $C_j = C_{j-1}$ , что позволяет проверять разряды сегмента по условиям

$$C_1 = C_0 \quad (4)$$

$$S_j = \neg S_{j-1} \text{ для } j > 1. \quad (5)$$

Вероятность обнаружения ошибок в сегменте определяется по количеству устанавливаемых условий (3), каждое из которых уменьшает вдвое количество различных входных данных, используемых для контроля сегмента, т.е. по формуле  $P_i = 2^{-r}$ . Таким образом, различная вероятность обнаружения ошибок сегмента обеспечивается путем задания его разрядности с возможностью уменьшения вероятности вдвое при каждом удлинении данного сегмента на один разряд.

Следует отметить, что использование условия (3) корректно при исключении ошибок вида  $A_j = B_j$ ,

возникновение которых вполне вероятно при неисправности типа «закоротка» между точками  $A_j$  и  $B_j$ . Поэтому необходим также контроль входных данных, например, как результатов выполнения предыдущих операций, что относится к задаче контроля устройств, предшествующих диагностируемому арифметическому сумматору.

Контрольные вычисления выполняются путем обработки двухпроводных кодов, описывающих условия (3) – (5), на самопроверяемых схемах сравнения (сжатия) [3]. Эти схемы реализуют логику умножения контрольных кодов по модулю три, объединяя двухпроводные коды в одну пару разрядов, принимающих взаимно-инверсные значения 01 или 10 (т.е. значения отличного от нуля остатка по модулю три) в том и только в том случае, если таковыми являются исходные коды.

### 3. Заключение

Рабочее диагностирование вычислительных устройств решает задачу оценки достоверности результатов операций, выполняемых на фактических данных. Поэтому на методы решения этой задачи существенное влияние оказывает тип обрабатываемых данных – точные или приближенные числа. Достоверность точного данного нарушается при любой его ошибке, вызванной неисправностью. Вероятность появления ошибки, существенной для достоверности приближенного результата значительно ниже вероятности появления несущественной ошибки. Поэтому традиционные методы рабочего диагностирования, направленные на обнаружение любых ошибок с максимальной вероятностью, эффективны в случае точных данных и значительно снижают достоверность для приближенных данных, отбраковывая достоверные результаты при обнаружении несущественных ошибок. Предлагаемый метод посегментного контроля позволяет повышать достоверность контроля результатов, обнаруживая существенные ошибки с большей вероятностью, чем несущественные. Ограничения на обнаружение несущественных ошибок накладываются с использованием естественных ресурсов рабочего диагностирования, которые учитывают регулярность и однородность структур устройств с матричным параллелизмом, а также естественную информационную избыточность цифровых систем. Все это создает условия для получения эффективных решений по рабочему диагностированию современных вычислительных устройств.

### Литература

1. Drozd A. On-line Testing of Computing Circuits at Approximate Data Processing // *Radioelectronics & Informatics*. – 2003. – № 3. – P. 113 – 116.
2. Демидович Б.П., Марон И.А. Основы вычислительной математики. – М.: Физматгиз. – 1966. – 664 с.
3. Согомонян Е. С., Слабаков Е. В. Самопроверяемые устройства и отказоустойчивые системы. – М.: Радио и связь, 1989. – 208 с.
4. Дрозд А. В., Лобачев М. В. Использование рабочего диагностирования при решении вычислительных задач // *Радиоэлектронные и компьютерные системы*. – 2006. – № 1. – С. 76 – 81.
5. Saposhnikov V., Dmitriev M., Goessel M. and Saposhnikov V. Self-dual parity checking – a new method for on-line testing // *Proc. IEEE VLSI Test Symp.* – 1996. – P. 162 – 168.
6. Noufal I. and Nicolaidis M. A CAD Framework for Generating Self-Checking Multipliers Based on Residue Codes // in *Proc. of IEEE Design, Automation and Test in Europe, Munich, Germany*. – 1999. – P. 122 – 129.
7. Drozd A., Lobachev M., Drozd J. “The problem of on-line testing methods in approximate data processing, ” in *Proc. 12<sup>th</sup> IEEE International On-Line Testing Symposium, Como, Italy*. – 2006. – P. 251 – 256.
8. Романкевич А. М., Валуцкий В. Н., Остафин В. А. Структурно-временная избыточность в управляющих схемах. – Киев: «Вища школа». Головное изд-во, 1979. – 160 с.
9. Селлерс Ф. Методы обнаружения ошибок в работе ЭЦВМ. – М.: Мир, 1972. – 310 с.

Надійшла 22.2.2007 р.

УДК 621.325.5

А.М. РОМАНКЕВИЧ, В.В. ГРОЛЬ, О.А. МИРОШНИКОВА  
Национальный технический университет Украины «Киевский Политехнический Институт»

## ЛОКАЛИЗАЦИЯ НЕИСПРАВНОСТЕЙ В ТЕСТОПРИГОДНЫХ КОМБИНАЦИОННЫХ ЦИФРОВЫХ СХЕМАХ

*Розглянуто імовірносний підхід до організації процедур локалізації несправностей у тестопридатних схемах, які реалізовані на елементах зі змінюваною логічною функцією. В основі підходу покладено порівняння накопичених статистичних даних про роботу елемента та імовірнісних характеристик цього елемента.*

### Введение

Эффективность функционирования современных средств вычислительной техники в значительной степени определяется комплексом мер, направленных на обеспечение системной диагностики дискретных устройств. Использование в качестве испытательных воздействий псевдослучайных последовательностей

снижает затраты на синтез тестовой последовательности, однако существенным недостатком метода псевдослучайного тестирования во многих случаях является значительная длина испытательной последовательности. Повышение эффективности проведения диагностических процедур может быть достигнуто путем использования методов построения тестопригодных схем, синтез которых на этапе разработки сопровождается введением специальных дополнительных технических средств, облегчающих задачу последующего тестирования сложных цифровых устройств. В работах [1, 2, 3] предлагается метод построения легкотестируемых цифровых устройств, основанный на использовании элементов с изменяемой логической функцией и ориентированный на применение процедуры псевдослучайного тестирования в сочетании с сигнатурным анализом. Метод характеризуется сокращением длины псевдослучайной тестовой последовательности, т.е. сокращением временных затрат на проведение тестирования, что обеспечивает повышение производительности процедур псевдослучайного тестирования цифровых комбинационных схем, кроме того, при этом сокращается число контрольных точек для снятия диагностической информации.

В ходе тестирования цифровых устройств, как правило, определяется интегральный признак их технического состояния, например, по критерию «годен – брак» [4, 5]. В то же время при диагностировании устройств и блоков, состоящих конструктивно из отдельных компонентов – интегральных микросхем, которые размещаются на печатной плате, могут возникать некоторые дополнительные условия, выполнение которых требует расширения функциональных возможностей аппаратуры диагностирования. При этом часто возникает необходимость в проведении этапа поиска места неисправности с точностью до конструктивного элемента. Для комбинационных схем организация процедур поиска неисправного элемента традиционно реализуется на основе метода сигнатурного анализа, который позволяет осуществлять направленный поиск точки отказа [6].

### 1. Постановка задачи

В предлагаемой работе решается задача локализации неисправности в тестопригодных цифровых комбинационных схемах, реализованных на основе элементов специального вида, обладающих возможностью изменения логической функции в процессе псевдослучайного тестирования.

### 2. Методика тестирования по критерию «годен/брак»

В работе [1] предлагается метод построения легкотестируемых цифровых устройств, основанный на использовании элементов с изменяемой логической функцией. Метод ориентирован на применение процедуры вероятностного (псевдослучайного) тестирования в сочетании с сигнатурным анализом. В основу метода положено использование элемента специального вида, так называемого базового функционального элемента (БФЭ). Построение базового элемента основано на представлении элемента XOR или его отрицания.

$$f_{XOR} = (\bar{x} \vee \bar{y}) \cdot (x \vee y) = (\bar{x} \cdot y) \vee (x \cdot \bar{y}), \quad f_{\overline{XOR}} = (x \cdot y) \vee (\bar{x} \cdot \bar{y}) = (\bar{x} \vee \bar{y}) \cdot (x \vee y).$$

Модификация элемента XOR путем введения дополнительного управляющего входа С позволяет реализовать два режима работы БФЭ – системный и тестовый.

Реализация элементов ИЛИ и И в виде БФЭ:

$$\begin{cases} (C=0) \rightarrow (z = x \oplus y), \\ (C=1) \rightarrow (z = x \vee y), \end{cases} \quad \begin{cases} (C=1) \rightarrow (z = \overline{x \oplus y}), \\ (C=0) \rightarrow (z = x \cdot y). \end{cases}$$

Реализация элементов ИЛИ-НЕ и И-НЕ в виде БФЭ:

$$\begin{cases} (C=0) \rightarrow (z = \overline{x \vee y}), \\ (C=1) \rightarrow (z = x \oplus y), \end{cases} \quad \begin{cases} (C=0) \rightarrow (z = x \oplus y), \\ (C=1) \rightarrow (z = \overline{x \cdot y}). \end{cases}$$

Предполагается, что исходная комбинационная структура (КС) задана булевой функцией, описанной одной из совершенных (дизъюнктивная либо конъюнктивная) нормальных форм (СДНФ или СКНФ), допускается также представление КС минимальными формами [2]. В такой структуре можно выделить схему формирования конститuent (единицы для СДНФ и нуля для СКНФ), реализованную на БФЭ, и схему объединения, которая представляет собой N-входовой элемент ИЛИ (СДНФ) или И (СКНФ), где N-число конститuent. Повышение степени тестопригодности схемы достигается путем использования вероятностных свойств элемента XOR, а именно появление на выходе значения «0» или «1» с вероятностью 0.5 при поступлении хотя бы на один из входов элемента XOR равновероятных сигналов псевдослучайной двоичной последовательности [7]. Объединение БФЭ представляет собой многовходовую схему свертки по модулю 2, выполненную в виде пирамидальной структуры. Задача тестирования комбинационной схемы, реализованной на основе БФЭ, заключается в последовательном (уровень за уровнем) переключении в системный режим всех БФЭ каждого уровня, прочие уровни БФЭ находятся в режиме тестирования. Такая процедура должна быть выполнена для БФЭ реализации конститuent всех уровней. Допустим, элементы уровня  $i$ ,  $i = 1, 2, \dots, \log_2 n$ , выполняют основную системную функцию, например, ИЛИ (СКНФ) или И (СДНФ). В такой структуре элементы равнозначности «нижних» ярусов  $1, 2, \dots, i - 1$  служат для формирования равновероятных двухбитных независимых наборов на входах элементов ИЛИ/И (БФЭ работают в системном режиме). БФЭ «верхних» ярусов  $i + 1, \dots, \log_2 n$  служат для транспортировки выходных сигналов яруса  $i$  на выход схемы  $f$ , являющийся единственной контрольной точкой. Таким образом, если последовательно (с первого яруса до яруса  $\log_2 n$ ) переключать элементы в системный режим, то за полный цикл любая одиночная константная неисправность БФЭ, включая и входы С управления, проявят себя в виде искажения сигнатуры на выходе схемы [1].

### 3. Методика локализации неисправности в схеме формирования конститuent

Предположим, что в результате тестирования по интегральному критерию «годен/брак», описанному в [1], обнаружен факт наличия неисправности в тестируемой комбинационной схеме. Для схемы, реализованной в виде булевой функции, описанной СДНФ (СКНФ), для тестирования схемы формирования конститuent

предлагается измерять вероятности появления единичного сигнала на выходе элемента в системном режиме (БФЭ выполняет системную функцию – И (ИЛИ)) и тестовом (БФЭ выполняет функцию  $XOR$  ( $\overline{XOR}$ )). Пусть для тестирования необходимо выполнить  $T_{k1}$  тактов в системном, а затем  $T_{k2}$  тактов в тестовом режиме. По истечении  $T_{k1}$  тактов вычислим количество единичных сигналов на выходе элемента ( $N_{1,AND}$ ) и по истечении  $T_{k2}$  тактов – количество единичных значений на выходе элемента ( $N_{1,XOR}$ ). Затем определяется число единичных состояний на выходе БФЭ и находится отношение  $p_1$  этого числа к количеству тактов в системном режиме  $T_{k1}$ . Вычисляется также значение  $p_2$ , как отношение количества единичных сигналов на выходе БФЭ к количеству тактов в тестовом режиме  $T_{k2}$ , после чего осуществляется сравнение этих величин с соответствующими значениями вероятностей  $p_{1e}, p_{2e}$  появления единичных значений на выходе. По закону больших чисел [8] находим:

$$p_{1e} - \varepsilon \leq \left( p_1 = \frac{N_{1,AND}}{T_{k1}} \right) \leq p_{1e} + \varepsilon, \quad p_{2e} - \varepsilon \leq \left( p_2 = \frac{N_{1,XOR}}{T_{k2}} \right) \leq p_{2e} + \varepsilon,$$

где  $\varepsilon \geq 0$  – бесконечно малая величина значения отклонения вероятности по абсолютной величине. Как показано в [1] значения вероятностей  $p_{1e}, p_{2e}$  для БФЭ составляют 0.25 и 0.5 соответственно.

#### 4. Оценка времени тестирования

Для решения задачи определения необходимого времени  $T$  для получения достоверной информации о состоянии элемента при заданной вероятности  $P_{don}$  появления случайной величины  $\xi$  – количества единиц на выходе БФЭ, в системном режиме выполняющего функцию И, при заданом допустимом отклонение от вероятности появления  $\xi$  по абсолютной величине  $\varepsilon$  можно использовать теорему Бернулли, как следствие теоремы Чебышева [8].

Пусть интервал тестирования составляет  $T_k$  тактов, на каждом из которых с вероятностью  $p$  может наступить событие  $\xi$ , а также пусть  $V_k$  – случайная величина, равная числу наступления события  $\xi$  по истечении  $T_k$  тактов. Тогда для любого как угодно малого  $\varepsilon > 0$  имеет место неравенство:

$$p \left( \left| \frac{V_k}{T_k} - p \right| < \varepsilon \right) \geq 1 - \frac{p(1-p)}{T_k \varepsilon^2}.$$

Например, при  $P_{don} = 0.95$  и  $\varepsilon = 0.1$  значение  $T_k$  (время тестирования БФЭ в системном режиме) можно найти, как:  $0.95 \geq 1 - \frac{p(1-p)}{T_k \varepsilon^2} \Rightarrow 0.95 \geq 1 - \frac{0.75 * 0.25}{T_k * 0.1^2} \Rightarrow T_k \leq 375$ .

Вычислим значение  $T_o$  (время тестирования БФЭ в тестовом режиме):  $0.95 \geq 1 - \frac{p(1-p)}{T_o \varepsilon^2} \Rightarrow 0.95 \geq 1 - \frac{0.5 * 0.5}{T_o * 0.1^2} \Rightarrow T_o \leq 500$ .

#### 5. Локализация неисправности в схеме формирования конститuent

Алгоритм процедуры локализации места отказа в схеме формирования конститuent можно представить в виде следующей последовательности шагов.

1. В режиме интегрального теста «годен/брак» при подаче входных сигналов от ГПСЧ получить интегральную сигнатуру комбинационной схемы. Проверить: полученная сигнатура совпадает с эталонным значением?

Да: перейти к п.15.

Нет: перейти к п.2.

2. Установить счетчик уровня,  $i = 1$ , установить счетчик элемента  $j = 1$ .

3. Установить значение  $C_i = 0$  управляющего входа БФЭ на  $i$ -м уровне.

4. Установить значение счетчика количества единиц  $c_1 = 0$ . Установить счетчик количества тактов

$T = 0$ .

5. Проверить: выход элемента  $f_{i,j} = 1$ ?

Да: перейти к п.6.

Нет: перейти к п.7.

6. Инкрементировать счетчик  $c_1$ .

7. Инкрементировать  $T$ . Проверить:  $T < \min(T_{k1}, T_{k2})$ ?



- Да: перейти к п.5.  
Нет: перейти к п.8.
8. Вычислить  $p = \frac{c_1}{T}$ . Проверить:  $C_i = 0$  ?  
Да: перейти к п.9.  
Нет: перейти к п.10.
9. Проверить:  $(p_{1e} - \varepsilon) \leq p \leq (p_{1e} + \varepsilon)$  ?  
Да: перейти к п.11.  
Нет: индикация номера неисправного элемента. Перейти к п.15.
10. Проверить:  $(p_{2e} - \varepsilon) \leq p \leq (p_{2e} + \varepsilon)$  ?  
Да: перейти к п.13.  
Нет: индикация номера неисправного элемента. Перейти к п.15.
11. Присвоить:  $j = j + 1$ . Проверить:  $j < m_i$  ? ( $m_i$  – количество БФЭ  $i$ -го уровня)  
Да: перейти к п.4.  
Нет: перейти к п.12.
12. Установить:  $T = 0$ ,  $c_1 = 0$ ,  $C_i = 1$ . Перейти к п.5.
13. Присвоить:  $j = j + 1$ . Проверить:  $j < m_i$  ?  
Да: перейти к п.4.  
Нет: перейти к п.14.
14. Присвоить:  $i = i + 1$ . Проверить:  $i < l$  ? ( $l$  – количество уровней схемы формирования конституент)  
Да: присвоить:  $j = 1$ . перейти к п.3.  
Нет: перейти к п.15.

15. Конец алгоритма.

Таким образом, все неисправности по входам и выходам БФЭ будут обнаружены, так как:

$$\begin{cases} (C = 0), (x_1 = \text{const}0 \vee x_2 = \text{const}0) \rightarrow p(f = 1) = 0, \\ (C = 0), (x_1 = \text{const}1 \vee x_2 = \text{const}1) \rightarrow p(f = 1) = 0.5, \\ (C = \text{const}0) \rightarrow p(f = 1) = 0.5, \\ (C = \text{const}1) \rightarrow p(f = 1) = 0.75. \end{cases}$$

### 6. Методика локализации неисправности в схеме объединения

Очевидно, что переход к локализации места неисправности в схеме объединения осуществляется, если все элементы схемы формирования конституент оказались исправными. Как указывалось выше, схема объединения для КС, реализованной в виде СДНФ (СКНФ), состоит из элементов  $XOR$  ( $\overline{XOR}$ ). Поиск места неисправности в схеме объединения требует расширения функциональных возможностей аппаратуры диагностирования, а именно должен быть обеспечен доступ как к входам тестируемого элемента, так и к его выходу. Вероятность появления единицы на выходе исправного элемента равна 0.5 и не изменяется даже при неисправности одного из входов элемента («конст.0» или «конст.1») при независимых сигналах на входах элемента, поступающих с вероятностью 0.5 [7]. Для локализации неисправности в схеме объединения предлагается использовать условную вероятность появления случайного события  $\xi$  (единичное значение на выходе элемента) при условии появления события  $\alpha$  (единичное значение на входе этого же элемента) [8]:

$$P(\xi / \alpha) = \frac{P(\xi \cap \alpha)}{P(\alpha)},$$

где  $P(\alpha) = 0.5$  и  $P(\xi \cap \alpha) = 0.25$  для элемента  $XOR$  [7].

Накопленные статистические данные для  $T$  тактов с учетом закона больших чисел позволяют нам судить о исправном/неисправном состоянии элемента на основе анализа величин  $K_{x1}, K_{x2}$  (количество событий  $\alpha$  на информационных входах  $x_1$  и  $x_2$  элемента соответственно) и величины  $K_f$  (количество событий  $\xi$  при условии наступления события  $\alpha$ ). Таким образом, если хотя бы одно из соотношений  $\frac{K_f}{K_{x1}}$

или  $\frac{K_f}{K_{x2}}$  при  $T \rightarrow \infty$  не равно значению вероятности  $P(\xi / \alpha)$  (с учетом величины отклонения по абсолютной величине  $\varepsilon$ ), то это выбирается признаком неисправности проверяемого элемента.

Алгоритм процедуры локализации места отказа в схеме объединения можно представить в виде следующей последовательности шагов.

1. Присвоить:  $i = 1$  (счетчик уровней для схемы объединения),  $j = 1$  (счетчик элементов  $i$ -го уровня).

2. Установить значение счетчиков:  $K_{x1} = 0$  (счетчик количества единиц для входа  $x_1$  элемента),  $K_{x2} = 0$  (счетчик количества единиц для входа  $x_2$  элемента),  $K_f = 0$  (счетчик количества единиц для выхода элемента). Установить значение счетчика тактов  $T = 0$ .

3. Проверить:  $x_{1ij} = 1$ ? ( $x_{1ij}$  - состояние информационного входа  $x_1$  на  $i$ -м уровне для  $j$ -го элемента)

Да: перейти к п.4.

Нет: перейти к п.6.

4. Присвоить:  $K_{x1} = K_{x1} + 1$ .

5. Проверить:  $f_{ij=1}$ ?

Да: присвоить  $K_f = K_f + 1$ , перейти к п.6.

Нет: перейти к п.6.

6. Присвоить:  $T = T + 1$ . Проверить:  $T < T_0$ ?

Да: перейти к п.3.

Нет: перейти к п.7.

7. Вычислить  $p = \frac{K_f}{K_{x1}}$ . Проверить:  $P(\xi/\alpha) - \varepsilon \leq p \leq P(\xi/\alpha) + \varepsilon$ ?

Да: Установить:  $K_f = 0$ ,  $T = 0$ , перейти к п.8.

Нет: Индикация номера неисправного элемента. Перейти к п.15.

8. Проверить:  $x_{2ij} = 1$ ? ( $x_{2ij}$  - состояние информационного входа  $x_2$  на  $i$ -м уровне для  $j$ -го элемента)

Да: перейти к п.9.

Нет: перейти к п.11.

9. Присвоить:  $K_{x2} = K_{x2} + 1$ .

10. Проверить:  $f_{ij=1}$ ?

Да: присвоить  $K_f = K_f + 1$  и перейти к п.11.

Нет: перейти к п.11.

11. Присвоить:  $T = T + 1$ . Проверить:  $T < T_0$ ?

Да: перейти к п.8.

Нет: перейти к п.12.

12. Вычислить  $p = \frac{K_f}{K_{x2}}$ . Проверить:  $P(\xi/\alpha) - \varepsilon \leq p \leq P(\xi/\alpha) + \varepsilon$ ?

Да: перейти к п.13.

Нет: Индикация номера неисправного элемента. Перейти к п.15.

13. Присвоить:  $j = j + 1$ . Проверить:  $j < m_i$  ( $m_i$  - количество элементов XOR  $i$ -го уровня)?

Да: перейти к п.2.

Нет: перейти к п.14.

14. Присвоить:  $i = i + 1$ . Проверить:  $i < l$  ( $l$  - число уровней схемы объединения)?

Да: присвоить:  $j = 1$ , перейти к п.2.

Нет: перейти к п.15.

15. Конец алгоритма.

### 7. Оценка эффективности процедур локализации неисправностей в КС

Для выполнения интегрального теста вероятностное тестирование каждого двухвходового элемента текущего уровня  $i$  занимает  $T_2$  тактов подачи равновероятных двухбитных наборов, причём, как показано в работе [8]:

$$T_2 \geq \frac{\ln(1 - \sqrt[4]{Pe})}{\ln 0.75},$$

где  $Pe$  - заданная вероятность исчерпывающей проверки любого двухвходового элемента.

Соответственно, длительность цикла интегрального теста  $T_n$  пирамидальной  $n$ -входовой структуры

можно найти как  $T'_n \geq T_2 \times \log_2 n$  (например, для  $n = 20$  значение

$$T'_n \geq \frac{\ln(1 - \sqrt[4]{0,99})}{\ln 0,75} * \log_2 20 [\cong 105(\text{тактов})].$$

Время, необходимое для исчерпывающего тестирования  $n$ -входовой нетестопригодной КС, может быть

получено согласно [9], как:

$$T_n \geq \frac{\ln(1 - 2^{-n} \sqrt{P_{don}})}{\ln(1 - 2^{-n})}.$$

Оценим затраты времени на локализацию неисправности  $n$ -входовой тестопригодной комбинационной схемы, реализованной в виде СДНФ, по отношению к затратам времени на диагностирование нетестопригодной КС при использовании известного метода направленного поиска с применением сигнатурного анализатора [6].

Предположим, что  $K = 2^{n-1}$ ,  $K$  – количество конститuent для анализируемой комбинационной схемы. Следовательно, затраты времени на локализацию неисправности для тестопригодной схемы, реализованной на основе СДНФ (СКНФ), можно найти как:

$$T_1 = K_k \cdot (T_k + T_{p1}) + K_o \cdot (T_o + T_{p1}),$$

где  $K_k$  – количество элементов схемы формирования конститuent,  $K_o$  – количество элементов схемы объединения,  $T_p$  – время, необходимое для переключения информационных каналов тестового оборудования от одного элемента к другому.

Тогда  $K_k = n \cdot 2^{n-1}$  и  $K_o = 2 \cdot 2^{n-1}$  (множитель 2 учитывает количество произведенных циклов испытаний для каждого элемента схемы объединения). Следовательно, общее время поиска неисправности в тестопригодной схеме находим, как:

$$K_1 = K_k + K_o = 2^{n-1} \cdot (n \cdot (T_k + T_{p1}) + 2 \cdot (T_o + T_{p1})).$$

Соответственно, время  $T_2$  локализации неисправности в нетестопригодной схеме для метода направленного поиска:

$$T_2 = \left( \frac{2^n}{2} + n \right) \cdot (T_n + T_{p2}),$$

где  $T_n$  – время исчерпывающего тестирования.

Например, для  $n = 20$   $T_1 \cong 4 \cdot 10^8$ , а  $T_2 \cong 8.4 \cdot 10^{12}$ . Следует отметить, что значения  $T_{p1}, T_{p2}$  при этом не были учтены, исходя из предположения, что эти величины одинаковы для предложенного и известного метода локализации отказов.

#### Заключение

В работе рассмотрен метод локализации неисправностей в тестопригодных комбинационных схемах, реализованных на основе элементов с изменяемыми логическими функциями. В основу метода положено накопление статистических данных о поведении элементов схемы в тестовом и в системном режимах и в сравнении полученных данных с вычисленной вероятностью сигналов на выходах элементов с учетом допустимых отклонений и заданной вероятности исчерпывающей проверки двухвходового элемента. Разработаны алгоритмы локализации неисправности для схемы формирования конститuent и схемы объединения и приведены оценки времени локализации неисправности для системного и тестового режимов для работы элементов. Показано, что существенный эффект достигается за счет сокращения на несколько порядков длительности выполнения диагностических процедур по отношению к традиционному методу исчерпывающего тестирования комбинационных схем, синтез которых был проведен без учета особенностей последующих процедур псевдослучайного тестирования.

#### Литература

1. Romankevitch A., Groll V., Rida Al Shbul On designing of testable digital combinational circuits // *Radioelectronics & Informatics* № 3 (24), 2003, p.p.95-99.
2. Романкевич А.М., Гроль В.В., Мирошникова О.А. Тестопригодные цифровые схемы с разветвлениями. // *Вісник Хмельницького національного університету*. – 2005 – Ч.1, Т.2. – № 4. – С.155-163.
3. Берштейн М.С., Романкевич А.М. Метод статистического контроля логических схем // *Кибернетика*. – 1974. – № 1. – С.58-67.
4. Горяшко А.П. Синтез диагностируемых схем вычислительных устройств. – М.: Наука. – 1987. – 288 с.
5. Уильямс Т.У. Проектирование контролепригодных устройств. – ТИИЭР. – 1983. – Том 71. – № 1. – С. 1-22.
6. Романкевич А.М. О направленном поиске отказов в вероятностных системах диагностирования цифровых объектов // *Управляющие системы и машины*. – 1981. – № 1-С.47-49.
7. Романкевич А.М., Гроль В.В. Метод построения тестопригодных цифровых схем, ориентированных на псевдослучайное тестирование. // *Электронное моделирование*. – 1996 – Т.18. – № 5. – С. 29-33.
8. Розанов Ю.А. Теория вероятностей, случайные процессы и математическая статистика: Учебник

для вузов. – М.: Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1985. – 320 с.

9. Ярмолик В.Н. и др. Проектирование самогестируемых СБИС. Т. 1. Минск: БУИР, 2001, 159 с.

Надійшла 15.2.2007 р.

УДК 004.896

О.В. ПОМОРОВА

Хмельницький національний університет

## ОЦІНЮВАННЯ ОБ'ЄМІВ ПОТОКІВ ДАНИХ У ПРОЦЕСІ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗУ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ СИСТЕМ ДІАГНОСТУВАННЯ

*У статті розглянуто функційну архітектуру інтелектуальної системи діагностування комп'ютерних систем та запропоновано метод оцінювання об'ємів потоків даних, що передаються між її структурними складовими.*

**Вступ.** З огляду на швидкі темпи впровадження комп'ютерної техніки у всі сфери господарської діяльності, проблема забезпечення надійності функціонування комп'ютерних систем (КС) стає все більш актуальною. Особлива увага забезпеченню надійності має приділятися на етапі експлуатації КС. Цей етап життєвого циклу мало забезпечений документацією, тому він фактично повністю залежить від рівня кваліфікації спеціалістів, що експлуатують та обслуговують техніку.

Основними причинами втрати працездатності КС на етапі експлуатації є:

56 % – несправності апаратного та помилки системного програмного забезпечення;

26 % – помилки користувачів;

9 % – помилки у прикладному програмному забезпеченні;

7 % – комп'ютерні віруси;

2 % – природні катаклізми [1].

Отже, незважаючи на гарантії виробників та технічне обслуговування КС, несправності апаратного та системного програмного забезпечення були і залишаються вагомою причиною економічних збитків.

Одним із засобів підвищення надійності КС на етапі експлуатації є технічне діагностування. Для забезпечення ефективності процесу діагностування КС доцільним є розроблення систем технічного діагностування з задіяванням компонентів штучного інтелекту, зокрема, штучних нейронних мереж (ШНМ), генетичних алгоритмів, експертних систем і т.і [2, 3]. Вони забезпечують врахування особливостей експлуатації КС та використання досвіду спеціалістів-діагностів у процесі діагностування.

Розвиток загальної методології розроблення інтелектуальних систем знаходиться на стадії накопичення фактичного матеріалу [4], тому єдиної формалізованої методології розроблення інтелектуальних систем діагностування КС (ІСД КС) на сьогодні немає.

**Постановка задачі.** З метою створення методології розроблення ІСД КС необхідно здійснити опис етапу структурного синтезу ІСД. Етап структурного синтезу ІСД КС передбачає виділення основних структурних компонентів та синтез функційної архітектури ІСД. Для забезпечення оптимальності структурного синтезу ІСД КС необхідно дослідити об'єми потоків даних, що переміщуються між структурними складовими та виявити найбільш ресурсоємні структурні складові ІСД.

**Синтез функційної архітектури ІСД КС.** З точки зору функційних можливостей, інтелектуальна система діагностування КС об'єднує властивості інтелектуальних систем розпізнавання образів та систем опрацювання сигналів з можливістю здобуття контекстних знань за рахунок організації самонавчання [5].

*Визначення 1.* Гібридною інтелектуальною системою діагностування КС назвемо систему діагностування, що задіє моделі ОД та комплекс компонентів штучного інтелекту для організації процесу діагностування.

ІСД КС є гібридною системою [6]. У якості базової для неї пропонується узагальнена функційна архітектура, представлена на рис. 1.

Рівень попереднього опрацювання інформації ІСД КС одержує та впорядковує сенсорні дані, що генеруються джерелом даних. Сенсорні дані доповнюються експертною діагностичною інформацією. На їх основі формується інформаційна модель КС, котра фактично є множиною ознак, котрі характеризують сенсорні дані [7]. Класифікація поточних сенсорних даних можлива після проведення адаптації та навчання класифікатора. Результати функціонування класифікатора є основою для прийняття рішення про стан КС. Організація самонавчання ІСД КС базується на частотному аналізі результатів навчання, адаптації та класифікації станів та висновках системи про стан КС. Контекстно-семантичний інтерпретатор забезпечує надання користувачу вичерпної інформації про результати функціонування ІСД за рахунок закладених в нього знань як про процес діагностування КС, так і про наявні у системі засоби спілкування з користувачем.

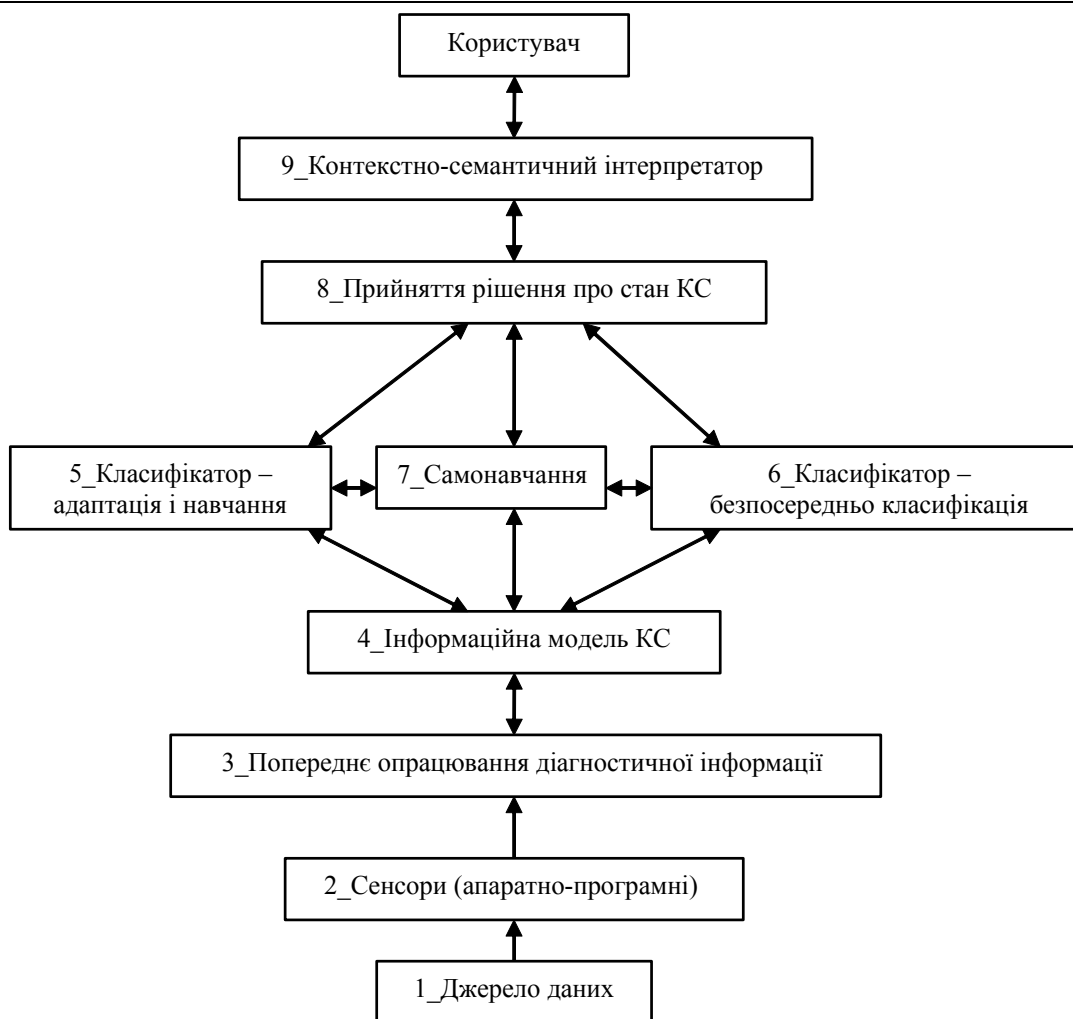


Рис. 1. Узагальнена функційна архітектура ІСД КС

Відмінними від відомих ознаками, що характеризують запропоновану функційну архітектуру ІСД КС є:

- наявність на нижніх рівнях функціонування системи (1-6) знань про предметну область та цілі системи;
- використання цих знань нижніми рівнями для підвищення загальної продуктивності ІСД КС за умов обмеженості об'ємів діагностичної інформації;
- послідовне наповнення інформаційної моделі КС знаннями про КС як ОД;
- здобуття контекстних знань і їх використання на рівнях, що знаходяться нижче, ніж самонавчання ІСД;
- при переміщенні з нижчих рівнів на вищу зростає інтелектуальність ІСД та підвищується рівень абстракції.

Реалізація такої архітектури досягається лише шляхом комбінування ШНМ різних архітектур та інших компонентів штучного інтелекту. Об'єднання у складі ІСД різних компонентів штучного інтелекту: ШНМ, продукційних правил, нечіткої логіки та різних методів моделювання систем і процесів дозволяє комплексно використати їх переваги та обійти недоліки кожного окремо взятого компонента.

Особливостями нейромережних реалізацій структурних одиниць, що негативно впливають на ефективність ІСД КС, є великі вхідні масиви даних, що потрібні для організації процесу навчання ШНМ, великі об'єми обчислень у процесі реалізації процесу навчання, тому необхідно провести додаткові дослідження та оцінки об'ємів потоків даних, що передаватимуться у ІСД КС.

**Моделі потоків даних у контексті функційної архітектури інтелектуальних систем діагностування.** Моделі потоків даних є одним з видів поведінкових моделей систем. Вони відображають послідовність опрацювання даних всередині системи. При їх формуванні вказуються такі операції над даними, як опрацювання даних з допомогою системних функцій, зберігання та переміщення даних між системними функціями. Опрацювання даних здійснюється програмними функціями. Кожне перетворення даних відповідає одній системній функції. Наочним та ефективним для сприйняття є представлення моделей потоків даних у вигляді діаграм. Прийємо наступні позначення на рис. 2-8: закруглені прямокутники відповідають етапам опрацювання даних, стрілки з написами представляють потоки даних, прямокутники відповідають сховищам чи джерелам даних. Розглянемо рівні функційної архітектури та проаналізуємо рух потоків даних на етапі структурного синтезу ІСД КС.

1. Джерело даних. У якості джерела даних виступає об'єкт діагностування (ОД), котрий являє собою набір апаратно-програмних складових КС. Стан ОД ідентифікується на основі параметрів та характеристик апаратних та програмних складових, які і вважатимемо джерелами даних – параметрів (рис. 2).

Отримання даних від апаратних та програмних складових КС здійснюється за допомогою сенсорів, у якості яких розглядатимемо:

- програмне забезпечення (ПЗ) вбудованих апаратних давачів;
- ПЗ зовнішніх апаратних давачів;
- ПЗ, що надає інформацію про стан системного та прикладного програмного забезпечення і є складовою операційної системи КС (назвемо його сенсорним ПЗ ОС);
- прикладне програмне забезпечення, що надає інформацію про стан системного та прикладного ПЗ (прикладне сенсорне ПЗ).

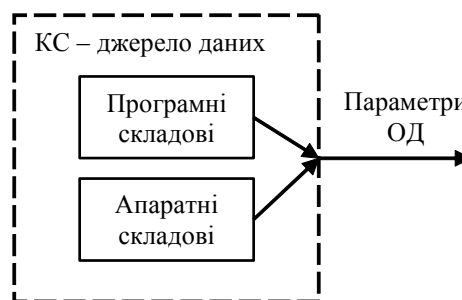


Рис. 2. Джерела параметрів КС як ОД

Існує два варіанти розташування ІСД КС:

- 1) інтегрований – ІСД функціює на КС, що є ОД;
- 2) автономний – ІСД розташована на окремому комп'ютері.

Перевага першого варіанту – можливість оперативного діагностування та моніторингу ОД за мінімальний час, оскільки програмні сенсори фактично можуть інтегруватися у ІСД. Недоліками є: необхідність виділення апаратних та програмних ресурсів ОД для забезпечення функціонування ІСД, орієнтованість ІСД на діагностування тільки одного ОД – того, на якому вона розміщена, недієздатність ІСД при виході з ладу окремих апаратних та системних програмних складових ОД.

Автономний варіант розташування забезпечує більшу функціональність ІСД, оскільки вона може містити засоби для діагностування множини КС та залишається дієздатною при виході з ладу ОД. Недоліками автономного варіанту є зростання витрат часу на передачу діагностичної інформації від ОД та необхідність комплектування ІСД і ОД апаратно – програмними засобами зв'язку.

Залежно від варіанту розташування ІСД виділимо два варіанти отримання даних від ОД (рис. 3, 4).

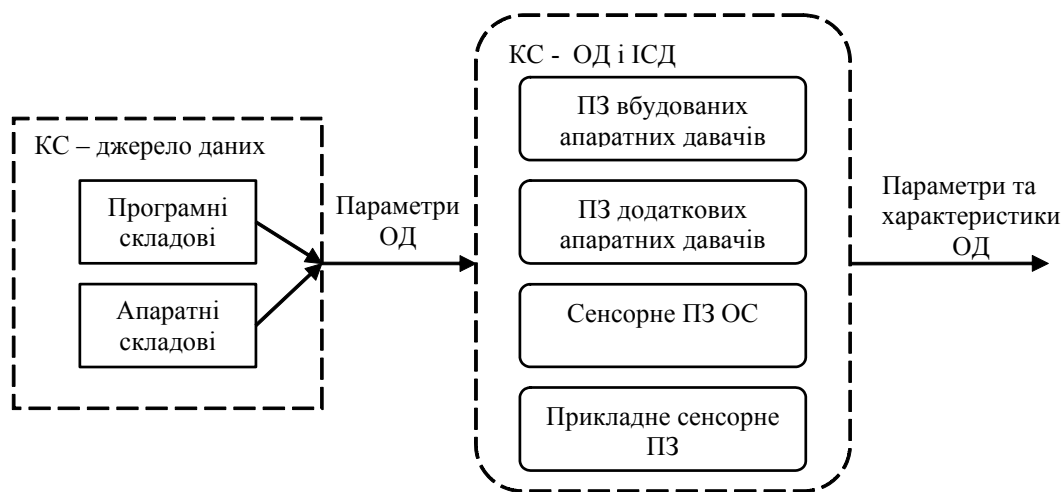


Рис. 3. Потік даних у вбудованих ІСД КС

Об'єм даних  $XD^1$ , що передається на 1 і 2 функційних рівнях одноразово, залежить від вимог цільового ПЗ щодо кількості параметрів та характеристик, необхідних для ідентифікації стану КС. Загальний об'єм даних  $XD^2$  за 1 умовну одиницю часу  $t_{ум}$  визначається ще частотою зчитування  $n_{read}$  параметрів та характеристик ОД:

$$XD^2 = XD^1 \cdot n_{read} \quad (1)$$

Нехай існує множина  $E$  з  $p$  задач, для виконання яких призначена КС. Назвемо задачі  $\varepsilon_i \in E$ ,  $i \in \overline{1, p}$ , цільовими задачами.

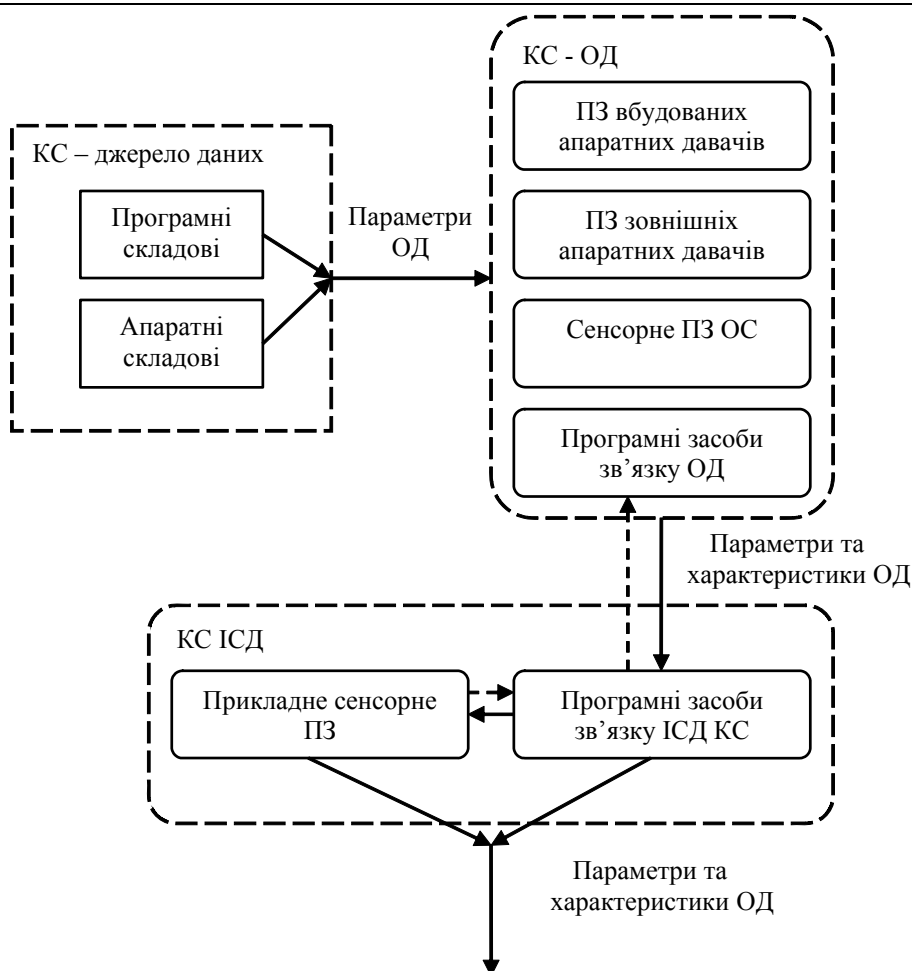


Рис. 4. Потік даних при зовнішньому, по відношенню до ОД, розташуванні ІСД КС

Рівень попереднього опрацювання діагностичної інформації передбачає формування векторів інформаційного опису для діагностування стану КС під час реалізації цільових задач [8]. Для кожної з цільових задач формується окремий вид вектора інформаційного опису шляхом активізації процедур:

- формування набору параметрів та характеристик ОД, що відповідають цільовій задачі;
- вибору видів сенсорного ПЗ, що може надати необхідні параметри та характеристики у режимі моніторингу ОД;
- одержання діагностичної інформації з сенсорного ПЗ;
- вибору параметрів та характеристик ОД з бази знань;
- генерації додаткових характеристик на основі наявної діагностичної інформації;
- формування вектора інформаційного опису, оцінювання його інформативної цінності та ідентифікаційної здатності.

Згадані процедури базуються на евристичних знаннях та є інтелектуальними. Рух інформаційних потоків на рівні попереднього опрацювання діагностичної інформації зображено на рис. 5.

Об'єм даних на цьому рівні суттєво зростає за рахунок передачі параметрів та характеристик ОД з бази знань  $XD_{\bar{o}3}$  та блоків вибору параметрів і характеристик ОД  $XD_{\bar{o}6}$ , генерації додаткових характеристик  $XD_{ген}$ , одержання діагностичної інформації з сенсорного ПЗ  $XD_{сен}$ , формування вектора інформаційного опису  $XD_{io}$ . Зростання об'ємів даних на усіх інших лініях зв'язків (переліку необхідних параметрів та характеристик, сенсорного ПЗ, і т.і.) не є суттєвим, тому об'єднаємо його і врахуємо у загальному об'ємі даних цього рівня як  $XD_{np}$ .

Об'єм даних  $XD^3_{t_{ум}}$  за одну умовну одиницю часу на рівні попереднього опрацювання діагностичної інформації визначимо як суму усіх об'ємів даних, помножених на частоту запитів даних  $n_{read}$  за одну умовну одиницю часу:

$$XD^3_{t_{ум}} = XD_{\bar{o}3} \cdot n_{read}^{\bar{o}3} + XD_{\bar{o}6} \cdot n_{read}^{\bar{o}6} + XD_{ген} \cdot n_{read}^{ген} + XD_{сен} \cdot n_{read}^{сен} + XD_{io} \cdot n_{read}^{io} + XD_{np} \cdot n_{read}^{np} \quad (2)$$

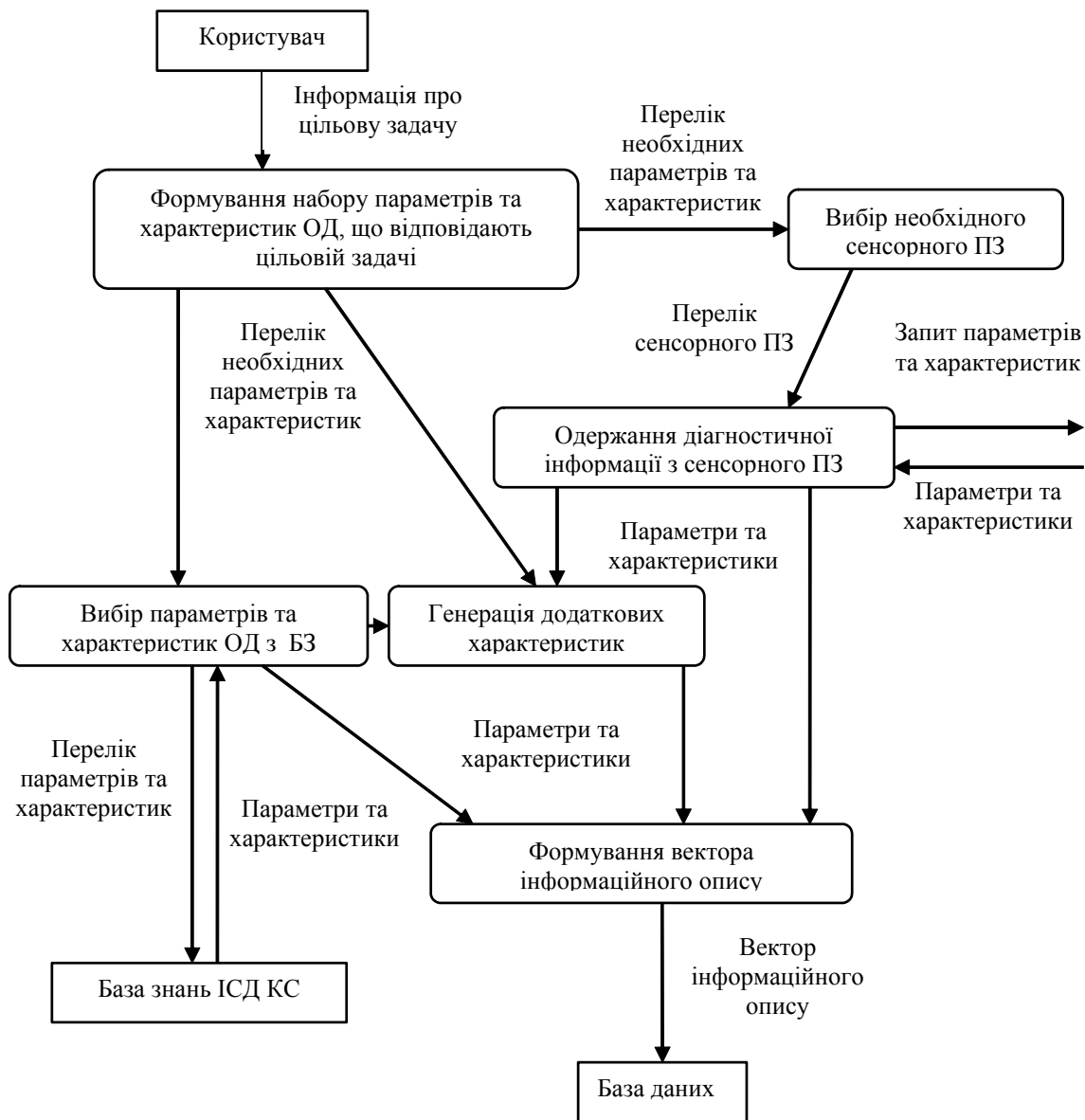


Рис. 5. Рух інформаційних потоків на рівні попереднього опрацювання діагностичної інформації

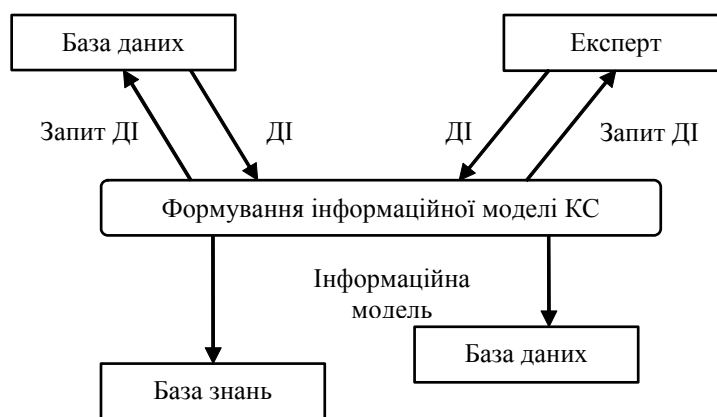


Рис. 6. Рух даних на рівні інформаційної моделі ОД

При обрахунку загального об'єму даних потрібно врахувати кількість умовних одиниць часу  $n_{t_{ум}}$ , необхідних для реалізації цього етапу:

$$XD^3 = XD^3_{t_{ум}} \cdot n_{t_{ум}} \quad (3)$$

Рівень побудови інформаційної моделі КС передбачає задіювання даних з бази знань і з рівня попереднього опрацювання діагностичної інформації (бази даних) та генерації на основі цих даних



інформаційної моделі КС з використанням процедур (рис. 6):

- запиту експертної інформації;
- запиту інформації з бази даних;
- формування інформаційної моделі.

Об'єм даних при формуванні інформаційної моделі визначається необхідним об'ємом діагностичної інформації для опису станів КС при реалізації цільової задачі  $\epsilon_i$ . Для різних задач об'єми даних можуть суттєво відрізнятися. Для врахування цього факту введемо поняття коефіцієнта інформативної ємності задачі.

Визначення 2. Коефіцієнтом інформативної ємності  $K_{\epsilon mn}$  цільової задачі  $\epsilon_i$  назвемо умовний об'єм даних, необхідний для опису станів КС при реалізації цієї задачі.

Коефіцієнт інформативної ємності цільової задачі  $\epsilon_i$ , котра потребує для опису станів КС  $m = 100$  векторів інформаційного опису розмірності  $n = 10$  (1000 елементів даних) вважатимемо рівним одиниці:  $K_{\epsilon mn} = 1000 = 1$  і приймемо за базовий. Виходячи з цього положення вираховуватимемо  $K_{\epsilon mn}$  інших цільових задач.

Об'єм даних за одну умовну одиницю часу рівня побудови інформаційної моделі КС визначимо як суму об'ємів даних запиту до бази даних та експерта –  $XD_{3,\delta\delta}$  і  $XD_{3,e}$  відповідно, та передачі діагностичної інформації (ДІ) від БД та експерта –  $XD_{n,\delta\delta}$  і  $XD_{n,e}$ , помножених на частоту запитів даних за одну умовну одиницю часу та суму даних, що складають інформаційну модель  $XD_{iM}$ , котра пересилається у базу даних та базу знань.

Значення  $XD_{iM}$  визначимо з врахуванням коефіцієнту інформативної ємності цільової задачі  $\epsilon_i$ :

$$XD_{iM} = K_{\epsilon mn} \cdot XD_{iM}^{\epsilon}$$

У результаті:

$$XD_{t_{ym}}^4 = XD_{3,\delta\delta} \cdot n_{read}^{3,\delta\delta} + XD_{3,e} \cdot n_{read}^{3,e} + XD_{n,\delta\delta} \cdot n_{read}^{n,\delta\delta} + XD_{n,e} \cdot n_{read}^{n,e} + 2 \cdot XD_{iM}, \quad (4)$$

$$XD^4 = XD_{t_{ym}}^4 \cdot n_{t_{ym}} \quad (\text{аналогічно етапу 3}).$$

Рівень адаптації і навчання є одним з найбільш ресурсоемних рівнів, він передбачає виконання процедур:

- зчитування інформації, що стосується інформаційної моделі, з БД;
- зчитування інформації про структуру нейромережних експертів кластеризації, ідентифікації та прогнозування;
- формування архітектур нейромережних експертів (навчання);
- оцінки оптимальності архітектур нейромережних експертів.

Об'єми даних, що передаються на цьому рівні залежать як від коефіцієнта інформативної ємності цільової задачі  $\epsilon_i$ , так і від ефективності реалізації його процедур (рис. 7).

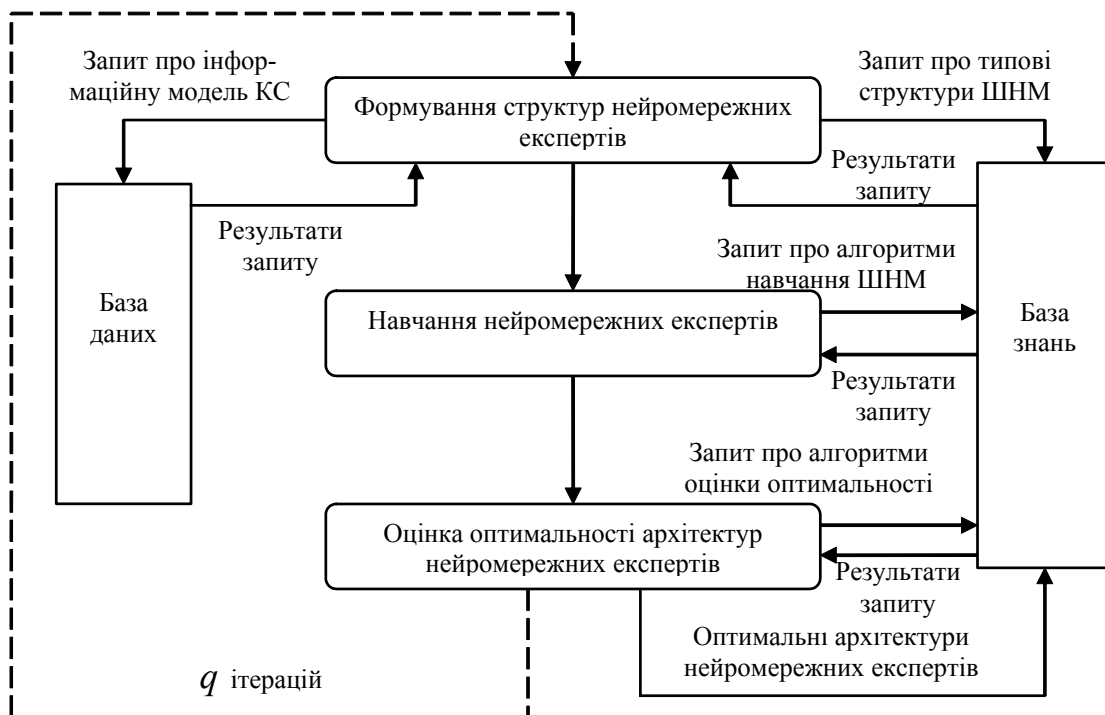


Рис. 7. Рух даних на рівні генерації класифікаторів

Об'єм даних за одну умовну одиницю часу для рівня класифікаторів визначимо як суму об'ємів даних запитів до бази даних та бази знань від процедури формування структур нейромережних експертів  $XD_{\phi.\delta\delta}$ ,  $XD_{\phi.\delta\beta}$  відповідно, процедури навчання  $XD_{n.\delta\beta}$  та процедури оцінки оптимальності  $XD_{o.\delta\beta}$  та суму об'ємів даних результатів запитів цих процедур:  $XD_{p\phi.\delta\delta}$ ,  $XD_{p\phi.\delta\beta}$ ,  $XD_{pn.\delta\beta}$ ,  $XD_{po.\delta\beta}$ . Слід мати на увазі, що результатами запитів є знання, представлені у алгоритмічному вигляді, їх об'єм може бути достатньо великим. Також слід врахувати об'єми даних про оптимальні архітектури  $XD_{opt.\delta\beta}$  нейромережних експертів, що заносяться у базу знань:

$$XD^5_{t_{ум}} = (XD_{\phi.\delta\delta} \cdot n_{read}^{\phi.\delta\delta} + XD_{\phi.\delta\beta} \cdot n_{read}^{\phi.\delta\beta} + XD_{p\phi.\delta\delta} \cdot n_{read}^{p\phi.\delta\delta} + XD_{p\phi.\delta\beta} \cdot n_{read}^{p\phi.\delta\beta} + XD_{n.\delta\beta} \cdot n_{read}^{n.\delta\beta} + XD_{o.\delta\beta} \cdot n_{read}^{o.\delta\beta} + XD_{pn.\delta\beta} \cdot n_{read}^{pn.\delta\beta} + XD_{po.\delta\beta} \cdot n_{read}^{po.\delta\beta}) \cdot q \quad (5)$$

$$XD^5 = XD^5_{t_{ум}} \cdot n_{t_{ум}} + XD_{opt.\delta\beta}, \quad (6)$$

де  $XD_{p\phi.\delta\delta} = K_{\epsilon_{mn}} \cdot XD^{\epsilon}_{p\phi.\delta\delta}$  – врахування коефіцієнта інформативної ємності цільової задачі.

Рівень самонавчання активізується між сеансами функціонування ІСД, або після них. На цьому рівні виконується процедура самонавчання, яка обмінюється даними лише з базою знань:

$$XD^6 = (XD_{c.\delta\beta} \cdot n_{read}^{c.\delta\beta} + XD_{zc.\delta\beta} \cdot n_{read}^{zc.\delta\beta}) \cdot n_{t_{ум}}, \quad (7)$$

Рівень безпосередньої класифікації залежно від задачі – кластеризації, ідентифікації чи прогнозування, активізує процедуру, яка завантажує з бази знань архітектуру відповідної ШНМ та зчитує з бази даних поточний вектор інформаційного опису стану КС. Завантаження архітектури здійснюється один раз, а поточний вектор інформаційного опису зчитується періодично. Отже, суттєву роль на цьому рівні відіграє коефіцієнт інформативної ємності цільової задачі. Результати роботи процедури класифікації заносяться до БД (рис. 8).

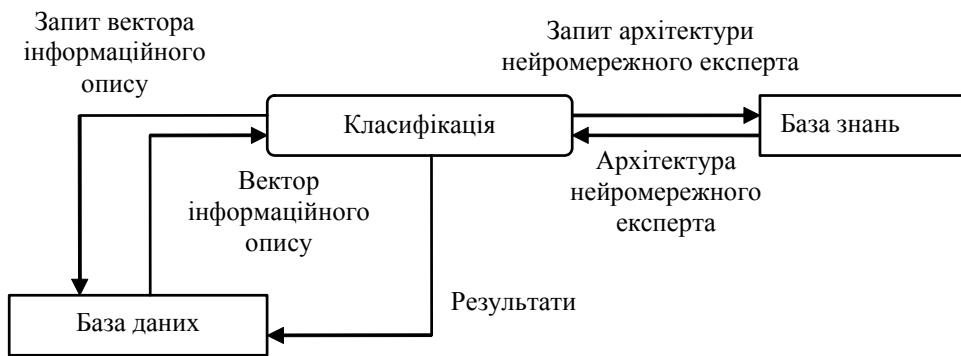


Рис. 8. Поток даних при організації класифікації

$$XD^7_{t_{ум}} = XD_{zio} \cdot n_{read}^{zio} + XD_{bio} \cdot n_{read}^{bio} + XD_{za.\delta\beta} \cdot n_{read}^{za.\delta\beta} + XD_{a.\delta\beta} \cdot n_{read}^{a.\delta\beta} + XD_{pez} \cdot n_{read}^{pez}, \quad (8)$$

$$XD_{io} = K_{\epsilon_{mn}} \cdot XD^{\epsilon}_{io}, \quad XD^7 = XD^7_{t_{ум}} \cdot n_{t_{ум}},$$

де  $XD_{zio}$  – об'єм даних для запиту вектора інформаційного опису з БД,

$XD_{io}$  – об'єм вектора інформаційного опису,

$XD_{za.\delta\beta}$  – об'єм даних для запиту архітектури нейромережного експерта з БЗ,

$XD_{a.\delta\beta}$  – об'єм даних, що описують архітектуру нейромережного експерта,

$n_{read}$  – кількість пересилань даних за умовну одиницю часу,

$K_{\epsilon_{mn}}$  – коефіцієнт інформативної ємності цільової задачі  $\epsilon_i$ ,

$n_{t_{ум}}$  – кількість умовних одиниць часу, протягом яких здійснювалась класифікація.

Прийняття рішення про стан КС задіює процедуру узгодження рішень нейромережних експертів та діагностичну інформацію з БЗ. Результуюче рішення повертається в БД.

$$XD^8 = (XD_{yp.\delta\beta} \cdot n_{read}^{yp.\delta\beta} + XD_{piu} \cdot n_{read}^{piu} + XD_{p.\delta\delta} \cdot n_{read}^{p.\delta\delta}) \cdot n_{t_{ум}}, \quad (9)$$

де  $XD_{yp.\delta\beta}$  – об'єм потоку даних до БЗ,

$XD_{p_{in}}$  - об'єм даних для прийняття рішення,

$XD_{p_{\delta}}$  – об'єм даних, що описують результуюче рішення.

Контекстно-семантичний інтерпретатор організовує взаємодію ІСД КС з користувачем шляхом активізації процедури взаємодії, яка активно обмінюється запитом з БД та БЗ. Загальний об'єм його потоку даних на етапі структурного синтезу ІСД визначається вимогами користувача. Оцінимо об'єм як:

$$XD^9 = (XD_{з.бз} \cdot n_{read}^{з.бз} + XD_{з.бд} \cdot n_{read}^{з.бд}) \cdot n_{t_{ум}}, \quad (10)$$

На етапі експлуатації ІСД об'єм потоку даних аналогічний.

**Висновок.** Побудова моделей потоків даних у процесі структурного синтезу дала змогу одержати аналітичні оцінки об'ємів даних, що передаватимуться у ІСД КС. Аналіз потоків даних свідчить про те, що найбільш частими є звертання процедур різних рівнів до БЗ та БД для читання та запису інформації в них. Отже, у процесі структурного синтезу необхідно передбачити такі засоби доступу до БЗ та БД, що дадуть змогу запобігти виникненню конфліктів між процедурами доступу до БЗ і БД та мінімізувати об'єми даних, що передаються.

### Література

1. Understanding Data Loss <http://ontrack.com/understandingdataloss>.
2. Мюллер С. Модернизация и ремонт ПК: Пер. с англ., 16-е изд. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1328 с.
3. Поморова О.В. Интеллектуальное диагностирование микропроцессорных устройств та систем: Навч. посібник для вузів / Локазюк В. М., Поморова О. В., Домінов А. О. – Хмельницький – К.: Такі справи, 2001. – 286 с.
4. Рассел С., Норвиг П. Искусственный интеллект: современный подход (Artificial Intelligence: A Modern Approach). – 2-е изд. – Вильямс, 2006. – 1424 с.
5. Люгер Д. Искусственный интеллект: стратегии и методы решения сложных проблем, 4-е изд., М. – : Издательский дом «Вильямс», 2003. – 864 с.
6. Pomorova O. V. Neural nets method of computer system diagnosis // Радиоэлектронні і комп'ютерні системи. – 2006. – № 5 (17), с. 155-160.
7. Pomorova O. V. Computer Devices Diagnostic Method on the Base of the Information Model // Proceedings of the International Conference TCSET'2006 "Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science", – 2006., с. 152-154.
8. Pomorova O. Integration of Artificial Neural Networks for Identification of Computer Systems States // Computing. – Vol. 5, Issue 2, 2006. – P. 31-42.

Надійшла 10.2.2007 р.

УДК 681.327

В.А. АНДРИЕНКО, В.Г. РЯБЦЕВ, Т.Ю. УТКИНА  
Черкасский государственный технологический университет, Украина

## МЕТОД И СРЕДСТВО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАМЕЩЕНИЯ МОДУЛЕЙ ПАМЯТИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

*З урахуванням інтенсивності відмов модулів оперативної пам'яті визначено час проведення профілактичних робіт запам'ятовуючих пристроїв комп'ютерів. Наведена аналітична залежність для розрахунку моменту заміщення модулів пам'яті за їх вірогідністю безвідмовної роботи для різних конфігурацій запам'ятовуючих пристроїв. Пропонується програмний засіб, що враховує сумарну тривалість роботи комп'ютера і технічні характеристики мікросхем пам'яті, що забезпечує автоматичну ініціалізацію виконання профілактичної діагностики.*

### Введение

Надежность работы компьютеризированной информационной системы (КИС) зависит от многих факторов. Ее основы закладываются на этапе проектирования при выборе архитектурных решений и определении требований к элементам, реализующим архитектуру [1, 2]. Но большинство предприятий используют информационную систему, состоящую из типовых компонентов вычислительной техники, основу которых составляет персональный компьютер, и не могут влиять на ее свойства при проектировании.

Для обеспечения требуемой эффективности функционирования при эксплуатации КИС специалисты данных предприятий должны правильно спрогнозировать вероятность выхода из строя персонального компьютера и обеспечить резервов запасных компонентов компьютера, в том числе модулей памяти, для проведения оперативного ремонта и минимизации времени восстановления.

С целью поддержания КИС в работоспособном состоянии и для обеспечения требуемой эффективности функционирования выполняют ее техническое обслуживание, включающее тестовое диагностирование основных компонентов. В современных компьютерах диагностирование полупроводниковой памяти осуществляется при помощи средств BIOS при включении питания компьютера. Поскольку время диагностирования после включения питания ограничено, существующие тесты не могут обеспечить необходимую надежность работы запоминающих устройств (ЗУ). Никаких дополнительных средств тестирования при поставке компьютера не прилагается.

Применение более эффективных тестов на этапе эксплуатации системы позволит выполнять профилактическое обслуживание, при этом значительные затраты времени будут восприниматься пользователем как вынужденная мера, а предупредительное замещение модулей памяти позволит сохранить высокие показатели надежности запоминающих устройств в течение всего цикла эксплуатации. В связи с этим возникает задача определения суммарного времени работы компьютера, по истечению которого необходимо осуществить профилактическое диагностирование памяти.

Целью данной работы является разработка метода прогнозирования возникновения дефектов и предупреждения их проявления в запоминающих устройствах, а также построение инструментального средства, автоматизирующего регламентирование проведения профилактического диагностирования, что обеспечит повышение надежности работы компьютера в целом.

### 1. Методы повышения надежности модулей памяти

В течение срока эксплуатации информационной системы необходимо обеспечить заданный уровень надежности запоминающего устройства. Для достижения поставленной цели требуется осуществлять расчет показателей надежности и применять специальные меры, обеспечивающие их повышение. Высокие показатели надежности запоминающего устройства в течение всего цикла эксплуатации системы можно сохранить, применяя предупредительное замещение модулей памяти. При этом нужно учитывать конфигурацию памяти и применять различные способы замещения модулей памяти.

Если в компьютере установлен только один модуль памяти, то его надежность зависит от интенсивности проявления отказов  $\lambda$ , входящих в него микросхем памяти [3]. Если установить заданную вероятность работоспособного состояния модуля памяти  $R_{\min}$ , тогда можно определить промежуток времени  $t_i$ , по истечению которого надежность уменьшится до минимально допустимого значения. В этом случае дальнейшая эксплуатация модуля не допустима, поэтому нужно осуществить его замещение новым модулем. Такую замену модулей можно осуществлять многократно, при этом достигается требуемая вероятность безотказной работы (ВБР) модуля, которая определяется по формуле:

$$R_{\text{mod}}(t) = \begin{cases} e^{-\lambda \cdot m \cdot t}, & \text{если } 0 < t < t_1 \\ e^{-(t-t_1) \cdot \lambda \cdot c}, & \text{если } t_1 \leq t < t_2 \\ e^{-(t-t_2) \cdot \lambda \cdot c}, & \text{если } t_2 \leq t < t_3 \\ e^{-(t-t_3) \cdot \lambda \cdot c}, & \text{если } t_3 \leq t < \infty \end{cases}$$

Таким образом, благодаря многократной замене модулей, можно обеспечить требуемый уровень надежности на протяжении длительного цикла эксплуатации. Например, как показано на рис. 1, трехкратное замещение обеспечивает ВБР модуля после 40000 часов работы не ниже 0,368, а без замены к этому времени данная величина достигает значения, равного лишь 0,0183.

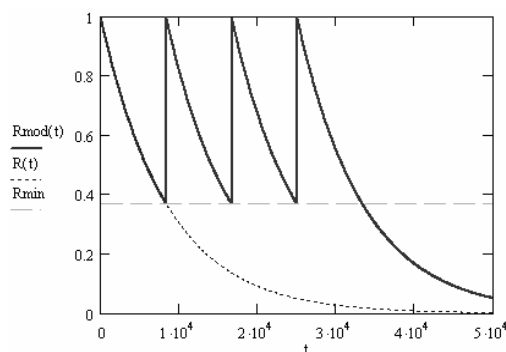


Рис. 1. Вероятность безотказной работы модуля памяти при использовании метода многократного замещения

Если в устройстве установлено два одинаковых модуля памяти, с равным числом микросхем, и каждый раз меняется модуль памяти, установленный в одной и той же позиции, то ВБР устройства определяется по формуле для  $R_{\text{mod}_1}(t)$ , если два модуля меняются поочередно – по формуле  $R_{\text{mod}_2}(t)$ :

$$R_{\text{mod\_1}}(t) = \begin{cases} e^{-t \cdot \lambda \cdot m}, & \text{если } 0 < t < t_1 \\ e^{-t \cdot \lambda \cdot (m-c)} \cdot e^{-(t-t_1) \cdot \lambda \cdot c}, & \text{если } t_1 \leq t < t_2 \\ e^{-t \cdot \lambda \cdot (m-c)} \cdot e^{-(t-t_2) \cdot \lambda \cdot c}, & \text{если } t_2 \leq t < t_3 \\ e^{-t \cdot \lambda \cdot (m-c)} \cdot e^{-(t-t_3) \cdot \lambda \cdot c}, & \text{если } t_3 \leq t < t_4 \\ e^{-t \cdot \lambda \cdot (m-c)} \cdot e^{-(t-t_4) \cdot \lambda \cdot c}, & \text{если } t_4 \leq t < \infty \end{cases}, \quad R_{\text{mod\_2}}(t) = \begin{cases} e^{-t \cdot \lambda \cdot m}, & \text{если } 0 < t < t_1 \\ e^{-t \cdot \lambda \cdot (m-c)} \cdot e^{-(t-t_1) \cdot \lambda \cdot c}, & \text{если } t_1 \leq t < t_2 \\ e^{-(t-t_1) \cdot \lambda \cdot c} \cdot e^{-(t-t_2) \cdot \lambda \cdot c}, & \text{если } t_2 \leq t < t_3 \\ e^{-(t-t_2) \cdot \lambda \cdot c} \cdot e^{-(t-t_3) \cdot \lambda \cdot c}, & \text{если } t_3 \leq t < t_4 \\ e^{-(t-t_3) \cdot \lambda \cdot c} \cdot e^{-(t-t_4) \cdot \lambda \cdot c}, & \text{если } t_4 \leq t < \infty \end{cases}$$

где  $m = n \cdot c$  – число микросхем памяти в устройстве,

$n = 2$  – число модулей памяти,

$c$  – число микросхем в модуле памяти;

$t$  – время профилактической замены модулей памяти.

ВБР устройства при различных видах замещения двух модулей показана на рис. 2.

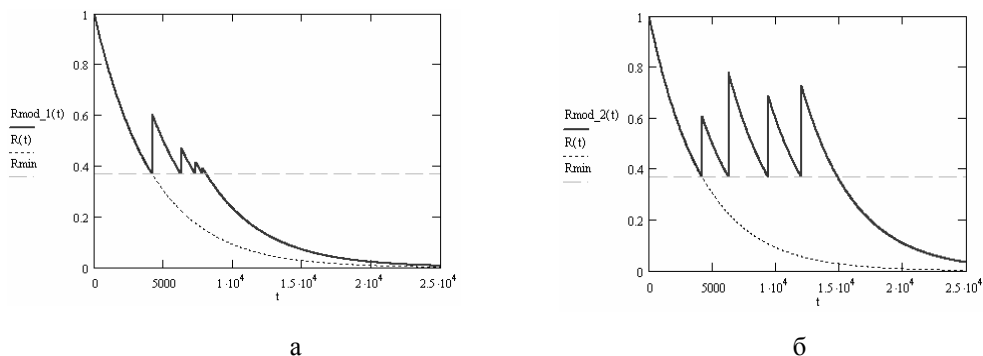


Рис. 2. Вероятность безотказной работы устройства, содержащего два модуля: а) при замене модуля, установленного на одной и той же позиции, б) два модуля заменяются поочередно

На рис. 2 видно, что если многократно заменять модули памяти, установленные на одной и той же позиции объединительной платы, то через 7000 часов работы ВБР устройства достигнет значения 0,394, а при поочередной смене модулей – 0,65, т.е. в 1.6 раза выше.

Сравнение методов замещения модулей памяти представлено на рис. 3.

На рис. 3 видно, что при использовании метода поочередной замены каждая последующая замена приводит к увеличению ВБР, в тоже время замена одного и того же модуля памяти приводит к быстрому ее снижению, а с увеличением количества замен разница во времени между очередными заменами стремиться к нулю.

Введем переменную  $i$ , для обозначения номера замены модуля памяти, которую необходимо выполнить при наступлении момента время –  $t_i$ .

Пусть память состоит из  $n$  модулей, каждый из которых содержит по  $c$  микросхем в каждом модуле и выполнено  $z$  замен модулей памяти. При замене одного и того же модуля ВБР до выполнения первой замены модуля, при  $i = 1$ , на промежутке времени  $0 < t < t_1$  вычисляется по формуле:  $R_1(t) = e^{-t \cdot \lambda \cdot m}$ ; а ВБР после  $i$ -ой замены, при  $i = \overline{2, z}$ , на промежутке времени  $t_{i-1} \leq t < t_i$  равна:  $R_i(t) = e^{-t \cdot \lambda \cdot (m-c)} \cdot e^{-(t-t_{i-1}) \cdot \lambda \cdot c}$ ; ВБР после замены модуля, номер которой равен  $z$ , при  $i = z + 1$ , на промежутке времени  $t_{i-1} \leq t < \infty$  равна:  $R_i(t) = e^{-t \cdot \lambda \cdot (m-c)} \cdot e^{-(t-t_{i-1}) \cdot \lambda \cdot c}$ .

При поочередной замене модулей ВБР до выполнения первой замены модуля, при  $i = 1$ , на промежутке времени  $0 < t < t_1$  равна:  $R_1(t) = e^{-t \cdot \lambda \cdot m}$ ; а ВБР после  $i$ -ой замены, при  $i = \overline{2, n}$ , на промежутке времени  $t_{i-1} \leq t < t_i$  равна:  $R_i(t) = e^{-t \cdot \lambda \cdot (m-(i-1) \cdot c)} \cdot \prod_{j=1}^{i-1} e^{-(t-t_j) \cdot \lambda \cdot c}$ ; ВБР после  $i$ -ой замены, при  $i = \overline{n+1, z}$ , на промежутке времени  $t_{i-1} \leq t < t_i$  равна:  $R_i(t) = \prod_{j=1}^n e^{-(t-t_{i-j}) \cdot \lambda \cdot c}$ ; ВБР после замены модуля, номер которой

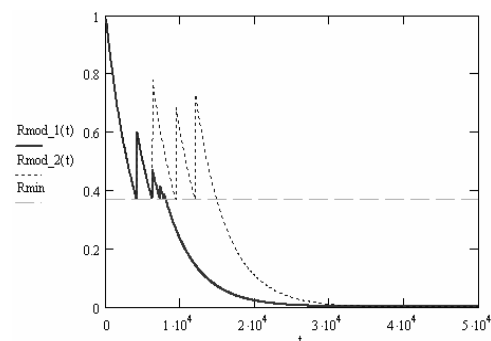


Рис. 3. Сравнение вероятности безотказной работы устройства при различных методах замещения

равен  $z$ , при  $i = z + 1$ , на промежутке времени  $t_{i-1} \leq t < \infty$  равна:  $R_i(t) = \prod_{j=1}^n e^{-(t-t_{i-j}) \cdot \lambda \cdot c}$ .

Если устройство памяти состоит из нескольких модулей, то более эффективным является метод поочередной замены модулей. Слишком частая смена модулей может привести к нарушению соединений между ламелями модулей памяти и контактами сокетов материнской платы компьютера, поэтому следует ограничивать число допустимых замен модулей для каждой сокет, что определяет общий срок безотказной работы ЗУ.

## 2. Метод регламентирования проведения профилактического диагностирования

Если пользователем установлена минимально допустимая ВБР ЗУ, равная  $R_{\min}$ , тогда необходимо определить промежутки времени  $t_i$ , по истечению которых необходимо выполнять профилактическое диагностирование и производить замещение модулей памяти. ВБР во время эксплуатации вычисляется по формуле –  $R(t) = e^{-t \cdot \lambda \cdot m}$ . При достижении ВБР устройства значения  $R_{\min}$  необходимо выполнить первую замену модуля памяти, тогда  $R(t) = R_{\min}$ . Для нахождения момента времени первой замены модуля памяти прологарифмируем заданное выше условие:  $\ln(R(t)) = \ln(R_{\min})$ ,  $\ln(R(t)) = \ln(e^{-t \cdot \lambda \cdot m}) = -t \cdot \lambda \cdot m$ , введем переменную *coef* и выполним замену:  $coef = -\ln(R_{\min})$ , тогда  $t \cdot \lambda \cdot m = coef$ , следовательно, момент времени первой замены будет равен:  $t = \frac{coef}{\lambda \cdot m}$ .

Если ЗУ состоит из  $n$  модулей по  $c$  микросхем в каждом и требуется выполнить  $z$  замен модулей памяти то при замене одного и того же модуля необходимо выполнить следующие вычисления:

- момент времени первой замены для  $i = 1$  определяем по формуле:  $t_1 = \frac{coef}{\lambda \cdot m}$ ;
- момент времени  $i$ -й замены для  $i = \overline{2, z}$  определяем по формуле:  $t_i = t_1 + \frac{c}{m} \cdot t_{i-1}$ ;

При поочередной замене модулей выполняем следующие вычисления:

- момент времени первой замены для  $i = 1$  определяем по формуле:  $t_1 = \frac{coef}{\lambda \cdot m}$ ;
- момент времени  $i$ -той замены для  $i = \overline{2, n}$  определяем по формуле:  $t_i = t_1 + \frac{c}{m} \cdot \sum_{j=1}^{i-1} t_j$ ;
- момент времени  $i$ -й замены для  $i = \overline{n+1, z}$  определяем по формуле:  $t_i = t_1 + \frac{c}{m} \cdot \sum_{j=1}^n t_{i-j}$ .

Предлагаемый метод определения времени проведения профилактического диагностирования и замены модулей памяти реализован в программе MemPrognosis.exe, внешний вид главного меню и результаты работы которой приведены на рис. 4.

Для тестового примера рекомендуется выполнить четыре замены модулей памяти после 4165, 6248, 9372, 11975 часов работы компьютера соответственно.

Для сокращения трудоемкости профилактических работ рекомендуется выполнять многоверсионное диагностирование ЗУ [4].

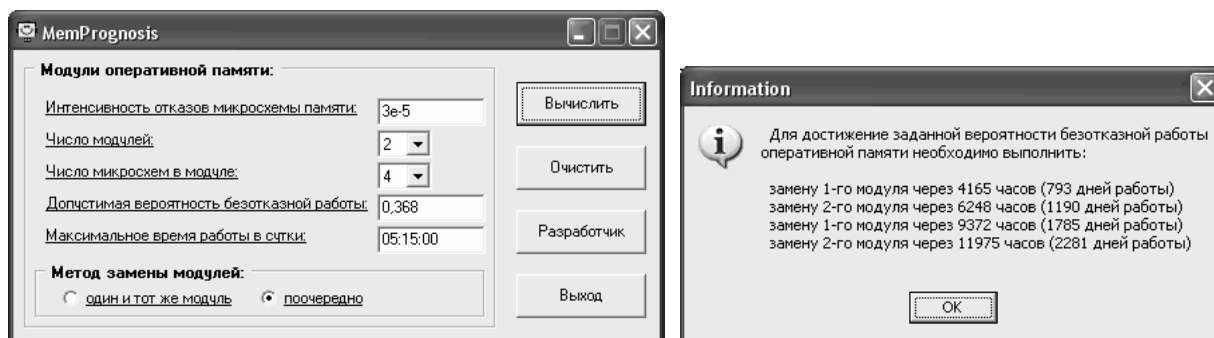


Рис. 4. Результаты прогнозирования времени замены модулей памяти

## Выводы

Предлагаемый метод позволяет обеспечить заданный уровень надежности запоминающего устройства за счет выполнения упреждающей замены модулей памяти.

Література

1. Харченко В.С., Токарев В.И. Проектирование отказоустойчивых и живучих компьютерных систем управления на основе концепции “3М” // Вісник технологічного університету Поділля. – 2003. – № 3 – С. 29-32.
2. Харченко В.С., Тарасенко В.В. Технологія розробки відмовостійких цифрових пристроїв на ПЛІС з використанням диверсних моделей вводу і тестування // Радіоелектроніка й інформатика. – 2002. – № 3. – С. 71-74.
3. Капур К., Ламберсон Л. Надежность и проектирование систем. М.: Мир, 1980. – 604 с.
4. Andrienko V.A., Kolpakov I.A., Ryabtsev V. G. A lot of the versions for diagnosing microcircuits memory devices of critical computer control systems./ Proceedings of IEEE East-West Design & Test Workshop. Odessa: KNURE, 2005. – Pp. 115-118.

Надійшла 22.2.2007 р.

УДК 004.896

О.В. ПОМОРОВА, Д.Ю. ЧАЙКОВСЬКИЙ  
Хмельницький національний університет

## АНАЛІЗ І ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНИХ РЕЖИМІВ КОМПОНЕНТІВ ПЕРСОНАЛЬНИХ КОМП'ЮТЕРІВ

*В статті розглянуто основні причини підвищення температурних режимів функціонування компонентів персональних комп'ютерів. Проведено ряд досліджень з ціллю виявлення залежностей температур компонентів від умов їх функціонування. На основі аналізу результатів досліджень розроблено рекомендації щодо встановлення оптимальних температурних режимів компонентів у процесі функціонування персональних комп'ютерів.*

### Вступ

Вимоги до продуктивності сучасної обчислювальної техніки передбачають комплектування персональних комп'ютерів (ПК) компонентами, робочі частоти і рівень інтеграції яких постійно підвищуються, збільшуючи при цьому споживану потужність, що призводить до зростання робочих температур компонентів.

Виробниками компонентів ПК передбачені температурні режими, при яких гарантується безвідмовне функціонування компонентів протягом певного періоду часу [1-3]. Недотримання таких температурних режимів є одним з чинників, що призводить до передчасного виходу з ладу ПК та знижує їх надійність [4,5].

На сьогодні існує ряд засобів охолодження компонентів ПК, мета яких – примусове зниження температури компонентів. До засобів охолодження відносяться [6-8]:

1) Вентилятор блоку живлення, котрий виводить тепло з системного блоку за рахунок руху повітряних мас: холодне повітря надходить через отвори та щілини системного блоку, проходить через компоненти ПК, відбираючи у них тепло і нагріваючись, нагріте повітря видувається через вентилятор блоку живлення. Найкраще вентилятор охолоджує компоненти, на які не встановлено додаткових засобів охолодження.

2) Кулери, що встановлюються на процесори, відеокарти, жорсткі диски. Охолодження відбувається шляхом конвекційного перенесення тепла повітряними потоками, які створюють кулери під час своєї роботи.

3) Радіатори, основне завдання яких – відбір тепла від компонента ПК, що нагрівається. Для покращення теплопровідності між радіатором і поверхнею компонента ПК застосовуються термопаста або термоклеї. Радіатори використовуються разом з кулерами. У разі достатності незначного охолодження, радіатор застосовується без кулера (наприклад, радіатор на North Bridge).

4) Водяна система охолодження. Охолоджує компоненти ПК за допомогою води, що забирає тепло від компонентів, переносячи його по трубках до центрального радіатора водяної системи, яка здійснює охолодження води. Система добре охолоджує процесор, відеокарту та інші компоненти, проте вона не охолоджує невеликі мікросхеми, оскільки потребує підведення трубок до кожного компоненту, який буде охолоджуватись.

5) Перспективні засоби охолодження (суцільний провідний корпус, термопровідні трубки, фреонове охолодження та ін.). Є ефективними засобами, проте не набули поширення у зв'язку з високою ціною, а також низькою довірою кінцевого користувача.

Сучасні компоненти ПК також містять вбудовані засоби контролю (давачі та мікросхеми контролю) таких параметрів ПК, як температурні режими, напруги, швидкість обертання вентиляторів. Постійний моніторинг цих параметрів здійснює BIOS або спеціалізоване програмне забезпечення. Наприклад, система розширеної конфігурації та інтерфейсу живлення (Advanced Configuration and Power Interface – ACPI) є вбудованим програмним засобом контролю, що забезпечує правила контролю температур компонентів ПК, дозволяє BIOS і операційній системі зчитувати температурні дані компонентів у разі наявності вбудованих температурних давачів та відповідним чином реагувати при виході температури за допустимі межі.

Виробники деяких системних плат комплектують свої вироби спеціалізованими програмами: Asus PC Probe, MSI CoreCenter, Abit µGuru, Gigabyte EasyTune, Foxconn SuperStep [9-11]. Існують також універсальні

програми, серед яких: Hmonitor, MotherBoard Monitor, SpeedFan, MBProbe та ін. Ці програми дозволяють стежити за температурними давачами, які вбудовуються в сучасні процесори, материнські плати, відеокарти й жорсткі диски. У разі досягнення заданих критичних значень температур відбувається виклик певної події. Деякі з вказаних програм здатні автоматично регулювати частоту обертів вентиляторів, якщо виробник системної плати реалізував апаратну підтримку цієї можливості.

Сучасний графічний процесор відеокарти за показниками потужності і тепловиділенням наближається до центрального процесора персонального комп'ютера. За таких умов, апаратний моніторинг відеокарт є необхідним для забезпечення їх надійності. Для апаратного моніторингу використовуються ті ж мікросхеми, що й при моніторингу системної плати – Winbond або LM. Одна така мікросхема здатна контролювати напруги, температури, оберти кулерів. Щодо технології моніторингу, то кожен виробник використовує свої розробки. Компанія ATI Technologies реалізувала технологію ATI OVERDRIVE [12] (починаючи з RADEON 9800XT), суть якої полягає у використанні функції динамічного оверклокінгу – частота графічного процесора регулюється програмно, залежно від температури центрального процесора відеокарти. Компанія "ASUS" створила технологію Smart Cooling, яка призначена для моніторингу температури процесора відеокарти й пам'яті, обертів вентилятора й напруги, а також для зміни частоти користувачем. За допомогою даної технології відбувається автоматичне регулювання частоти обертання кулера залежно від ступеня нагрівання процесора. Інші компанії розробили свої системи моніторингу: "Leadtek" – "WinFox", "Gigabyte" – "V-Tuner", "MSI" – "MSI 3D! Turbo Experience", "AOpen" – "AGMS" і "ACS".

Вищезгадані засоби забезпечення рекомендованих розробниками температурних режимів компонентів ПК мають ряд недоліків:

- вони не враховують факторів, що призводять до зростання температур компонентів ПК (рух повітря, теплообмін, взаємне розташування компонентів) та не виявляють причин зростання температур;
- температурні режими компонентів ПК, які не містять температурних давачів, залишаються поза увагою;
- у разі підвищення температурних режимів компонентів ПК користувачу не надаються рекомендації щодо методів зниження температур, наприклад, за рахунок оптимізації розміщення компонентів ПК.

#### **Постановка задачі**

Підвищення надійності ПК може бути досягнуто за рахунок дотримання температурних режимів, рекомендованих розробником компонентів, у процесі функціонування ПК. Щоб забезпечити дотримання температурних режимів необхідно виявити причини підвищення температур окремих частин компонентів і дослідити їх вплив на загальну температуру компонентів ПК. Для цього необхідно вирішити задачі:

- 1) визначити множину компонентів ПК, які мають схильність до перегрівання;
- 2) виявити причини, які призводять до зростання температур компонентів ПК;
- 3) розробити рекомендації щодо забезпечення оптимальних температурних режимів компонентів ПК.

Вирішення цих задач дозволить надавати найбільш ефективні рекомендації щодо дотримання оптимальних температурних режимів компонентів у процесі функціонування ПК.

#### **Дослідження температури компонентів системного блоку ПК**

Компонентами, що мають схильність до перегріву у процесі функціонування ПК, є центральний процесор, елементи системної плати (NorthBridge, SouthBridge, Mosfets, деякі інші елементи), відеокарта, жорсткий диск.

Кожен компонент ПК має свої причини підвищення температурного режиму, що пов'язано з особливістю його внутрішньої структури та умов експлуатації, а саме:

- підвищення робочих частот і коефіцієнтів множення;
- відсутність охолоджуючого радіатора;
- відсутність охолоджуючого кулера;
- недостатнє охолодження повітряними потоками;
- надлишковий пил на поверхні компонентів ПК;
- недостатня кількість термопасти у місцях кріплення радіаторів і кулерів до поверхні компонентів ПК;
- неякісне закріплення радіаторів і кулерів до поверхні компонентів ПК;
- тепловий вплив інших компонентів ПК;
- навантаження протягом тривалого часу.

Класифікуємо причини підвищення температур на категорії:

1) Штучні причини. До цієї категорії будемо відносити причини, створені користувачем з метою збільшення продуктивності компонентів ПК (підвищення робочих частот, збільшення коефіцієнтів множення) або зниження рівня шуму, який створюють кулери (зниження обертів кулера).

2) Причини недостатнього охолодження: низькі оберти кулера, відсутність охолоджуючого радіатора, відсутність охолоджуючого кулера, недостатня потужність кулера, недостатнє охолодження повітряними потоками.

3) Причини неякісної теплопередачі (надлишковий пил, неякісне закріплення, недостатня кількість термопасти).

4) Причини, обумовлені тепловим впливом компонентів ПК.

5) Причини, обумовлені тривалим навантаженням на компоненти ПК.

Зміна умов функціонування одного компоненту з метою усунення підвищеної температури може



привести до підвищення температури інших компонентів ПК. Наприклад, встановлення потужного кулера на процесор створить додаткові завихрення у повітряних потоках. Це може привести до послаблення охолодження, а отже, зростання температури тих компонентів, які охолоджуються повітряними потоками. З метою виявлення впливу різних причин на температуру компонентів всередині системного блоку проведемо експериментальні дослідження при різних умовах функціонування ПК:

1) Нормальні умови. Системний блок закритий. Центральний процесор функціонує на робочій частоті і коефіцієнтах множення, які визначені відповідною специфікацією і вважаються нормальними. Рух повітряних потоків є вільним. Мета – визначення температур за нормальних умов, які в подальшому будуть використовуватись для порівняння;

2) Відкритий системний блок. З системного блоку зняті металеві кришки. Рух повітряних потоків є вільним, частоти – нормальними. Мета – дослідження охолодження компонентів ПК при зміні руху повітряних потоків;

3) Розгін або оверклокінг, що передбачає штучне форсування режимів функціонування деяких компонентів ПК з метою збільшення продуктивності комп'ютера в цілому. Найпоширенішими видами розгону є розгін процесора і відеокарти. Розгін виконується шляхом підвищення частот, на яких працює компонент і/або збільшення коефіцієнту множення. Функціонування компонентів ПК у режимі розгону призводить до підвищення рівня споживаної ними потужності, що веде до збільшення температури компонентів, які підлягають розгону. При даному режимі центральний процесор функціонує на підвищеній тактовій частоті. Інші умови функціонування є аналогічними до нормальних умов. Мета – визначення впливу зміни частот на температуру компонентів;

4) Ускладнений повітряний хід. У системному блоці встановлено додаткові кабелі, шлейфи та елементи, що погіршують повітряний хід. Системний блок закритий, частоти нормальні, повітряний хід ускладнений. Мета – визначення температури компонентів всередині системному блоці при погіршенні охолодження повітряними потоками.

Дослідимо наступні конфігурації на предмет зміни температур і напруг:

- процесор – Celeron-2000, системна плата – ASUS P4XP-X, оперативна пам'ять – 256 Мб;
- процесор – Athlon64 XP 3000+, системна плата – ASUS M2NPV-MX, оперативна пам'ять – 512 Мб;
- процесор – Sempron 2500+, системна плата – Abit KV8 Pro, оперативна пам'ять – 512 Мб.

У експериментах використаємо програмні додатки, які створюють суттєве навантаження на системну плату і процесор (складні обчислення, паралельне виконання декількох додатків).

Простоєм ПК вважатимемо стан, при якому він не виконує жодної задачі користувача.

Переважає більшість системних плат мають 2 вбудовані температурні давачі, які відображають температуру процесора і температуру всередині системного блоку. Для відображення температури інших компонентів системної плати скористаємось зовнішніми температурними давачами.

Встановимо температурні давачі у наступних місцях:

- 1) на мікросхему North Bridge;
- 2) на мікросхему South Bridge;
- 3) на тильну сторону відеокарти у місці встановлення процесора відеокарти;
- 4) на USB 2.0 controller у конфігурації 1 та на транзистор Mosfet біля центрального процесора у конфігураціях 2, 3;
- 5) на Super I/O Controller у конфігурації 1 та на котушку індуктивності біля центрального процесора у конфігураціях 2, 3.

Результати проведених експериментів наведені у табл. 1, 2.

У процесі проведення експерименту на конфігурації 1 при розгоні центрального процесора Celeron-2000 до частоти 2600 МГц (нормальна – 2000 МГц) на 123 хвилині спостереження відбулась механічна деформація у вигляді тріщини на поверхні кріплення радіатора процесора, яка була викликана підвищенням споживаної потужності, у результаті чого температура зросла і спричинила теплове розширення даної поверхні. У зв'язку з цим охолодження процесора погіршилось, температура почала стрімко зростати і через 2 хвилини робота процесора була припинена в аварійному режимі.

Під час встановлення температурних давачів на конфігурацію 2 було відмічено, що радіатор North Bridge має температуру, яка не перевищує середню температуру системного блоку, що не властиво для радіатора North Bridge у сучасних системних платах. Після перевірки виявилось його погане закріплення, що було причиною погіршення теплопередачі від мікросхеми до радіатора. Температура North Bridge у такому режимі досягала 70°C, що може привести до пошкодження вказаної мікросхеми через деякий період часу.

Конфігурація 3 включає в себе 2 жорсткі диски без кулерів і 2 DVD-ROM. Таке накопичення компонентів погіршує відтік тепла з системного блоку і охолодження елементів, які не мають власних засобів охолодження. Погіршення повітряного ходу призвело до зростання температури мікросхеми South Bridge до 50-52°C при розгоні, яка за нормальних умов не перевищує 42-43°C. Тому, для забезпечення нормальних температурних умов під час експерименту, частина компонентів була знята.

Експерименти, результати яких представлені у таблицях 1 і 2, проведені після приведення температурних режимів до норми шляхом усунення основних причин, які призводили до підвищення температури.

Аналіз отриманих даних дозволяє зробити наступні висновки:

1) У температурних режимах сучасних центрального процесора та відеокarti простежуються деякі тенденції до зниження, не дивлячись на зростання ступеня інтеграції і робочих частот, що пояснюється застосуванням нових засобів охолодження в сукупності з системами контролю реального часу. В той же час, температура елементів системної плати зростає.

2) При навантаженні системної плати і процесора відбувається зниження напруг, оскільки зростає споживана потужність. При використанні системного блоку низької потужності у режимі навантаження або режимі розгону можливою ситуацією є аварійне закінчення роботи за причини падіння напруг.

3) Зростання температур тих компонентів, на яких не встановлено температурні давачі, залишається поза увагою системи. Відсутність на них температурних давачів є причиною того, що системи контролю температури не здатні реагувати на її підвищення, що призводить до тривалого функціонування вказаних компонентів у режимі підвищених температур. Наслідком цього є падіння їх надійності.

4) У режимі розгону при простой відбувається зростання температури компонентів системного блоку у порівнянні з нормальними умовами при простой. Найбільша різниця у температурах при простой спостерігається у елементів системної плати.

5) Зняття кришки з системного блоку з метою покращення охолодження компонентів, що знаходяться всередині системного блоку у деяких випадках призводить до зниження температури компонентів, а у інших – до підвищення їх температури.

6) Погіршений хід охолоджуючих повітряних потоків є причиною значного зростання температури у всіх досліджуваних конфігураціях. У випадку погіршеного ходу при навантаженні спостерігається більше зростання температури, ніж при незначному (до 15-20 %) розгоні.

7) При розгоні зафіксована більша амплітуда коливань напруг системної плати. Навантаження і розгін створюють незначне падіння напруг.

Дослідження причин підвищення температури дозволяють сформулювати рекомендації щодо усунення підвищених температур компонентів ПК:

- зниження робочих частот і коефіцієнтів множення;
- встановлення радіатора;
- збільшення обертів кулера або заміна кулера на потужніший;
- покращення якості охолодження повітряними потоками;
- усунення надлишкового пилу з поверхні компонента ПК;
- змащення термопастою місць кріплення радіаторів і кулерів до поверхні компонентів ПК;
- якісне закріплення радіаторів і кулерів до поверхні компонентів ПК;
- зміна розташування компонентів ПК;
- зниження навантаження на компоненти ПК.

### Висновки

Виробники апаратних засобів намагаються компенсувати зростання температури компонентів ПК покращеними системами охолодження. Як показує дослідження, це не є оптимальним шляхом для зниження температури. Крім того, деякі елементи системної плати, температура яких має тенденцію до зростання (North bridge, South bridge та ін.) не містять температурних давачів. Відсутність засобів температурного контролю і засобів забезпечення встановлення оптимальних температурних режимів є причинами підвищення температур: North Bridge – до 55 °C, South Bridge – до 47 °C, яка за нормальних умов не перевищує: North Bridge – 45-46 °C, South Bridge – до 40 °C. У випадках порушення охолодження температура досягає: North Bridge – до 70-72 °C, South Bridge – до 63-64 °C. Тривале функціонування у стані підвищених температур знижує їх надійність.

Проведені дослідження виявили взаємозв'язок між умовами функціонування компонентів системного блоку і їх температурами. В зв'язку з виявленою тенденцією зміни температур і отриманих на їх основі висновків необхідно провести подальші дослідження з метою розроблення:

- 1) засобів виявлення відхилень температурних режимів компонентів ПК від оптимальних значень;
- 2) методів аналізу можливості встановлення оптимальних температурних режимів компонентів ПК;
- 3) методів оптимізації температурних режимів;
- 4) засобів, що інформують користувача про підвищення температурних режимів компонентів ПК та надають рекомендації щодо їх оптимізації.

Розроблення і впровадження вказаних методів і засобів дасть змогу підвищити надійність ПК шляхом забезпечення функціонування компонентів ПК у оптимальних температурних режимах.

Таблиця 1

## Результати досліджень температур і напруг системної плати, отриманих від вбудованих давачів

№	Режим	Системна плата	Вбудовані давачі температур і напруг													
			Сист. блок, °C		Процесор, °C		Core 0, V		Core 1, V		+3.3 V		+5.00 V		+12.00 V	
			min	max	min	max	Min	max	min	max	min	max	min	max	min	max
1	Простій	Asus P4XP-X	30	32	43	44	1,58	1,62	1,63	1,65	3,06	3,10	5,16	5,21	11,86	12,04
		M2NPV-MX	28	32	30	34	1,31	1,33	3,20	3,22	3,30	3,31	4,86	4,89	11,60	11,65
		KV8 Pro	36	37	38	39	1,23	1,25	1,41	1,43	3,37	3,37	5,22	5,22	6,61	6,67
	Навантаження	Asus P4XP-X	43	44	49	50	1,50	1,58	1,57	1,62	3,01	3,06	5,19	5,21	11,73	11,8
		M2NPV-MX	41	43	40	44	1,29	1,31	3,20	3,21	3,28	3,29	4,87	4,89	11,58	11,59
		KV8 Pro	42	43	50	53	1,22	1,24	1,40	1,40	3,35	3,37	5,22	5,22	6,38	6,44
2	Простій	Asus P4XP-X	30	32	43	44	1,55	1,60	1,62	1,65	3,02	3,10	5,19	5,19	11,86	12,04
		M2NPV-MX	29	31	32	35	1,31	1,32	3,20	3,22	3,28	3,29	4,86	4,87	11,64	11,65
		KV8 Pro	36	38	40	42	1,24	1,24	1,41	1,41	3,35	3,37	5,22	5,22	6,61	6,67
	Навантаження	Asus P4XP-X	43	44	45	46	1,54	1,58	1,58	1,62	3,02	3,07	5,19	5,21	11,73	11,86
		M2NPV-MX	36	38	37	40	1,30	1,31	3,20	3,22	3,27	3,28	4,87	4,89	11,58	11,58
		KV8 Pro	37	39	40	43	1,24	1,24	1,41	1,41	3,32	3,35	5,22	5,22	6,55	6,67
3	Простій	Asus P4XP-X	31	32	44	45	1,57	1,60	1,57	1,65	3,04	3,07	5,19	5,21	11,80	12,04
		M2NPV-MX	29	32	32	36	1,30	1,33	3,20	3,22	3,28	3,29	4,87	4,89	11,62	11,65
		KV8 Pro	36	39	40	41	1,22	1,24	1,40	1,43	3,32	3,37	4,8	5,22	6,33	6,40
	Навантаження	Asus P4XP-X	44	45	53	56	1,50	1,57	1,57	1,62	2,99	3,06	5,19	5,21	11,73	11,86
		M2NPV-MX	42	44	43	47	1,30	1,33	3,20	3,22	3,27	3,28	4,87	4,89	11,58	11,65
		KV8 Pro	45	46	58	60	1,22	1,23	1,41	1,43	3,30	3,33	5,15	5,22	6,42	6,44
4	Простій	Asus P4XP-X	33	34	43	45	1,58	1,62	1,62	1,65	3,07	3,10	5,16	5,19	11,98	12,04
		M2NPV-MX	29	33	32	37	1,31	1,33	3,20	3,22	3,28	3,29	4,87	4,89	11,58	11,65
		KV8 Pro	39	40	41	42	1,24	1,24	1,41	1,43	3,33	3,37	5,22	5,22	6,61	6,67
	Навантаження	Asus P4XP-X	43	43	51	53	1,52	1,58	1,58	1,63	3,02	3,06	5,19	5,21	11,73	11,86
		M2NPV-MX	42	45	43	47	1,30	1,31	3,20	3,22	3,27	3,28	4,87	4,89	11,58	11,58
		KV8 Pro	42	43	55	57	1,24	1,24	1,40	1,41	3,33	3,37	5,22	5,22	6,55	6,67

Таблиця 2

## Результати досліджень температур, отриманих від зовнішніх температурних давачів

№	Режим	Системна плата	№ зовнішнього температурного давача									
			1		2		3		4		5	
			min	max	min	max	min	max	min	max	min	max
1	Простій	P4XP-X	36,1	36,8	31,8	32,3	35,3	35,8	29,8	30,8	29,4	29,7
		M2NPV-MX	46,0	46,6	45,1	45,9	26,9	27,5	48,8	49,5	28,0	28,3
		KV8 Pro	35,0	35,4	39,3	39,7	38,1	38,5	35,5	35,8	38,4	38,7
	Навантаження	P4XP-X	46,8	47,3	38,8	39,2	40,3	41,5	36,1	36,5	35,1	35,6
		M2NPV-MX	49,6	50,2	47,8	48,2	29,2	29,4	51,75	52,5	29,1	29,4
		KV8 Pro	36,7	37,0	41,0	41,3	39,2	39,7	37,4	37,7	41,0	41,4
2	Простій	P4XP-X	39,2	40,1	35,3	35,8	38,1	38,8	34,1	34,7	33,1	33,7
		M2NPV-MX	44,1	44,3	42,8	43,3	30,3	30,8	42,8	43,5	28,2	28,7
		KV8 Pro	30,6	30,8	34,5	34,7	33,9	34,1	30,2	30,4	33,7	33,9
	Навантаження	P4XP-X	47,0	47,2	38,9	39,3	41,5	41,8	35	35,2	34,7	34,9
		M2NPV-MX	47,8	48,1	44,5	44,8	30,8	31,2	45,8	46,3	28,6	29,2
		KV8 Pro	31,3	31,8	35,2	35,4	34,8	35,0	31,0	31,6	35,0	35,5
3	Простій	P4XP-X	41,6	42,7	35,7	36,8	37,6	38,5	33,8	34,3	32,8	33,5
		M2NPV-MX	48,7	49,6	46,3	46,8	28,2	28,7	50,5	51,2	34,1	34,3
		KV8 Pro	35,0	35,4	39,0	39,4	37,4	37,8	34,9	35,2	39,3	39,7
	Навантаження	P4XP-X	48,9	49,3	39,3	39,6	40,3	40,8	35,5	35,8	34,7	35,2
		M2NPV-MX	51,8	52,3	47,2	47,7	29,1	29,4	52,8	53,3	35,6	36,1
		KV8 Pro	36,9	37,2	41,0	41,1	39,1	39,4	37,3	37,6	41,9	42,1
4	Простій	P4XP-X	42,8	43,5	36,8	37,5	42,2	42,7	35,6	36,2	33	33,5
		M2NPV-MX	48,2	48,6	43,8	44,3	31,2	31,5	46,4	46,8	31,1	31,5
		KV8 Pro	38,0	38,3	42,6	42,9	42,0	42,4	37,8	38,2	41,2	41,5
	Навантаження	P4XP-X	49	49,2	39,7	40	44,7	45	36,7	37,5	34,5	35,3
		M2NPV-MX	55,5	55,9	44,8	45,0	32,0	32,3	53,3	53,6	38,7	39,2
		KV8 Pro	39,5	39,7	43,8	44,0	43,1	43,3	39,7	40,2	43,2	43,8

## Література

1. AMD Thermal, Mechanical and Chassis Cooling Design Guide, Advanced Micro Devices, 2002 – <http://www.amd.com>.
2. Intel E8500/E8501 Chipset North Bridge (NB) and eXternal Memory Bridge (XMB). Thermal/Mechanical Design Guide, May 2006 // <http://www.intel.com>.
3. AMD Opteron Processor Power and Thermal Data Sheet, Advanced Micro Devices, May 2006 – <http://www.amd.com>.
4. Mark Summers, Javier Leija. “Innovative Thermal Solutions for a High-Density Network Appliance”, Intel DeveloperUpdateMagazine, August 2001.
5. Debendra Mallik et al., “Advanced Package Technologies for High-Performance Systems”, Intel Technology Journal, Volume 9, Issue 4, November 2005.
6. Гук Михаил. Аппаратные средства IBM PC: Энциклопедия. – 3-е изд. – СПб.; М.; Нижний Новгород; Воронеж; Ростов н/Д; Питер, 2006. – 1072с.: рис., табл. – Библиогр.: с. 1033.
7. Пасько В.П. Энциклопедия ПК. Аппаратура. Программы. Интернет: Наиболее полное и подробное руководство. – К.: BHV, 2004. – 799с.
8. Томпсон Р.Б., Томпсон Б.Ф. Железо ПК: энциклопедия: Настольный справочник / Пер.с англ. Д. Солнышков. – 2.изд. – СПб.: Питер, 2003. – 863с.
9. Asus PC Probe – <http://www.asus.com>.
10. MSI CoreCenter – [http://www.msi.com.tw/program/support/software/swr/spt\\_swr\\_list.php?kind=1](http://www.msi.com.tw/program/support/software/swr/spt_swr_list.php?kind=1)
11. ABIT μGuru – <http://www.abit-usa.com/downloads/utility/>
12. ATI OVERDRIVE Technology. – <http://www.ati.amd.com>

Надійшла 16.2.2007 р.

УДК 004.891.3: 004.3

Т.О. ГОВОРУЩЕНКО

Хмельницький національний університет

## ДОСЛІДЖЕННЯ МОДЕЛІ ВИРІШУВАЧА СИСТЕМИ ПОВТОРНОГО ТЕСТУВАННЯ ПРИКЛАДНОГО ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

*В статті наведені результати дослідження штучної нейронної мережі (ШНМ), яка виконує роль вирішувача системи повторного тестування прикладного програмного забезпечення.*

### Вступ

Для вирішення задачі підвищення ефективності тестування програмного забезпечення на основі розробленого методу повторного тестування програмного забезпечення розроблено систему повторного тестування програмного забезпечення [1, 2, 3], структурна схема якої представлена на рис. 1

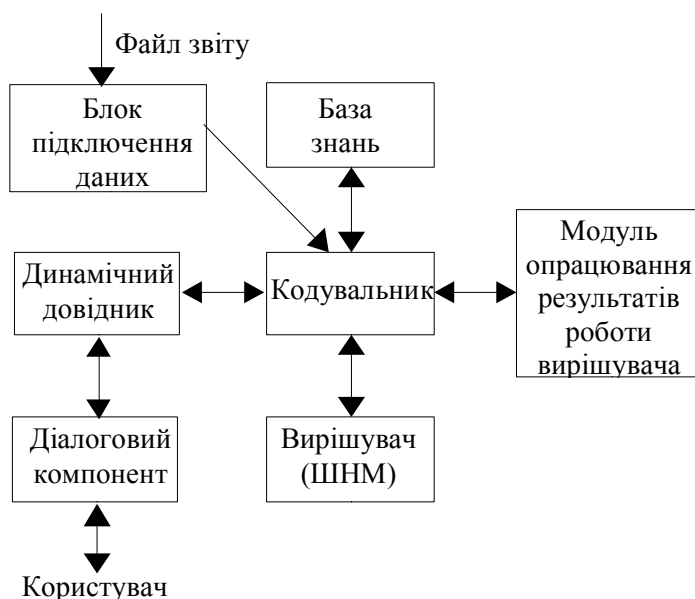


Рис. 1. Структурна схема системи повторного тестування програмного забезпечення

Складовими системи є: блок підключення даних; кодувальник; база знань; вирішувач; модуль

опрацювання результатів роботи вирішувача; динамічний довідник; діалоговий компонент.

Функціонування системи повторного тестування здійснюється наступним чином. На **блок підключення даних** подається файл користувача з результатами основного тестування, представленими у вигляді журналу “Метод тестування – Операція тестування – Тип виявленої помилки”. Складання звітів про процес та результати основного тестування робиться не завжди, але фірми і колективи, що серйозно працюють над підвищенням якості тестування ПЗ, це здійснюють. Дані цього файлу передаються на кодувальник. **Кодувальник** здійснює перетворення вхідних даних з лінгвістичної форми в кількісну форму, заповнення бази знань вхідними даними та формування вхідних векторів вирішувача. Кодувальник також перевіряє дані файлу на достовірність та повноту представлення при формуванні вхідних векторів. Якщо дані недостовірні або неповні, то кодувальник передає на динамічний довідник своє повідомлення з пропозицією сформулювати ще один файл з додатковими результатами, які перетворюються в кількісну форму аналогічно даним основного файлу, після чого заносяться в базу знань. **База знань** містить таблиці з вхідними даними системи, допоміжні таблиці, таблиці з правилами для формування висновку про необхідність та метод (и) повторного тестування. Розв’язок поставлених задач виявлення прихованих помилок ґрунтується на категорійній моделі процесу повторного тестування [4], в якій враховано важливість кожного типу помилок, взаємний вплив типів помилок. В якості **вирішувача** використовується штучна нейронна мережа (ШНМ). На входи ШНМ подається інформація про методи і операції основного тестування та типи виявлених під час основного тестування помилок, а на виході одержується рівень категорійності прихованих помилок. Вихідні дані вирішувача подаються на кодувальник, який здійснює заповнення бази знань результуючими даними, перетворення результуючих векторів вирішувача з кількісної в лінгвістичну форму та передачу їх у модуль опрацювання результатів роботи вирішувача. **Модуль опрацювання результатів роботи вирішувача** на основі інформації з бази знань (таблиці правил та таблиці “Результати роботи вирішувача”) генерує висновок про необхідність та метод повторного тестування, який передається через **діалоговий компонент** користувачу. **Динамічний довідник** надає користувачу довідки про формат вхідного файлу, про відомі системі методи і операції основного тестування ПЗ, типи виявлених під час основного тестування помилок ПЗ, а також передає користувачу всі повідомлення будь-якого з компонентів системи. Результатом роботи системи є висновок про необхідність повторного тестування та рекомендовані для повторного тестування метод (и) тестування ПЗ.

#### Програмна реалізація вирішувача (ШНМ) в пакеті Matlab 6.1.

Структурна схема та програмна реалізація модуля вирішувача, побудованого на базі ШНМ, представлена в [3].

Оператор gensim (net) дає змогу одержати модель в пакеті Simulink (рис. 2-5).

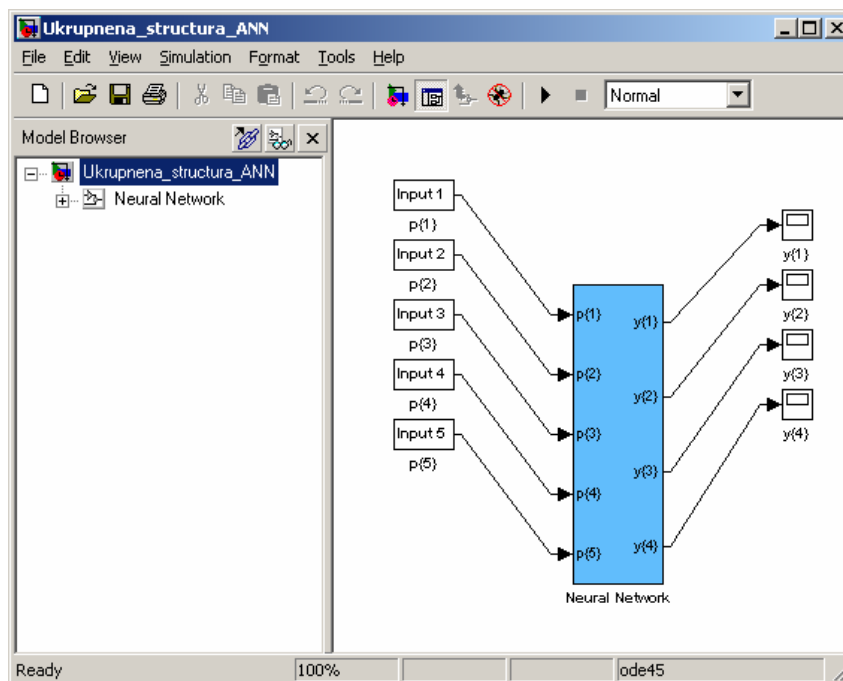


Рис. 2. Укрупнена структурна схема ШНМ в пакеті Simulink

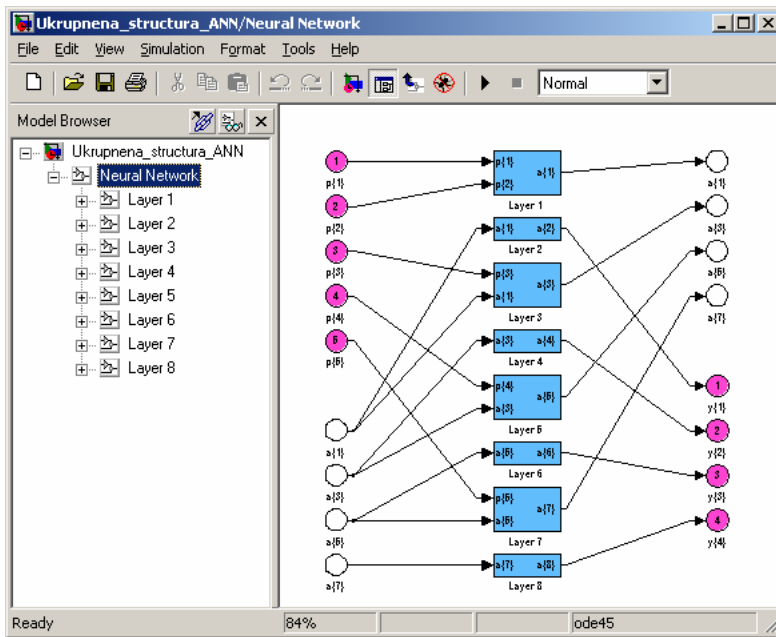


Рис. 3. Структурна схема шарів ШНМ в пакеті Simulink

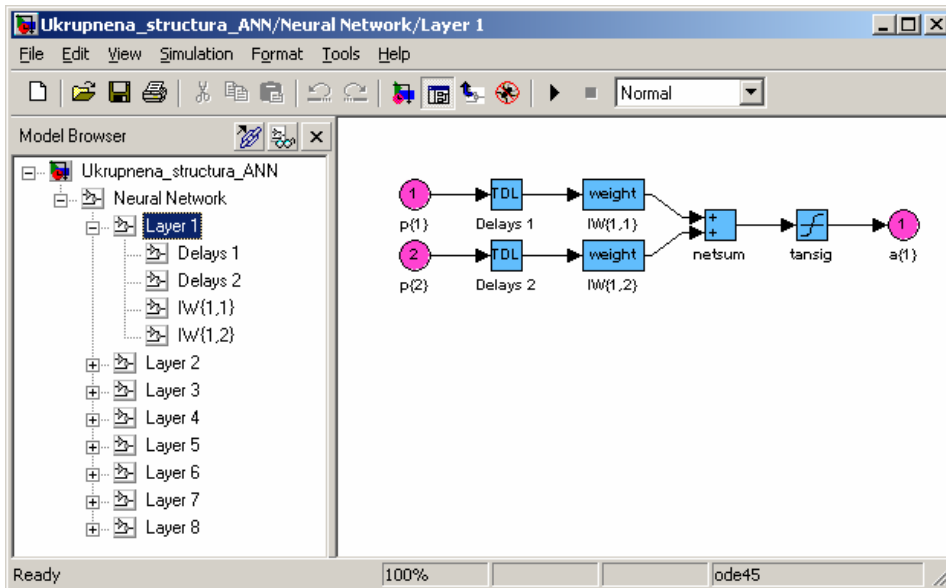


Рис. 4. Структурна схема першого шару ШНМ

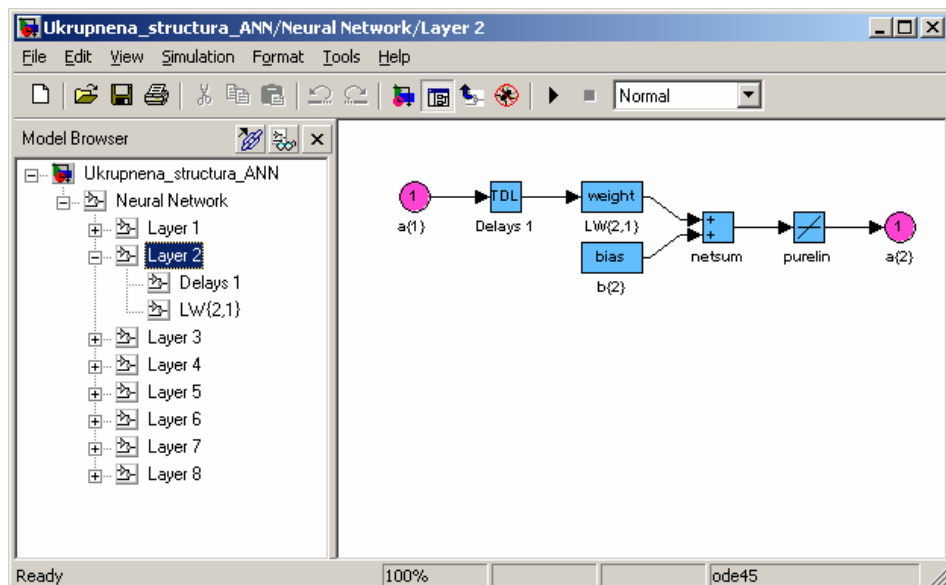


Рис. 5. Структурна схема другого шару ШНМ

Структурні схеми третього, п'ятого та сьомого шарів аналогічні структурній схемі першого шару ШНМ, а структурні схеми четвертого, шостого та восьмого шарів аналогічні структурній схемі другого шару ШНМ.

### Дослідження процесу навчання вирішувача (ШНМ)

Навчання ШНМ проводилось при значеннях входів ШНМ в діапазонах, вказаних у таблиці 1.

Таблиця 1

Діапазони входів ШНМ

Вхід	Діапазон
$q_1$	0..1
$q_2$	0..1
$q_3$	0..1
$q_4$	0..1
Input1 ( $x$ )	0..22
Input2 ( $x^{Z_1}$ )	0, 20..32, 50, 51
Input3 ( $x^{Z_2}$ )	0, 41..46, 52, 53
Input4 ( $x^{Z_3}$ )	0, 10..19, 33..40
Input5 ( $x^{Z_4}$ )	0, 1..9, 47..49

Приклад навчальної вибірки наведений у [3].

Для вибору алгоритму навчання ШНМ [88, 91, 92-100] та критерію оцінки якості навчання [88] ШНМ досліджувалась при навчанні вибіркою з 66 векторів, 497 векторів та 2250 векторів різними алгоритмами з використанням різних критеріїв оцінки якості навчання. На основі результатів дослідження сформовано таблиці 3-5 в [5]. В результаті аналізу цих таблиць було визначено, що за часовим показником найкраще використовувати алгоритм навчання СГВ на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле, алгоритм Флетчера-Рівса (CGF), алгоритм Полака-Рібейри (CGP), однокроковий алгоритм методу січної (OSS), пороговий алгоритм оберненого поширення помилки (Rprop), алгоритм навчання SCG з використанням комбінованого критерію якості. За показником "кількість епох" найкращими є: алгоритм навчання СГВ на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле, алгоритм Флетчера-Рівса (CGF), алгоритм Полака-Рібейри (CGP), алгоритм навчання SCG, алгоритм навчання Бройтона, Флетчера, Гольдфарба і Шано (BFGS), однокроковий алгоритм методу січної (OSS), алгоритм Левенберга-Марквардта (LM) з використанням комбінованого критерію якості. Процес навчання алгоритмом навчання СГВ на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле з використанням комбінованого критерію оцінки якості навчання відображено на рис. 6. На рисунку верхня крива відображає точність навчання ШНМ за заданим алгоритмом. Прямая внизу відображає цільову функцію точності.

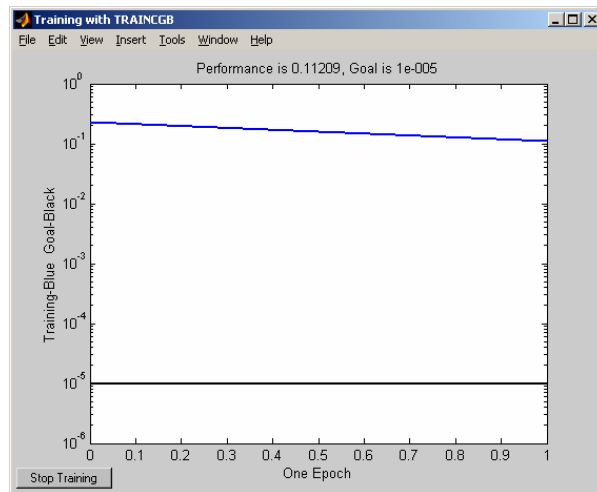


Рис. 6. Алгоритм навчання СГВ на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле

Оскільки крива, що відображає точність навчання, починається не з  $10^0$ , то було вирішено масштабувати навчальну вибірку за допомогою функції  $\text{prempmx}$ . Діапазони входів і виходів при використанні масштабованої вибірки відображені на рис. 7 – 15.

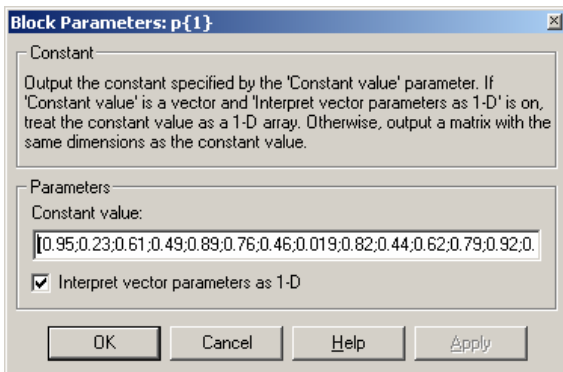


Рис. 7. Діапазони входу р1 ШНМ після масштабування навчальної вибірки функцією `premnmx`

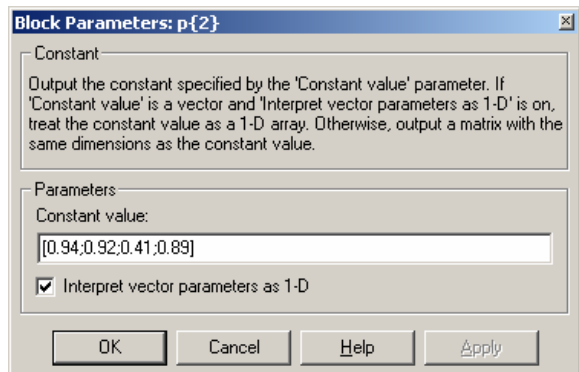


Рис. 8. Діапазони входу р2 ШНМ після масштабування навчальної вибірки функцією `premnmx`

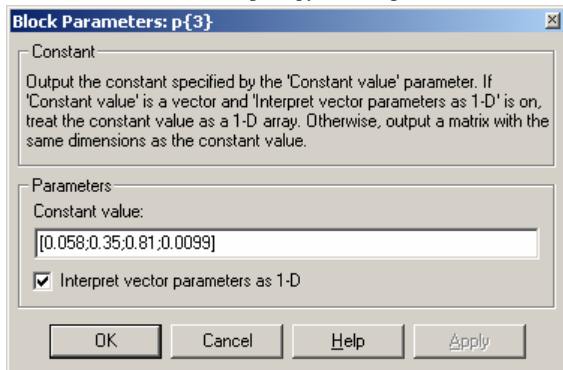


Рис. 9. Діапазони входу р3 ШНМ після масштабування навчальної вибірки функцією `premnmx`

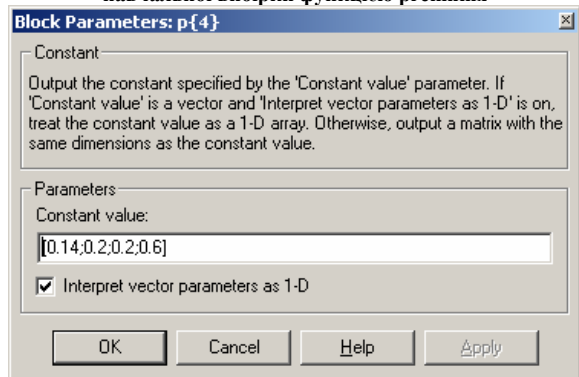


Рис. 10. Діапазони входу р4 ШНМ після масштабування навчальної вибірки функцією `premnmx`

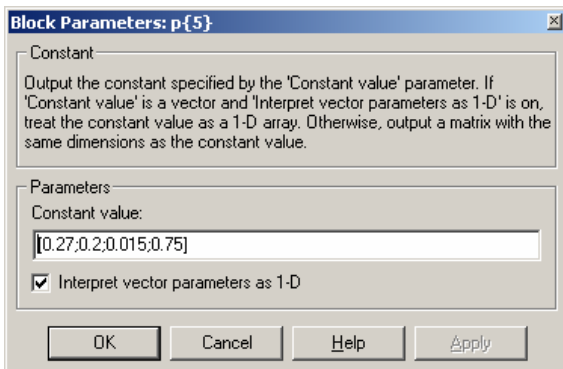


Рис. 11. Діапазони входу р5 ШНМ після масштабування навчальної вибірки функцією `premnmx`

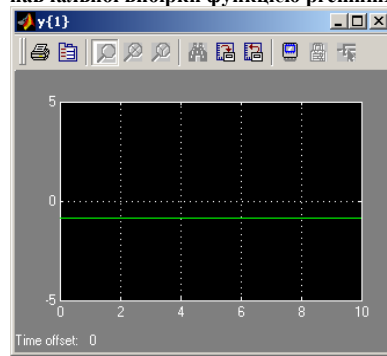


Рис. 12. Графік виходу у1 при навчанні мережі масштабованою вибіркою з 2250 векторів

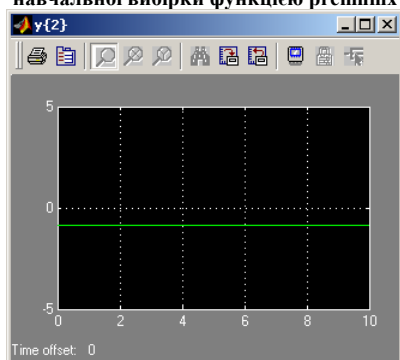


Рис. 13. Графік виходу у2 при навчанні мережі масштабованою вибіркою з 2250 векторів

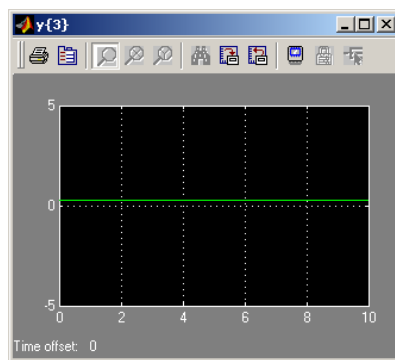


Рис. 14. Графік виходу у3 при навчанні мережі масштабованою вибіркою з 2250 векторів



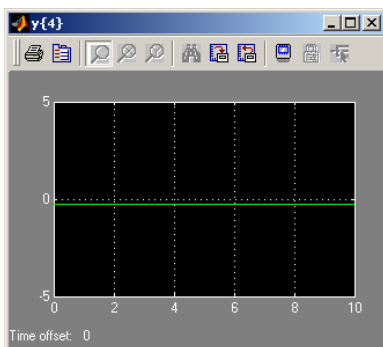


Рис. 15. Графік виходу  $y_4$  при навчанні мережі масштабованою вибіркою з 2250 векторів

Після масштабування для вибору оптимального алгоритму навчання ШНМ було проведено навчання мережі вибіркою з 2250 векторів різними алгоритмами навчання (таблиця 2).

Таблиця 2

**Дослідження алгоритмів навчання ШНМ на прикладі  
масштабованої вибірки з 2250 навчальних векторів**

Алгоритм навчання	Функція оцінки якості навчання	Точність навчання	Час навчання	Кількість епох, за які ШНМ досягає такої точності
1	2	3	4	5
Алгоритм навчання Бройтона, Флетчера, Гольдфарба і Шано (BFGS)	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	40 секунд	2 епохи
Алгоритм навчання Бройтона, Флетчера, Гольдфарба і Шано (BFGS)	Комбінований критерій якості (msereg)	0.448359	30 секунд	2 епохи
Алгоритм навчання СГВ на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	30 секунд	1 епоха
Алгоритм навчання СГВ на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле	Комбінований критерій якості (msereg)	0.448359	15 секунд	1 епоха
Алгоритм Флетчера-Рівса (CGF)	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	30 секунд	1 епоха
Алгоритм Флетчера-Рівса (CGF)	Комбінований критерій якості (msereg)	0.448359	15 секунд	1 епоха
Алгоритм Полака-Рібейри (CGP)	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	30 секунд	1 епоха
Алгоритм Полака-Рібейри (CGP)	Комбінований критерій якості (msereg)	0.448359	15 секунд	1 епоха
Алгоритм градієнтного спуску (GD)	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	40 хвилин	2617 епох
Алгоритм градієнтного спуску з вибором параметра швидкості налагодження (GDA)	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	1 хвилина	131 епоха
Алгоритм градієнтного спуску з вибором параметра швидкості налагодження (GDA)	Комбінований критерій якості (msereg)	0.448359	50 секунд	131 епоха
Алгоритм градієнтного спуску зі збуренням (GDM)	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	39 хвилин	2525 епох
Алгоритм градієнтного спуску зі збуренням (GDM)	Комбінований критерій якості (msereg)	0.448359	25 хвилин	2525 епох
Алгоритм градієнтного спуску зі збуренням і адаптацією параметра швидкості налагодження (GDХ)	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	8 хвилин	242 епохи

1	2	3	4	5
Алгоритм градієнтного спуску зі збуренням і адаптацією параметра швидкості налагодження (GDX)	Комбінований критерій якості (mse <sub>reg</sub> )	0.448359	6 хвилин	242 епохи
Алгоритм Левенберга-Марквардта (LM)	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	1 година	3 епохи
Алгоритм Левенберга-Марквардта (LM)	Комбінований критерій якості (mse <sub>reg</sub> )	0.448359	1 година	2 епохи
Однокроковий алгоритм методу січної (OSS)	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	30 секунд	2 епохи
Однокроковий алгоритм методу січної (OSS)	Комбінований критерій якості (mse <sub>reg</sub> )	0.448359	25 секунд	2 епохи
Пороговий алгоритм оберненого поширення (Rprop)	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	15 секунд	31 епоха
Пороговий алгоритм оберненого поширення (Rprop)	Комбінований критерій якості (mse <sub>reg</sub> )	0.448359	15 секунд	31 епоха
Алгоритм навчання SCG	Середньоквадратичне відхилення (mse)	0.511678	45 секунд	2 епохи
Алгоритм навчання SCG	Комбінований критерій якості (mse <sub>reg</sub> )	0.448359	35 секунд	2 епохи

В результаті аналізу таблиць 1-3 [3] та таблиці 2 було зроблено висновок, що точність навчання змодельованої ШНМ не залежить від часу навчання та кількості ітерацій (епох). Вона залежить від критерію оцінки якості навчання та від форми представлення вхідних даних. Тому надалі ми будемо використовувати комбінований критерій якості навчання і масштабовану навчальну вибірку. Максимальна точність, яку було досягнуто при використанні комбінованого критерію якості навчання та масштабованої навчальної вибірки з 2250 векторів, становить 0.448359. Більшої точності навчання досягнути неможливо, оскільки виходи мережі є бінарними і представлені цілими значеннями 0 або 1 (-1 або 1 після масштабування вибірки).

В результаті аналізу таблиці 2 за часовим показником та за показником “кількість епох” найкращими є: алгоритм навчання CGV на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле, алгоритм навчання SCG, алгоритм навчання Флетчера-Рівса, алгоритм навчання Полака-Рібейри, пороговий алгоритм оберненого поширення помилки Rprop. Оскільки алгоритм навчання CGV на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле, алгоритм навчання Флетчера-Рівса та алгоритм навчання Полака-Рібейри є модифікаціями метода спряженого градієнта, то для навчання оберемо один з них – алгоритм навчання CGV на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле. Графіки навчання алгоритмом навчання CGV на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле, порогового алгоритму оберненого поширення помилки Rprop та алгоритму навчання SCG з використанням комбінованого критерію оцінки якості навчання відображено на рис. 16 – 18.

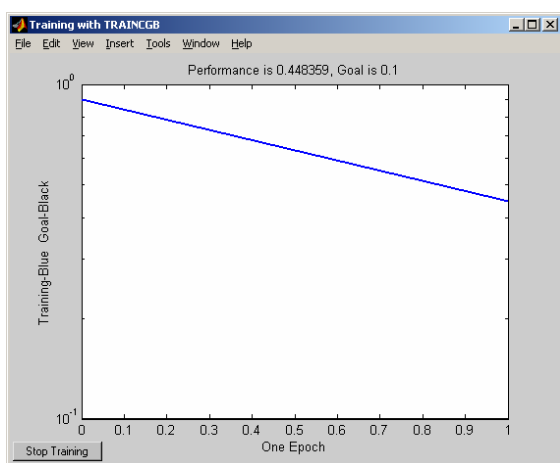


Рис. 16. Алгоритм навчання CGV на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле

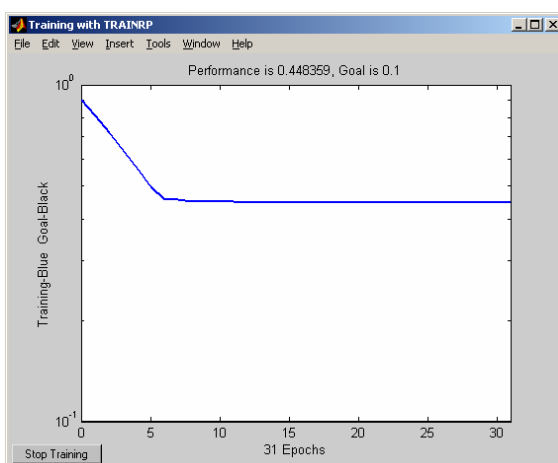


Рис. 17. Пороговий алгоритм оберненого поширення помилки Rprop

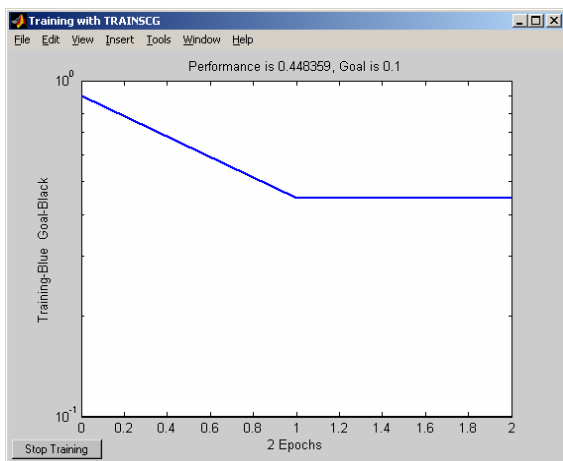


Рис. 18. Алгоритм навчання SCG

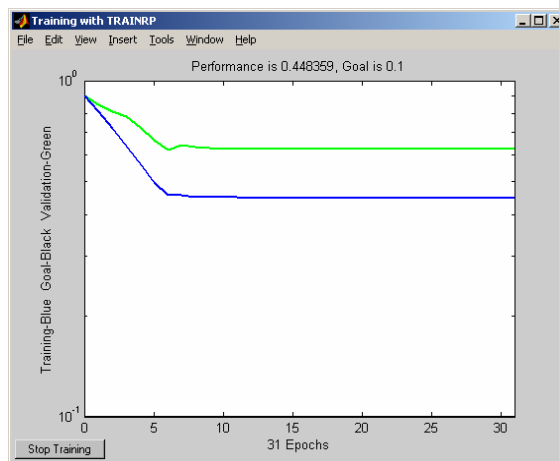


Рис. 19. Пороговий алгоритм оберненого поширення помилки Rprop (графіки навчання і тестування)

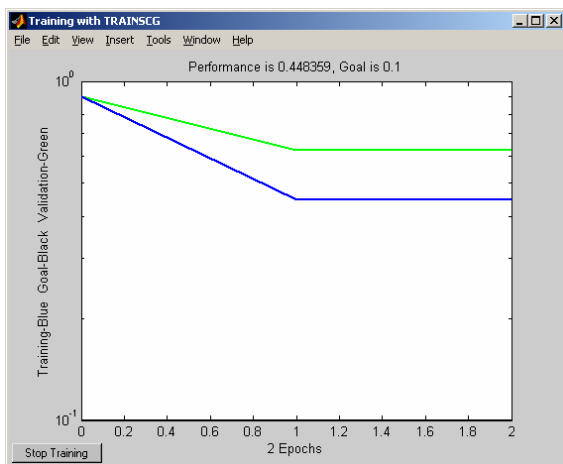


Рис. 20. Алгоритм навчання SCG (графіки навчання і тестування)

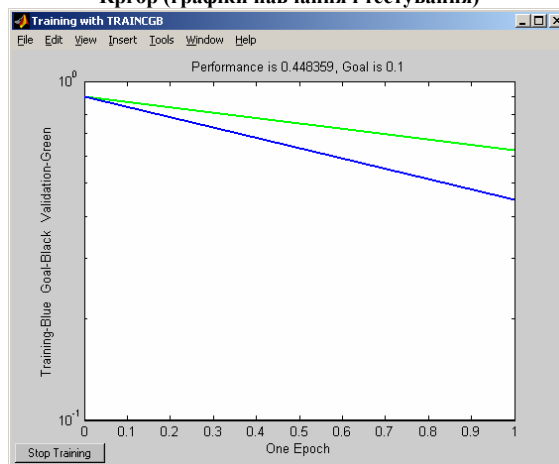


Рис. 21. Алгоритм навчання CGB на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле

Для тестування ШНМ було побудовано тестову вибірку з 200 векторів, яка також підлягала масштабуванню. Процес навчання і тестування різними алгоритмами навчання з використанням комбінованого критерію якості відображається на рис. 19 – 21. На рисунках нижня крива відображає графік навчання, а верхня крива відображає графік тестування ШНМ.

Аналізуючи графіки навчання і тестування ШНМ, можна зробити висновок, що для навчання мережі найкраще підходить алгоритм навчання CGB на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле та його модифікації (алгоритм навчання Флетчера-Рівса або алгоритм навчання Полака-Рібейри).

### Висновки

В результаті дослідження процесу навчання ШНМ, що є основою модуля вирішувача, було визначено, що точність навчання змодельованої ШНМ не залежить від часу навчання та кількості ітерацій (епох). Вона залежить від критерію оцінки якості навчання та від форми представлення вхідних даних. Найбільш прийнятними з проаналізованих алгоритмів для навчання ШНМ є: алгоритм навчання CGB на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле, алгоритм навчання SCG, алгоритм навчання Флетчера-Рівса, алгоритм навчання Полака-Рібейри, пороговий алгоритм оберненого поширення помилки Rprop при використанні комбінованого критерію оцінки якості навчання. На етапі тестування ШНМ було виявлено, що найкращим є алгоритм навчання CGB на основі метода спряженого градієнта з оберненим поширенням і рестартами в модифікації Пауела-Біеле та його модифікації (алгоритм навчання Флетчера-Рівса або алгоритм навчання Полака-Рібейри), який і буде використовуватись у системі повторного тестування прикладного програмного забезпечення.

### Література

1. Говорущенко Т.О. Система повторного тестування програмного забезпечення // *Радіоелектронні і комп'ютерні системи* – Харків: НАУ “ХАІ”, 2005. – № 4, с.120 – 126
2. Govoruschenko T.O. Determination of Necessity and Advisable Method (s) of Repeated Application Software Testing – Харків: НАУ “ХАІ”, 2006. – № 6, с.136-141.

3. Локазюк В.М., Поморова О.В., Говорущенко Т.О. Імітаційна модель системи повторного тестування програмного забезпечення // Вісник ХНУ – Хмельницький: ХНУ, 2006. – № 6, с.65-72
4. Локазюк В.М., Пантелєєва (Говорущенко) Т.О. Категорійна модель процесу повторного тестування дефектів програмного забезпечення // Вісник Технологічного університету Поділля – Хмельницький: ТУП, 2004. – ч.1, т.1, с. 53 – 58
5. Govoruschenko T.O. Model of decision maker of repeated application software testing system // Радіоелектронні і комп'ютерні системи – Харків: НАУ “ХАІ”, 2007

Надійшла 10.2.2007 р.

УДК 681.327

М.К. АЛЬ МАДИ, В.М. КУДЛАЕНКО, В.Г. РЯБЦЕВ  
Черкасский государственный технологический университет

## МЕТОД ВЫБОРА ТЕСТЕРА ДЛЯ ДИАГНОСТИРОВАНИЯ МОДУЛЕЙ ПАМЯТИ ПРИ ПОМОЩИ НЕЧЕТКИХ ПРАВИЛ

*Пропонується метод прогнозування попиту на тестери, заснований на нечітких правилах. Як визначальні фактори обрані ціна, імідж фірми виробника, сервіс при експлуатації та ефективність виявлення дефектів модулів пам'яті. Отримано графіки, що ілюструють вплив основних факторів на попит. Експертна система полегшує користувача здійснити вибір необхідного устаткування.*

### Введение

Надежность микропроцессорных систем обеспечивается при выборе конструктивных решений и параметров, режимов эксплуатации, а также определяется организацией технического обслуживания и ремонта. Поэтому уже на ранних стадиях проектирования важно оценить надежность системы, выявить ненадежные компоненты и определить наиболее эффективные средства для выполнения технического диагностирования. Запоминающие устройства (ЗУ) состоят из модулей памяти и, безусловно, определяет безотказность работы всей системы. Для повышения показателей надежности модулей памяти необходимо выбрать методы и средства для выполнения тестового диагностирования [1,2].

Различают аппаратные и программные средства, предназначенные для выполнения диагностирования модулей памяти. Программные диагностические средства обеспечивают обнаружение дефектов, когда модули памяти уже установлены в микропроцессорную систему, а формирование тестовых воздействий обеспечивается микропроцессором. При этом для формирования кодов адреса и данных необходимо выполнить несколько команд, что увеличивает продолжительность выполнения тестов и снижает их эффективность. Кроме того, контакты объединительной платы не предназначены для многократной установки/удаления модулей, что может привести к повреждению разъемов и всей платы в целом.

Аппаратные средства обеспечивают выполнение более сложных и всесторонних испытаний по сравнению с диагностическим программным обеспечением. Различают сложное автоматизированное испытательное оборудование, предназначенное для тестирования микросхем и модулей памяти, тестеры памяти среднего класса и дешевые испытательные приборы. Автоматизированное испытательное оборудование стоимостью несколько миллионов долларов могут применять только ведущие фирмы-производители электронных компонентов, такие как «Samsung», «Hyundai», «Micron» и другие.

Большинство изготовителей микропроцессорных систем могут использовать только тестеры среднего класса, которые имеют невысокую цену. При выборе типа тестера кроме его технических характеристик, которые задаются параметрами диагностируемого изделия, большое значение имеют показатели качества и цены товара, степень информированности покупателя и уровень сервиса. Для оценки таких показателей зачастую применяют нечеткие оценки типа: “высокая эффективность обнаружения дефектов”, “низкая цена”, “слабенький имидж”, “отличный сервис”. Такая неопределенность исходных данных связана с невозможностью четкой количественной оценки данных факторов и с ограниченным доступом к информации конкурирующих фирм. В таких случаях потребители в качестве критерия для выбора необходимого тестера используют уровень спроса на данные изделия.

**Целью данной работы** является разработка нечетких правил и средства для определения спроса на тестеры среднего класса, предназначенные для диагностирования модулей памяти. Задавая требуемое значение уровня эффективности, изготовители микропроцессорных систем смогут определить ожидаемое значение цены. А по заданному значению цены можно спрогнозировать возможный уровень сервиса. А фирмы-изготовители тестеров смогут определить оптимальное сочетание основных оценочных факторов и стимулировать спрос своих изделий.

### 1. Нечеткое моделирование спроса на тестеры

При нечетких исходных данных с помощью традиционных подходов трудно получать адекватные модели прогнозирования спроса тестеров, учитывающие доступные экспертные знания. Критерием оценки величины спроса назовем число  $S \in [0,100]$ . Чем больше значение этого критерия, тем больше вероятность

выбора покупателем данного типа тестера.

Тестеры имеют много технических характеристик, основными из которых являются частота диагностирования, число контактов и тип испытываемого модуля, но существует также и другие факторы, которые обозначим их через  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , тогда модель спроса представлять функциональное отображение вида:

$$X = x_1, x_2, \dots, x_n \rightarrow S \in [0, 100],$$

где  $X$  – вектор определяющих факторов.

К определяющим факторам относятся розничная цена тестера на анализируемом рынке, имидж фирмы производителя, сервис при эксплуатации и эффективность обнаружения дефектов в микросхемах и модулях памяти. Цена тестера среднего класса колеблется от 5000 до 1500 долларов, кроме того, необходимо учитывать стоимость набора сменных адаптеров, обеспечивающих подключение к тестеру модулей памяти различного типа. Фактор цены тестера лучше оценивать как отклонение от средней цены в диапазоне от -50 % до +50 %.

Имидж фирмы определяется совокупностью ассоциаций и впечатлений о торговой марке фирмы производителя в сознании потребителя. Имидж фирмы производителя можно оценить лишь лингвистическими оценками, которые формируются на основе субъективного мнения пользователя и могут учитывать время пребывания фирмы на рынке тестеров. Многолетнее развитие фирмы, направленное на производство тестеров различного поколения, может быть определяющим аргументом при оценке имиджа фирмы. Основные сведения о фирме производителя можно получить на ее сайте в сети Интернет.

Сервисное обслуживание обеспечивает удобства при эксплуатации тестера, определяются доступностью и качеством технических консультаций, возможностью модернизации тестера, в том числе путем получения новых версий программного обеспечения по сети Интернет, сроком гарантийного и послегарантийного обслуживания, доступностью сервисных центров.

Основным фактором, определяющим спрос на тестеры, следует считать эффективность обнаружения дефектов и сбоев модулей памяти. Однако однозначно определить, какие виды неисправностей и с какой вероятностью выявляет данный тип тестера не всегда удается. Причина заключается в том, что нет установленного и однозначного описания алгоритмов применяемых тестов. Например, сообщается, что в тестере выполняется тест march вверх/вниз, но существует более десяти разновидностей данного теста, а какой именно тест используется, определить по данному описанию не всегда удается.

Для описания алгоритмов тестового диагностирования запоминающих устройств предлагается использовать операторную форму записи выполняемых операций. Тогда для операций алгоритма теста march\_A, обеспечивающих обращение к запоминающим ячейкам, расположенным на пересечении строк  $X$  и столбцов  $Y$ , можно отобразить при помощи следующей последовательности операторов:

$$\pi_{\text{march\_A}} = \begin{matrix} \sqrt{n}-1 & \sqrt{n}-1 & \sqrt{n}-1 \\ \mathbf{P} & \mathbf{P} & \mathbf{P} \\ \begin{matrix} V(x, y) \\ x=0 \\ y=0 \end{matrix} & \begin{matrix} (R(x, y)W(x, y)V(x, y)W(x, y)) \\ x=0 \\ y=0 \end{matrix} & \begin{matrix} (R(x, y)V(x, y)W(x, y)) \\ x=0 \\ y=0 \end{matrix} \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} 0 & 0 \\ \mathbf{P} & \mathbf{P} \\ \begin{matrix} (R(x, y)V(x, y)W(x, y)V(x, y)) \\ x=\sqrt{n}-1 \\ y=\sqrt{n}-1 \end{matrix} & \begin{matrix} (R(x, y)W(x, y)V(x, y)) \\ x=\sqrt{n}-1 \\ y=\sqrt{n}-1 \end{matrix} \end{matrix},$$

где  $P$  – последовательность операторов;

$V(x, y)$  – операция записи нуля в ячейку с координатами  $X, Y$ ;

$W(x, y)$  – операция записи единицы в ячейку с координатами  $X, Y$ ;

$R(x, y)$  – считывание из ячейки с координатами  $X, Y$ .

Данная форма записи алгоритмов тестов позволяет определить временную сложность алгоритма, а также оценить его диагностические свойства. А при неоднозначном описании алгоритмов применяемых тестов можно использовать лишь лингвистические оценки их свойств: достоверность выявления отказов “высокая”, “выше средней”, “средняя”, “ниже средней”, “низкая”.

С учетом основных факторов: цена тестера, имидж фирмы производителя, сервис при эксплуатации и эффективность обнаружения дефектов разработана нечеткая модель спроса на тестеры. Вывод прогноза о спросе на тестеры осуществляется на основании сформированных правил. Например, < Если сервис – низкий и эффективность – низкая, то спрос – низкий >; < Если цена – средняя и имидж – средний и эффективность – средняя, то спрос – средний >; < Если цена – средняя и имидж – высокий и сервис – высокий и эффективность – высокая, то спрос – высокий >.

Графики функций принадлежности нечетких термов “низкий”, “ниже среднего”, “средний”, “выше среднего”, “высокий” спроса на тестеры приведены на рис. 1 и задаются гауссовой функцией:

$$\mu^t(x) = \exp\left[-\frac{(x-z)^2}{2c^2}\right],$$

где  $\mu^t(x)$  – функция принадлежности фактора  $x$  нечеткому числу  $t$ ;

$z$  и  $c$  – координата максимума и коэффициент концентрации функции принадлежности.

Результаты нечеткого вывода дефазифицируются по методу центра тяжести алгоритма Мамдани [3]. Разработанная экспертная система содержит 75 нечетких правил и позволяет определить влияние факторов эффективность, цена, имидж и сервис на спрос тестеров. Изменяя значения факторов, можно по программе определить степень их влияния на спрос. Так при среднем значении цены и высоких значениях остальных факторов возникает наивысший спрос на тестеры (84 %). Для поддержания высокого значения спроса при среднем значении цены и высокой эффективности необходимо обеспечить высокий уровень сервиса и имиджа, т.к. уменьшение уровня сервиса или имиджа до среднего значения или ниже снижает спрос до 50 %.



Рис. 1. Функции принадлежности спроса на тестеры

Для высоких значений эффективности, имиджа и сервиса при увеличении цены выше среднего значения спрос уменьшается только на 11 %. Средние значения цены, эффективности, имиджа и сервиса обеспечивают средний спрос на тестеры (50 %). Графики, прогнозирующие влияние эффективности и цены на спрос, приведены на рис. 2.

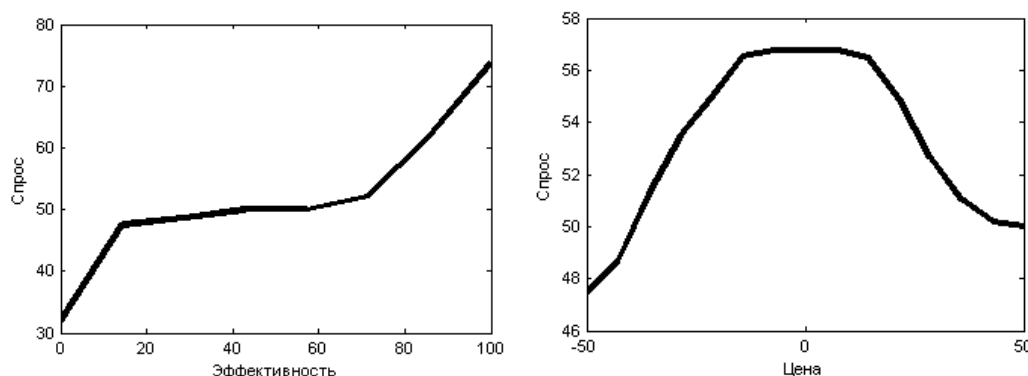


Рис. 2. Прогноз влияния эффективности и цены на спрос

На графике видно, что функция спроса от роста эффективности возрастающая, но скорость ее роста при средних значениях эффективности снижается. Наивысший спрос на тестеры формируется, когда значение цены меняется в диапазоне [-25 %, +25 %] от среднего значения.

Графики, прогнозирующие влияние имиджа и сервиса на спрос, приведены на рис. 3. На графике видно, что низкий и средний имидж фирмы производителя обеспечивает средний спрос на тестеры (50 %). Спрос при достижении оценочного значения имиджа более 70 % возрастает всего на 5,5 %, а дальнейшее увеличение имиджа может снизить спрос до среднего значения.

Уровень сервиса более существенно влияет на спрос и с его ростом от низкого до значения ниже среднего обеспечивается возрастание спроса на 7 %. Хотя при высоком значении сервиса спрос может уменьшиться на 2 %. Например, частая смена программного обеспечения может не способствовать увеличению спроса.

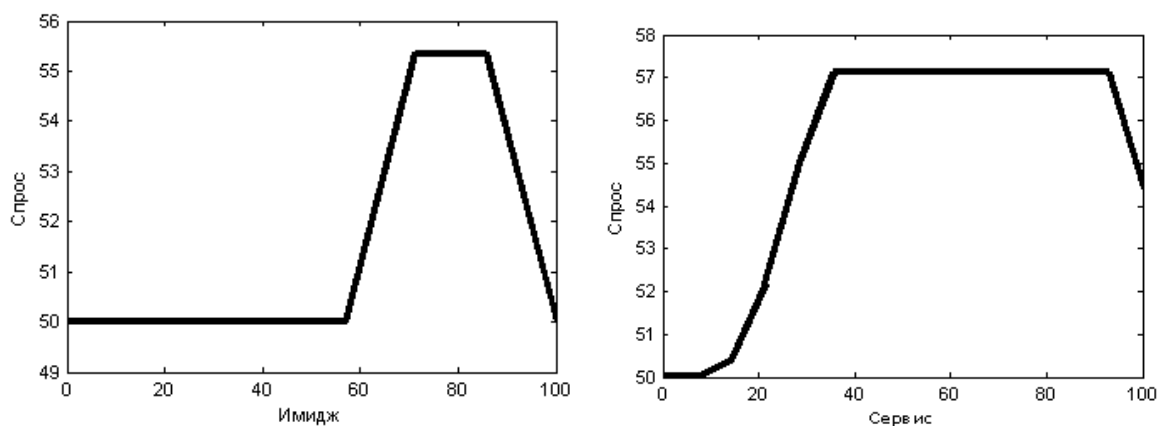


Рис. 3. Прогноз влияния имиджа и сервиса на спрос

Экспертами установлена средняя цена на тестер, предназначенного для диагностирования модулей памяти DDR1 типа с 184 контактами, равная 2800 \$. Тогда прогноз спроса на тестеры  $S_T$  осуществляется согласно функционального отображения вида:

$$X_T = x_1, x_2, x_3, x_4 \rightarrow S_T \in [0, 100],$$

где  $x_1$  – отклонение цены от среднего значения;

$x_2$  – имидж фирмы-производителя;

$x_3$  – уровень сервисного обеспечения;

$x_4$  – достоверность выявления отказов модулей памяти.

Пусть для первого тестера имеем следующие значения определяющих факторов:  $x_1 = 3\%$ ,  $x_2 = 75$ ,  $x_3 = 75$ ,  $x_4 = 50$ . Для второго тестера установлены следующие значения факторов:  $x_1 = 25\%$ ,  $x_2 = 75$ ,  $x_3 = 75$ ,  $x_4 = 80$ . Тогда в результате нечеткого вывода получаем следующие значения спроса на тестеры:  $S_{T1} = 50\%$ ,  $S_{T2} = 57\%$ . Таким образом, несмотря на более высокую цену второго тестера, за счет его большей достоверности выявления отказов спрос на него будет на 7% больше.

Выводы. Экспертная система, основанная на нечетких правилах, позволяет грамотно ориентироваться на современном рынке тестеров, и выбирать прибор, наиболее полно соответствующий возможностям и требованиям пользователя.

### Литература

1. Мельников А.В., Рябцев В.Г. Контроль модулей памяти компьютеров. – К.: Корнійчук, 2001. – 172 с.
2. Проектирование и диагностика компьютерных систем и сетей / М.Ф. Бондаренко, Г.Ф. Кривуля, В.Г. Рябцев, С.А. Фрадков, В.И. Хаханов. – К.: НМЦВО, 2000. – 306 с.
3. Штовба Е.В. Моделирование конкурентоспособности бренда на основе нечетких баз знаний // Вестник Житомирского государственного технологического университета. – 2004. – № 4 (31). Том. II. – С. 168-179.

Надійшла 18.2.2007 р.

## ДОСЛІДЖЕННЯ ТА АНАЛІЗ БЛОКУВАННЯ ПРОЦЕСІВ В КОМП'ЮТЕРНІЙ СИСТЕМІ

*В роботі проведено аналіз відомих методів та алгоритмів уникнення взаємоблокувань процесів в комп'ютерній системі. В результаті дослідження встановлено, що вони не в повному обсязі вирішують поставлену задачу і не всі з них можна реалізувати в сучасних операційних системах. Тому ставиться задача розробки нових методів та засобів, які б дозволили прогнозувати входження процесу в стан взаємоблокування.*

### Вступ

В процесі експлуатації персональних комп'ютерів (ПК) досить часто виникає ситуація блокування процесів, що виконуються на них [1]. Причинами такого явища є помилки у програмному коді ПЗ, невідповідність ПЗ його специфікації. Наслідком такої ситуації є вихід з ладу апаратних складових, некоректне звертання програмного забезпечення (ПЗ) до пам'яті, конфліктні ситуації між різним ПЗ.

Для визначення і усунення причин і наслідків блокування процесів у комп'ютерній системі використовують різноманітні методи і засоби, а саме: семафори, монітори, м'ютекси [2-6], спеціалізовані діагностичні програми для перевірки програмної та апаратної цілісності ПК, тестери для перевірки справності апаратної частини [1]. Проте на практиці їх не завжди доцільно застосовувати для розв'язання задачі блокування.

Однією із проблем виконання програм на ПК є проблема уникнення входження в стан взаємоблокування. Дані питання досліджувались Дейкстрою, Хоаром, Брінч-Хансеном, Деккером, Петерсеном, Коффманом, Хольтом [2-10]. Розроблено багато методів та алгоритмів для уникнення взаємоблокувань процесів. Проте частина з них не може бути реалізованою в сучасних операційних системах (ОС) і носить теоретичний характер [2-6]. Інша частина при реалізації стає досить громіздкою в структурі операційної системи. Тому розробники ОС Windows та Unix не включали відомі алгоритми уникнення взаємоблокувань процесів. За умови виконання в системі не великої кількості процесів відсутність таких засобів була допустимою. Стрімкий розвиток апаратних засобів ПК, зростання об'єму та складності ПЗ і розв'язування на ПК масштабніших відповідальніших задач не повинно дозволяти стану взаємоблокування, що, в свою чергу, вимагає розробки нових підходів до розв'язання задачі блокування процесів.

### Постановка задачі

Відомі методи уникнення взаємоблокувань вимагають для своєї реалізації різних обсягів ресурсів. З іншого боку, перевантаження операційної системи цими задачами призводить до загального зменшення продуктивності обчислювальної системи. Як наслідок цього більшість виробників ОС відмовляються від реалізації методів уникнення взаємоблокувань, що негативно позначається на роботоздатності обчислювальної системи. Для виявлення можливостей розв'язання задач уникнення взаємоблокувань проведемо аналіз блокування процесів в обчислювальній системі.

Метою дослідження даної роботи є розроблення нових методів та засобів прогнозування стану процесів з метою уникнення їх взаємоблокувань, які б не були залежні від версії операційної системи певного класу та дозволяли визначати наближення процесів до стану взаємоблокування.

### Основна частина

Велика кількість ОС, які відрізняються особливостями реалізації внутрішніх алгоритмів керування основними ресурсами комп'ютера (процесорами, пам'яттю, пристроями), особливостями використаних методів проектування, типами апаратних платформ, областями використання й іншими властивостями, класифікується за різними ознаками [2-4]. Згідно з [3-6] за алгоритмом керування ресурсами операційні системи можна розділити на однозадачні, багатозадачні, однокористувацькі, багатокористувацькі, із витісняючою багатозадачністю та невитісняючою багатозадачністю.

Як відомо, основним ресурсом обчислювальної машини є її процесор (або процесори) [1, 7]. У кожному момент часу один процесор може виконувати тільки один процес. Однією з основних задач будь-якої багатокористувацької і багатозадачної операційної системи є організація планування процесів, оскільки вона безпосередньо впливає на ефективність функціонування обчислювальної машини. Існує декілька варіантів визначення процесу [2-10]. Процес (або по-іншому, завдання) – абстракція, що описує програму, яка виконується. Для операційної системи процес являє собою одиницю роботи, заявку на використання системних ресурсів. Тому кожному процесу мають бути виділені наступні системні ресурси: процесор, пам'ять, доступ до пристроїв вводу-виводу, файли.

Процес складається з коду програми, лічильника інструкцій, стеку, розділу даних. Для кожного процесу створюється свій блок керування [2, 5, 7], що поміщається в системну таблицю процесів, що знаходяться у ядрі. Ця таблиця містить масив структур блоків керування процесами. У кожному блоці містяться дані: слово стану процесу; пріоритет; величина кванта часу, виділеного системним планувальником; ступінь використання системним процесором; ознака диспетчеризації; ідентифікатор користувача, якому належить



процес; ефективний ідентифікатор користувача; реальний і ефективний ідентифікатори групи; група процесу; ідентифікатор процесу й ідентифікатор батьківського процесу; розмір образу, що розташовується в області підкачування; розмір сегментів коду й даних; масив сигналів, що очікують обробки.

Протягом існування процесу його виконання може бути багаторазово перервано й продовжено, тобто процеси змінюють свій стан [2-10]. Для того, щоб відновити виконання процесу, необхідно відновити стан його операційного середовища. Стан операційного середовища відображається контекстом процесу – станом реєстрів і програмного лічильника, режимом роботи процесора, показниками на відкриті файли, інформацією про незавершені операції вводу-виводу, кодами помилок виконуваних даним процесом системних викликів.

В багатозадачній комп'ютерній системі процеси можуть приймати наступні стани (рис. 1), а саме: стан "створений", стан "очікуючий", стан "виконуваний", стан "заблокований", стан "завершений". У системах із віртуальною пам'яттю додаються ще два стани: стан "вивантажений та очікуючий" і стан "вивантажений та заблокований".

Серед перерахованих станів найбільш критичним є стан "заблокований", у якому процес не може виконуватись, оскільки очікує отримання певного ресурсу. Якщо процес "заблокується" на ресурсі (файлі, семафорі, пристрої тощо), він буде усунутий з процесора (так як процес не може продовжувати виконання) і переведений в блокований стан. Процес буде залишатися "заблокований" доки відповідний ресурс не стане доступний. Про розблокування ресурсу заблокований процес повідомляє операційна система (про доступність ресурсу сама операційна система повідомляється з допомогою переривання). Як тільки операційна система дізнається, що процес розблокований, він переводиться в стан "готовий", з якого він може бути переведений в стан "виконуваний", в якому він зможе використати заново доступний ресурс.



Рис. 1. Діаграма станів процесу

На рис. 2, а представлена часова діаграма виконання процесів для однопроцесорної багатозадачної ОС, на рис. 2, б – для багатопроцесорної багатозадачної ОС.

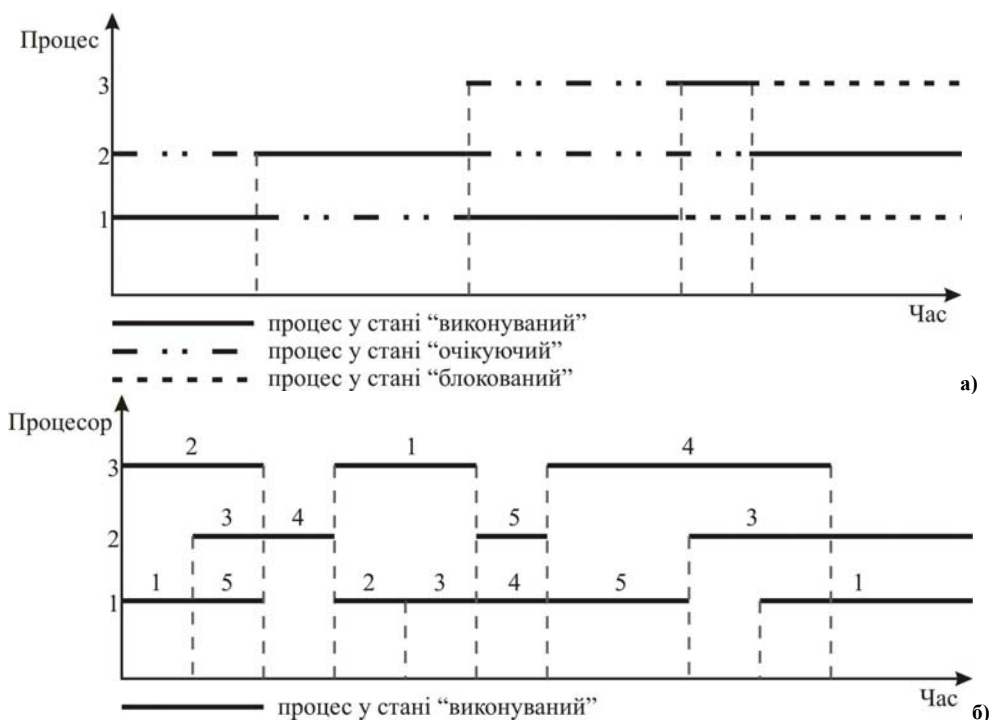


Рис. 2. Часова діаграма виконання процесів: а) для однопроцесорної багатозадачної ОС б) для багатопроцесорної багатозадачної ОС

Частковим випадком виконання процесів є стан взаємоблокування: коли два процеси намагаються захопити спільні ресурси і блокують виконання один одного; коли два процеси взаємодіють між собою і для свого продовження вимагають результати роботи один одного. Для вирішення задачі взаємоблокування

існують різноманітні методи і алгоритми [2-7, 9]. Проте вони мають ряд недоліків.

Метод уникнення взаємоблокувань “заборона на переривання” полягає у забороні усіх переривань при входженні процесу у критичну ділянку і дозволі усіх переривань при виході із неї [2, 4-6, 9]. Проблемою при такому підході є ймовірність настання ситуації, коли процес у результаті деякого збою у роботі не відновлює дозвіл на переривання при виході із критичної ділянки. Це призводить до блокування роботи усіх процесів операційної системи.

Метод уникнення взаємоблокувань “змінні блокування” полягає у використанні деякої загальної змінної із початком значенням 0, яка сигналізує про те, чи знаходиться певний процес у критичній ділянці [2, 4-6, 9]. Проблемою даного методу є те, що перш ніж один процес змінить значення змінної на 1, інший процес може отримати керування, виконати перевірку цієї змінної і увійти у критичну ділянку. Таким чином 2 процеси можуть одночасно опинитись у критичній ділянці.

Метод уникнення взаємоблокувань “строге чередування” полягає у почерговому входженні кожного процесу у критичну ділянку, що контролюється додатковою змінною [2, 4-6, 9]. Проблемою даного методу є те, що він не враховує швидкість виконання процесів і при наявності повільних процесів настає ситуація, коли більш швидкі процеси змушені довго очікувати їхнього завершення.

Алгоритм Деккера для уникнення взаємоблокувань полягає у використанні двох змінних: однієї, яка містить ім'я процесу, що має право на вхід у критичну ділянку в даний момент; і вектора, який містить імена процесів, що потребують входження у критичну ділянку [2, 4-6, 9]. Недоліком даного алгоритму є складність його реалізації в випадку наявності більш ніж для 2 процесів. Також він вимагає входження процесів у критичну ділянку у заданому порядку, що не враховує швидкість виконання процесів. Тому за наявності повільних процесів настає ситуація, коли більш швидкі процеси змушені довго очікувати їхнього завершення.

Алгоритм Петерсона для уникнення взаємоблокувань полягає також у використанні двох змінних: однієї, яка містить ім'я процесу, що має право на вхід у критичну ділянку в даний момент; і вектора, який містить імена процесів, що потребують входження у критичну ділянку [2, 4-6, 9]. Недоліком даного алгоритму є складність його реалізації у випадку наявності більш ніж для 2 процесів.

Метод уникнення взаємоблокувань “семафори” полягає у використанні спеціальних змінних, над якими визначені операції ініціалізації початковим значенням, збільшення значення на 1, зменшення значення на 1 [2, 4-6, 9]. Проблемою даного методу є неможливість передбачити якими розділюваними ресурсами буде володіти ОС і скільки потрібно буде використати семафорів. Також є ймовірність виникнення ситуації взаємоблокування із-за неправильного використання семафорів.

Метод уникнення взаємоблокувань “м'ютекси” полягає у використанні спеціальних змінних, які можуть знаходитись у 2 станах: заблокованому і неблокованому [2,4-6,9]. Але на відміну від семафорів у м'ютексів відсутнє активне очікування процесів перед входженням у критичну ділянку. Недоліком даного методу є необхідність використання спеціалізованої команди процесора TSL.

Метод вирішення уникнення взаємоблокувань “монітори” полягає у використанні набору процедур, змінних і інших структур даних, що об'єднані у особливий модуль [2,4-6,9]. Проблемою даного методу є те, що монітори є структурними компонентами компілятора, а сучасні компілятори не містять таких компонент.

Перераховані методи (табл. 1) не орієнтовані на реалізацію в сучасних операційних системах персональних комп'ютерів. Також вони не дозволяють передбачати виникнення ситуацій взаємоблокування для трьох і більше процесів.

Таблиця 1

#### Недоліки існуючих методів уникнення взаємоблокувань

№ п/п	Назва методу	Реалізація	Недоліки
	Заборона на переривання	Апаратна	Блокування роботи ОС, активне очікування
	Змінні блокування	Програмна	Часткове вирішення задачі блокування, активне очікування
	Строге чередування	Програмна	Зниження продуктивності роботи обчислювальної системи, активне очікування
	Алгоритм Деккера	Програмна	Складність програмної реалізації, активне очікування
	Алгоритм Петерсона	Програмна	Складність програмної реалізації для багатьох процесів, активне очікування
	Семафори	Програмна	Можливість блокування через порушення порядку використання, активне очікування
	М'ютекси	Програмно-апаратна	Наявність спеціалізованої команди процесора
	Монітори	Програмна	Необхідність підтримки на рівні компіляторів

#### Висновки

В результаті дослідження відомих методів та алгоритмів уникнення взаємоблокувань процесів в комп'ютерній системі встановлено, що вони не в повному обсязі вирішують поставлену задачу і не всі з них

придатні до реалізації в сучасних операційних системах. Проте масштабність задач, які розв'язуються на персональному комп'ютері, зростає і це вимагає вирішення задачі уникнення взаємоблокування. Тому задача розробки нових методів та засобів, які б дозволили прогнозувати входження процесу у стан взаємоблокування є актуальною.

### Література

1. Платонов Ю. М., Уткин Ю. Г. Диагностика зависания и неисправностей компьютера: Серия "Техномир". – Ростов-на-Дону: "Феникс", 2001. – 320 с.
2. Таненбаум Э., Вудхалл А. Операционные системы: разработка и реализация. Классика CS. – СПб: Питер, 2006. – 576 с.
3. Дейтел Г. Введение в операционные системы: В 2-х т: Пер. с англ.: Т. 1,2. – М.: Мир, 1987. – 398 с.
4. Вильям Столлингс. Операционные системы. – 4-е изд. – СПб: изд-во "Вильямс", 2002. – 848 с.
5. Таненбаум Э. Современные операционные системы: Пер. с англ.. – СПб: Питер, 2002. – 1040 с.
6. Дейтел Х.М., Дейтел П.Дж., Чофнес Д.Р. Операционные системы. Том 1: Основы и принципы: Перевод с английского. – М.: "Бином", 2006.
7. Хоар Ч. Взаимодействующие последовательные процессы: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. 264 с.
8. Элементы параллельного программирования // В.А. Вальковский, В.Е. Котов, А.Г. Марчук, Н.Н. Миренков; Под ред. В.Е. Котова. – М.: Радио и связь, 1983. – 240 с.
9. Таненбаум Э., М.Ван Стеен. Распределенные системы. Принципы и парадигмы (Серия "Классика computer science"). – СПб: Питер, 2003. – 877 с.
10. Робачевский А.М. Операционная система Unix. – 2 изд. – СПб: BHV-Санкт-Петербург, 2007. – 656 с.

## **Вимоги до оформлення рукопису**

**<http://visniktup.narod.ru/support/>**

**Рекомендовано до друку рішенням вченої ради Хмельницького державного університету,  
протокол №11 від 25.06.2003 р.**

Підп. до друку 26.06.2003 р. Ум.друк.арк. 19,17 Обл.-вид.арк. 18,24  
Формат А4, папір офсетний. Друк різнографією.  
Наклад 100, зам. № \_\_\_\_\_

---

Тиражування здійснено з оригінал-макету, виготовленого  
редакцією журналу “Вісник Технологічного університет Поділля”  
ПП Ковальський  
29000, м. Хмельницький, вул. Свободи, 53  
тел/факс (8-0382) 76-42-92