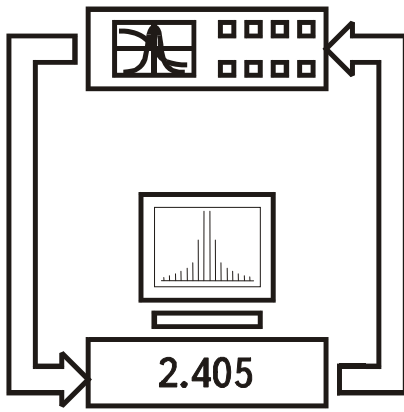


ISSN 2219-9365



*МІЖНАРОДНИЙ
НАУКОВО-ТЕХНІЧНИЙ
ЖУРНАЛ*

**ВИМІРЮВАЛЬНА
ТА
ОБЧИСЛЮВАЛЬНА
ТЕХНІКА
В
ТЕХНОЛОГІЧНИХ
ПРОЦЕСАХ**



ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ

Міжнародний науково-технічний журнал

ВИМІРЮВАЛЬНА ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНА ТЕХНІКА В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ

Заснований в травні 1997 р.

Виходить 2 рази на рік

Хмельницький, 2013, №2 (43)

Рекомендовано до друку рішенням вченої ради
Хмельницького національного університету, протокол № 11 від 26.06.2013 р.

Засновники:

**Хмельницький національний університет
Українська технологічна академія (м. Київ)**

Видавець: Хмельницький національний університет

Затверджений як фахове видання
Постановою президії ВАК України
від 10.02.2010 № 1-05/1

Включено у РИНЦ
згідно договору № 212-04/2013

http://vak.org.ua/docs//prof_journals/journal_list/whole.pdf http://elibrary.ru/title_about.asp?id=37653

Головний редактор д.т.н., проф. І.В. Троцишин

Редакційна колегія:

І.Л.Афонін (Україна, Севастополь), **В.І.Водотовка** (Україна, Київ), **Г.Ф.Гордієнко** (Україна, Хмельницький), **В.Б.Дудикевич** (Україна, Львів), **Ж.Е.Желкобаев** (Росія, Москва), **С.М.Злепко** (Україна, Вінниця), **Г.С.Калда** (Україна, Хмельницький), **В.Г.Камбург** (Росія, Пенза), **В.Г.Каплун** (Україна, Хмельницький), **С.А.Кравченко** (Росія, Санкт-Петербург), **В.П.Кожем'яко** (Україна, Вінниця), **В.М.Кичак** (Україна, Вінниця), **В.Т.Кондратов** (Україна, Київ), **В.Д.Косенков** (Україна, Хмельницький), **І.В.Кузьмін** (Україна, Вінниця), **Я.І.Лепіх** (Україна, Одеса), **А.О.Мельник** (Україна, Львів), **Ю.Ф.Павленко** (Україна, Харків), **О.М.Петренко** (Англія, Лоднон), **М.Б.Проценко** (Україна, Одеса), **О.П.Пунченко** (Україна, Одеса), **В.П.Ройзман** (Україна, Хмельницький), **О.П.Ротштейн** (Ізраїль, Єрусалим), **В.П.Тарасенко** (Україна, Київ), **Ю.О.Скрипник** (Україна, Київ, голова редакційної колегії), **М.М.Сурду** (Україна, Київ), **П.М.Сопрунюк** (Україна, Львів), **О.П.Стахов** (Канада), **Й.І.Стенцель** (Україна, Северодонецьк), **М.А.Філінюк** (Україна, Вінниця), **О.Б.Шарпан** (Україна, Київ).

Відповідальний секретар І.В. Троцишин

Технічний редактор К.Л. Горященко

Редактор-коректор К.Л. Горященко

Адреса редакції: редакція журналу "Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах", (кімн. 4-209), Хмельницький національний університет, вул. Інститутська 11, м. Хмельницький, 29016, Україна, **тел:** (+38) 097-684-34-29.

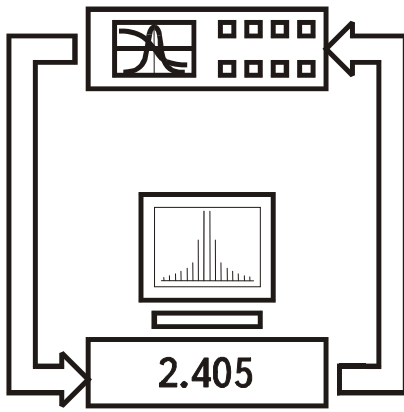
E-mail: vottp.tiv@gmail.com

web: <http://fetronics.ho.com.ua>

Зареєстровано Міністерством юстиції України
Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації
Серія КВ №16040-4512ПР від 16 грудня 2009 року.

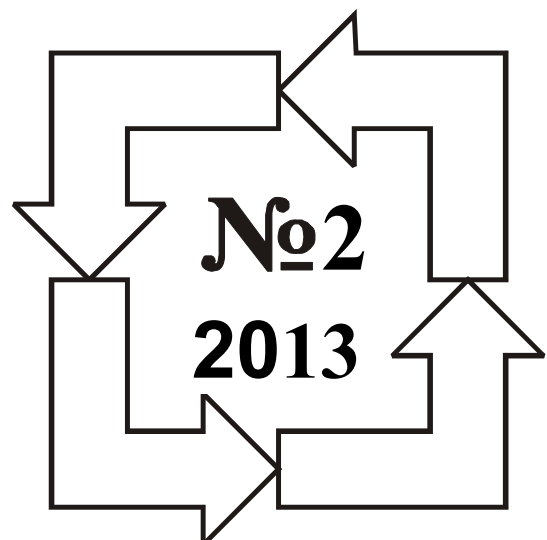
© Хмельницький національний університет, 2013
© Редакція "Вимірювальна та обчислювальна
техніка в технологічних процесах", 2013

ISSN 2219-9365



*INTERNATIONAL
SCIENTIFIC-TECHNICAL
MAGAZINE*

**MEASURING
AND
COMPUTING
DEVICES
IN
TECHNOLOGICAL
PROCESSES**



KHMELNITSKY

International scientific-technical magazine

**MEASURING AND COMPUTING DEVICES
IN TECHNOLOGICAL PROCESSES**

Founded in 1997 May

Published 2 times in a year

Khmelnitsky, 2013, №2 (43)

**Advised for printing by solution of scientific council of
Khmelnitsky national university, protocol № 11 from 26.06.2013**

Founders:

Khmelnitsky national university, Khmelnitsky, Ukraine

Ukrainian Technological Academy, Kyiv, Ukraine

Publisher: Khmelnitsky national university, Khmelnitsky, Ukraine

**Approved as a professional publication the decision
of Higher Attestation Commission
at 10.02.2010, № 1-05/1**

**Included in Russian Index
of Scientific Citations
according to the contract № 212-04/2013**

http://vak.org.ua/docs/prof_journals/journal_list/whole.pdf http://elibrary.ru/title_about.asp?id=37653

Chief Editor Ivan V. Trotsishin

Editorial board:

I.L.Afonin (Ukraine, Sevastopol), **V.I.Vodotovka** (Ukraine, Kyiv), **G.F.Gordienko** (Ukraine, Khmelnitsky), **V.B.Dudikevich** (Ukraine, Lviv), **Z.E.Zhelkobaev** (Russia, Moskau), **S.M.Zlepko** (Ukraine, Vinnitsa), **G.S.Kalda** (Ukraine, Khmelnitsky), **V.G.Kamburg** (Russia, Penza), **V.G.Kaplun** (Ukraine, Khmelnitsky), **S.A.Kravchenko** (Russia, St.Petersburg), **V.P.Kojemiako** (Ukraine, Vinnitsa), **V.M.Kytshak** (Ukraine, Vinnitsa), **V.T.Kondratov** (Ukraine, Kyiv), **V.D.Kosenkov** (Ukraine, Khmelnitsky), **I.V.Kuzmin** (Ukraine, Vinnitsa), **Y.I.Lepikh** (Ukraine, Odessa), **A.O.Melnik** (Ukraine, Lviv), **J.F.Pavlenko** (Ukraine, Kharkiv), **O.M.Petrenko** (England, London), **M.B. Protsenko** (Ukraine, Odessa), **O.P. Punthenko** (Ukraine, Odessa), **V.P.Roizman** (Ukraine, Khmelnitsky), **A.P.Rotshtein** (Israel, Jerusalem), **V.P.Tarasenko** (Ukraine, Kyiv), **J.O.Skripnik** (Ukraine, Kyiv, editor-in-chief of editorial board), **M.M.Surdu** (Ukraine, Kyiv), **P.M.Sopruniuk** (Ukraine, Lviv), **O.P.Stakhov** (Canada), **J.I.Stencil** (Ukraine, Severodonetsk), **M.A.Filiniuk** (Ukraine, Vinnitsa), **O.B.Sharpan** (Ukraine, Kyiv).

Responsible secretary I.V. Trotsishin

Technical editor K.L. Horiashchenko

Editor-corrector K.L. Horiashchenko

Address of editorial office: *editorial office of magazine "Measuring and Computing Devices in Technological Processes", Khmelnitsky national university, Ukraine, 29016, Khmelnitsky, 11 Institut'ska str., (4-209 room), phone: (+38) 097-684-34-29 (Russian, Ukrainian only).*

E-mail: vottp.tiv@gmail.com

web: <http://fetronics.ho.com.ua>

Subscribed by Ministry of Justice of Ukraine

Certificate about governmental registration of publishing means of mass information

Series "KV" №16040-4512PR, December ,16, 2009.

© **Khmelnitsky national university, 2013**
© **Magazine "Measuring and Computing
Devices in Technological Processes", 2013**

ЗМІСТ

ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ МЕТРОЛОГІЇ, ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ І ТЕХНОЛОГІЙ	
О. М. ШТУНДЕР, М. П. ДИВАК. ДВОКРИТЕРІАЛЬНИЙ МЕТОД СИНТЕЗУ АПРОКСИМУЮЧОЇ ФУНКЦІЇ В ЗАДАЧАХ НАБЛИЖЕННЯ ІЗ ЗАДАНОЮ ТОЧНІСТЮ	7
В.Т. КОНДРАТОВ, І.А. САХНЮК. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕНИ НАРАБОТКИ НА МЕТРОЛОГИЧЕСКИЙ ОТКАЗ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ	14
ОПТИЧНІ ТА ФІЗИКО-ХІМІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ	
Д.С. ГРОМОВИЙ, С.П. ЛУЦЕНКО, А.С. МЕЛЬНИЧУК, Я.М. СИДОРУК. МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ ДИСПЕРСІЇ У ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ ЛІНІЯХ З РОЗНЕСЕНИМ ВХОДОМ І ВИХОДОМ	24
О.В. КОЧАН. ПІЧ З КЕРОВАНИМ ПРОФІЛЕМ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ ДЛЯ КОМПЕНСАЦІЇ ПОХИБКИ НЕОДНОРІДНОСТІ ТЕРМОПАР	27
В. Н. ЧЕГРИНЕЦ. КОРРЕКЦИЯ ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ УРОВНЯ С ПОМОЩЬЮ ПОЛИМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ	33
С.А. ПОДПОРИН, Э.Б. ВЕЛИЕВ. ТРЕБОВАНИЯ К СИСТЕМАМ ИЗМЕРЕНИЯ КУРСА ДЛЯ ОФФШОРНЫХ СУДОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ	39
В.В. ГОРИН. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ФОРМУЛИРОВКА И МЕТОДИКА РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ КОНДЕНСАЦИИ НЕПОДВИЖНОГО ПАРА НА ПРОФИЛИРОВАННОЙ ПОВЕРХНОСТИ	45
ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ ТА РАДІОТЕХНІЧНІ ВИМІРЮВАННЯ	
І.В. ТРОЦИШИН, Н.І. ТРОЦИШИНА, М.І. ТРОЦИШИН. МЕТОДОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ ЦАП-АЦП С ПРОГРАММИРУЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АТТЕНУАТОРА-ДЕЛИТЕЛЯ ТРОЦИШИНА И ИХ ИССЛЕДОВАНИЕ	50
К.Л. ГОРЯЩЕНКО, О.В. ГОРБАЧ, С.А. ГУЦАЛ. СУЧАСНІ МЕТОДИ ДІАГНОСТИЧНОГО ТЕСТУВАННЯ СТАНУ ПРОВІДНИКОВИХ ЛІНІЙ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЇХ ВПРОВАДЖЕННЯ У ПРАКТИЦІ	56
І.В. ГУЛА. ВИЗНАЧЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ МЕТОДУ КОІНЦИДЕНЦІЇ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ФАЗОВИХ ЗСУВІВ СИГНАЛІВ	62
В.Р. ЛЮБЧИК; О.К. ЯНОВИЦЬКИЙ; М.В. ГОЛОВАТИЙ. ВИЗНАЧЕННЯ РАДІАЛЬНОЇ ШВИДКОСТІ ТА ДАЛЬНОСТЕЙ ОБ'ЄКТІВ БАГАТОЧАСТОТНИМ ФАЗОВИМ МЕТОДОМ	67
П.А. БУГАЄВ. ИЗМЕРИТЕЛЬ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЧ УСТРОЙСТВ, ПОСТРОЕННЫЙ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОГО МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА	71
Г.Г. БОРТНИК, М.В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ. ПРИСТРІЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ	78
Г.Г. БОРТНИК, М.В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ, О.В. СТАЛЬЧЕНКО. ПРИСТРІЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ	82
С.К. ПІДЧЕНКО, А.А. ТАРАНЧУК, О.О. ГУМЕНЮК, О.В. КАЛЬВАТИНСЬКИЙ. ВИСОКОСТАБІЛЬНИЙ КВАРЦОВИЙ ГЕНЕРАТОР З ЦИФРОВОЮ КОМПЕНСАЦІЄЮ ТЕМПЕРАТУРНОЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ЧАСТОТИ	86
А.Ф. КАДАЦКИЙ, И.П. МАЛЯВИН, А.А. ГРАБОВОЙ. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ	92
В. С. ДУБРОВИН, В. В. НИКУЛИН, А. В. НИКУЛИН. БЕЗЫНЕРЦИОННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ФОРМИРОВАТЕЛЯ КВАДРАТУРНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ	98
Д.В. КУЗНЕЦОВ. АНАЛИЗ ДЕГРАДАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ, ВОЗНИКАЮЩИХ В ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОД ВЛИЯНИЕМ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ	101
ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ ТА ОБЧИСЛОВАЛЬНІ СИСТЕМИ І КОМПЛЕКСИ В ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПРОЦЕСАХ	
Г.М. КЛЕЩЕВ. ИНТЕГРИРОВАННАЯ АДАПТИВНАЯ СКВОЗНАЯ СИСТЕМА АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТНЫХ РАБОТ ПОДГОТОВКИ ПРОИЗВОДСТВА И ИЗГОТОВЛЕНИЯ ДЕТАЛЕЙ ШТАМПОВ	108
В.С. ГЛУХОВ, Р. ЕЛІАС. ОСОБЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ДВІЙКОВИХ ПОЛІВ ГАЛУА З ВЕЛИКИМ СТЕПЕНЕМ ПРИ ОПРАЦЮВАННІ ЦИФРОВИХ ПІДПИСІВ	112
А.А. БОРИСЕНКО, А.Е. ГОРЯЧЕВ. МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОШИБОК В ПЕРЕСТАНОВКАХ	117
Р.Н. КВЕТНИЙ, О.А. РЕМИННИЙ. МЕТОДОЛОГИЯ ТЕСТУВАННЯ НЕФУНКЦІОНАЛЬНИХ ВИМОГ ТА ЯКІСНИХ АТРИБУТИВ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ	120
О.Н. РОМАНЮК, С.О. РОМАНЮК, М.П. ПІДДУБЕЦЬКА. АНАЛІЗ МЕТОДІВ АНІЗОТРОПНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ТЕКСТУР	123

С.О. РОМАНИЮК, О.В. РОМАНИЮК, Д.Л. БЛАГОДИР ВИЗНАЧЕННЯ СКАЛЯРНОГО ДОБУТКУ ДВОХ ВЕКТОРІВ, ЗАДАНИХ У ПОЛЯРНИХ КООРДИНАТАХ, ДЛЯ ЗАДАЧ КОМП'ЮТЕРНОЇ ГРАФІКИ	128
Ю.В. ПОРЕМСЬКИЙ, О.В. ВАСЬКОВСЬКИЙ. ЗАСТОСУВАННЯ ДВОМІРНИХ ВЕЙВЛЕТ ПЕРЕТВОРЕНЬ В ЗАДАЧІ ВИЗНАЧЕННЯ ГРАНИЦЬ	132
БІОМЕДИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ І ТЕХНОЛОГІЇ	
Я. В. САВЕНКО, Ф. М. РЕПА. ЛІКУВАЛЬНО-ДІАГНОСТИЧНИЙ КОМПЛЕКС МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ	136
Н.І. ЗАБОЛОТНА, С.В. КОСТЮК, О.В. ДРОНЕНКО. ДІАГНОСТИЧНІ ОБМЕЖЕННЯ МЮЛЛЕР-МАТРИЧНОЇ ТОМОГРАФІЇ ОПТИЧНО ТОВСТИХ БАГАТОШАРОВИХ БІОЛОГІЧНИХ ТКАНИН	140
С.В. ПАВЛОВ, Д.В. ВОВКОТРУБ. СТВОРЕННЯ БЛОКІВ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ БІОМЕДИЧНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ АНАЛІЗУ СТРУКТУРНИХ ЗМІН ПРИ ДІАГНОСТИЦІ ТОМОГРАМ ОКА ОКТ	146
S.V. PAVLOV, A.O. ROZHMAN, N.P. BABYUK, I.D. IVASYUK. USING OF FUZZY EXPERT METHOD FOR DIAGNOSING GLAUCOMA	152
В.Т. КОНДРАТОВ. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕССА МИКРОЦИРКУЛЯЦИИ КРОВИ В ПАЛЬЦАХ КОНЕЧНОСТЕЙ ЧЕЛОВЕКА НЕИНВАЗИВНЫМ СПЕКТРОФОТОМЕТРИЧЕСКИМ МЕТОДОМ	158
ОБМІН ПРАКТИЧНИМ ДОСВІДОМ ТА ТЕХНОЛОГІЯМИ	
М.В. АНАНЬЄВ, О.Б. ЦЕЛІЩЕВ, М.Г. ЛОРІЯ, П.Й. ЄЛІССЄВ. АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ СПОСОБУ НАЛАШТУВАННЯ РЕГУЛЯТОРІВ З ВИКОРИСТАННЯМ КВАДРАТИЧНОЇ ОПТИМІЗАЦІЙНОЇ ФУНКЦІЇ	172
Я. В. САВЕНКО, А. Я. ШТЕНДЕРА. ДОСЛІДЖЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ УПРАВЛІННЯ КОНКУРЕНТОСПРОМОЖНІСТЮ ПРОДУКЦІЇ	178
Г.М. КЛЕЩЁВ, О.И. ЛЕЩЕНКО, М.Г.КЛЕЩЕВ. УПРАВЛЕНИЕ ПОДГОТОВКОЙ ПРОИЗВОДСТВА СТАНДАРТИЗОВАННЫХ ДЕТАЛЕЙ ШТАМПОВ НА БАЗЕ СПЕЦСТАНКА В СРЕДЕ ИНТЕГРИРОВАННОЙ СКВОЗНОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТНЫХ РАБОТ	182
Т. О. САВЧУК, В.С. РОМАНОВ. ОЦІНЮВАННЯ ФІНАНСОВОЇ СТАБІЛЬНОСТІ ПІДПРИЄМСТВА З ВИКОРИСТАННЯМ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ	185
В.В. КОРЧИНСКИЙ, В.В. БЕЗЗУБЕНКО, М.А. БОВТРИЮК. МЕТОД ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА КАНАЛА В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРЕДНАМЕРЕННОЙ ПОМЕХИ	192
ПРЕЦИЗІЙНІ ВИМІРЮВАННЯ ТА НОВІТНІ ТЕХНОЛОГІЇ	
Т. О. САВЧУК, А. С. БУРЯК. ВИКОРИСТАННЯ ФУНКЦІЇ В. ЛЕВЕНШТЕЙНА ПРИ ТЕМАТИЧНОМУ ПОШУКУ ІНФОРМАЦІЇ	195
А.Г. ЛОЖКОВСЬКИЙ, Є. Б. КУЛІШ, О.В. ВЕРБАНОВ, В.М. КОЛЧАР, В.Ю. ГОРДІЄНКО. ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ МУЛЬТИСЕРВІСНОЇ МЕРЕЖІ ЗВ'ЯЗКУ ТА АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОЇ МАРШРУТИЗАЦІЇ	200
О.О. СЕМЕНОВА, А.О. СЕМЕНОВ. ВИКОРИСТАННЯ ФАЗІ-КОНТРОЛЕРА ДЛЯ МАРШРУТИЗАЦІЇ ПАКЕТІВ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖАХ	206
Н. П. ОЧЕРЕТНЮК, М. П. ДИВАК. СТРУКТУРНА ІДЕНТИФІКАЦІЯ ІНТЕРВАЛЬНОЇ МОДЕЛІ ПРОЦЕСУ СУШІННЯ ГІПСОКАРТОНУ	211

УДК 519.651, 517.518.8

О. М. ШТУНДЕР, М. П. ДИВАК

Тернопільський національний економічний університет

ДВОКРИТЕРІАЛЬНИЙ МЕТОД СИНТЕЗУ АПРОКСИМУЮЧОЇ ФУНКЦІЇ
В ЗАДАЧАХ НАБЛИЖЕННЯ ІЗ ЗАДАНОЮ ТОЧНІСТЮ

Розглянуто існуючі методи наближення функцій з заданою точністю та встановлено їх недоліки. Запропоновано новий двокритеріальний метод побудови апроксимуючої функції та обчислювальну схему його реалізації на основі аналізу інтервальних даних.

Ключові слова: апроксимація функції, інтервальний аналіз, моделювання.

The existing methods of approximation the functions with given accuracy are considered in this paper and their disadvantages shown. A new two-criterion method of synthesis the approximating function and it's computational scheme based on the analysis of interval data are proposed.

Keywords: approximation of function, interval analysis, modeling.

Вступ

При проектуванні технічних систем необхідним є використання графіків характеристик їх компонент. Наприклад, при побудові джерел електроживлення на високочастотних магнітних ключах [1], важливим є вибір характеристик напівпровідникових елементів, зокрема транзистора у перетворювачі. В існуючих САПР режими роботи нелінійних елементів обирають на основі графіків, наведених в літературі [1], і задають у вигляді вхідних даних. Такий процес ускладнений необхідністю перегляду великої кількості даних щодо коефіцієнтів нелінійних елементів, а використання графічного представлення характеристик не дає бажаної точності задання вхідних даних. Тому доцільно апроксимувати характеристики нелінійних елементів системи деякими функціями із заданою точністю. Більше того, доцільно створити бази даних цих характеристик та інтегрувати їх в існуючі САПР. При цьому важливо, щоб точність представлення характеристик у вигляді апроксимуючих функцій була достатньою для різних робочих точок нелінійних елементів, чим і обґрунтовується актуальність теми досліджень.

Огляд існуючих методів апроксимації таблично-заданих функцій

Найчастіше для апроксимації таблично-заданих функцій використовують метод найменших квадратів (МНК) [2], що ґрунтується на мінімізації середньоквадратичного відхилення, метод мінімізації максимального відхилення (Чебишевське наближення) [2] та інтерполяційні методи. Проведемо аналіз цих методів з точки зору розв'язування поставленої задачі.

МНК широко застосовують на практиці для задач апроксимації з метою мінімізації середньоквадратичного відхилення між значеннями таблично-заданої функції та апроксимуючої функції. Середньоквадратичне відхилення записують у такому вигляді:

$$\Psi = \sum_{i=1}^n (z_i - \tilde{z}(\bar{x}_i))^2,$$

де z_i - значення таблично-заданої функції, $\tilde{z}(\bar{x}_i)$ - значення апроксимуючої функції у вузлах \bar{x}_i .

Проте вказаний метод є непридатним для задачі апроксимації характеристик нелінійних елементів із заданою точністю, оскільки, по-перше, вимагає задання виду апроксимуючої функції, по-друге, забезпечує тільки мінімізацію середньоквадратичного відхилення, тим часом як для технічних застосувань більш важливим є мінімізація деякого відхилення в конкретних заданих точках. Зазначену задачу можна розв'язувати методом мінімізації максимального відхилення на основі Чебишевського наближення:

$$\Psi = \min_{\bar{x} \in \Upsilon} \max_{i=1..m} |z_i - \tilde{z}(\bar{x}_i)|,$$

де z_i - значення таблично-заданої функції, $\tilde{z}(\bar{x}_i)$ - значення апроксимуючої функції у вузлах \bar{x}_i , Υ - область значень аргументів.

Зазначений метод, з точки зору поставленої задачі, має суттєву перевагу, але в той же час, аналогічно як і МНК, ґрунтується на попередньо заданій апроксимуючій функції. Іншим недоліком такого наближення є неможливість отримати апроксимацію з заданою точністю у вузлах. Це є важливим, коли вимагають наблизити ділянки кривої, які задають характеристики нелінійного елемента з різною точністю.

В інтерполяційних методах вигляд апроксимуючої функції є завжди заданим, тобто при наближенні кількість невідомих коефіцієнтів апроксимуючої функції має збігатись з кількістю вузлів [2]. Таким чином цей метод забезпечує високу точність наближення у вузлових точках, але залишається невідомою точність наближення в інших, не вузлових точках. Збільшення кількості вузлів суттєво ускладнює апроксимуючу

функцію, що в свою чергу призводить до зростання обчислювальної складності. Тому цей метод не придатний для розв'язування вище поставленої задачі.

У працях [3, 4, 5] розглянуто методи наближення таблично-заданих функцій із заданою точністю на основі методів аналізу інтервальних даних. Перевагою цих методів є можливість отримання апроксимуючої функції, яка із заданою в різних вузлах точністю забезпечує відтворення апроксимуючих характеристик. Проте ці методи, як правило, також вимагають задання вигляду апроксимуючої функції. Тому метою досліджень є розробка методу побудови апроксимуючої функції із застосуванням аналізу інтервальних даних за двома критеріями: мінімізація «складності» апроксимуючої функції та забезпечення гарантованої точності у вузлах.

Постановка задачі апроксимації таблично-заданих функцій із заданою точністю методами аналізу інтервальних даних

Розглянемо випадок задання таблично-заданої функції $z(\bar{x})$ у вигляді

$$\bar{x}_i \longrightarrow z_i, i = 1, \dots, N,$$

де \bar{x}_i - вектор значень аргументів таблично-заданої функції для фіксованого вузла; z_i - значення функції у вузлі.

Будемо апроксимувати вказану таблично-задану функцію, лінійним за параметрами, рівнянням:

$$\tilde{z}(\bar{x}_i) = \bar{\varphi}^T(\bar{x}_i) \cdot \bar{\beta}, i = 1, \dots, N, \tag{1}$$

де $\bar{\beta} = (\beta_1, \dots, \beta_m)^T$ - вектор невідомих коефіцієнтів функції;

$\bar{\varphi}^T(\bar{x}_i) = (\varphi_1(\bar{x}_i), \dots, \varphi_m(\bar{x}_i))$ - вектор відомих базисних функцій.

Задамо точність апроксимації ξ_i , різною у кожному вузлі

$$|z_i - \tilde{z}(\bar{x}_i)| \leq \xi_i, \quad i = 1, \dots, N. \tag{2}$$

За цих умов, справедливими є належності:

$$\tilde{z}(\bar{x}_i) \in [z_i - \xi_i; z_i + \xi_i], \quad i = 1, \dots, N, \tag{3}$$

які дають можливість здійснювати апроксимацію в межах заданої похибки $\xi_i, i = 1, \dots, N$. На основі (3) запишемо таку систему обмежень:

$$\begin{cases} z_1^- \leq \tilde{z}(\bar{x}_1) \leq z_1^+; \\ \vdots \\ z_i^- \leq \tilde{z}(\bar{x}_i) \leq z_i^+; \\ \vdots \\ z_N^- \leq \tilde{z}(\bar{x}_N) \leq z_N^+, \end{cases} \tag{4}$$

де $z_i^- = z_i - \xi_i; z_i^+ = z_i + \xi_i$.

Підставляючи у систему (4) значення $\tilde{z}(\bar{x}_i)$ із виразу (1) отримаємо таку систему:

$$\begin{cases} z_1^- \leq \beta_1 \varphi_1(\bar{x}_1) + \dots + \beta_m \varphi_m(\bar{x}_1) \leq z_1^+; \\ \vdots \\ z_i^- \leq \beta_1 \varphi_1(\bar{x}_i) + \dots + \beta_m \varphi_m(\bar{x}_i) \leq z_i^+; \\ \vdots \\ z_N^- \leq \beta_1 \varphi_1(\bar{x}_N) + \dots + \beta_m \varphi_m(\bar{x}_N) \leq z_N^+, \end{cases} \tag{5}$$

Отримана система є інтервальною системою лінійних алгебричних рівнянь (ІСЛАР). Властивості цієї системи достатньо досліджені методами інтервального аналізу [4]. Зокрема, як відомо [4], розв'язком системи (5) є область оцінок коефіцієнтів $\bar{\beta}$ апроксимуючої функції (1), яка в просторі коефіцієнтів є опуклим многогранником. Для знаходження точкових значень коефіцієнтів необхідно розв'язувати задачі лінійного програмування [4]. Проте, у нашому випадку загальний вигляд апроксимуючої функції є невідомим, тому алгоритм розв'язування поставленої задачі суттєво ускладнюється.

Очевидно, що в даному випадку задача є двокритеріальною. Перший критерій – забезпечення сумісності інтервальної системи (5), другий – мінімізація «складності» апроксимуючої функції. Під кількісним показником складності апроксимуючої функції будемо розуміти кількість m коефіцієнтів цієї функції. Тоді формальну постановку задачі апроксимації таблично-заданої функції у даних умовах сформулюємо у такому вигляді:

$$m \rightarrow \min, \tag{6}$$

за умови сумісності ІСЛАР (5).

Особливості методу синтезу апроксимуючої функції

Для перевірки сумісності ІСЛАР достатньо розв'язати одну із задач лінійного програмування $\vec{\beta}_i \rightarrow \min$. Проте, досвід використання відомих методів лінійного програмування, зокрема симплекс

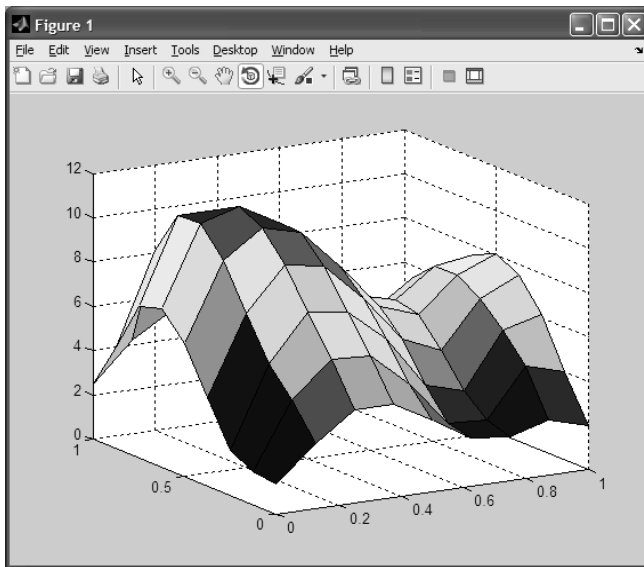


Рис. 1. Графічне представлення таблично-заданої функції

рисунку 1 графічно представлено обрану функцію.

Задамо апроксимуючу функцію у такому вигляді:

$$\tilde{z}(\vec{x}_i) = \beta_1 + \beta_2 \cdot x + \beta_3 \cdot y + \beta_4 \cdot x \cdot y + \dots + \beta_{m-1} y^m + \beta_m x^n,$$

При використанні пакету INTERDAT розв'язок був відсутній у зв'язку з великою розмірністю задачі, а при застосуванні Optimization Toolbox в MATLAB, який містить програми для розв'язування задач лінійного програмування, незалежно від вибору апроксимуючої функції, навіть при збільшенні кількості коефіцієнтів β_m до $m = 25$, теж неможливо було знайти розв'язок.

Тому спираючись на проведені дослідження, було запропоновано інший метод розв'язування вказаної вище двокритеріальної задачі (6) за умов (5), в основу якого покладено принцип індуктивного методу синтезу структури апроксимуючої функції та принцип послідовного її ускладнення [4].

Суть запропонованого методу полягає у початковому виборі деякої множини вузлів і побудові на цій множині вузлів деякої функції, яка з гарантованою точністю апроксимує значення у вузлових точках. Якщо отримана функція не забезпечує заданої точності в межах усіх вузлів, то ускладнюємо апроксимуючу функцію і оцінюємо її коефіцієнти на цій же вибірці вузлових точок із доданою до неї ще однією точкою, в якій встановлена максимальна розбіжність між інтервальними значеннями апроксимуючої $[\tilde{z}^-(\vec{x}_i); \tilde{z}^+(\vec{x}_i)]$ та таблично-заданої $[z_i^-; z_i^+]$ функцій. Апроксимуючу функцію ускладнюємо до тих пір, поки точність апроксимації в усіх вузлових точках не досягне заданої. Максимальну розбіжність між інтервальними значеннями апроксимуючої та таблично-заданої функціями визначимо показником якості наближення $\delta(\vec{x}_i)$.

Показник якості наближення $\delta(\vec{x}_i)$ таблично-заданою функції апроксимуючою функцією запишемо у такому вигляді [5]:

якщо $[\tilde{z}(\vec{x}_i)] \cap [z_i] = \emptyset$, $i = 1, \dots, N$, тоді

$$\begin{aligned} \delta(\vec{x}_i) &= \max_{i=1 \dots N} \{mid([\tilde{z}(\vec{x}_i)]) - mid([z_i])\} = \\ &= \max_{i=1 \dots N} \{mid([\tilde{z}(\vec{x}_1)], \dots, [\tilde{z}(\vec{x}_i)], \dots, [\tilde{z}(\vec{x}_N)]) - mid([z_1], \dots, [z_i], \dots, [z_N])\}, \end{aligned} \quad (7)$$

якщо $[\tilde{z}(\vec{x}_i)] \cap [z_i] \neq \emptyset$, $i = 1, \dots, N$, тоді

$$\begin{aligned} \delta(\vec{x}_i) &= \max_{i=1 \dots N} \{wid([\tilde{z}(\vec{x}_i)]) - wid([\tilde{z}(\vec{x}_i)] \cap [z_i])\} = \max_{i=1 \dots N} \{wid([\tilde{z}(\vec{x}_1)], \dots, [\tilde{z}(\vec{x}_i)], \dots, [\tilde{z}(\vec{x}_N)]) - \\ &\quad - wid([\tilde{z}(\vec{x}_1)], \dots, [\tilde{z}(\vec{x}_i)], \dots, [\tilde{z}(\vec{x}_N)] \cap [z_i])\}, \end{aligned} \quad (8)$$

де $mid(\bullet)$, $wid(\bullet)$ - операції визначення центру та ширини інтервалу, відповідно.

Умовою завершення обчислювальної процедури є: $\delta(\vec{x}_i) = 0$, $i = 1, \dots, N$.

Особливість запропонованого підходу полягає у тому, що складена ІСЛАР (5) для заданого виду апроксимуючої функції є «насиченою», тобто кількість інтервальних рівнянь співпадає з кількістю

невідомих коефіцієнтів апроксимуючої функції ($N = m$). Отже, у цьому випадку ІСЛАР (5) завжди буде сумісною, а її розв'язком є множина коефіцієнтів у вигляді паралелотопа Ω_m з 2^m вершинами [4]. За вектор коефіцієнтів апроксимуючої функції можна вибрати центр паралелотопа, який обчислюють за формулою [4]:

$$\vec{\beta} = \frac{1}{2^m} \sum_{s=1}^{2^m} \vec{\beta}_s = F^{-1} \cdot \vec{Z}, \quad (9)$$

де F - матриця значень базисних функцій, \vec{Z} - вектор середнього арифметичного усіх векторів, складених із межових значень, а його компоненти - середні інтервальні значення $\bar{z}_i = (z_i^- + z_i^+) / 2, i = 1..m$, тобто:

$$\vec{Z} = \frac{1}{2^m} \sum_{s=1}^{2^m} \vec{Z}_s = (\bar{z}_1, \dots, \bar{z}_m)^T. \quad (10)$$

Враховуючи, що значення показника якості наближення між значеннями апроксимуючої і таблично-заданою функціями у вузлах описаний у вигляді (7) або (8), необхідно отримати допустимий коридор для апроксимуючої функції $[\tilde{z}^-(\bar{x}_i), \tilde{z}^+(\bar{x}_i)]$. Для цього використаємо Лему 4.1, наведену у праці [4], згідно з якою при $N = m$ у паралелотоп Ω_m можна вписати m -вимірний еліпсоїд Q_m^- :

$$Q_m^- = \left\{ \vec{\beta} \in R^m \left| \left(\vec{\beta} - \vec{\beta} \right)^T \cdot (F^T \cdot E^{-2} \cdot F)^{-1} \cdot \left(\vec{\beta} - \vec{\beta} \right) \leq 1 \right. \right\}, \quad (11)$$

який дотикається до центрів усіх граней. Матриця E є діагональною матрицею похибок апроксимації $\xi_i = \frac{1}{2} \cdot (z^+ - z^-)$.

Приклад такої апроксимації паралелотопа еліпсоїдом наведено на рис. 2 для випадку $m=2$. Тоді коридор значень апроксимуючої функції матиме вигляд:

$$[\tilde{z}(\bar{x}_i)]_{\vec{\beta} \in Q_m} = \left[\vec{\varphi}^T(\bar{x}_i) \cdot \vec{\beta} - \frac{1}{2} \Delta_{\tilde{z}(\bar{x}_i)} \Big|_{\vec{\beta} \in Q_m}; \vec{\varphi}^T(\bar{x}_i) \cdot \vec{\beta} + \frac{1}{2} \Delta_{\tilde{z}(\bar{x}_i)} \Big|_{\vec{\beta} \in Q_m} \right], \quad (12)$$

де $\Delta_{\tilde{z}(\bar{x})} \Big|_{\vec{\beta} \in Q_m}$ - функція похибки апроксимації для усіх вузлів межах допустимої похибки ξ у вигляді:

$$\Delta_{\tilde{z}(\bar{x})} \Big|_{\vec{\beta} \in Q_m} = 2 \cdot \sqrt{\vec{\varphi}^T(\bar{x}) \cdot H \cdot \vec{\varphi}(\bar{x})}, \quad (13)$$

де $H = (F^T \cdot E^{-2} \cdot F)^{-1}$.

Важливим питанням є вибір початкової множини N_0 вузлів, кількість яких співпадає з початковою кількістю m_0 коефіцієнтів апроксимуючої функції. Очевидно, що такий вибір потрібно здійснювати в такий спосіб, щоб забезпечити задану точність наближення апроксимуючою функцією.

Для вирішення цієї задачі використаємо теорію оптимального планування експерименту [4], де є ряд критеріїв, які задають властивості апроксимуючої функції: критерій мінімізації максимальної похибки та критерій мінімізації середнього значення апроксимуючої

функції на заданій області, тобто критерії I_G - та I_E - оптимального планування. Тому початковий вибір вузлів для побудови апроксимуючої функції здійснюватимемо на основі I_G -критерію [3,4].

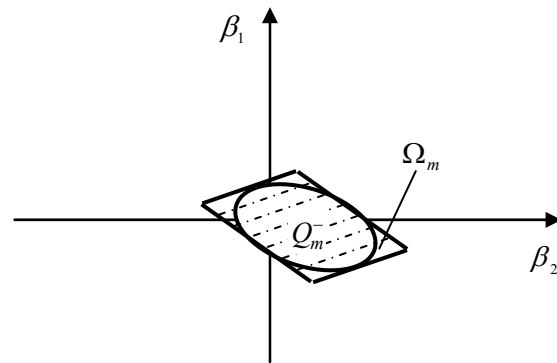


Рис. 2. Допускова область коефіцієнтів на k -тій ітерації

Опис обчислювальної схеми методу

Крок 1. Задаємо загальний початковий вигляд апроксимуючої функції з фіксованим m ($m = m_0$), m - де кількість невідомих коефіцієнтів полінома.

$$\tilde{z}(\bar{x}_i) = \beta_1 \cdot \varphi_1(\bar{x}_i) + \beta_2 \cdot \varphi_2(\bar{x}_i) + \dots + \beta_{m_0} \cdot \varphi_{m_0}(\bar{x}_i), \quad i = 1..m_0.$$

Крок 2. Здійснюємо початковий вибір вузлових точок $\bar{x}_i, i = 1..m_0$ на основі I_G -критерію оптимального планування із всієї множини вузлових точок таблично-заданої функції.

Крок 3. На множині $X_{m_0} = \{\bar{x}_i, i = 1..m_0\}$, обраний на попередньому кроці, складаємо ІСЛАР (5) і

шукаємо еліпсоїдну оцінку коефіцієнтів цієї ІСЛАР.

Крок 4. Обчислюємо значення показника якості наближення $\delta(\bar{x}_i)$, $i = 1..m_0$ за формулами (7), (8), де значення апроксимуючої функції $[\tilde{z}^-(\bar{x}_i); \tilde{z}^+(\bar{x}_i)]$ отримаємо із (12).

Крок 5. Розв'язуємо задачу знаходження аргумента апроксимуючої функції для якого значення показника якості наближення $\delta(\bar{x}_i)$ було максимальним:

$$\bar{x}^* = \operatorname{argmax} \delta(\bar{x}_i), i = 1..m_0.$$

Якщо $\delta(\bar{x}_i) = 0$ - зупиняємо процедуру ускладнення апроксимуючої функції, коли ж $\delta(\bar{x}_i) \neq 0$, то переходимо до наступного кроку.

Крок 6. Формуємо множину вузлових точок:

$$X_{m_0+1} = \{X_{m_0}; \bar{x}^*\}.$$

Крок 7. Підвищуємо «складність» апроксимуючої функції, додаючи новий член поліному до уже попередньо сформованого поліному, і переходимо на крок 3.

Для реалізації цієї схеми основним завданням є ускладнення апроксимуючої функції, тому для вище описаної задачі, яку неможливо розв'язати за допомогою існуючих методів, досліджувались різні способи ускладнення цієї апроксимуючої функції.

Дослідження методів індуктивного формування апроксимуючої функції

Розглянемо приклад застосування методу індуктивного формування за вище описаною схемою для задачі апроксимації функції розподілу поля концентрацій шкідливих викидів.

Метою даного дослідження є встановлення впливу складності апроксимуючої функції на значення показника якості наближення $\delta(\bar{x}_i)$.

У таблиці 1 [5] наведені значення функції розподілу поля концентрацій шкідливих викидів діоксиду азоту CO_2 атмосфери центральної частини м. Тернополя за умов максимальної інтенсивності транспортних потоків, які задають вихідні значення таблично-заданої функції.

Таблиця 1

Значення функції розподілу поля концентрацій шкідливих викидів (*10²)

$j \backslash s$	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0.0150	0.0294	0.0421	0.0419	0.0324	0.0216	0.0200	0.0249	0.0200
2	0.0133	0.0448	0.0606	0.0598	0.0444	0.0242	0.0231	0.0453	0.0400
3	0.0200	0.0566	0.0778	0.0751	0.0603	0.0371	0.0323	0.0570	0.0619
4	0.0401	0.0755	0.0947	0.0919	0.0747	0.0540	0.0462	0.0671	0.0754
5	0.0601	0.0952	0.1075	0.1027	0.0847	0.0644	0.0584	0.0734	0.0806
6	0.0713	0.1076	0.1129	0.1032	0.0850	0.0654	0.0606	0.0736	0.0763
7	0.0682	0.1067	0.1068	0.0921	0.0729	0.0554	0.0515	0.0635	0.0643
8	0.0458	0.0870	0.0850	0.0675	0.0482	0.0334	0.0321	0.0437	0.0447
9	0.0750	0.0423	0.0730	0.0371	0.0255	0.0095	0.0124	0.0233	0.0250

У таблиці 1 s -дискретне значення координати x з кроком $\Delta x=0.125$; j -дискретне значення координати y із кроком $\Delta y=0.125$.

Розглянемо два способи підвищення складності апроксимуючої функції: підвищення складності апроксимуючої функції в межах одного степеня полінома; підвищення складності апроксимуючої функції, збільшуючи степінь полінома.

Спосіб 1. В класі поліноміальних функцій, підвищення складності апроксимуючої функції здійснювали шляхом додавання будь якого члена полінома, без збільшення його степеня.

Задамо вигляд початкової поліноміальної апроксимуючої функції:

$$\tilde{z}(\bar{x}_i) = \beta_1 \cdot x_i^3 + \beta_2 \cdot y_i^3 + \beta_3 \cdot y_i^2 + \beta_4 \cdot x_i^2 + \beta_5 \cdot x_i + \beta_6 \cdot y_i + \beta_7 \cdot x_i^2 \cdot y_i + \beta_8 \cdot x_i \cdot y_i^2 + \beta_9, i = 1..9. \quad (14)$$

Множина початкових вузлових точок, вибраних на основі I_G -критерію оптимального планування, подана в таблиці 2.

Для z_i з таблиці 1 задамо точність наближення 30% (тобто $\xi_i = 0.3z_i$) і згідно з нерівністю (2), отримаємо інтервали значень таблично-заданої функцій $[z_i^-; z_i^+]$ (табл. 2) для кожного вузла $i=1..9$, $j=1..9$.

Таблиця 2

Множина початкових вузлових точок

i	x_i	y_i	z_i	z_i^-	z_i^+
1	0.10	0.10	1.50	0,05	1,95
2	0.10	1.10	7.50	5,25	9,75
3	0.35	0.35	7.78	5,446	10,114
4	0.35	0.85	10.68	7,476	13,884
5	0.60	0.60	8.47	5,929	11,011
6	0.85	0.35	3.23	2,261	4,199
7	0.85	0.85	5.15	3,605	6,695
8	1.10	0.10	2;	1,40	2,60
9	1.10	1.10	2.50	1,75	3,25

За схемою, описаною вище, складаємо ІСЛАР (5) при $N = 9$ та отримуємо множинні еліпсоїдні оцінки коефіцієнтів цієї ІСЛАР. Користуючись виразом (12) будуємо коридор значень апроксимуючої функції і обчислюємо значення показника якості наближення $\delta(\bar{x}_i)$ за формулами (7) та (8).

Для поліноміальної апроксимуючої функції (13), при $m = 9$ невідомих коефіцієнтах, було отримано значення показника якості наближення $\delta(\bar{x}_i) = 5.8284$. Оскільки $\delta(\bar{x}_i) \neq 0$, то продовжуємо процедуру ускладнення апроксимуючої функції, додаючи будь який член, не збільшуючи степінь поліноміальної функції. Отримаємо:

$$\tilde{z}(\bar{x}_i) = \beta_1 \cdot x_i^3 + \beta_2 \cdot y_i^3 + \beta_3 \cdot y_i^2 + \beta_4 \cdot x_i^2 + \beta_5 \cdot x_i + \beta_6 \cdot y_i + \beta_7 \cdot x_i^2 \cdot y_i + \beta_8 \cdot x_i \cdot y_i^2 + \beta_9 \cdot x_i \cdot y_i + \beta_{10}, \quad i = 1..10. \quad (15)$$

Виконавши крок 5 - крок 7, для поліноміальної апроксимуючої функції (15) при $m = 10$ отримано $\delta(\bar{x}_i) = 0.5100$.

У випадку, коли вигляд початкової поліноміальної апроксимуючої функції матиме вигляд:

$$\tilde{z}(\bar{x}_i) = \beta_1 \cdot x_i^4 + \beta_2 \cdot x_i^3 + \beta_3 \cdot y_i^3 + \beta_4 \cdot y_i^2 + \beta_5 \cdot x_i^2 + \beta_6 \cdot x_i + \beta_7 \cdot y_i + \beta_8 \cdot x_i^2 \cdot y_i + \beta_9 \cdot x_i \cdot y_i^2 + \beta_{10} \cdot x_i \cdot y_i + \beta_{11}, \quad i = 1..11. \quad (16)$$

при кількості невідомих коефіцієнтів $m = 11$, було отримано значення показника якості наближення $\delta(\bar{x}_i) = 2.4123$, для $m = 12$ невідомих коефіцієнтів апроксимуючої функції - $\delta(\bar{x}_i) = 2.4539$.

Результати зміни максимального відхилення $\delta(\bar{x}_i)$, відповідно для поліноміальної апроксимуючої функції третього та четвертого степенів із додаванням до них будь якого їх члена, графічно представлені на рисунку 3.

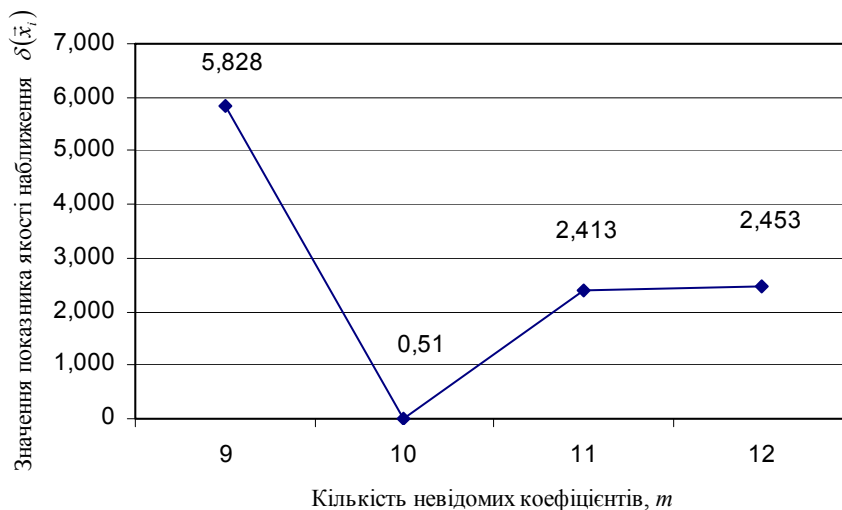


Рис. 3. Залежність показника якості наближення поліноміальної апроксимуючої функції при додаванні довільного члена полінома

В результаті досліджень, вище описана схема методу за умов вільного вибору поліному, без збільшення його степеня, але з додаванням будь якого члена, не забезпечує монотонного наближення до заданої точності апроксимації.

Спосіб 2. Підвищення складності апроксимуючої функції здійснювали збільшенням степеня апроксимуючого поліному.

Вигляд початкової поліноміальної апроксимуючої функції було задано у вигляді (14) із степенем $n = 3$. Застосувавши, обчислювальну схему, було отримано значення показника якості наближення $\delta(\bar{x}_i) = 5.8284$.

Ускладнюючи поліноміальну апроксимуючу функцію (14), підвищивши степінь до $n = 4$, отримали апроксимуючу функцію (16), для якої значення показника якості наближення було $\delta(\bar{x}_i) = 2.4123$.

У випадку підвищення степеня до $n = 5$, отримаємо поліноміальну апроксимуючу функцію:

$$\tilde{z}(\tilde{x}_i) = \beta_1 \cdot x_i^5 + \beta_2 \cdot x_i^4 + \beta_3 \cdot x_i^3 + \beta_4 \cdot y_i^3 + \beta_5 \cdot x_i^3 \cdot y_i + \beta_6 \cdot y_i^2 + \beta_7 \cdot x_i^2 + \beta_8 \cdot x_i + \beta_9 \cdot y_i + \beta_{10} \cdot x_i^2 \cdot y_i + \beta_{11} \cdot x_i \cdot y_i^2 + \beta_{12} x_i \cdot y_i + \beta_{13}, \quad i = 1..13. \quad (17)$$

Графічне представлення зміни максимального значення показника якості наближення при збільшенні степеня поліному наведено на рисунку 4.

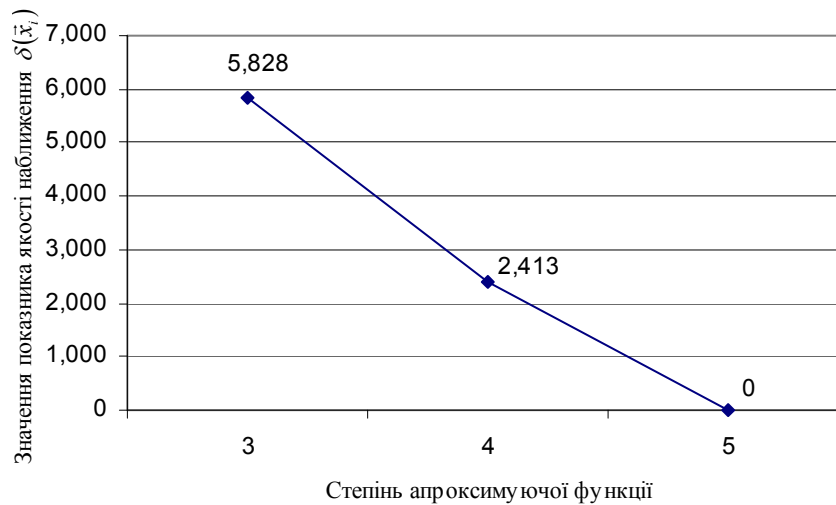


Рис. 4. Залежність показника якості наближення поліноміальної апроксимуючої функції при додаванні члена полінома із збільшенням степеня

Проаналізувавши отримані результати зміни максимального значення показника якості наближення, було встановлено, що збільшення степеня апроксимуючого поліному забезпечує монотонне наближення до оптимального розв'язку, що ілюструє рисунок 4, оскільки було досягнуто значення $\delta(\tilde{x}_i) = 0$.

Висновки

Розглянуто задачу побудови двокритеріального методу синтезу апроксимуючої функції в задачах наближення із заданою точністю у вузлових точках. В процесі розв'язування даної задачі отримані такі результати:

Запропоновано та обґрунтовано новий метод побудови апроксимуючої функції для наближення таблично-заданої функції із заданою точністю у вузлах, який на відміну від існуючих ґрунтується на використанні критерію складності та критерію точності апроксимуючої функції, що у сукупності забезпечує умову заданої точності апроксимації.

Результати комп'ютерного моделювання підтвердили працездатність методу двокритеріальної апроксимації таблично-заданої функції із заданою точністю.

Література

1. Яськів В.І. Дослідження електромагнітної сумісності напівпровідникових перетворювачів електроенергії з високочастотними магнітними підсилювачами // "Технічна електродинаміка", Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність», частина 4. – 2008. – С. 68-71.
2. Богачев К. Ю. Практикум на ЭВМ. Методы приближения функций. – М., 1998 – 129 с.
3. Вошинин А. П. Планирование оптимального насыщенного эксперимента в задачах построения интервальных моделей / А. П. Вошинин, М. П. Дывак // Заводская лаборатория. – 1993. – №1. – С. 56–59.
4. Дывак М. П. Задачі математичного моделювання статичних систем з інтервальними даними. – Тернопіль: Видавництво ТНЕУ «Економічна думка», 2011. – 216 с.
5. Войтюк І. Ф. Застосування інтервального різницевого оператора для апроксимації полів концентрацій шкідливих викидів автотранспорту / І. Ф. Войтюк, Т. М. Дывак, М. П. Дывак, А. В. Пукас // Вимірвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2011. – № 1 (37). – С. 44–52.

Надійшла до редакції
3.6.2013 р.

В.Т. КОНДРАТОВ

Институт кибернетики им. В. М. Глушкова НАН Украины, г. Киев

И.А. САХНЮК

Технический центр НАН Украины, г. Киев

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕНИ НАРАБОТКИ НА МЕТРОЛОГИЧЕСКИЙ ОТКАЗ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

В работе описана методика определения времени наработки на метрологический отказ средств измерений для решения задач прогнозирования и обеспечения метрологической надежности. В результате использования новых подходов, описанных в методике, построены графические портреты вероятностно-физических моделей изменения метрологических характеристик средств измерений во времени. Определены: прогнозное значение времени наработки средства измерений на метрологический отказ; отклонение от прогнозного значения времени наработки на метрологический отказ; «статистически достоверная» вероятность метрологического отказа; научно-обоснованное календарное время проведения периодической поверки (калибровки) и др.

Ключевые слова: метрологическая надежность, время наработки на метрологический отказ, вероятностно-физическая модель, метрологическая характеристика, межповерочный (межкалибровочный) интервал

V.T. KONDRATOV

V.M. Glushkov Institute of Cybernetics of National Academy of Science of Ukraine, Kyiv

I.A. SAKHNYUK

Technical centre of National Academy of Science of Ukraine, Kyiv

MEASURING INSTRUMENTS OPERATING TIME TO FAILURE DETERMINING PROCEDURE

Abstract – A practical recommendations for determining, verification and calibration intervals establishing and correction based on probabilistical physical model of metrological properties variations in time are developed. The procedure of measuring instruments operating time to metrological failure determining for prediction tasks and metrological reliability support defined in this paper.

The new approach for operating time to metrological failure prediction and determination based on physical values measurements concept is a purpose of the paper. The measuring instruments operating time to metrological failure prediction and determination based on probabilistical physical model of measuring instrument normalized metrological properties variation is an object of investigation. The new approach for determining of measuring instrument metrologically correct state is defined. The predictional and based models of measuring instrument metrological properties time distribution are explored. The probability physical model, based on Kondratov – Weibull distribution function is treated as predictional model of metrological values time distribution. Predictional models requirements and their building algorithms are developed in the paper. The procedure of operating time to metrological failure determination is defined.

The present procedure provides prediction of operating time to metrological failure and determines the terms of measuring instrument periodical verification (calibration). The error of “statistically reliable” predicted time to failure makes from 10% to 15% from this value with operating probability of 0,92.

Keywords: metrological reliability, operating time to metrological failure, probabilistic model of the physical, metrological characteristics, interval between verifications (calibration interval)

Введение

Одной из актуальных проблем в сфере современной метрологии остаётся решение задач обеспечения метрологической надежности средств измерительной техники (СИ). Об актуальности проблемы обеспечения МН СИ свидетельствуют многочисленные публикации в зарубежных и отечественных изданиях, в частности в работах: Ю.В. Тарбеева, П.В. Новицкого, И.А. Зографа, В.С. Лабунца, А.В. Екимова, М.И. Ревякова, А.Э. Фридмана, Т.И. Чернышевой (Российская Федерация), К. Капура, Л. Ламберсона (США), Х. Шнайдера (Германия), О. Г. Величко, Ю.В. Красинского, Л.М. Виткина (Украина). Разработка теории МН, с одной стороны, обусловлена неприменимостью методов классической теории надежности к описанию природы и характера метрологических отказов (МО), а с другой стороны — необходима при решении задач прогнозирования времени появления МО для установления научно-обоснованного межповерочного (межкалибровочного) интервала СИ [1]. Основным недостатком исследований по метрологической надежности (МН) СИ является использование жестких линейных вероятностных моделей МО.

Цель работы – ознакомление метрологов и специалистов с сущностью нового подхода к прогнозированию и определению времени наработки СИ на МО.

Объект исследований – процесс прогнозирования и определения времени наработки СИ на МО.

Предмет исследований – процесс прогнозирования и определения времени наработки СИ на МО на основе гибкой вероятностно-физической модели.

Решение поставленной задачи стало возможным благодаря разработке правил синтеза и синтеза самих гибких функций распределения нормируемых метрологических характеристик (МХ) в течение времени наработки СИ на МО. Исследование нового подхода к прогнозированию и определению метрологически исправного состояния СИ осуществляется на основе нелинейной прогнозной функции распределения значений МХ в процессе эксплуатации СИ. В качестве прогнозной функции используется гибкая вероятностно-физическая модель на основе функции распределения Кондратова – Вейбулла [2]. В качестве базовой модели используется функция распределения действительных значений МХ (приведенной погрешности) конкретного экземпляра СИ – рабочего эталона по результатам проверок за время его эксплуатации. Рабочий эталон имеют высокую точность и узкую полосу неопределенности результатов измерений физической величины (ФВ), что свойственно современным СИ, разрабатываемым на основе теории и методов избыточных измерений [3]. Следует обратить внимание, что основную проблему при решении задачи прогнозирования МН СИ представляет отсутствие доступа к информации о характере изменения МХ конкретного экземпляра СИ по результатам проверок (калибровок) за определенный период его эксплуатации. А достаточный массив таких данных может быть получен, при обработке СИ значительной части своего ресурса. Поэтому при прогнозировании МН СИ определенные начальные данные принято экстраполировать на значительный интервал времени эксплуатации СИ.

Результаты исследований

Среди показателей, характеризующих метрологическую надежность СИ, особенно значимыми являются: наработка на метрологический отказ или метрологический ресурс, коэффициент метрологического запаса, момент времени проведения проверки (калибровки). Известно, что на момент времени t_{x0} выпуска СИ одного типа из производства нормируют основную и дополнительную погрешности, устанавливая «групповой» класс точности, который не всегда может соответствовать классу точности конкретного экземпляра СИ. По причине некорректного установления значений коэффициента метрологического запаса возникает необходимость в дополнительных проверках уже в процессе эксплуатации СИ, а, следовательно, к дополнительным экономическим затратам и ресурсам. Экономически выгоднее присваивать класс точности каждому конкретному экземпляру СИ с учетом значений нормированной МХ, полосы ее неопределенности и указывать прогнозный интервал (значение) времени наработки СИ на МО, вероятность МО, а также момент времени проведения следующей проверки (калибровки).

В работе изложена методика определения времени наработки СИ на МО для решения задач прогнозирования и обеспечения МН СИ на основе прогнозно-базированного подхода [4]. Прогнозирование времени наработки на МО рекомендуется выполнять на этапе проектирования СИ или на момент выпуска СИ из производства в установленном порядке (при проведении испытаний или метрологической аттестации). Основным подходом для решения поставленной задачи является выбор функции распределения во времени нормируемой МХ СИ, описывающей процесс деградации СИ, определение вероятности МО и установление научно-обоснованного межповерочного (межкалибровочного) интервала (МПИ) для конкретного экземпляра СИ.

Требования, предъявляемые к функции распределения МХ СИ во времени

Функция распределения нормируемой МХ (погрешности) СИ во времени, используемая в качестве вероятностно-физической модели МО, должна отвечать следующим требованиям:

- должна быть гибкой и изменять свое положение и форму при изменении ее соответствующих параметров;
- график функции должен вписываться в полосу неопределенности полученных с заданной вероятностью
 - значений погрешности измерения ФВ установленного значения исследуемым СИ;
 - изменение формы и положение графика функции распределения при изменении ее параметров должно осуществляться в пределах границ полосы неопределенности;
 - начало графика функции распределения должно соответствовать значению нормированной погрешности измерения на момент времени выпуска СИ из производства;
 - вершина графика функции должна иметь точку касания (точку пересечения) с прямыми, проведенными через верхнее или нижнее предельные значения погрешности СИ, характеризующие класс точности;
 - достижение графиком максимального значения, равного предельному значению нормированной погрешности, с высокой точностью должно соответствовать прогнозируемому значению времени наработки на МО;
 - время наработки СИ на МО должно быть функционально связано с нормированной погрешностью (классом точности) СИ;
 - при изменении значений параметра формы максимум функции распределения должен перемещаться (в точке качания) вдоль верхней или нижней из установленных границ;
 - изменение знака приращения нормированной погрешности СИ должно учитываться путем установления соответствующего знака одного из параметров функции распределения;
 - функция распределения должна учитывать обратимость процесса деградации;

- функция распределения должна обеспечивать возможность корректировки прогнозного значения времени наработки СИ на МО.

Установленным выше требованиям отвечает функция распределения Кондратова – Вейбулла [2], принимаемая в качестве прогнозной модели распределения значений нормированной МХ в течение времени наработки СИ на МО. Прогнозная функция распределения представляет собой гибкую многопараметровую вероятностно-физическую модель и устанавливает закономерную связь между нормированной МХ, параметрами МН СИ, временем проведения поверки (калибровки) СИ и классом точности СИ определенного типа.

Порядок определения времени наработки на метрологический отказ

1 Определение времени наработки на МО выполняется поэтапно в следующей последовательности:

- нормирование МХ и полосы неопределенности на основании результатов аттестации (испытаний) СИ;
- определение границ основной и дополнительной погрешностей СИ;
- моделирование изменения значений МХ и границ наиболее вероятных отклонений МХ во времени;
- установление (выбор) гибкой нелинейной вероятностно-физической модели МО, описывающей функциональную зависимость исследуемой нормированной МХ и параметров МН;
- определение прогнозного значения времени наработки СИ на МО;
- определение статистически достоверного значения (интервала) времени наработки СИ на МО;
- определение значения вероятности МО для конкретного экземпляра СИ;
- определение и установление прогнозного календарного времени проведения следующей поверки (калибровки) СИ.

1.1 Нормирование МХ и выбор полосы неопределенности

Нормирование МХ и выбор полосы неопределенности заключается в правильном выборе нормированной по значению образцовой ФВ x_0 установленного значения. Значение последней определяется по результатам многократных измерений пяти однородных образцовых ФВ ($x_{01}, x_{02}, x_{03}, x_{04}, x_{05}$), соответствующих минимальной, средней и максимальной чувствительности измерительного канала. По результатам исследований нормируемой погрешности осуществляется подбор значений образцовой ФВ заданного размера путем воспроизведения их размеров с помощью меры (регулируемой или нерегулируемой). Окончательно выбирается та ФВ x_0 для которой значение среднеквадратического отклонения результата измерений максимально. Такой выбор обусловлен возможностями меры, воспроизводящей с заданной точностью образцовую ФВ x_0 принятого значения, т.е. $\{x_0\} \pm \{\Delta_{x0}\}$, где $\pm \{\Delta_{x0}\}$ – значение погрешности воспроизведения, равное значению полуширины полосы неопределенности нормированной МХ.

1.2 Определение границ основной и дополнительной погрешностей СИ

Определение границ основной и дополнительной погрешностей СИ осуществляется с использованием результатов многократных измерений ФВ x_0 в момент времени t_{x0} выпуска СИ из производства или ввода в эксплуатацию. Вначале определяют среднее значение абсолютной погрешности $\Delta_{д0}$ результатов многократных измерений в момент времени t_{x0} при заданном значении доверительной вероятности P (0,900; 0,950; 0,995). Затем определяют среднее значение относительной погрешности

$$\xi_{x0} = \overline{\xi_{x0}}(t_{x0}) = \overline{\Delta_{д0}} / x_0, \quad (1)$$

где x_0 – образцовая ФВ заданного размера;

$\overline{\xi_{x0}}(t_{x0})$ – средняя по значению относительная погрешность результата измерений;

$\overline{\Delta_{д0}}$ – среднее значение абсолютной погрешности результатов многократных измерений.

Определяют значение и знак относительной погрешности ξ_{x0} , а также значения верхней $\Delta_{\xi_{дв0}}$ и нижней $\Delta_{\xi_{дн0}}$ доверительных границ полосы неопределенности основной погрешности на момент времени t_{x0} при заданном значении коэффициента k_{30} запаса. Значение коэффициента k_{30} запаса зависит от соотношения случайной и неисключенной систематической составляющих погрешности, закона распределения случайной составляющей погрешности и заданного уровня доверительной вероятности. Коэффициент запаса k_{30} ограничен по значениям ($k_{30} < k_{мз}$) и выбирается в пределах $1 < k_{30} \leq 1,42$ [2]. Выбор коэффициента запаса k_{30} влияет на установление первого и следующих двух МПИ, что особенно важно при решении задачи оптимизации количества поверок.

Верхнюю $\Delta_{\xi_{в0}}$ и нижнюю $\Delta_{\xi_{н0}}$ полуширину полосы неопределенности относительной погрешности ξ_{x0} на момент времени t_{x0} определяют соответственно по уравнениям величин

$$\Delta_{\xi_{в0}} = +k_{30}\xi_{\sigmaв0}, \quad (2)$$

$$-\Delta\xi_{\text{H}0} = -k_{30}\xi_{\text{C}0}, \quad (3)$$

где $\xi_{\text{C}0}$ и $-\xi_{\text{H}0}$ – верхнее и нижнее относительные среднеквадратические отклонения при положительном и отрицательном знаках результатов измерений в момент времени t_{x0} .

Допустимые границы относительной основной погрешности ξ_{x0} определяют по уравнению величин

$$\xi_{\text{xB}0} = \xi_{x0} + \Delta\xi_{\text{дH}0}, \quad (4)$$

$$\xi_{\text{xH}0} = \xi_{x0} - \Delta\xi_{\text{дH}0}, \quad (5)$$

а дополнительной погрешности $\pm\xi_{\text{нд}}$ — по уравнению величин

$$\xi_{\text{нд1}} = \xi_{x0} + \Delta\xi_{\text{д0}}, \quad (6)$$

$$\xi_{\text{нд2}} = \xi_{x0} - \Delta\xi_{\text{д0}}, \quad (7)$$

где $\pm\Delta\xi_{\text{д0}}$ – максимально допустимые отклонения дополнительной погрешности результата измерений от среднего значения $\xi_{\text{C}0}$, полученного в момент времени t_{x0} , причем

$$\pm\Delta\xi_{\text{д0}} = \pm k_{\text{M}3}\xi_{\text{C}0}, \quad (8)$$

где $k_{\text{M}3}$ – коэффициент метрологического запаса, зависящий от выбранного значения доверительных границ нормируемых дополнительных погрешностей измерений. Конечное значение коэффициента метрологического запаса приписывают в установленном порядке по результатам испытаний СИ.

1.3 Выбор вероятностно-физической модели МО

Построение прогнозной вероятностно-физической модели МО, описывающей распределение во времени нормированной погрешности и параметров МН СИ, осуществляется на основе функции распределения Кондратова – Вейбулла. Прогнозная вероятностно-физическая модель МО представляет собой нелинейную функцию распределения. Она характеризует изменение во времени погрешности ξ_x и ширины полосы ее неопределенности. Их значения получены в результате измерений ФВ x_0 принятого значения с помощью СИ определенного типа и класса точности в дискретные моменты времени его поверок. Вероятностно-физическую модель МО представим уравнением величин вида

$$\xi_x(t_x) = S_\xi \left(\frac{t_x}{T_{\text{HO}}} \right)^{k_\Phi} \exp \left(- \left(\frac{t_x}{T_{\text{HO}}} \right)^{k_\Phi} \right) + \xi_{x0}, \quad (9)$$

где $\xi_x(t_x)$ – функция распределения погрешности во времени;

S_ξ – параметр масштаба, $S_\xi = e^{(\xi_{\text{нд}} - \xi_{x0})}$;

$\xi_{\text{нд}}$ – класс точности СИ;

ξ_{x0} – параметр смещения;

t_x – текущее календарное время;

T_{HO} – параметр сдвига;

k_Φ – параметр формы.

Прогнозная вероятностно-физическая модель представляет собой нелинейную функцию распределения и характеризует изменение во времени нормированной погрешности ξ_x , полученной в результате измерений образцовой ФВ x_0 .

1.4 Моделирование изменения значений МХ

Для моделирования изменения значений МХ определенного экземпляра СИ используют графический портрет вероятностно-физической модели МО СИ. Построение прогнозной функции (модели) осуществляется по установленным значениям: нормированной МХ $\xi_x(t_{x0})$, полученной при выпуске СИ из производства; верхнего и нижнего значений $\{\pm\Delta\xi_0\}$ полосы неопределенности МХ в момент времени t_{x0} ; нормированной МХ $\xi_x(t_{x,i-1})$ и $\xi_x(t_{x,i})$ в определенные текущие моменты $t_{x,i-1}$ и $t_{x,i}$ времени эксплуатации СИ, соответствующие годам проведения следующих друг за другом поверок. Устанавливают года проведения поверок, соответствующие второму и четвертому годам эксплуатации, когда СИ исчерпает ресурс по коэффициенту k_{30} запаса. При этом задают значение прогнозного времени $T_{\text{НОП}}$ наработки на МО, а значение параметра формы k_Φ выбирают в пределах $1 \leq k_\Phi \leq 14$. Параметр формы k_Φ выбирают таким, чтобы график прогнозной функции проходил через три точки, которые должны соответствовать:

- значению нормированной МХ ξ_{x0} в начальный момент t_{x0} выпуска СИ из производства или ввода в эксплуатацию;

- значению нормированной МХ $\xi_x(t_{x,i-1})$ в момент $t_{x,i-1}$ времени проведения предпоследней поверки;

- значенню нормированной МХ $\xi_x(t_{x,i})$ в момент $t_{x,i}$ времени проведения последней поверки;
- установленному прогнозному значению времени $T_{\text{ноп}}$ наработки СИ на МО (точка касания графика модели с линией, проведенной через точку, соответствующую значению $\{\xi_{\text{нд}}\}$, характеризующему класс точности СИ).

График прогнозной функции должен проходить через три значения МХ в моменты t_{x0} , $t_{x,i-1}$ и $t_{x,i}$ времени и касаться верхней или нижней границы погрешности СИ, характеризующий класс точности, в точке A , соответствующей прогнозному значению времени $T_{\text{ноп}}$ наработки на МО. Перпендикуляр, опущенный на ось абсцисс (текущее время) из точки A кривой прогнозной функции, привязанной точке ξ_{x0} , характеризует значение времени наработки СИ на МО. Перпендикуляр, опущенный из точки B , лежащей на привязанной к точке минус ξ_{x0} , характеризующей нижнюю границу полосы неопределенности МХ, определяет минимальное значение $\{T_{\text{мин}i}\}$ прогнозного времени наработки на МО. Перпендикуляр, опущенный из точки C , лежащей на привязанной к точке $\{+\xi_{x0}\}$ кривой, представляющей собой верхнюю границу полосы неопределенности МХ, определяет максимальное значение $\{T_{\text{макс}}\}$ времени наработки на МО.

Начало графика функции плотности распределения должно соответствовать значению $\{\xi_{x0}\}$ нормированной погрешности в момент времени t_{x0} .

1.5 Графическое изображение прогнозной модели

График прогнозной функции может носить как возрастающий, так и убывающий характер и зависеть от знака отклонения нормированной МХ в полосе $\pm\Delta\xi_0$ неопределенности в текущие моменты $t_{x,i}$ времени проведения следующих друг за другом поверок.

1.6 Графический портрет вероятностно-физической модели МО

Графический портрет вероятностно-физической модели МО СИ представляют путем построения графика функции распределения МХ в объединенной системе шкал: «шкала вероятности МО, $P_{\text{МО}}$ », «шкала нормированной МХ, ξ_x », «шкала календарного времени, t_x » или «шкала интервального времени между поверками (калибровками), t_x ». Начало шкалы вероятности « $P_{\text{МО}}$ » соответствует значению $\{\xi_{x0}\}$ МХ в начальный момент времени t_{x0} или нормированному значению МХ в полосе ее неопределенности. Конец шкалы вероятности « $P_{\text{МО}}$ » соответствует значению $\{\xi_{\text{нд}}\}$ допускаемой погрешности, т.е. классу точности СИ. Для анализа графиков прогнозных моделей вводят обозначения:

- «точка L ». Расположена на кривой, характеризующей верхнюю границу полосы неопределенности МХ, причем на пересечении перпендикуляров, опущенных на шкалу вероятности и шкалу календарного времени через точку B_1 и на шкалу вероятности;
- «точка R ». Расположена на графике функции распределения МХ, т.е. на пересечении перпендикуляров, опущенных на шкалу календарного времени через точку B_1 и на шкалу вероятности;
- «точка B ». Расположена на кривой, характеризующей нижнюю границу полосы неопределенности МХ, причем в точке пересечения этой кривой с нижней границей допускаемой погрешности;
- «точка N ». Расположена на кривой, характеризующей нижнюю границу полосы неопределенности МХ или на графике прогнозной функции. Перпендикуляр, опущенный на ось абсцисс (календарное время), характеризует прогнозное время проведения следующей поверки (калибровки) СИ (минимальное или номинальное).

Из точек B , R и L опускают перпендикуляры на шкалу вероятности « $P_{\text{МО}}$ » с целью определения значений вероятности МО. Начало шкалы вероятности МО при $P_{\text{МО}} = 0$ располагают в точке, которая по оси МХ соответствует нормированному (среднему) значению ξ_x МХ в полосе ее неопределенности $\pm\Delta\xi$ в момент времени t_x . Конец шкалы при $P_{\text{МО}} = 1$ соответствует значению допускаемой погрешности, т.е. классу точности $\xi_{\text{нд}}$ СИ.

2 Определение прогнозного времени наработки СИ на МО, вероятности МО и установление научно-обоснованного календарного времени проведения поверки (калибровки)

Определение прогнозного времени наработки СИ на МО выполняют на основе прогнозных вероятностно-физических моделей, когда значения МХ принимают верхние, нижние и средние значения в полосе неопределенности.

2.1 Построение графического портрета прогнозной модели при убывающем характере прогнозной функции, когда действительные значения $\{\xi_{x,i}\}$ МХ расположены вдоль верхней границы $\{+\xi_{x0}\}$ полосы неопределенности нормированной МХ

Прогнозное значение времени наработки на МО при убывающем характере графика функции распределения во времени определяют по нижней границе $(-\Delta\xi_x)$ полосы неопределенности

нормированной МХ. При этом принимают, что значение МХ в момент $t_{x,i}$ проведения последней поверки имеет меньшее значение, чем в момент $t_{x,i-1}$ времени проведения предыдущей поверки. Устанавливают года проведения поверок, соответствующие второму ($\{t_{x,i-1}\}=2$ года) и четвертому ($\{t_{x,i}\}=4$ года) годам эксплуатации СИ, прогнозное значение времени $T_{\text{ноп}}$ наработки на МО, значение параметра формы k_{ϕ} выбирают в пределах $1 \leq k_{\phi} \leq 6$. Затем оформляют графический портрет прогнозной модели согласно рис. 1.

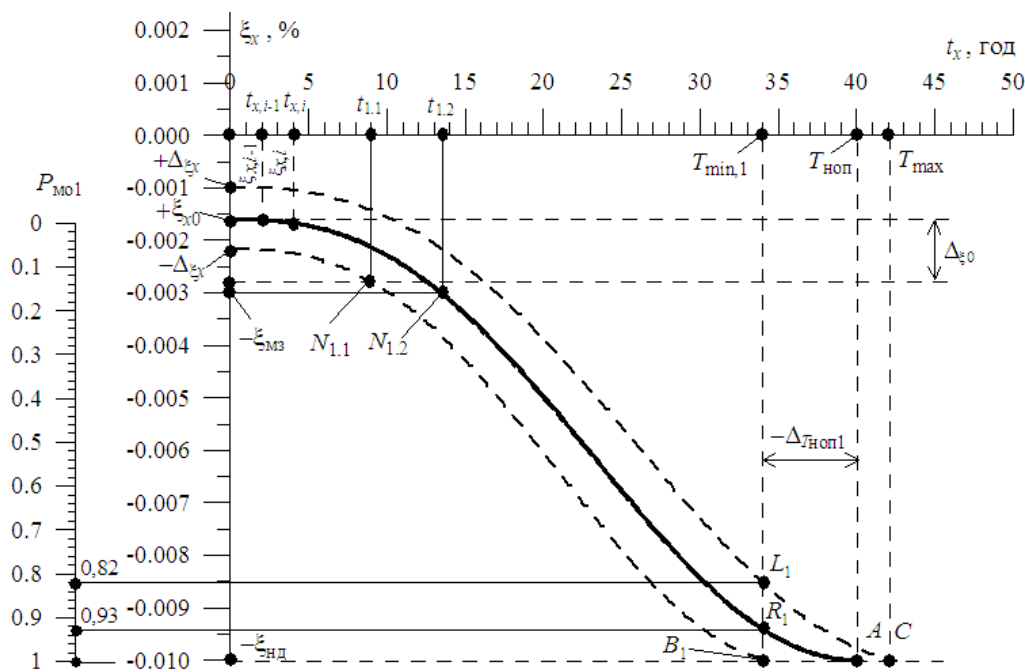


Рис. 1. Графический портрет вероятностно-физической модели МО при убывающем характере прогнозной функции

2.1.1 Определение первого прогнозного значения времени наработки СИ на МО при убывающем характере прогнозной функции

Как показано на рис. 1, перпендикуляр опущенный из точки B_1 на шкалу текущего времени, указывает на первое прогнозное значение времени $T_{\text{min}1}$ наработки на МО. На графическом портрете точка B_1 является точкой пересечения графика нижней границы полосы неопределенности МХ с прямой, соответствующей нижней границе $\{-\xi_{\text{нд}}\}$ классу точности СИ. Затем определяют отклонения $\{\Delta_{T_{\text{ноп}1}}\}$ его значения от установленного времени $T_{\text{ноп}}$ наработки СИ на МО по разности значений времен $T_{\text{ноп}}$ и $T_{\text{min}1}$.

2.1.2 Определение вероятности $\{P_{\text{Mo}1}\}$ наработки СИ на МО

Для определения вероятности МО из точек L_1 , R_1 и B_1 опускают перпендикуляры на шкалу вероятности « $P_{\text{Mo}1}$ ». Перпендикуляр, опущенный из точки R_1 (см. рис.1) на шкалу вероятности « $P_{\text{Mo}1}$ », показывает вероятность МО на момент времени $T_{\text{min}1}$. При этом верхняя и нижняя границы интервала неопределенности вероятности МО определяют, соответственно, как разница между значениями, полученными при опускании перпендикуляров из точки L_1 и точки B_1 , лежащих на верхней ($+\Delta\xi_x$) и нижней ($-\Delta\xi_x$) границах полосы неопределенности МХ, на шкалу « $P_{\text{Mo}1}$ ». При убывающем характере изменения МХ во времени при определении вероятности МО информационными точками являются точки B и R .

2.1.3 Определение времени $t_{1,1}$ проведения следующей поверки СИ

Время проведения следующих поверок (калибровок) СИ устанавливают из условия допустимой вероятности МО в тот или иной момент времени. Практически можно рекомендовать устанавливать значение вероятности МО не превышающее, например: 0,5 ($P=0,5$). Или же путем установления допустимого значения погрешности прогнозируемой на данный момент времени. В рассматриваемом случае времена $t_{1,1}$ и $t_{1,2}$ проведения следующих поверок (калибровок) СИ определяют в предположении, что погрешность СИ не превышает 1/3 значения, характеризующего его класс точности.

Характерной точкой на графике прогнозной модели, представленной на рис. 1, является точка $N_{1,1}$ на пересечении графика нижней границы МХ $-\xi_{x0}$ и графика нижней границы $-\Delta\xi_x$ прогнозной функции, с опущенным перпендикуляром на ось абсцисс. Точка пересечения с осью абсцисс указывает на время $t_{1,1}$ проведения следующей поверки СИ. При заданном тридцати процентном значении коэффициента метрологического запаса по характерной точке $N_{1,2}$ прогнозируют, что следующая калибровка должна быть проведена не позднее момента времени $t_{1,2}$ эксплуатации СИ.

2.2 Построение графического портрета прогнозной функции при ее возрастающем (снизу вверх) характере

Построение графического портрета прогнозной модели при ее возрастающей характере осуществляется путем построения графиков прогнозных функций в заданной системе координат и привязкой к ним шкалы вероятностей. При возрастающем характере графиков прогнозной функции, прогнозное значение времени наработки на МО устанавливают по верхней границе $(+\Delta\xi_0)$ полосы неопределенности нормированной МХ. При этом принимают, что значение МХ в моменты времени $t_{x,i}$ проведения последней поверки имеет большее значение, чем в моменты времени $t_{x,i-1}$ проведения предыдущей поверки. Годы проведения поверок, прогнозное значение времени $\{T_{\text{НОП}}\}$ наработки на МО, значение параметра формы k_ϕ устанавливают в соответствие с 2.1. Затем оформляют графический портрет прогнозной модели в виде и с обозначениями, как показано на рис. 2.

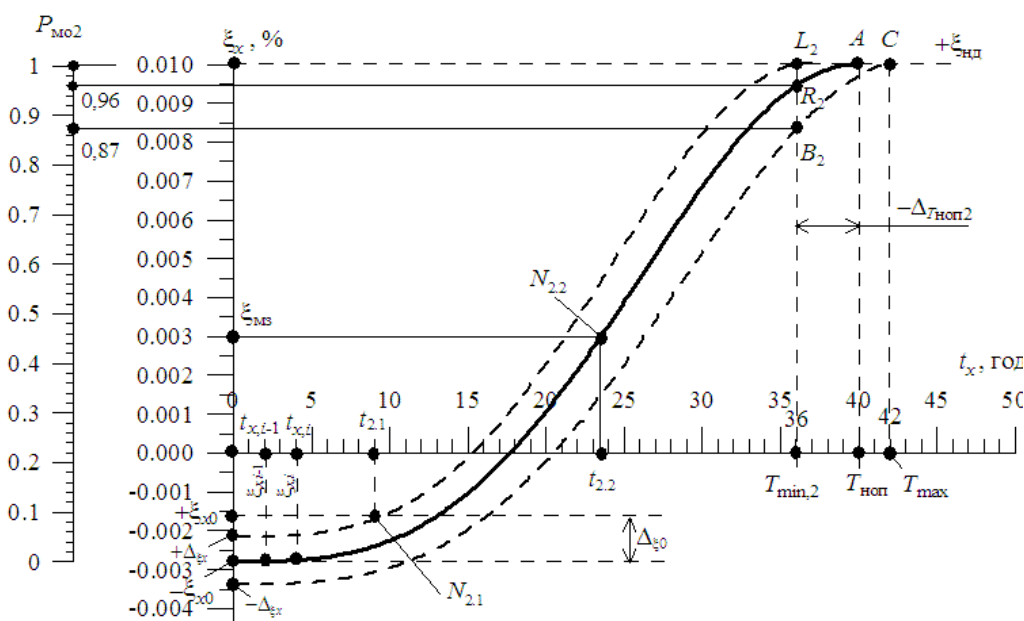


Рис. 2. Графический портрет вероятностно-физической модели МО при возрастающем характере прогнозной функции

2.2.1 Определение второго прогнозного значения времени наработки СИ на МО при возрастающем характере прогнозной функции

Второе прогнозное значение времени $T_{\text{min}2}$ наработки на МО определяют, как показано на рис. 2, по точке пересечения графика, характеризующего верхнюю границу полосы неопределенности МХ прогнозной модели с горизонтальной прямой (на уровне $+\xi_{\text{нд}}$), соответствующей классу точности СИ, т.е. в точке L_2 . Перпендикуляр, опущенный из точки L_2 на шкалу текущего времени, указывает на соответствующее числовое значение $T_{\text{min}2}$. Определяют значение отклонения $\Delta_{T_{\text{НОП}2}}$ второго прогнозного значения времени наработки СИ на МО от установленного среднего значения времени $T_{\text{НОП}}$ по разнице времен $T_{\text{НОП}}$ и $T_{\text{min}2}$.

2.2.2 Определение вероятности « $P_{\text{МО}2}$ » наработки СИ на МО

Для определения значения вероятности МО СИ по истечении любого промежутка времени ΔT_3 его эксплуатации, необходимо провести перпендикуляр к оси абсцисс в точке, характеризующей время ΔT_3 . Через точку пересечения перпендикуляра с тем или иным прогнозным графиком проводится прямая, параллельная оси абсцисс. Точка пересечения этой прямой со шкалой вероятности « $P_{\text{МО}2}$ » характеризует значение вероятности наработки СИ на МО на данный момент времени. Определяют разброс значений вероятности МО на момент времени $T_{\text{min}2}$ путем опускания перпендикуляра из точек L_2 , R_2 и B_2 на шкалу вероятности « $P_{\text{МО}2}$ ».

Перпендикуляр, опущенный из точки R_2 на шкалу вероятности « $P_{\text{МО}2}$ », показывает среднее значение вероятности МО. При этом верхнюю и нижнюю границы интервала вероятности МО определяют, соответственно, путем опускания на шкалу « $P_{\text{МО}2}$ » вероятности перпендикуляра из точек L_2 и B_2 , лежащих, соответственно, на графиках, характеризующих верхнюю и нижнюю границы полосы неопределенности МХ. При возрастающем характере изменения МХ во времени при определении вероятности МО информационными точками являются точки L и R .

2.2.3 Определение времени $t_{2,1}$ проведения следующей поверки СИ

Времена $t_{2,1}$ и $t_{2,2}$ проведения следующих поверок (калибровок) СИ определяют в предположении, что погрешность СИ не превышает 1/3 значения, характеризующего его класс точности. Характерной точкой на графике прогнозной модели, представленной на рис. 2, является точка $N_{2,1}$ пересечения графика

нормированной МХ и графика верхней границы полосы неопределенности МХ с перпендикуляром, опущенным на ось абсцисс. Точка пересечения с осью абсцисс (со шкалой времени) указывает на значение времени $t_{2,1}$ проведения следующей поверки СИ.

2.2.4 Определение времени $t_{2,2}$ проведения следующей калибровки СИ

В полосе неопределенности значений дополнительной погрешности, в рабочих условиях эксплуатации СИ и при 30 % значении метрологического запаса, прогнозируют следующий допустимый момент времени калибровки СИ по характерной точке $N_{2,2}$. Поверка должна быть проведена не позднее наступления момента времени $t_{2,2}$ эксплуатации данного СИ.

2.3 Построение «совмещенных» графических портретов прогнозных моделей

Построение «совмещенных» графических портретов прогнозных моделей выполняется путем построения графиков прогнозных функций при возрастающем и убывающем характере изменения МХ. Причем значения МХ в моменты времени $t_{x,i}$ и $t_{x,i-1}$ проведения последней и предыдущей поверок соответствуют среднему значению $\{\xi_{\sigma 0}\}$ МХ на момент времени t_{x0} . Они лежат по середине полосы неопределенности МХ (рис. 3).

Устанавливают года проведения поверок соответствующие второму ($\{t_{x,i-1}\}=2$ года) и четвертому ($\{t_{x,i}\}=4$ года) годам эксплуатации СИ, значение времени $T_{\text{ноп}}$ наработки на МО и значение параметра формы k_{ϕ} , которое выбирают в пределах $1 \leq k_{\phi} \leq 6$. Затем оформляют графический портрет прогнозных модели в виде и с обозначениями, как показано на рис. 3.

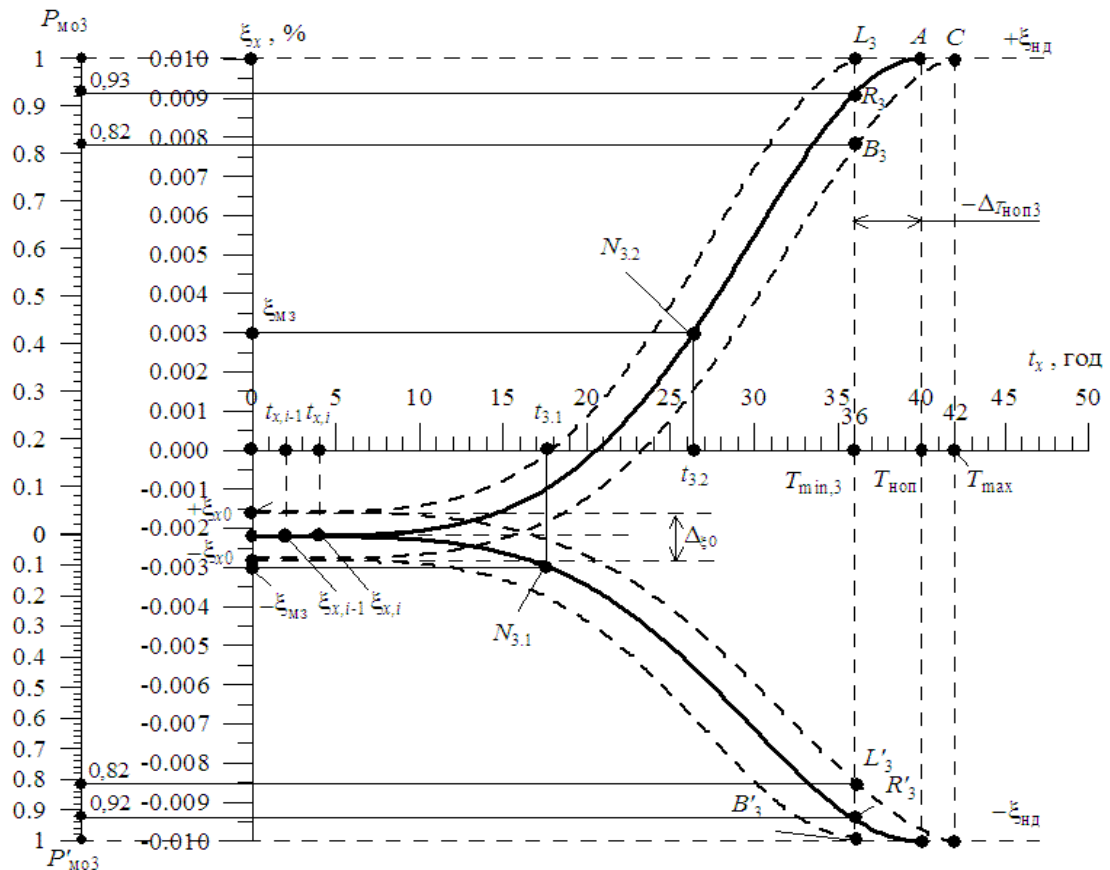


Рис. 3. Графический портрет вероятностно-физической модели МО с учетом разных знаков погрешностей

2.3.1 Определение третьего прогнозного значения времени наработки СИ на МО при совмещенной в область отрицательных значений функции распределения

При возрастающем характере графиков во времени прогнозные значения времени наработки на МО определяют по верхней границе ($+\xi_{x0}$), а при убывающем — по нижней границе ($-\xi_{x0}$) полосы неопределенности МХ. Третье прогнозные значения времени $T_{\text{min},3}$ наработки СИ на МО при построении «совмещенных» графических портретов прогнозных моделей при одинаковых исходных данных получают путем определения положения точек L_3 и B_3 на графиках прогнозных функций. Причем точка L_3 (B_3) определяют как точки пересечения графика верхней (нижней) границы полосы неопределенности МХ прогнозной модели с горизонтальной линией, проходящей на уровне $+\xi_{\text{нд}}$ ($-\xi_{\text{нд}}$). Затем определяют отклонение $\Delta_{T_{\text{ноп}3}}$ третьего прогнозного значения времени $T_{\text{min},3}$ от установленного значения времени $T_{\text{ноп}}$

как разность их значений.

2.3.2 Определение вероятности наработки СИ на МО соответственно при возрастающем и убывающем характере графиков прогнозной функции во времени (с учетом разных знаков погрешностей)

Определение вероятностей $P_{\text{МО}3}$ и $P'_{\text{МО}3}$ МО выполняют в последовательности, изложенной в 2.1 и 2.2. При возрастающем характере опускают перпендикуляры из точек B_3 , R_3 и L_3 на шкалу вероятности « $P_{\text{МО}3}$ », а при убывающем характере прогнозной функции — перпендикуляры из точек B'_3 , R'_3 и L'_3 на шкалу вероятности « $P'_{\text{МО}3}$ ».

При возрастающем характере прогнозной функции, для определения значений вероятности $P_{\text{МО}3}$ МО, соответствующих моменту времени $T_{\text{min}3}$, из точек L_3 , R_3 и B_3 функций распределения опускают перпендикуляры на шкалу вероятности. Точки пересечения показывают значение вероятности МО. Верхнюю и нижнюю границы неопределенности значений вероятности МО определяют по разности значений вероятностей МО, соответствующих моменту времени $T_{\text{min}3}$.

При убывающем характере прогнозной функции для определения вероятности $P'_{\text{МО}3}$ МО опускают перпендикуляры из точек B'_3 , R'_3 и L'_3 на шкалу вероятности « $P'_{\text{МО}3}$ ». Точки пересечения показывают значение вероятности МО. Аналогично определяется верхняя и нижняя границы интервала неопределенности значений вероятности МО

2.3.3 Определение времени $t_{3,1}$ и $t_{3,2}$ проведения следующих проверок (калибровок) СИ

Времена $t_{3,1}$ и $t_{3,2}$ определяют в предположении, что погрешность СИ не превышает 1/3 значения, характеризующего его класс точности. Находят точки, которые соответствуют указанным значениям погрешностей. Этими характерными точками на графиках прогнозной модели, являются точки $N_{3,1}$ и $N_{3,2}$ (см. рис. 3). Проводят перпендикуляр на ось абсцисс и определяют моменты времени $t_{3,1}$ или $t_{3,2}$ проведения очередных проверок или калибровок, причем не позднее указанных моментов времени $t_{3,1}$ или $t_{3,2}$ эксплуатации средства ИИ.

2.4 Определение значения статистически достоверного интервала времени наработки СИ на МО

Прогнозное значение статистически достоверного интервала времени наработки СИ на МО и отклонение его среднего значения $\{-\Delta_{T_{\text{ноп}}}\}$ от установленного определяют, при доверительной вероятности $\{P_{\text{НО}}\}$, согласно следующим аналитическим выражениям:

$$\overline{T_{\text{НО}}} = \frac{k_1}{n} \sum_{i=n}^1 T_{\text{min},i}, \quad (10)$$

$$-\Delta_{T_{\text{ноп}}} = \frac{k_1}{n} \sum_{i=n}^1 (-\Delta_{T_{\text{ноп}i}}), \quad (11)$$

$$\overline{P_{\text{МО}}} = \frac{k_1}{n} \sum_{i=n}^1 P_{\text{МО}i}. \quad (12)$$

Представление и анализ результатов исследований

Полученные результаты рекомендуется оформлять в виде графического портрета с приложением таблиц, в которых указывают: значения M_X , определенные по (1)–(8); значения показателей M_N СИ, определенные по (9)–(12).

Окончательный результат представляют в виде следующих данных: интервал времени наработки СИ на МО с вероятностью МО $\{P_{\text{НО}}\}$, т.е. $\{\overline{T_{\text{НО}}}\}$; погрешность определения прогнозного значения времени наработки на МО $\{-\Delta_{T_{\text{ноп}}}\}$ лет).

Выводы

В основу нового подхода к прогнозированию и обеспечению метрологической надежности средств измерений положена методика по определению времени наработки на метрологический отказ современных средств измерений на основе использования не жестких линейных вероятностных моделей отказов, а нелинейных гибких вероятностно-физических моделей метрологических отказов.

Предложенная методика обеспечивает прогнозирование срока метрологической исправности и значение метрологического ресурса средств измерений на этапе выпуска из производства.

Разработаны практические рекомендации по определению времени наработки на метрологический отказ, установлению и корректировке межповерочных (межкалибровочных) интервалов на основе использования вероятностно-физической модели, описываемых функцией распределения Кондратова – Вейбулла.

Предложено результаты прогнозирования и определения параметров и показателей метрологической надежности представлять в виде метрологических графических портретов. Это позволяет анализировать процесс деградации средств измерений во времени, определять время наработки на метрологический отказ, время проведения очередных проверок и т.д.

Сформулированы основные требования, каким должна соответствовать функции распределения,

используемая в качестве вероятностно-физической модели метрологических отказов.

Показано, что вероятностно-физические модели устанавливают закономерную связь между нормированной МХ и параметрами МН средств измерений, что является основой прогнозирования.

Разработан алгоритм построения прогнозных моделей, с использованием реальных экспериментально полученных данных об изменении во времени нормированных МХ.

В основу методики определения прогнозного времени наработки средств измерений на метрологический отказ и вероятности метрологического отказа, а также установления научно-обоснованного времени проведения периодической поверки (калибровки) средств измерений положен прогнозно-базированный подход.

Показано, что методика определения времени наработки на метрологический отказ обеспечивает с высокой вероятностью прогнозирование времени наработки средств измерений на метрологический отказ, а также определение календарного времени проведения периодической поверки (калибровки) средств измерений.

Установлено, что погрешность определения статистически достоверного прогнозного значения времени наработки на метрологический отказ составляет от 10 % до 15 % от установленного значения времени наработки средств измерений на метрологический отказ. При этом вероятность наработки средств измерений на метрологический отказ составляет $P_{MO} = 0,92$. Результаты использования описанной методики показали, что время наработки средств измерений на МО составляет $\{\overline{T_{HO}}\} = 35,5$ лет с вероятностью метрологического отказа $\{\overline{P_{HO}}\} = 0,92$, а отклонение от прогнозного значения времени наработки на МО составляет $\{-\Delta_{T_{HO}}\} = 4,5$ года (12,5 %).

Характерными точками на графиках прогнозных моделей при убывающем, возрастающем и «совмещенном» характерах изменения метрологической характеристики, являются точки $N_{1.1}, N_{1.2}, N_{2.1}, N_{2.2}, N_{3.1}, N_{3.2}$, которые указывают на значения прогнозного календарного времени $t_{1.1}, t_{1.2}, t_{2.1}, t_{2.2}, t_{3.1}, t_{3.2}$ проведения следующих поверок (калибровок) средств измерений.

Представленная в работе методика определения времени наработки средств измерений на метрологический отказ использована и опробована на рабочих эталонах. Установлено, что применение гибких вероятностно-физических моделей дает возможность определить и увеличить межповерочный (межкалибровочный) интервал от нескольких до десятка лет. Это позволит существенно сэкономить затраты на проведение периодических поверок (калибровок). Подходы, описанные в методике, обеспечивают прогнозирование времени наступления метрологического отказа и дают возможность научно обосновать установление времени проведения очередной поверки (калибровки) и корректировать межповерочный (межкалибровочный) интервал.

Описанная методика обеспечивает экономию средств на проведение поверок (калибровок) более чем в два раза, что подчеркивает эффективность и перспективу ее дальнейшего использования.

Методика найдет практическое применение при разработке методологических основ прогнозирования метрологической надежности средств измерений разного типа и класса точности. Наибольшая эффективность использования данной методики проявится при контроле метрологической исправности современных средств избыточных измерений в связи с тем, что последние не требуют обязательного использования априорных данных о распределения погрешностей в течение всего времени их эксплуатации.

Литература

1. Кондратов В.Т. Особенности и состояние проблемы метрологической надежности средств измерений / В.Т. Кондратов, И.А. Сахнюк // Український метрологічний журнал. — 2007. — № 2. — С. 10–14.
2. Кондратов В.Т. Метроника, вероятностно-физические модели метрологических отказов средств измерений и их графические портреты / В.Т. Кондратов // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. — 2010. — №1. — С.25–35.
3. Кондратов В.Т. Теория избыточных измерений / В.Т. Кондратов // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. — 2005, — №1. — С. 7–24.
4. Сахнюк И.А. Прогнозно-базированный подход к определению метрологической надежности средств измерений / И.А. Сахнюк // Кибернетика и системный анализ. — 2012. — №6. — С. 140–143.

References

1. Kondratov V.T., Saxnyuk I.A. Osobennosti i sostoyanie problemy metrologicheskoy nadyozhnosti sredstv izmerenij, *Ukrains'kij metrologichnij zhurnal*, 2007, No. 2, pp. 10–14.
2. Kondratov V.T., Metronika, veroyatnostno-fizicheskie modeli metrologicheskix otkazov sredstv izmerenij i ix graficheskie portrety, *Vymiryuvalna ta obchislyuvalna tekhnika v tekhnologichnykh protsesakh*, 2010, No. 1, pp. 25–35.
3. Kondratov V.T., Teoriya izbytochnykh izmerenij, *Vymiryuvalna ta obchislyuvalna tekhnika v tekhnologichnykh protsesakh*, 2005, No. 1, pp. 7–24.
4. Saxnyuk I.A., Prognozno-bazirovanyj podhod k opredeleniyu metrologicheskoy nadyozhnosti sredstv izmerenij, *kibernetika i sistemnyj analiz*, 2012, No. 6, pp. 140–143

Надійшла до редакції
13.7.2013 р.

УДК 681.335

Д.С. ГРОМОВИЙ, С.П. ЛУЦЕНКО, А.С. МЕЛЬНИЧУК, Я.М. СИДОРУК

Вінницький національний технічний університет, Україна

**МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ ДИСПЕРСІЇ У ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ
ЛІНІЯХ З РОЗНЕСЕНИМ ВХОДОМ І ВИХОДОМ**

У роботі запропоновано метод вимірювання дисперсії у волоконно-оптичних лініях зв'язку, який оснований на використанні двохтонального амплітудно-модульованого світлового потоку для кабелів з територіально рознесеними входом і виходом.

Ключові слова: волоконно-оптичний кабель, дисперсія, двохтональний амплітудно модульований світловий потік.

DMYTRO GROMOVYI, SERHII LUTSENKO, ANDRII MELNYCHUK, YAROSLAV SYDORUK

Vinnitsa National Technical University, Ukraine

**METHOD FOR MEASURING OF DISPERSION IN FIBER-OPTIC LINES
WITH DISTANT INLET AND OUTLET**

The paper presents the method for measuring of dispersion in fiber-optic communication cables that is based on the use of double-tone amplitude-modulated light flux for cables with geographically spaced input and output.

Key words: fiber-optic cable, dispersion, double-tone amplitude-modulated light flux.

Вступ

При проектуванні, монтажі та експлуатації систем передачі даних, окремим випадком яких є комп'ютерні мережі, необхідно враховувати багато різних чинників. Основними завданнями, які потребують вирішення, є: необхідний обсяг і швидкість передачі даних (підтримка певних протоколів), довжина ліній (відстань між користувачами), можливі зовнішні впливи, ціна.

При вирішенні цих та інших питань все більшого поширення набувають оптоволоконні технології. Підставою для цього служить безсумнівна перевага по ряду параметрів волоконно-оптичних ліній (ВОЛ) зв'язку над лініями з використанням міді. Важливим є і той факт, що останнім часом вартість волоконно-оптичного устаткування істотно знизилася, а асортимент, пропонується виробниками, дозволяє побудувати систему будь-якої конфігурації [1].

Найбільш важливі характеристики, що обумовлюють вибір саме ВОЛ зв'язку як основу побудови мережі:

- можливість з'єднання комп'ютерів, що знаходяться на значній відстані один від одного, без використання ретрансляторів і повторювачів;
- передача набагато більшого обсягу інформації;
- зняття проблем, пов'язаних з гальванічною розв'язкою;
- несприйнятливості до електромагнітних впливів;
- конфіденційності інформації, що передається.

Ці переваги обумовлені самою технологією передачі даних і обладнанням, яке використовується. Марки оптичного волокна, які випускаються на сьогодні, мають малий коефіцієнт загасання і дисперсію. Можливість вибору джерела, розподільних пристроїв, технології прокладки і обробки кінців кабелів у залежності від необхідних якісних показників, зробили використання ВОЛ зв'язку широко поширеним, а в деяких випадках і єдиною прийнятним. Водночас часто використовуються комбіновані схеми, які дозволяють поєднувати в собі переваги як мідної кручений пари, так і оптоволоконних рішень [2]. Наприклад, об'єднання вже існуючих локальних мереж, що знаходяться в різних будівлях або містах, або ж на об'єктах, які займають значні площі. Сприяє розширенню можливостей щодо використання ВОЛ зв'язку і той факт, що зараз на ринку технологій передачі даних провідні фірми-виробники (CISCO, D-LINK, 3COM, ALLIED TELESYN, DELL) намагаються максимально широко представити різноманітні варіанти рішень з використанням оптоволоконних технологій. Це дає можливість вибору обладнання різних цінових категорій.

Аналіз волоконно-оптичних ліній зв'язку як об'єкта вимірювань

Волоконно-оптичні лінії (ВОЛ) – це кабелі, які використовуються в лініях зв'язку. Вони, як і електричні кабелі, повинні відповідати встановленим вимогам на згасання, захищеність, імпульсну характеристику і дисперсію. Проте специфіка ВОЛ, в яких електромагнітна енергія поширюється по світлопровідним жилам, які є діелектричними хвилеводами ближнього інфрачервоного діапазону, обумовлює своєрідність методів і схем вимірювання відзначених характеристик, що властиві тільки таким кабелям.

Серед відзначених характеристик ВОЛ особливе значення має дисперсія, яка призводить до спотворення сигналу.

Дисперсія – це розсіювання спектральних або модових складових оптичного сигналу в часі. Дисперсія у ВОЛ призводить до збільшення тривалості імпульсу при проходженні його по волоконно-оптичному кабелю [3].

Визначення дисперсії є важливим елементом оцінки якості та справності волоконно-оптичного кабелю. Оцінку дисперсії здійснюють за груповим часом запізнення сигналу на різних довжинах хвиль, або за розширенням імпульсів [4].

Під час оцінки дисперсії за груповим часом запізнення сигналу використовується модульований сигнал, який від світлодіода надходить через оптичну систему на вхід ВОЛ, вихідний сигнал якого через інтерференційний фільтр надходить на лавинний фотодіод. На виході лавинного фотодіода фільтром нижніх частот здійснюється придушення паразитних гармонік, які генеруються за рахунок нерівномірності амплітудної характеристики світлодіода і виділяється обвідна з частотою модуляції. Різниця фаз між обвідною і сигналом модулювання вимірюється фазометром, шкала якого проградуєвана в одиницях часу.

Вимірювання дисперсії ВОЛ за імпульсним методом полягає в тому, що на вході і виході кабеля розміщуються частково прозорі дзеркала. Світлові імпульси з імпульсного напівпровідникового лазера надходять через вхідне дзеркало на вхід ВОЛ і циркулюють між його кінцями, а дисперсія визначається порівнянням на екрані осцилографа ширини імпульсів, які повертаються з послідовних циркуляцій з шириною вхідного імпульсу. Суміщення імпульсів досягається цифровою лінією затримки. Цей метод дає можливість за допомогою порівняно короткого відрізка ВОЛ імітувати проходження сигналу в кабелі великої довжини.

Розглянуті вище методи забезпечують вимірювання дисперсії ВОЛ, вхід і вихід яких знаходяться в одному пункті. Задачею даної статті є створення методу вимірювання дисперсії у волоконно-оптичних лініях зв'язку з рознесеним входом і виходом. У разі вимірювання дисперсії ВОЛ, вхід і вихід яких територіально рознесені, основною задачею є створення опорного сигналу [5].

Використання двохтонального амплітудно модульованого світлового потоку для вимірювання дисперсії у ВОЛ

Для розв'язання поставленої задачі розглянемо метод вимірювання, який базується на одночасному використанні двох частот модуляції, практична реалізація якого пояснюється структурною схемою засобу вимірювання, що показана на рис. 1.

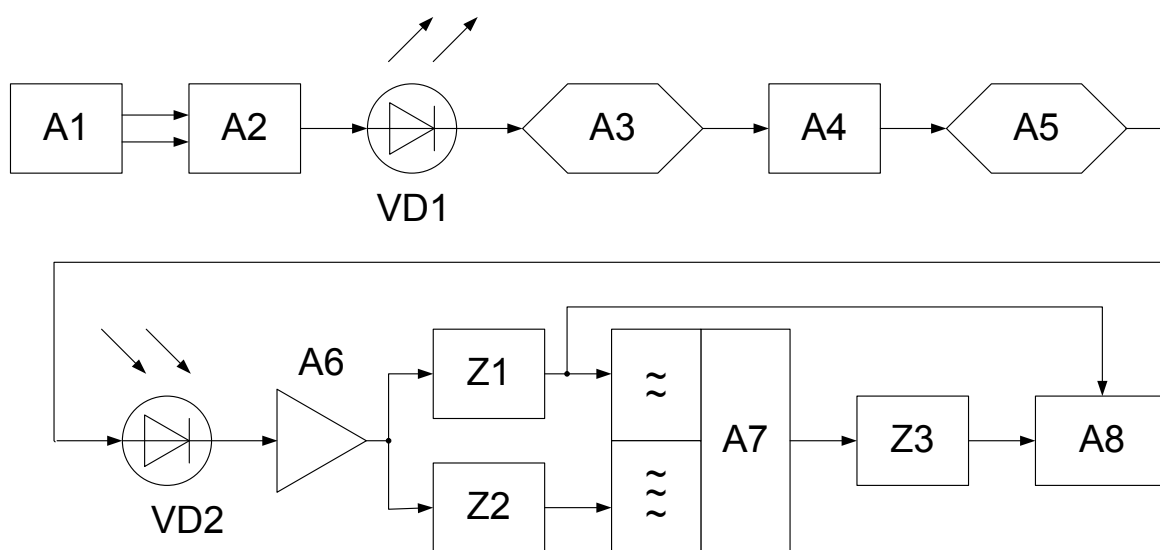


Рис. 1. Структурна схема пристрою для вимірювання дисперсії у волоконно-оптичних лініях зв'язку з рознесеним входом і виходом

У цій схемі модуляція випромінювання світлодіода VD1 здійснюється сумою двох частот модуляції, які надходять на його вхід з виходу блоку частот модуляції A1 через суматор A2. При цьому двохтональний амплітудно-модульований потік (АМП) оптичного випромінювання на виході світлодіода VD1 буде описуватись виразом

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= \Phi_m [1 + M_1 \sin(\Omega_1 t + \varphi_1) + M_2 \sin(\Omega_2 t + \varphi_2)] \sin \omega t = \\ &= \Phi_m \sin \omega t + \frac{M_1 \Phi_m}{2} \{ \cos [(\omega - \Omega_1)t - \varphi_1] \} - \cos [(\omega + \Omega_1)t + \varphi_1] + \\ &\quad + \frac{M_2 \Phi_m}{2} \{ \cos [(\omega - \Omega_2)t - \varphi_2] \} - \cos [(\omega + \Omega_2)t + \varphi_2]. \end{aligned} \quad (1)$$

де M_1 і M_2 – коефіцієнти глибини модуляції;

φ_1 і φ_2 – початкові фази сигналів частот модуляції.

Двохтональний АМП оптичного випромінювання з виходу світловода VD1 через пристрій введення випромінювання АЗ надходять на вхід ВОЛ, тобто у волоконно-оптичний кабель А4. В процесі проходження випромінювання, яке описується виразом (1), через ВОЛ його спектральні складові зазнають фазових спотворень, з урахуванням яких двухтональний АМП на виході волоконно-оптичного кабелю буде описуватись виразом

$$\begin{aligned} \Phi_1(t) = & \Phi_m \sin(\omega t - \varphi(\omega)) + \frac{M_1 \Phi_m}{2} \left\{ \cos[(\omega - \Omega_1)t - \varphi_1 - \varphi(\omega - \Omega_1)] - \right. \\ & \left. - \cos[(\omega + \Omega_1)t + \varphi_1 - \varphi(\omega + \Omega_1)] \right\} + \\ & + \frac{M_2 \Phi_m}{2} \left\{ \cos[(\omega - \Omega_2)t - \varphi_2 - \varphi(\omega - \Omega_2)] - \cos[(\omega + \Omega_2)t + \varphi_2 - \varphi(\omega + \Omega_2)] \right\}, \end{aligned} \quad (2)$$

де $\varphi(\omega)$, $\varphi(\omega \pm \Omega_1)$, $\varphi(\omega \pm \Omega_2)$ – фазові зсуви спектральних складових випромінювання на частотах відповідно ω , $\omega \pm \Omega_1$, $\omega \pm \Omega_2$.

Після відповідного перетворення вираз (2) набуває вигляду

$$\begin{aligned} \Phi_1(t) = & \Phi_m \sin(\omega t - \varphi(\omega)) + \\ & + M_1 \Phi_m \sin \left[\omega t - \frac{\varphi(\omega - \Omega_1) + \varphi(\omega + \Omega_1)}{2} \right] \cdot \sin \left[\Omega_1 t + \varphi_1 + \frac{\varphi(\omega - \Omega_1) - \varphi(\omega + \Omega_1)}{2} \right] + \\ & + M_2 \Phi_m \sin \left[\omega t - \frac{\varphi(\omega - \Omega_2) + \varphi(\omega + \Omega_2)}{2} \right] \cdot \sin \left[\Omega_2 t + \varphi_2 + \frac{\varphi(\omega - \Omega_2) - \varphi(\omega + \Omega_2)}{2} \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Введемо позначення:

$$\frac{\varphi(\omega - \Omega_2) + \varphi(\omega + \Omega_2)}{2} = \frac{\varphi(\omega - \Omega_1) + \varphi(\omega + \Omega_1)}{2} = \varphi(\omega),$$

$$\frac{\varphi(\omega - \Omega_1) - \varphi(\omega + \Omega_1)}{2} = \Delta\varphi_1,$$

$$\frac{\varphi(\omega - \Omega_2) - \varphi(\omega + \Omega_2)}{2} = \Delta\varphi_2.$$

З урахуванням введених позначень вираз (3) набуде вигляду

$$\Phi_1(t) = \Phi_m \sin[\omega t - \varphi(\omega)] \left[1 + M_1 \sin(\Omega_1 t + \varphi_1 + \Delta\varphi_1) + M_2 \sin(\Omega_2 t + \varphi_2 + \Delta\varphi_2) \right]. \quad (4)$$

Потік, який описується виразом (4), через пристрій виведення випромінювання А5 надходять на вхід фотодіода VD2, на виході якого матимемо сигнал, який описується виразом

$$U_d(t) = U_m \left[M_1 \sin(\Omega_1 t + \varphi_1 + \Delta\varphi_1) + M_2 \sin(\Omega_2 t + \varphi_2 + \Delta\varphi_2) \right]. \quad (5)$$

Сигнал, який описується виразом (5) з виходу фотодіода VD2 підсилюється підсилювачем А6 і надходить на входи вузькосмугових фільтрів Z1 і Z2. При цьому вихідний сигнал фільтра Z1 описується виразом

$$U_{\phi 1}(t) = U_m M_1 \sin(\Omega_1 t + \varphi_1 + \varphi_1^* + \Delta\varphi_1), \quad (6)$$

а сигнал на виході фільтра Z2 – виразом

$$U_{\phi 2}(t) = U_m M_2 \sin(\Omega_2 t + \varphi_2 + \varphi_2^* + \Delta\varphi_2). \quad (7)$$

У виразах (6) і (7) φ_1^* і φ_2^* – фазові зсуви, що вносяться вузькосмуговими фільтрами Z1 і Z2.

Сигнали, які описуються виразами (6) і (7), надходять на входи перетворювача частоти А7. У випадку, якщо $\Omega_2 = 2\Omega_1$ і $M_1 = M_2 = M$, то вихідний сигнал перетворювача частоти А7 буде описуватись виразом

$$\begin{aligned} U_n(t) = & \frac{U_m^2 M^2}{2} \left\{ \cos(\Omega_1 t - \varphi_1 - \varphi_1^* + \varphi_2 + \varphi_2^* - \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2) - \right. \\ & \left. - \cos(3\Omega_1 t + \varphi_1 + \varphi_1^* + \varphi_2 + \varphi_2^* + \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2) \right\}. \end{aligned} \quad (8)$$

Із сигналу (8) фільтром нижніх частот Z3 виділяється низькочастотна складова, яка описується виразом

$$U_{\phi 3}(t) = \frac{U_m^2 M^2}{2} \cos(\Omega_1 t - \varphi_1 - \varphi_1^* + \varphi_2 + \varphi_2^* + \varphi_3 - \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2), \quad (9)$$

де φ_3 – фазовий зсув, що вноситься перетворювачем частоти А7 і фільтром нижніх частот Z3.

Сигнали, які описуються виразами (6) і (9), надходять на входи фазометра А8, шкала якого проградуєвана в одиницях часу. Виміряна фазометром А8 різниця фаз цих сигналів без урахування додаткових фазових зсувів, буде відповідати груповому часу запізнення [6], який визначається за виразом

$$\tau_{ep}(\omega) = \frac{2\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2}{\Omega_1} \quad (10)$$

Ця величина і є оцінкою дисперсії у волоконно-оптичних кабелях.

Висновок

На основі проведеного аналізу можна зробити висновок, що використання двохтонального амплітудно модульованого світлового потоку порівняно з однотональним є ефективнішим, оскільки при цьому забезпечується створення опорного сигналу і вимірювання дисперсії ВОЛ, вхід і вихід яких територіально рознесені.

Література

1. Рыбаков Н. А. Моделирование процесса распространения электромагнитных волн по оптическому волокну / Н. А. Рыбаков, А. П. Рыбаков. – Пермь : Изд-во Перм. гос. техн. ун-та, 2011. – 68 с. – ISBN 978-5-398-00606-3.
2. Мальке Г. Волоконно-оптические кабели : пер. с нем. / Гюнтер Мальке, Петер Гёссинг. – 2-е изд., перераб. и доп. – Новосибирск : Лингва-9, 2001. – 346 с. – ISBN 5-901583-01-9.
3. Волоконно-оптические системы передачи и кабели : справочник / И. И. Гроднев, А. Г. Му радян, Р. М. Шарафутдинов и др. – М. : Радио и связь, 1993. – 264 с. – ISBN 5-256-00932-Х.
4. Андрушко Л. М. Волоконно-оптические линии связи / Л. М. Андрушко, И. И. Гроднев, И. П. Панфилов. – М. : Радио и связь, 1985. – 136 с.
5. Гуцало О. Г. Вимірювання дисперсії волоконно-оптичних кабелів / О. Г. Гуцало // Вісник ВПІ. – 2003. – № 5. – С. 78–80. – ISSN 1997-9266.
6. Бейли Д. Волоконная оптика. Теория и практика : пер. с англ. / Дэвид Бейли, Эдвин Райт. – М. : КУДИЦ-Пресс, 2008. – 320 с. – ISBN 978-5-91136-048-1.

Надійшла до редакції
19.5.2013 р.

УДК 536.532

О.В. КОЧАН

Тернопільський національний економічний університет

ПІЧ З КЕРОВАНИМ ПРОФІЛЕМ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ ДЛЯ КОМПЕНСАЦІЇ ПОХИБКИ НЕОДНОРІДНОСТІ ТЕРМОПАР

В статті запропонована конструкція спеціалізованої багатосекційної печі, призначеної для стабілізації профілю температурного поля вздовж електродів термоелектричних перетворювачів. Це не дозволяє проявити себе дуже небезпечній похибці термодпар – похибці від набутої в процесі тривалої експлуатації при високій температурі неоднорідності термоелектродів. Кожна секція печі складається з давача температури (термопари) та нагрівача, які підключені до окремої підсистеми регулювання температури. Суміщення нагрівачів з давачами температури дозволило значно спростити конструкцію печі. В статті запропоновано також технологію виготовлення описаної печі та її підключення до підсистеми регулювання температури.

Ключові слова: термодпара, похибка.

O.V. KOCHAN

Terнопil national economic university

FURNACE WITH CONTROLLED PROFILE OF TEMPERATURE FIELD FOR THERMOCOUPLES' INHOMOGENEITY ERROR COMPENSATION

Abstract – The design of multisection furnace for stabilization of temperature field along electrodes of thermocouples is proposed in this paper. Stabilization of temperature field doesn't allow to heterogeneity error affect on measurements. Heterogeneity error is acquired during operation due to influence of high temperature and time. This error is considered to be the main reason of big error of temperature measurement. Each section of a furnace consist of sensor of temperature (thermocouple) and heater. Both are connected to corresponding temperature control subsystems. Combination of heaters and sensors provides considerable simplification of design of the furnace. The production technology of mentioned above furnaces is proposed in this paper, as well as its connection to temperature control subsystems.

Keywords: thermocouple, error.

Вступ

Термоелектричні перетворювачі (ТЕП) [1], порівняно з іншими давачами, забезпечують на сьогодні вищу точність вимірювання температур вище 700°C в промисловості, на транспорті та наукових дослідженнях, загалом, у тих випадках, коли, через властивості об'єкта вимірювання (відмінність властивостей об'єкта від абсолютно чорного тіла) або оточуючого середовища (присутність диму або парів, відсутність прямого оптичного доступу), оптичні пірометри (які вимірюють температуру за випромінюванням об'єкта вимірювання) мають високі методичні похибки. Крім того, ТЕП (різні типи) перебивають найбільш широкий діапазон вимірювання температури – від мінус 50 до 2500°C.

Однак границя основної допустимої похибки чутливих елементів ТЕП – термопар, досить велика. Наприклад, для найточніших термопар типу ПП (платина – платина +10% родію) границя основної допустимої похибки при 1000°C досягає 2,4°C [2, 3]. Термопари з неблагородних металів мають в 2...3 рази вищі похибки. Наприклад, для широко вживаних термопар типу ХА (хромель – алюмель) границя основної допустимої похибки при 1000°C досягає 7,4°C [2, 3]. Для зменшення похибки термопар використовують їх індивідуальну функцію перетворення (ФП) [4]. Але цей метод вимагає досить частої перевірки ТЕП через значний часовий дрейф термопар під дією високої температури експлуатації [2, 5, 6]. Причиною дрейфу є деградаційні процеси, які протікають у термоелектродах під дією високих температур і часу експлуатації [7].

Але перехід до індивідуальної ФП може не дати значного підвищення точності при використанні термопар, які довго перебували в експлуатації. Швидкість дрейфу ФП термопар в основному визначається температурою експлуатації [5, 6]. Тому різні ділянки термоелектродів, які знаходяться в зоні градієнту температурного поля (тобто ті ділянки, які генерують термо-е.р.с.), дрейфують по-різному. Якщо ділянки, що експлуатувалися при одній температурі (якій відповідало деяке значення дрейфу ФП кожної ділянки), після зміни профілю температурного поля об'єкта вимірювання температури перейдуть в іншу температуру, то зміняться значення їх дрейфу. Це означає, що зміниться сумарна термо-е.р.с. термопари, незважаючи на те, що температура робочого і вільних кінців не змінилася. Таке явище називається похибкою від набутої в процесі тривалої експлуатації термоелектричної неоднорідності електродів термопар. Ця похибка вважається одною з найбільш небезпечних [8], її наявність привела до надто категоричного висновку, що похибку термопар коригувати взагалі неможливо [9].

Однак в подальшому запропоновано ряд методів [10 - 14] зменшення впливу похибки від набутої термоелектричної неоднорідності термопар. Одним з найбільш ефективних методів є створення вздовж електродів термопари власного профілю температурного поля, незалежного від профілю температурного поля об'єкта вимірювання [12, 15]. В такому випадку профіль температурного поля вздовж термоелектродів не змінюється (навіть при зміні профілю температурного поля об'єкта вимірювання температури), тому похибка від набутої термоелектричної неоднорідності не може себе проявити. Такий ТЕП з керованим профілем температурного поля (ТЕП з КПТП) [15] особливо доцільно використовувати для вимірювання температури великих термоагрегатів, які експлуатуються при сталій робочій температурі, однак вплив зовнішніх умов може змінювати профіль їх температурного поля (до таких об'єктів можна віднести, наприклад, котли теплових електростанцій). Недоліком запропонованого в [15] ТЕП з КПТП є те, що він є спеціалізованим давачем температури, його конструкція не сумісна з тими ТЕП, які випускаються серійно. Крім того, пропонується в [15] конструкція є доволі складною.

Метою статті є створення пристрою, який забезпечить керований профіль температурного поля ТЕП, що випускаються серійно, дозволить його заміну та буде простішим конструктивно. Такий пристрій не повинен входити в склад ТЕП і фактично буде окремою пічкою для компенсації похибки неоднорідності термопар.

Схема запропонованої печі

Спрощення конструкції печі для керування профілем температурного поля ТЕП можливе за рахунок використання циліндричного спірального нагрівача, поділеного на окремі секції (зони нагріву) зробленими від нього відводами [16]. Однак пряме виведення нагрівачів окремих зон і відповідних їм давачів температури (додаткових термопар) з складу ТЕП з КПТП [15] створює додаткові проблеми. Справа в тому, що така піч буде мати значну кількість виводів – виводи самого нагрівача, відводи, які ділять циліндричний спіральний нагрівач на окремі зони, а також виводи вільних кінців термопар контролю температури всіх зон.

Для усунення впливу змін градієнту температурного поля об'єкта на профіль температурного поля ТЕП, що вимірює температуру цього об'єкта, запропонована піч мусить розміщуватися в зоні градієнту температурного поля об'єкта, тобто в його стінці (рис. 1). Таким чином виводи як нагрівачів та їх відводів, так і вільні кінці термопар, що контролюють температуру окремих зон, мусять бути виведені на зовнішній торець циліндричного корпусу запропонованої печі. В такому випадку розміщення високотемпературних ізоляційних втулок великої кількості виводів вимагає відносно великої площі, тобто нераціонального збільшення діаметру запропонованої печі.

Радикально зменшити кількість виводів дозволяє суміщення зон нагрівача з давачами температури цих зон. Таке суміщення досягається шляхом виконання циліндричного спірального нагрівача печі з керованим профілем температурного поля із металу або сплаву, що відповідає одному з термоелектродів термопар контролю температури окремих зон (наприклад, з хромелю). Відводи нагрівача, що ділять нагрівач на окремі секції, виконують із металу або сплаву, що відповідає іншому термоелектроду (наприклад, із алюмелю).

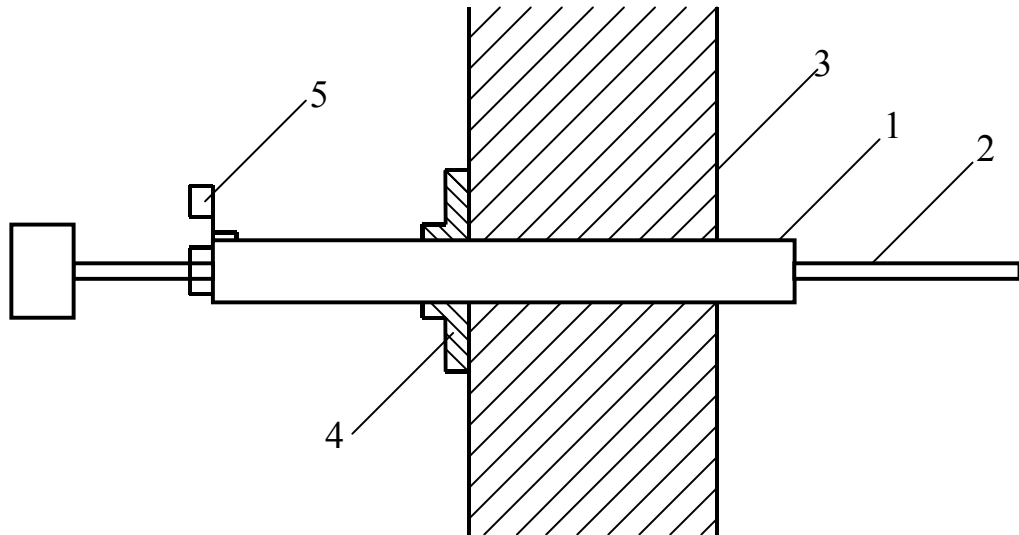


Рис. 1. Розміщення печі з керованим профілем температурного поля:
(1 – сама піч; 2 – ТЕП; 3 – стінка об'єкта; 4 – фланець кріплення печі; 5 – роз'язгтя підключення печі)

В результаті виконання нагрівача та відводів з відповідних термоелектродних матеріалів отримуємо поєднання нагрівача та датчиків температури його зон. За рахунок такого суміщення різко зменшується необхідна кількість виводів печі. Якщо прийняти кількість зон за n , то для ТЕП з КПТП [15] потрібно $4n$ виводів, а для пропонованої печі – $n + 1$ виводів. Наприклад, для 10-ти зон, для ТЕП з КПТП [15] потрібно 40 виводів, а для пропонованої печі – 11 виводів. Крім того, конструкція пропонованої печі різко спрощується за рахунок відсутності власне датчиків температури (термопар та їх ізоляційних втулок) окремих зон, а також елементів їх кріплення. Таке спрощення викликано власне суміщенням нагрівачів та датчиків температури зон.

Конструкція пропонованої печі

Конструкцію пропонованої печі з керованим профілем температурного поля пояснює рис. 2. Циліндричний спіральний нагрівач 1 виконано, наприклад, з хромелю, а його відводи 2 – з алюмелю. Таким чином, нагрівач, разом з кожним відводом, представляє собою термопару типу хромель-алюмель (ХА). Виводи нагрівача та відводів розміщені з однієї сторони корпусу печі 3 – на торцевій стінці 4.

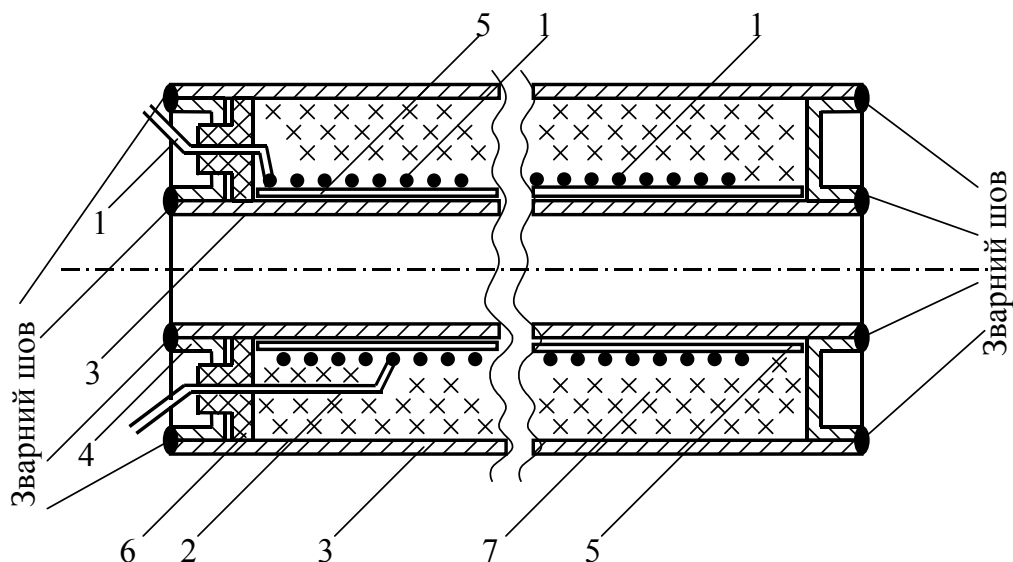


Рис. 2. Конструкція печі з керованим профілем температурного поля

Циліндричний спіральний нагрівач 1 вимагає ізоляції від корпусу печі. Таку ізоляцію найкраще забезпечити з допомогою тонкостінного (товщина стінки 1 ... 2 мм) керамічного циліндра 5, на який нагрівач одягається з легким натягом. Натяг можна забезпечити за рахунок намотування нагрівача на циліндричну оправку дещо меншого (на 1 ... 2 мм) діаметру, ніж зовнішній діаметр керамічного циліндра 5. Тоді нагрівач одягається на керамічний циліндр шляхом його пружного "розкручування".

Виводи нагрівача 1 і його відводи 2 ізолювані від корпусу печі 3 з допомогою керамічних втулок 6. Втулки 6 мають грибовидну форму, тому вони не можуть зміщуватися відносно корпусу печі 3 – їх зміщення обмежено з однієї сторони керамічним циліндром 5, а з іншої – корпусом печі 3 (точніше

торцевою стінкою 4).

Під час роботи витки нагрівача 1 не можуть змішуватися за рахунок того, що виводи і відводи нагрівача 1 зігнуті перед проходженням через втулки 6 і після їх проходження (рис. 3). Таким чином нагрівач 1 разом з виводами може, під час нагріву, вільно змішуватися (за рахунок того, що теплоізоляція 7 виконана сипкою, наприклад, шляхом засипки пудрою окису алюмінію або кремнію) вздовж витків його спіралі та в осьовому напрямі (в обмеженій степені), але не може торкнутися корпусу печі 3.

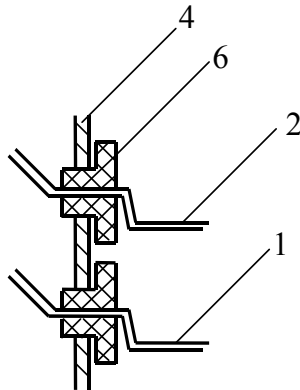


Рис. 3. Проходження виводів нагрівача та його відводів через ізоляційні втулки

Для спрощення складання пропонованої печі бокові кришки печі 8 виконані ввігнутими, а складання виконується шляхом їх приварювання до внутрішньої та зовнішньої трубчатих стінок печі (див. виноску А рис. 2). При цьому доцільним є такий порядок складання:

1. Приварюють до внутрішньої трубчатой стінки печі ліву (див. рис. 2) кришку.
2. Вставляють втулки 6.
3. Одягають на керамічний циліндр 5 нагрівач 1 з тільки перший раз зігнутими виводами та відводами (див. рис. 3).
4. Одягають керамічний циліндр 5 з нагрівачем 1 і відводами 2 на вузол, отриманий в при виконанні п. 1, потрапляючи виводами та відводами в отвори втулок 6.
5. Згинають виводи нагрівача 1 і його відводи 2 другий раз

(див. рис. 3).

6. Герметизують втулки 6 з допомогою високотемпературної емалі.
7. Одягають на вузол, отриманий в результаті виконання п. 5, зовнішню трубчатую стінку печі та приварюють її.
8. Засипають теплоізоляційний порошок.
9. Встановлюють праву (див. рис. 2) кришку та приварюють її.
10. Кріплять до корпусу печі роз'язття та припаюють до його контактів виводи нагрівача 1 та його відводи 2.

Як видно з переліку операцій збирання пропонованої печі, вони не містять складних, рідко вживаних та дорогих операцій.

Схема підключення пропонованої печі

Виводи нагрівача 1 та його відводи 2 через комутатор підключаються до входів і виходів багатоканальної підсистеми регулювання температури (рис. 4). При цьому до ключів, які підключають нагрівач 1 та його відводи 2, ставляться різні вимоги. Ключі, що підключають давачі до входів підсистеми регулювання температури, повинні мати малу паразитну термо-е.р.с. для забезпечення достатньої точності вимірювання температури. Ключі, що підключають нагрівач 1 та його відводи 2 до виходів регуляторів повинні мати достатній допустимий струм у відкритому стані та малий паразитний струм виток у закритому стані.

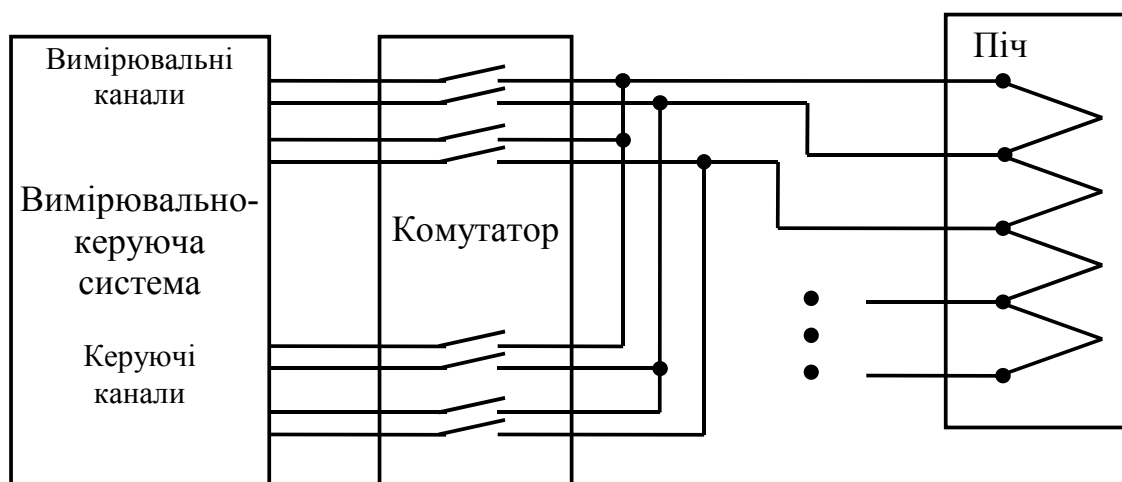


Рис. 4. Схема підключення пропонованої печі

Багатоканальна підсистема регулювання температури, як це запропоновано у [17], повинна бути циклічної дії. При цьому кожен цикл формування керуючої дії повинен починатися з підключення до входів підсистеми регулювання виходів давачів температури, створених нагрівачем 1 і його відводами 2. Після вимірювання поточної температури всіх зон та обчислення потрібної зміни температури кожної зони (для приведення профілю температурного поля печі до заданої форми), підсистема регулювання формує керуючу

дію (обчислює шпарність, яку повинні реалізувати виконавчі широтно-імпульсні регулятори всіх зон) і підключає виводи нагрівача 1 і його відводи 2 до відповідних своїх виходів. Наступний цикл регулювання, згідно [17], повинен початися після закінчення перехідного процесу встановлення нового значення температури всіх зон. Для контролю проходження перехідного процесу підсистема регулювання температури періодично відключає нагрівач 1 і його відводи 2 від виходів регуляторів, підключає до своїх виходів виходи давачів температури, створених нагрівачем 1 і його відводами 2, проводить вимірювання поточної температури всіх зон та обчислює зміни температури кожної зони. Наступний цикл формування керуючої дії можна починати, коли поточні зміни температури стають менші за похибку багатоканальної підсистеми регулювання температури.

В зв'язку з тим, що давачі температури окремих зон, створені нагрівачем 1 і відповідними відводами 2, знаходяться на границях зон, тобто вимірюють не температуру в центрі зон, а середню температуру суміжних зон, процес керування профілем температурного поля пропонованої печі має деякі особливості. Якщо підсистеми керування реалізують традиційні закони регулювання, то температуру центра окремих зон можна з достатньою для вимог пропонованої печі точністю визначити як середнє значення температур на межах зон, тобто температур визначених відповідними давачами. Температури крайніх зон можуть бути визначені шляхом лінійної екстраполяції температури прилеглих зон.

Якщо використовуються нейромережеві методи керування [18], то навчання нейронних мереж, що формують керуючу дію для кожної зони, слід виконувати з врахуванням положення давачів температури в даному пристрої.

Висновки

Пропонована піч з керованим профілем температурного поля може знайти застосування при тривалому вимірюванні середніх і високих температур з допомогою ТЕП в умовах значних (10°C і більше) змін профілю температурного поля вздовж термоелектродів ТЕП. Такі умови виникають, наприклад, в котлах теплових електростанцій за рахунок дії зовнішніх (опаді, вітер, сонячне випромінювання, пори року та дня) та внутрішніх умов (зміна генерованої потужності, режиму роботи, теплотворної здатності палива). При цьому дія похибки від набутої в процесі тривалої експлуатації термоелектричної неоднорідності електродів термопар змушує знижувати температуру перегрітої пари для створення відповідного експлуатаційного запасу похибки, що, в свою чергу, зменшує коефіцієнт корисної дії електростанції. Використання ТЕП з КПТП дає змогу зменшити експлуатаційний запас похибки через те, що в цьому випадку похибка від набутої термоелектричної неоднорідності не може себе проявити. Використання пропонованої печі в комплекті із стандартизованими ТЕП забезпечує такий самий ефект, як і використання ТЕП з КПТП.

Література

1. Гордов А.Н. Основы пирометрии. – М.: Металлургия, 1971. – 342 с.
2. Приборы для измерения температуры контактным способом / Под ред. Р.В. Бычковского. – Львов.: Вища школа, 1979. – 234 с.
3. ГОСТ 3044-84. Преобразователи термоэлектрические. Номинальные статистические характеристики преобразования. – М.: Изд-во стандартов, 1984. 64 с.
4. А.с. 352152 СРСР. Устройство для измерения температуры. А.А. Саченко, К.М. Обелевская, Л.В. Заничковская и др.; Опубл. 1972, Бюл. № 28. – 4 с.
5. Датчики для измерения температуры в промышленности / Г.В. Самсонов, А.И. Киц, О.А. Кюздени и др. – Киев: Наукова думка, 1972. – 287 с.
6. Рогельберг И.Л., Нужнов А.Г., Покровская Г.Н. и др. Стабильность термоэлектродвижущей силы термопар хромель – алюминий при нагреве на воздухе при температурах до 1200°C // Исследование сплавов для термопар: Сб. трудов института Гипроцветметобработка. – М.: Металлургия, 1967. Т.11. Вып.24. – С.54-65.
7. Павлов Б.П. Термоэлектрическая неоднородность электродов термопар / Павлов Б.П. – Москва: Изд-во стандартов, 1979. – 109 с.
8. Southworth D.J. Temperature Calibration with Isotech Block Baths / Southworth D.J. – Handbook of Isothermal Corporation Limited 1999. – 90 с.
9. Киренков И.И. Некоторые законы термоэлектрической неоднородности // Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области температурных измерений. “Энергия”, Ленинградское отд-ние, 1975, вып 171 (231). С.11-15.
10. Мильченко В.Ю. Исследование методов и разработка средств поверки термоэлектрических преобразователей из благородных металлов. Автореферат диссертации на соискание ученой степени к.т.н. по специальности 05.11.15 – М., ВНИИФТРИ, 1984. – 20 с.
11. Чирка М.І. Підвищення точності вимірювання температури термоелектричними перетворювачами в нерівномірних теплових полях. Автореферат дисертації на здобуття вченого ступеня к.т.н. по спеціальності 05.11.04 – Прилади та методи вимірювання теплових величин. – Львів, Державний університет “Львівська політехніка”, 1997. – 20 с.

12. Кочан О.В. Термоелектричний перетворювач з керованим профілем температурного поля: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук: спец. 05.11.04 – прилади і методи вимірювання теплових величин / О.В. Кочан . – Львів, 2011. – 20 с.
13. Васильків Н.М. Підвищення точності вимірювання температури термopарамі в процесі експлуатації: автореф. дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук: спец. 05.11.04 – прилади і методи вимірювання теплових величин / Н.М. Васильків. – Львів, 2010. – 19 с.
14. Дослідження похибки вимірювання температури від набутої термоелектричної неоднорідності електродів термopар. / Васильків Н.М., Кочан О.В., Кочан В.В., Саченко А.О. // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2009. – № 70. – С. 110 – 117.
15. Пат. № 97464 Україна, МПК G01K 15/00. Термоелектричний перетворювач / Кочан О.В., Кочан Р.В. – заявл. 22.02.2007. Опубл. 2007, Бюл. № 3. – 6 с.
16. Блинов И.Г. Оборудование полупроводникового производства. / Блинов И.Г., Кожитов Л.В. – М.: Машиностроение, 1986. – 264 с.
17. Кочан О.В. Мікроконтролерний метод керування профілем температурного поля /О.В. Кочан , Р.В. Кочан // Вісник Національного університету “Львівська Політехніка”. Комп’ютерні системи та мережі. – 2008. – № 630. – С. 67-76.
18. Омату Сигеру. Нейрокомпьютеры и их применение. Книга 2. Нейроуправление и его приложения / Сигеру Омату, Марзуки Халид, Рубия Юсоф; Пер с англ. Н. В. Батина – Москва: ИПРЖР 2000. – 272 с.

References

1. Gordov A.N. Osnovy pirometrii. - M.: Metallurgija, 1971. – 342 s.
2. Pribory dlja izmerenija temperatury kontaktnym sposobom / Pod red. R.V. Bychkovskogo. - L'vov.: Vishha shkola, 1979. – 234 s.
3. GOST 3044-84. Preobrazovateli termoelektricheskie. Nominal'nye statisticheskie harakteristiki preobrazovanija. - M.: Izd-vo standartov, 1984. 64 s.
4. A.s. 352152 SRSR. Ustrojstvo dlja izmerenija temperatury. A.A. Sachenko, K.M. Obelevskaja, L.V. Zanichkovskaja i dr.; Opubl. 1972, Bjul. № 28. – 4 s.
5. Datchiki dlja izmerenija temperatury v promyshlennosti / G.V. Samsonov, A.I. Kic, O.A. Kjuzdeni i dr. – Kiev: Naukova dumka, 1972. – 287 s.
6. Rogel'berg I.L., Nuzhnov A.G., Pokrovskaja G.N. i dr. Stabil'nost' termoelektrodvishushhej sily termopar hromel' – aljumel' pri nagreve na vozduhe pri temperaturah do 1200 C // Issledovanie splavov dlja termopar: Sb. trudov instituta Giprocvetmetobrabotka. - M.: Metallurgija, 1967. T.11. Vip.24.- S.54-65.
7. Pavlov B.P. Termoelektricheskaja neodnorodnost' jelektrodov termopar / Pavlov B.P. – Moskva: Izd-vo standartov, 1979. – 109 s.
8. Southworth D.J. Temperature Calibration with Isotech Block Baths / Southworth D.J. – Handbook of Isothermal Corporation Limited 1999. – 90 c.
9. Kirenkov I.I. Nekotorye zakony termoelektricheskoj neodnorodnosti // Trudy metrologicheskikh institutov SSSR. Issledovanija v oblasti temperaturnyh izmerenij. “Jenergija”, Leningradskoe otd-nie, 1975, vyp 171 (231). S.11-15.
10. Mil'chenko V.Ju. Issledovanie metodov i razrabotka sredstv poverki termoelektricheskih preobrazovatelej iz neblagorodnyh metallov. Avtoreferat dissertacii na soiskanie uchenoj stepeni k.t.n. po special'nosti 05.11.15 - M., VNIIFTRI, 1984. – 20 s.
11. Chyrka M.I. Pidvyshhennja tochnosti vymirjuvannja temperatury termoelektrychnymy peretvorjuvachamy v nerivnomirnyh teplovyh poljah. Avtoreferat dysertacii' na zdobuttja vchenogo stupenja k.t.n. po special'nosti 05.11.04 - Prylady ta metody vymirjuvannja teplovyh velychyn. – L'viv, Derzhavnyj universytet “L'vivs'ka politehnika”, 1997. – 20 s.
12. Kochan O.V. Termoelektrychnyj peretvorjuvach z kерованим профілем температурного поля: avtoref. dys. na zdobuttja nauk. stupenja kand. tehn. nauk: спец. 05.11.04 – pryklady i metody vymirjuvannja teplovyh velychyn / O.V. Kochan . – L'viv, 2011. – 20 c.
13. Vasyk'iv N.M. Pidvyshhennja tochnosti vymirjuvannja temperatury termoparamy v procesi ekspluatacii': avtoref. dys. na zdobuttja nauk. stupenja kand. tehn. nauk: спец. 05.11.04 – pryklady i metody vymirjuvannja teplovyh velychyn / N.M. Vasyk'iv. – L'viv, 2010. – 19 c.
14. Doslidzhennja pohybky vymirjuvannja temperatury vid nabutoi' termoelektrychnoi' neodnorodnosti elektrodov termopar. / Vasyk'iv N.M., Kochan O.V., Kochan V.V., Sachenko A.O. // Vymirjuval'na tehnika ta metrologija. – 2009. - № 70. – S. 110 – 117.
15. Pat. № 97464 Ukraїna, MPK G01K 15/00. Termoelektrychnyj peretvorjuvach / Kochan O.V., Kochan R.V. - zajavl. 22.02.2007. Opubl. 2007, Bjul. № 3. – 6 s.
16. Blinov I.G. Oborudovanie poluprovodnikovogo proizvodstva. / Blinov I.G., Kozhitov L.V. – M.: Mashinostroenie, 1986. - 264 s.
17. Kochan O.V. Mikrokontrolernyj metod keruvannja profілем температурного поля /O.V. Kochan , R.V. Kochan // Visnyk Nacional'nogo universytetu “L'vivs'ka Politehnika”. Komp'juterni systemy ta merezhi. – 2008. - № 630. - S. 67-76.
18. Omatsu Sigeru. Nejrokompjutery i ih primenenie. Kniga 2. Nejroupravlenie i ego prilozhenija / Sigeru Omatsu, Marzuki Halid, Rubija Jusof; Per s angl. N. V. Batina - Moskva: IPRZhR 2000. – 272 s.

Надійшла до редакції
29.5.2013 р.

В. Н. ЧЕГРИНЕЦ

ООО «АМИКО», г. Николаев

КОРРЕКЦИЯ ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ УРОВНЯ С ПОМОЩЬЮ ПОЛИМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Предложен метод коррекции погрешности датчиков уровня, работающих на принципе импульсной рефлектометрии. Метод основан на учете задержки сигналов, отраженных от распорок волновода датчика. С целью проектирования оптимальных параметров распорок построена модель погрешности датчика. Получена оптимальная амплитуда отражений от распорок применительно к датчику сжиженного углеводородного газа.

Ключевые слова: измерение уровня, рефлектометрия во временной области, волноводный радар.

V.N. CHEGRYNETS

AMICO LLC, Nikolayev

CORRECTION OF TRANSFER FUNCTION DURING LEVEL MEASUREMENT BY MEANS OF POLYMETRIC INFORMATION SYSTEM

A method is proposed for the measurement error correction for the time domain reflectometry level sensors. The method is based on taking into account of reflected signals from the sensor waveguide spacers. Sensor error model for design the optimal parameters of the spacers is developed. Optimal reflected signal amplitude from the spacers for the liquefied petroleum gas level sensor is calculated.

Keywords: level measurement, time domain reflectometry, guided wave radar.

Введение. Полиметрические информационные системы (ПМИС) предназначены для выполнения полиметрических измерений, под которыми понимается процесс получения значений нескольких измеряемых величин с помощью сигнала, полученного от единственного первичного преобразователя [1]. Данное исследование проводилось для ПМИС, построенных на принципе импульсной рефлектометрии, где используется реакция контролируемой среды на воздействие короткого электромагнитного импульса [2]. Применяются такие системы для измерения уровня, температуры, массы жидких и сыпучих сред в резервуарах хранения различных продуктов.

Стабильность параметров генератора-приемника ПМИС можно повысить схемными решениями, например, используя автоматический сдвиг стробоскопического преобразования на основе цифровых синтезаторов частоты [3]. Но такими способами принципиально нельзя исключить следующую причину изменения функции преобразования: изменение диэлектрической проницаемости газовой фазы в резервуарах хранения жидкости под давлением. Влияние же газовой фазы может быть существенным, к примеру, слой воздуха при избыточном давлении в 10 бар приводит к изменению оценки уровня жидкой среды на 0,22% [4]. Диэлектрическая проницаемость паровой фазы сжиженного газа может изменяться в пределах 1,001..1,03 [5], приводя в резервуаре объемом в 200 м³ к погрешности измерения уровня в 23 мм в нижней его части. А для того, чтобы при измерении массы газа погрешность измерения уровня его жидкой фазы не была доминирующей, она не должна превышать 2..3 мм.

При таком изменении диэлектрической проницаемости возможен способ коррекции измеренного уровня по давлению газовой фазы. Применимость его ограничена средами с постоянным химическим составом. Чего нельзя сказать о сжиженном углеводородном газе, где помимо изменения соотношения пропан/бутан может значительно измениться диэлектрическая проницаемость при наличии примесей с полярными молекулами.

Предлагаемый метод является разновидностью структурного метода автоматической коррекции погрешности измерения [6], при котором корректирующее воздействие на измерительный преобразователь оказывают неинформативные параметры рефлектограммы. В качестве таких параметров выступают отражения от существующих элементов крепления (распорок) волновода датчика, которые далее будем называть распорками, а отраженные сигналы от распорок – *метками*. Поскольку физическое положение распорок на волноводе датчика неизменно, то проходя через всю цепочку измерительного преобразования, начиная чувствительным элементом (ЧЭ) датчика и заканчивая АЦП, метки несут в себе информацию об искажениях характеристик звеньев этой цепи, которые возникают под влиянием дестабилизирующих факторов.

В радарном уровнемере VEGAFLEX 86 [4] для компенсации изменения диэлектрической проницаемости газовой фазы используется коррекция по единственной метке, для чего устанавливается реперный отрезок длиной 450 мм в начале ЧЭ датчика. Требования к измерению задержки метки в таком случае достаточно велики: для диапазона измерения 3 м и допустимой дополнительной погрешности в 2 мм необходимо выполнять измерение задержки метки с точностью в 0,4 мм. Предлагаемый метод коррекции не требует такой высокой точности измерения задержки меток и предназначен для обработки большего числа меток, так как распорки установлены по всей длине датчика, в отличие от VEGAFLEX 86, где измеряемая среда не должна касаться реперного отрезка.

При проектировании конструкции датчика ПМИС с изначально закладываемой возможностью коррекции по меткам возникает задача расчета оптимальных параметров распорок. Ведь при малой амплитуде отражений исходные данные для коррекции будут ненадежны, а большая амплитуда отражений будет приводить к их влиянию на определение искомой задержки отраженного импульса от границы раздела сред (ГРС). Традиционно распорки проектировались так, чтобы обеспечить лишь жесткость конструкции датчика с минимальным влиянием на его электрические свойства, хотя известно, что добавление компьютерной интерпретации измерения может изменить критерии проектирования прибора [7].

Метод коррекции. Измерительным преобразователем (ИП) здесь мы будем считать технические средства одного измерительного канала полиметрической системы от чувствительного элемента датчика до АЦП, включая алгоритмический блок расчета задержек сигналов (рис. 1). Функцией преобразования (ФП) такого ИП будем называть зависимость задержки отраженного импульса относительно зондирующего x от расстояния до измеряемой границы раздела сред L :

$$x = F(L)$$

Во время калибровки измерительного канала для номинальной ФП $F_{ном}$ отыскивается и записывается в память калибровочная функция f_{clb} , как можно более близкая к обратной $F_{ном}^{-1}$:

$$f_{clb}(x) = F_{ном}^{-1}(x),$$

что в идеале должно дать совпадение фактического уровня L^* и измеренного L :

$$L = f_{clb}(x) = f_{clb}(F_{ном}(L^*)).$$

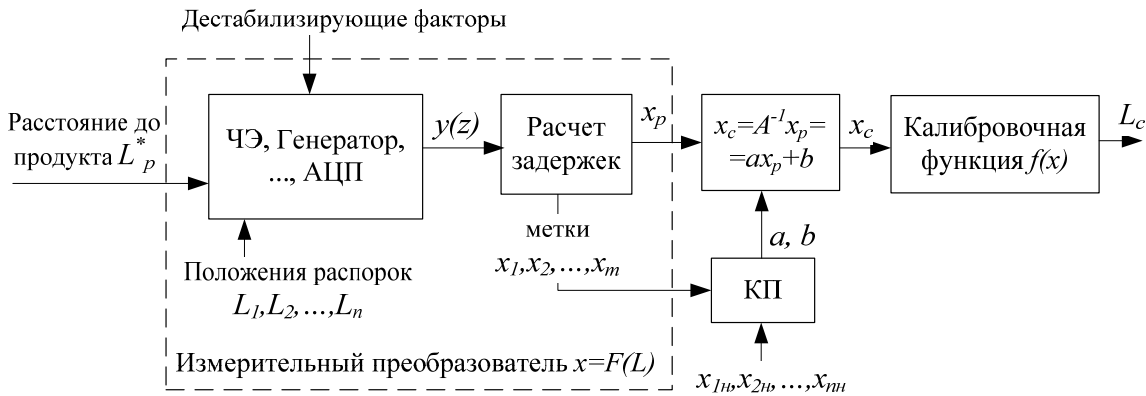


Рис. 1. Канал измерения уровня от ГРС с коррекцией функции преобразования. ЧЭ – чувствительный элемент (датчика), КП – корректирующий преобразователь

Спустя некоторое время после калибровки ФП меняется на $F_{реал}$, под действием искажающего оператора A :

$$x = F_{реал}(L) = AF_{ном}(L),$$

и номинальная ФП может быть найдена через оператор, обратный A :

$$F_{ном} = A^{-1}F_{реал}(L).$$

Неискаженное оператором A расстояние до ГРС может быть вычислено из:

$$L = f_{clb}(A^{-1}F_{реал}(L^*)) = f_{clb}(A^{-1}x) = f_{clb}(x_c),$$

где x_c – задержка сигнала после коррекции:

$$x_c = A^{-1}x. \tag{1}$$

Если во время калибровки (отыскания f_{clb}) сохранить в памяти номинальные задержки меток x_{in} :

$$x_{in} = F_{ном}(L_i),$$

где $i=1..n$ – номер метки, n – общее число меток ЧЭ, L_i – положение i -й метки на ЧЭ, то реальные задержки меток x_i будут искажены тем же оператором A :

$$x_i = F_{реал}(L_i) = AF_{ном}(L_i) = Ax_{in},$$

что позволяет найти A при известных x_{in} и x_i .

Удобнее сразу искать A^{-1} , так как именно он используется для коррекции (1). Далее будем считать искомый A^{-1} линейным оператором первого порядка, тогда формула коррекции принимает вид:

$$x_c = ax + b.$$

Коэффициенты a и b рассчитываются с помощью блока (рис. 1), который согласно терминологии, принятой в [6], будем называть корректирующим преобразователем (КП).

Форма сигналов меток для двухпроводной конструкции ЧЭ датчика, предназначенного для измерения нефтепродуктов, показана на рисунке 2. Амплитуда сигналов имеет порядок 1% от амплитуды

отражения разомкнутой линии y_i или 7% от амплитуды импульса ГРС. В среде продукта метки ослабляются более чем в два раза, растягиваются согласно коэффициенту укорочения среды и в расчете не используются. Поэтому вектор реальных задержек меток x_i будет иметь размерность m , которая может быть меньше общего числа меток n .

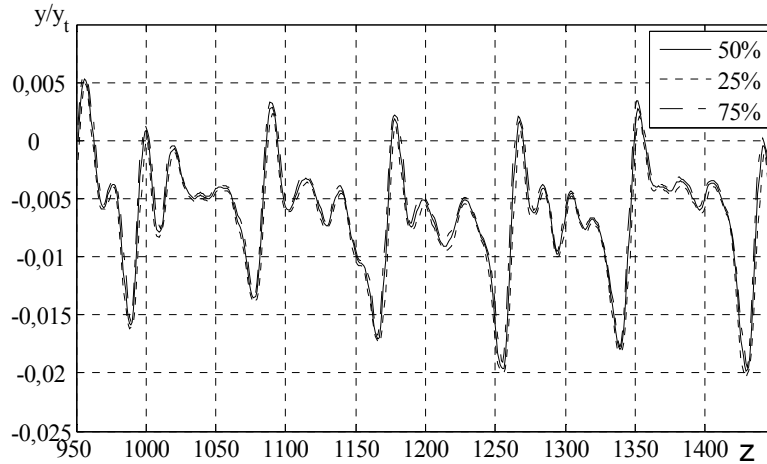


Рис. 2. Метки на рефлектограмме датчика в пустом резервуаре (показан интерквартильный размах)

Будем использовать только те метки, которые находятся выше ГРС. Если число наблюдаемых меток m больше двух, то поиск a и b выполняется методом наименьших квадратов. Если m равно двум, то:

$$a = \frac{x_2 - x_1}{x_{2m} - x_{1m}}$$

$$b = x_1 - ax_{1m}$$

Если наблюдается единственная метка, то коэффициентом b корректируем только сдвиг ФП, оставляя поворот без изменения:

$$a = 1$$

$$b = x_1 - x_{1m}$$

Для оценки временных положений меток на рефлектограмме используется фильтр, согласованный с ожидаемым сигналом. Известно, что неоднородность малой протяженности по сравнению с фронтом зондирующего импульса можно заменить эквивалентной сосредоточенной неоднородностью емкостного характера [2]. При отражении от малой параллельной емкости происходит дифференцирование зондирующего импульса. Если считать зондирующий импульс Гауссовым, то производная его будет представлять Гауссов моноимпульс, который и можно задать в качестве опорного. Другой способ – задать опорный сигнал суммой двух гауссовых импульсов противоположной полярности, отстоящих на величину Δd друг от друга:

$$y_d = A_m \left(e^{-\left(\frac{x-d}{\tau}\right)^2} - e^{-\left(\frac{x-(d+\Delta d)}{\tau}\right)^2} \right) \quad (2)$$

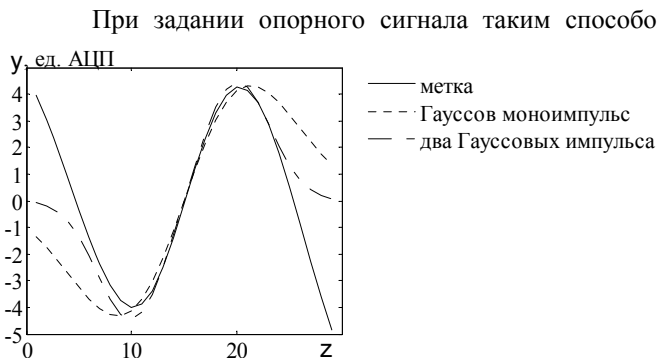


Рис. 3. Варианты опорных сигналов

При задании опорного сигнала таким способом, параметры Δd и τ находятся по максимальной схожести с импульсами отражения от меток. Выражение (2) аппроксимирует сигнал метки с большей точностью, чем Гауссов моноимпульс (рис. 3), поэтому для задания опорного сигнала использовано именно оно.

Экспериментальная проверка эффективности коррекции. Для проверки, насколько эффективна коррекция по меткам были использованы рефлектограммы порожнего нефтяного резервуара высотой 12,5 м записанные в течение десяти дней. Точность после коррекции возросла в три раза. СКО

ошибки измерения длины до $m+1$ -й метки не превышает 1,5 мм при любом количестве меток m , используемых для коррекции (рис. 4). Видно, что снижение точности расчета коэффициентов коррекции при малых m компенсируется снижением чувствительности ошибки измерения уровня к изменению наклона ФП.

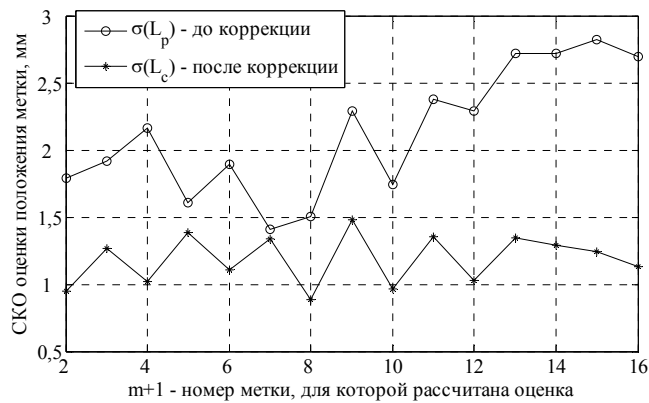


Рис. 4. SKO результату вимірювання при різному кількості меток для корекції

Поиск оптимальных параметров распок. При поиске оптимальных параметров распок будем учитывать две основные составляющие итоговой погрешности: E_c – ошибка коррекции, вызвана неточностью оценки положения меток из-за помех на рефлектограмме; E_n – ошибка определения задержки отраженного импульса от ГРС из-за влияния меток. Параметры распок будут оптимальны при минимальной погрешности измерения E_a :

$$E_a = \sqrt{E_c^2 + E_n^2} \rightarrow \min .$$

Для расчета этих погрешностей, была построена численная модель формирования рефлектограммы с помощью метода конечных разностей во временной области (КРВО), для которого зарубежной литературе используется обозначение FDTD. Длинная линия в модели представлена двумя сегментами. Первый сегмент является моделью гермоввода, который содержит металлический корпус с диэлектрическим уплотнением. Второй сегмент соответствует ЧЭ датчика – неоднородная (из-за распок) длинная линия. Зондирующий сигнал вводится в первую ячейку линии с помощью источника тока и параллельно соединенного с ним резистора, имитирующего выходное сопротивление источника [8], что позволяет учесть рассогласование выходного сопротивления источника и волнового сопротивления линии.

В такой модели, при имитации изменения уровня ГРС, проходящего через распоки не требуется формировать постоянно изменяющийся набор слоев сред с различными параметрами, что является необходимым для модели [1]. При изменении уровня нужно лишь менять профиль диэлектрической проницаемости вдоль длины ЧЭ датчика. Также к достоинствам такой численной модели следует отнести наглядность результатов, так как выполняется расчет напряжений и токов в каждой точке сетки, а не только на границах слоев. Недостатком является большее время счета, по сравнению с моделью, состоящей из слоев. Модель имеет размерность 1D, реализована в среде MATLAB, время счета на персональном компьютере с тактовой частотой процессора 3,3 ГГц для длины ЧЭ в 3,6 м с шагом 1 мм составляет 2,5 с, а при длине 1,5 м – 0,5 с.

Метки на рефлектограмме являются для импульса ГРС синхронной помехой. Снижение амплитуды синхронной помехи достигают путем вычитания из рефлектограммы y_m ранее записанного варианта синхронной помехи y_0 (начальной синхронной помехи) [3]. Результат такого вычитания будем называть неподавленным остатком синхронной помехи y_n :

$$y_n = y_m - y_0 . \tag{3}$$

Начальная синхронная помеха должна записываться в долговременную память прибора при порожнем резервуаре.

Как показано в [9], дисперсия оценки временного интервала σ^2 при определении его путем поиска нуля производной свертки рефлектограммы с опорным сигналом равна:

$$\sigma^2 = \frac{|K_{FF}''(0)|}{R|K_{SF}''(0)|^2} , \tag{4}$$

где R – отношение сигнал/шум (белый), $K_{FF}''(0)$ – автокорреляционная функция импульсной характеристики устройства обработки, $K_{SF}''(0)$ – функция взаимной корреляции импульсной характеристики устройства обработки и зондирующего импульса.

При задании опорного сигнала, равного отраженному импульсу от ГРС задержка, найденная таким путем, имеет большую погрешность, чем при оценке положений передних фронтов импульсов зондирования и отражения от ГРС. Это связано с искажениями заднего фронта импульса, которые возникают после вычитания начальной синхронной помехи. А при оценке положения переднего фронта не ясно, как получить импульсную характеристику устройства обработки. Поэтому, чтобы охватить больший класс алгоритмов и шумов, погрешность E_n при различной амплитуде меток рассчитывалась в отличие от (4) через предварительно найденный коэффициент k_c :

$$E_n = \frac{k_e}{R} = \frac{k_e P_N}{P_S}, \quad (5)$$

где P_N – мощность импульса, отраженного от границы раздела сред; P_S – мощность импульса неподавленной синхронной помехи y_n , который накладывается на ГРС. Коэффициент k_e рассчитывается путем имитации на модели формирования рефлектограммы наполнения резервуара с пересечением ГРС места установки распорки. Для расчета k_e достаточно только одного прохода моделирования наполнения резервуара, за E_n принимается максимальное отклонение измеренного уровня от ГРС от модельного.

Относительной амплитудой метки будем называть отношение амплитуды метки A_m к амплитуде импульса ГРС A_p . Для существующих распорок датчика относительные амплитуды меток лежат в диапазоне от 5 до 11%. Расчет по (3) и (5) даже при относительной амплитуде меток в 5% и изменении характеристики преобразования, приводящей к погрешности в 10 мм, дает E_n более 3,5 мм.

Неподавленный остаток синхронной помехи, рассчитанный по (3) будет тем больше, чем сильнее изменились с момента записи начальной синхронной помехи функция преобразования, форма зондирующего сигнала и частотная характеристика гермоввода. Наиболее легко снизить влияние изменения функции преобразования. Для этого нужно вычитать уже не начальную синхронную помеху, а её прогноз y_p , учитывающий текущую оценку функции преобразования:

$$y_n = y_m - y_p.$$

Анализ рефлектограмм, записанных в ходе эксплуатации ПМИС, показывает, что в этом случае y_n может быть ниже рассчитанной по (3) в 4..6 раз, что в такое же число раз и снижает E_n .

Зависимость погрешности коррекции E_c от амплитуды меток найдена путем имитационного моделирования согласно расчетной схеме на рисунке 5. Напряжение и спектральная плотность моделируемого шума N имитируют последствия изменения формы зондирующего сигнала и частотной характеристики гермоввода. Изменение функции преобразования имитировано изменением диэлектрической проницаемости на $\Delta\epsilon=0,006$, что бы вызвало появление погрешности измерения уровня в 10 мм. Модельные рефлектограммы рассчитываются один раз для фиксированного уровня ГРС L_0 , но к ним добавляются различные реализации шума.

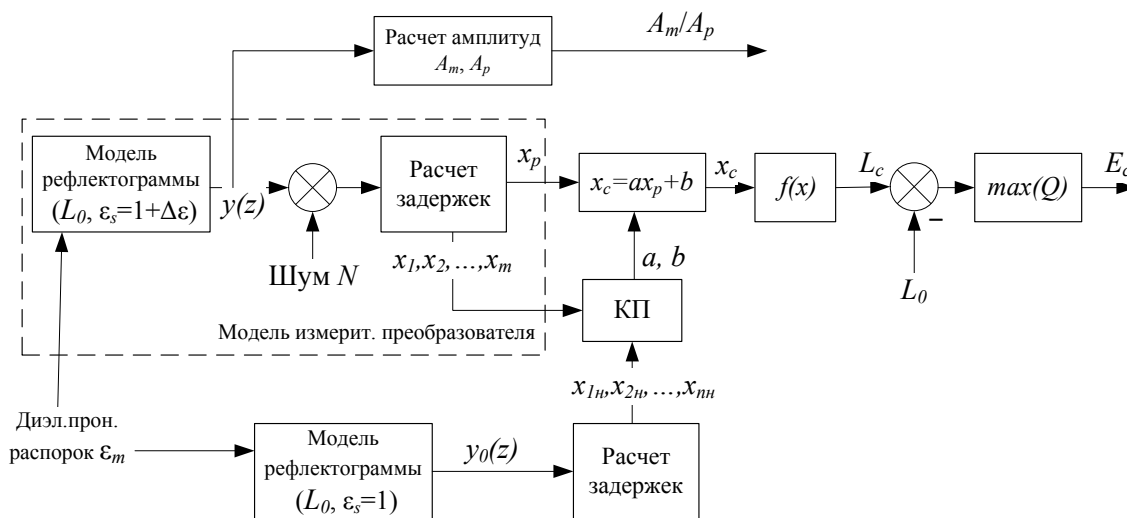


Рис. 5. Структурная схема расчета ошибки коррекции (E_c) в зависимости от амплитуды меток A_m

Погрешностью измерения является случайная величина $L_c - L_0$, которая не всегда описывается нормальным законом распределения. Поэтому границей погрешности с вероятностью 0,95 (величина E_c) считается максимальное отклонение измерения от L_0 , после исключения 2,5% данных с каждого края распределения (наибольший из квантилей уровней 0,025 и 0,975).

Построенная численная модель позволяет решать задачи оптимизации параметров распорок (амплитуда отражений, количество, местоположение). Например, для датчика измерения сжиженного газа длиной 3,6 м с тремя распорками выше уровня ГРС, расчетные погрешности приведены на рисунке 6. По графику итоговой погрешности E_a видно, что оптимальная амплитуда меток для такого случая лежит в диапазоне 8..13 % относительно амплитуды отраженного импульса ГРС.

Заключение. Предложенный метод коррекции снижает аддитивную и мультипликативную составляющую погрешности измерительного преобразователя, что позволяет снизить погрешность измерения с 10 до 2 мм, что подтверждается результатами численного моделирования и экспериментально.

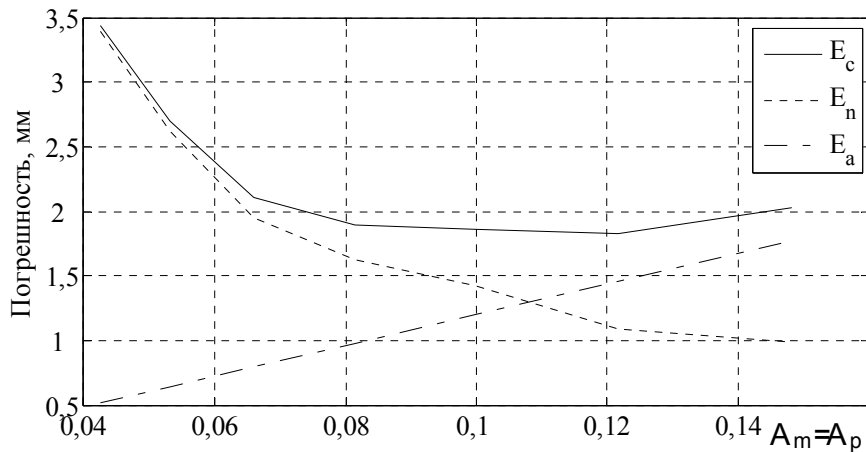


Рис. 6. Поиск оптимальной амплитуды меток по минимуму итоговой погрешности E_a

Литература

1. Гордеев Б. Н. Развитие теории и практическое применение компьютеризированных полиметрических систем оперативного контроля количественных и качественных характеристик жидких сред (энергоносителей) : дис. докт. техн. наук. – Николаев, 2011. с 422 с.
2. Глебович Г. В. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов. / Г. В. Глебович, А. В. Андриянов, Ю. В. Введенский – М.: Радио и связь, 1984. - 256 с.
3. Зивенко А. В. Формирование и первичная обработка полиметрического сигнала / А. В. Зивенко // Збірник наукових праць НУК. – 2011. № 4.
4. Микроволновый датчик для непрерывного измерения уровня и раздела фаз жидкостей VEGAFLEX 86. Руководство по эксплуатации. – Germany. Schiltach: VEGA Grieshaber KG, 2013.
5. Терешин В. И. Особенности учета СУГ в резервуарном парке / В. И. Терешин, А. С. Совлуков, А. А. Летуновский // Газ России. – 2007. № 2. - 66-71.
6. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники [Учеб. для вузов по спец. "Информ.-измер. техника"]. / П. П. Орнатский – 2-е изд., перераб. и доп. изд. – Киев: Вища шк., 1983. – 455 с.
7. Пытьев Ю. П. Методы математического моделирования измерительно-вычислительных систем. / Ю. П. Пытьев – Москва: ФИЗМАТЛИТ, 2002. - 384 с.
8. Sevgi L. A MATLAB-based transmission-line virtual tool: finite-difference time-domain reflectometer / L. Sevgi // Antennas and Propagation Magazine, IEEE. – 2006. - Т. 48, № 1. - P. 141-145.
9. Гордеев Б. Н. Повышение точности измерения временных интервалов в полиметрических системах / Б. Н. Гордеев, Ю. М. Образцов, А. В. Зивенко // ЧДУ імені Петра Могили. Наукові праці. Техногенна безпека. - 2010. - Т. 137, № 124. - С. 74-79.

Надійшла до редакції
24.5.2013 р.

С.А. ПОДПОРИН, Э.Б. ВЕЛИЕВ

Севастопольский национальный технический университет, Севастополь, Украина

ТРЕБОВАНИЯ К СИСТЕМАМ ИЗМЕРЕНИЯ КУРСА ДЛЯ ОФФШОРНЫХ СУДОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Рассмотрены особенности систем измерения курса оффшорных судов обеспечения, представлены результаты комплексного анализа нормативных документов ведущих мировых Классификационных обществ относительно требований к установке и конфигурации датчиков курса для судов, оборудованных системами динамического позиционирования. Затронуты вопросы надежности различных способов резервирования в системе измерения курса.

Ключевые слова: динамическое позиционирование, система измерения курса, оффшорное судно обеспечения, классификационное общество, гироскопический компас

SERGEY PODPORIN, ELNUR VELIYEV

Sevastopol National Technical University, Sevastopol, Ukraine

REQUIREMENTS FOR HEADING REFERENCE SYSTEMS OF OFFSHORE SUPPORT VESSELS

The main features of heading reference systems for offshore support vessels are considered. Comprehensive analysis of the existing rules for installation and configuration of heading sensors for vessels equipped with dynamic positioning systems, which were recently introduced by the world's leading Classification Societies, is presented. Reliability issues of various methods for provision of redundancy in heading reference systems are raised.

Keywords: dynamic positioning, heading reference system, offshore support vessel, class society, gyro compass

Введение

Основной задачей оффшорного флота является выполнение специфических операций на морском шельфе, связанных, в первую очередь, с разработкой и обслуживанием нефтегазовых месторождений и решением задач ветроэнергетики. В настоящее время в мире эти две индустрии демонстрируют стойкий рост, в связи с чем спрос на оффшорные суда постоянно возрастает [1]. Не находится в стороне от этого процесса и Украина, о чем свидетельствуют обновленная энергетическая стратегия развития страны до 2030 г., предусматривающая, в частности, значительное увеличение газодобычи на ближнем и глубоководном шельфе Черного моря, а также освоение прибрежных нефтяных месторождений. Это, в свою очередь, обуславливает необходимость дальнейших научных разработок в области эффективной и безопасной эксплуатации шельфовых судов и сооружений, дает стимул внедрять новые технологии, активно перенимать передовой зарубежный опыт.

Нормативные документы и правила для судов обеспечения шельфа имеют сравнительно недолгую историю (с 1990-х). Пионерами в их создании выступили Классификационные общества (Регистры) ведущих морских держав – Норвегии, США, Великобритании. Учитывая стремительную динамику развития шельфа, появление оффшорных судов новых типов, накапливающийся опыт их эксплуатации, расширение спектра проводимых на шельфе работ, отмечаем, что правила, созданные в 90-х гг., очень скоро потребовали доработки и дополнений. Такие корректировки и дополнения ведущие Регистры проводят регулярно, менее авторитетные Классификационные общества пытаются на них равняться.

Украинский Регистр судоходства до недавнего времени не сталкивался с необходимостью классификации сложных высокотехнологичных судов обеспечения шельфа ввиду их отсутствия на украинском флоте. Однако, в настоящее время такая необходимость появилась. Это связано, прежде всего, с развитием флота ПАО «Черноморнефтегаз», закупкой новых буровых установок и судов обеспечения, которые сейчас работают под надзором Классификационных обществ других государств. В ближайшей перспективе – дальнейший рост количества высокотехнологичного флота (в том числе, будем надеяться, и отечественной постройки), и очевидно, что специалисты из Украины должны принимать прямое участие в освидетельствовании и техническом наблюдении за новыми судами и сооружениями. Для этого необходим опыт и знания проведения подобных процедур ведущими морскими Классификационными обществами. Успешная работа в этом направлении даст возможность в будущем предоставлять свои услуги и судам других государств, повышая тем самым авторитет Украины как морской державы.

В рамках одной статьи не представляется возможным провести сколько-нибудь предметный анализ всех последних нормативных требований к оффшорным судам, равно как и раскрыть современные тенденции и перспективы в этой области. По этой причине область исследования была ограничена, а объектом рассмотрения стали требования к системам измерения курса.

Настоящая статья ставит целью провести комплексный анализ действующих требований, предъявляемых ведущими морскими Классификационными обществами к системам измерения курса оффшорных судов, дать оценку современному состоянию курсоуказывающих систем, выявить основные тенденции и перспективы развития в данной области.

Полученная информация призвана систематизировать ведущий зарубежный опыт и стать научно-

практическим фундаментом при создании эффективных и надежных навигационных комплексов для вновь создаваемых судов шельфа, а также способствовать росту и укреплению нормативной базы для проведения классификации и технического наблюдения за судами под надзором Украины. В статье используются общепринятые международные термины и сокращения на английском языке.

Изложение основного материала исследований

Проведение многих операций на морском шельфе требует от специализированного судна возможности в течение определенного времени удерживать свою позицию либо точно следовать по заданной траектории (часто на очень малых скоростях). В таких режимах традиционные средства управления (рули) теряют свою эффективность. По этой причине большинство оффшорных судов оборудуется дополнительными движителями (подруливающими устройствами, поворотными винторулевыми комплексами и др.), которые совместно с их системами управления образуют систему динамического позиционирования судна (Dynamic Positioning – DP).

Для надежной работы в режимах динамического позиционирования требуется безотказное функционирование четырех групп основных датчиков [1, 2]. К ним относятся:

- 1) система точного определения позиции (Position Reference System – PRS);
- 2) датчики вертикальной ориентации судна (Vertical Reference Sensor/Unit – VRS/VRU);
- 3) датчики направления и скорости ветра (Wind Sensors – WS);
- 4) система измерения курса судна (Heading Reference System – HRS).

Системы HRS, применяемые в настоящее время на морском флоте, как отмечается в работе [3], могут строиться на 5 типах датчиков:

- 1) гироскопические компасы (ГК) и гироазимуты на основе механического гироскопа;
- 2) магнитные компасы (чувствительный элемент – катушка, содержащая магнитную систему);
- 3) безстрелочные (индукционные) компасы, основанные на использовании феррозондовых датчиков (так называемые флюксгейт-компасы – fluxgate compass);
- 4) спутниковые компасы, определяющие положение диаметральной плоскости судна по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГЛОНАСС, GPS и аналогичных);
- 5) аналитические системы, основанные на принципах инерциальной навигации (strap-down systems).

Чувствительные элементы таких систем – высокоточные измерители угловых скоростей на основе оптических гироскопов – также позволяют применить к ним термин «гироскоп» («Fiber-Optic Gyrocompass» – FOG, «Laser Gyrocompass» – LG), несмотря на то, что вращающихся механических частей в них нет, а принцип действия принципиально отличается от классического гироскопа.

Конвенционными, т.е. теми, на которые прямо указывается в Конвенции об Охране человеческой жизни на море (SOLAS, глава V, правило 19), являются только два из перечисленных типов HRS:

- на основе магнитного компаса (является обязательным на всех судах без исключения);
- на основе гироскопического компаса (обязателен на судах валовой вместимостью 500 и более).

Конфигурации установленных на судне систем курсоуказания могут быть различны, но должны быть одобрены и соответствовать требованиям Классификационного общества, проводившего освидетельствование судна. На большинстве конвенционных судов в настоящее время основным курсоуказателем является гироскоп, сигнал с которого передается в навигационную аппаратуру (радар, авторулевой, VDR, AIS и др.). В качестве резервного датчика курса на случай отказа основного обычно применяется передающий магнитный компас (Transmitting Magnetic Compass – TMC) либо второй гироскоп. Другие типы HRS для этих целей пока используются значительно реже.

Для оффшорных судов, оборудованных системой динамического позиционирования (данный факт отражается в классе судна при освидетельствовании), требования к HRS (равно как и к другим ключевым датчикам) значительно строже. Это объясняется особыми требованиями, предъявляемыми к надежности выполнения судном специфических операций. Последние, в соответствии с классификацией, предложенной Норвежским Морским Директоратом [4], могут иметь:

- нулевой риск (так называемые операции класса 0), при которых потеря судном позиции не представляет угрозы для человеческой жизни или причинения сколько-нибудь значительного ущерба;
- незначительный риск (операции класса 1), в которых потеря позиции может привести к повреждению оборудования или загрязнению окружающей среды с малыми последствиями;
- значительный риск (класс 2), где потеря позиции может привести к травмам персонала, загрязнению акватории, значительным повреждениям с серьезными экономическими последствиями;
- высокий риск (класс 3), когда потеря позиции может вызвать смертельный исход, сильное загрязнение или ущерб с очень крупными экономическими последствиями.

Для выполнения определенного типа операций судно должно иметь соответствующий класс оборудования, отвечающего за удержание на позиции (так называемый DP-класс судна) [5]. Так, для выполнения операций с наивысшим риском (класс 3), к которым следует отнести бурение и обслуживание активных нефтяных скважин, должны использоваться суда класса DP3. Для работ с незначительным риском (сейсморазведка, доставка снабжения, дноуглубление и др.) достаточно судна с классом DP1. Отличие в оборудовании разных классов заключается, прежде всего, в степени резервирования судовых приборов и систем (redundancy principle), что позволяет минимизировать риски при отказах, поломках и авариях в

пределах самого судна. Подробнее конфигурации оборудования разных классов описаны в [2].

Рассмотрим наиболее распространенный класс оффшорных судов – OSV (Offshore Support Vessel – оффшорное судно обеспечения). В соответствии с определением, данным Международной Морской Организацией (International Maritime Organization – IMO) в Резолюции А.673(16), данный класс включает:

- 1) суда обеспечения платформ и буровых установок (Platform Supply Vessel – PSV);
- 2) суда для проведения иных работ на шельфе, за исключением самоходных буровых установок, трубоукладочных и иных барж, плавучих баз для размещения персонала (т.н. флотели – floatels).

Ко второй категории ведущие Классификационные общества (Норвежский Веритас, Германский Ллойд, Американское Бюро Судостроения и др.) относят суда типа АНТС (Anchor Handling Tug Supply – буксир-снабженец-якорезаводчик), DSV (Dive Support Vessel – судно обеспечения водолазных работ), ROV (Remote Operated Vehicle support vessel – судно обеспечения работ дистанционно управляемых аппаратов), MPSV (Multi-Purpose Support Vessel – многофункциональное судно обеспечения), OCV (Offshore Construction Vessel – судно для подводных строительно-монтажных работ) и ряд других.

Впервые требования к оборудованию судов DP-класса были сформулированы в циркуляре IMO MSC/Circ.645 (1994 г.), где, в частности, присутствуют требования и к системам измерения курса [5]. В соответствии с ними, датчиком курса для систем DP был назван гирокомпас, при этом упоминаний и/или рекомендаций об использовании альтернативных курсоуказателей в тексте циркуляра нет. Здесь логично было бы предположить, что по соображениям надежности целесообразно представлялось бы иметь набор датчиков, основанных на разных принципах действия (как, например, в системах PRS). Однако известно, что принцип ГК основан на суточном вращении Земли, т.е., проводя сравнение с принципом действия иных измерителей курса, может считаться надежным на 100%. При этом наличие резервного источника питания (Uninterruptable Power Supply – UPS) делает ГК полностью автономным прибором, не зависящим от работоспособности иных систем (например, спутниковых) и внешних магнитных полей.

В соответствии с MSC/Circ.645 судам класса DP1 достаточно иметь один гирокомпас, обеспечивающий работу системы DP. Он же может служить датчиком курса и для остальной навигационной аппаратуры. При этом отказ гирокомпаса напрямую может привести к потере позиции судна. Для судов класса DP2 и DP3 необходимо иметь три гирокомпаса, работающих параллельно и независимо друг от друга, реализуя принцип резервирования с голосованием (voting logic redundancy). Отличие в данном случае класса DP2 от DP3 состоит в том, что для последнего требуется размещение одной из дублирующих систем в отдельном помещении с категорией пожарозащиты А60.

Вариант конфигурации HRS с тройным резервированием (Triple Redundant HRS – TRHRS) на основе гирокомпасов “NavigatX mk1” производства компании Sperry Marine (США) представлен на рис. 1.

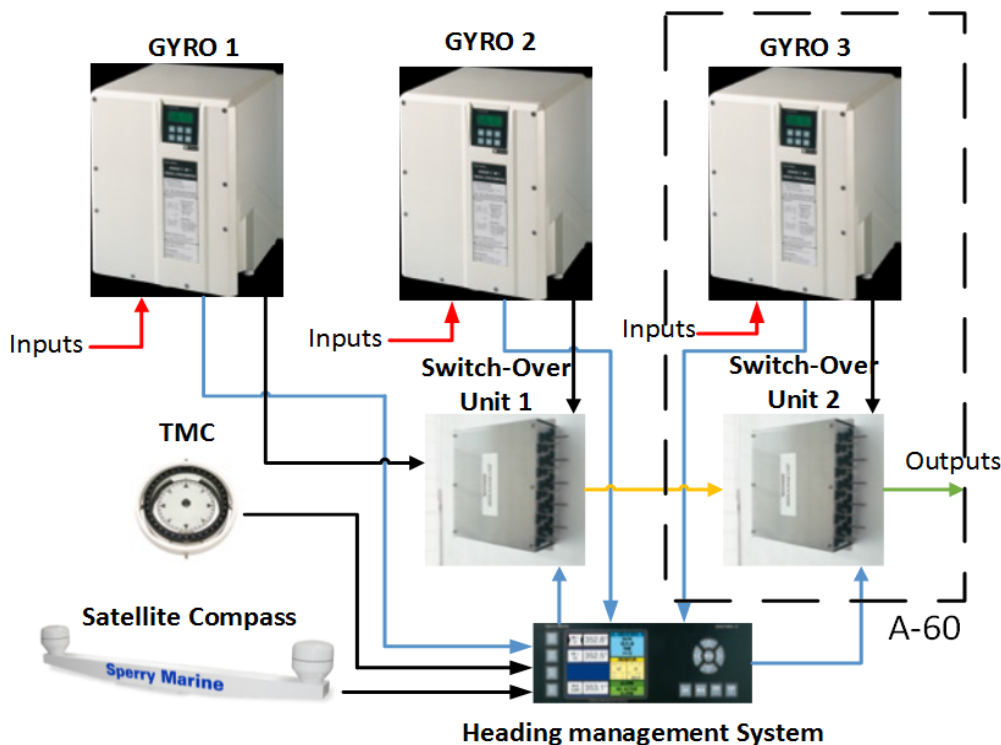


Рис. 1. Система HRS на основе гирокомпасов “NavigatX mk1” с тройным резервированием

Представленная архитектура предусматривает подключение трех автономных (т.е. работающих через UPS) курсоуказателей (gyro1, gyro2, gyro3), взаимодействующих по умолчанию через управляющий компасный монитор (Heading Management System – HMS). Последний определяет, какой гирокомпас в данный момент выполняет функции основного, а какие находятся в резерве и в какой очередности. В

TRHRS имеютя два независимых устройства коммутации и трансляции курса (Switch-Over Unit – SOU), информация на которые поступает от HMS. В случае отказа последней, сигналы от гирокомпасов поступают непосредственно в SOU и далее потребителям (outputs). Входные данные для гирокомпасов (inputs) представляют собой информацию о скорости и широте судна, которая позволяет рассчитывать скоростную и широтную поправки (процесс, известный как automatic speed/latitude correction). HMS также позволяет подключить еще один (четвертый) курсоуказатель, как правило, иного принципа действия, например, ТМС или спутниковый компас. Таким образом можно реализовать четырехкратное резервирование, что уже находит применение в DP3-системах новых судов.

Для судов класса DP3 один самодостаточный комплект приборов (gyro3 и SOU2) обязательно должен размещаться в отдельном помещении (резервном посту управления) с классом пожарозащиты А60. В случае пожара и/или затопления основного поста управления, судно будет способно выполнить или, по крайней мере, безопасно завершить проводимую операцию.

Основываясь на стандартах ИМО, ведущие Классификационные общества разработали свои требования и обозначения классов судов, оборудованных системами DP. Как показал проведенный авторами анализ, эти правила классификации зачастую являются более гибкими и информативными в техническом плане, нежели требования, изложенные в MSC/Circ.645.

Наиболее полная и гибкая система классификации судов, оборудованных DP, предложена на сегодняшний день Норвежским Регистром Det Norske Veritas (DNV) [6]. Неслучайно многие судоходные компании при постройке судна «под класс» ориентируются именно на требования DNV. На сегодняшний день DNV разработал 3 варианта классификации, которые успешно применяются:

1) стандартная, с присвоением знака DynPos и уточнением класса обозначениями AUTS, AUT (IMO DP Class 1), AUTR (IMO DP Class 2), AUTRO (IMO DP Class 3). Является классификацией с максимально строгими требованиями к надежности. Используется, прежде всего, для судов, часто работающих в неблагоприятных погодных условиях (Северное море, Арктический шельф и т.п.);

2) облегченная, с присвоением знаков DPS0, DPS1, DPS2, DPS3. Менее строгая, чем предыдущая, прежде всего в вопросах обеспечения резервирования силовых средств и допускающая возможность постановки некоторых дублирующих устройств в горячий резерв. Актуальна для судов, работающих в благоприятных климатических условиях (например, Персидский залив, африканские акватории и т.п.);

3) классификация для судов с DP повышенной надежности, с присвоением знака DynPos-ER (Dynamic Positioning – Enhanced Reliability). Применяется для новых судов (постройки 2011 г. и новее), по надежности соответствующих классу DP2/DP3, но имеющих ряд технических решений, не соответствующих требованиям ИМО к резервированию в системах DP.

Требования DNV к конфигурации HRS также имеют существенную особенность: допускается использование на судах класса DP2 и DP3 одного курсоуказателя из трех, отличного по принципу действия от гирокомпаса. Иными словами, из трех обязательных датчиков курса, по меньшей мере два должно быть гироскопических. Третий датчик курса при этом должен пройти обязательное одобрение Регистра. По оценкам авторов, такие конфигурации встречаются на судах предыдущих годов постройки (примерно на 20% судов постройки до 2005 г. Для новых судов использование разных курсоуказателей не характерно). Конфигурации могут включать в себя:

1) 2 однотипных ГК и один магнитный компас (dual gyro + TMC) – наименее точный вариант, т.к. магнитные компасы подвержены значительным девиациям (до 3–4°). При этом выявление неисправного курсоуказателя по принципу голосования (voting logic redundancy) становится более сложным. Преимущество такой схемы – требуется меньшее количество датчиков курса, т.к. в качестве ТМС можно задействовать главный магнитный компас судна;

2) 2 однотипных ГК и один волоконно-оптический гирокомпас (dual gyro + FOG). Компасы типа FOG успешно выпускаются, в частности, компанией Sperry Marine (модель “Navigat 2100”) и уже достаточно известны на рынке навигационной аппаратуры как менее дорогая альтернатива традиционным ГК. В системах DP такие курсоуказатели пока не получили сколько-нибудь значительного распространения, что объясняется, очевидно, их меньшей точностью по сравнению с классическими ГК и необходимостью ввода начальных данных для корректной работы FOG в режиме датчика курса;

3) 2 однотипных ГК и спутниковый компас (dual gyro + SC). Достаточно перспективная конфигурация, учитывая постоянное развитие спутниковых навигационных систем (GPS, ГЛОНАСС, Galileo и др.), сигналы которых могут быть использованы для определения курса судна. Важно отметить, что комплект спутникового компаса примерно вдвое дешевле комплекта брендового гирокомпаса и имеет существенное преимущество – не требует регулярного обслуживания. К тому же, время прихода в готовность СК составляет всего несколько минут (для сравнения, ГК требуется несколько часов);

4) 2 ГК одной модели и один ГК другой модели (gyro 2+1). Часто используются гирокомпасы, основанные на ином чувствительном элементе (динамически настраиваемом гироскопе – ДНГ). Распространенные примеры с реальных судов: 2 ГК “Standard 22” (классический жидкостный компас) и 1 ГК типа “Meridian” (на ДНГ) или наоборот. Из преимуществ такой схемы можно отметить более высокую точность ГК на ДНГ при работе в высоких широтах (актуально на Арктическом шельфе, разработку которого активно начала Россия), в средних и низких широтах значительных преимуществ, равно как и недостатков, у такой схемы резервирования нет.

На технических деталях правил классификации судов с DP, предложенных иными Классификационными обществами, подробно останавливаться не будем. Отметим только принципиальные нюансы. Так, 5 ведущих морских Регистров используют так называемый «нулевой» класс DP. Он присваивается судам, где возможность удержания в позиции возможна либо только автоматически (без джойстиковой системы), либо только вручную (с помощью джойстика). На таких судах нет резервирования, соответственно, в качестве HRS используется одиночный гироскопический компас. Суда класса DP0 к проведению ответственных оффшорных операций не допускаются.

Класс DP1 представляет собой полноценную DP-систему, но без резервирования. Тем не менее, ряд Классификационных обществ требует дублирования ключевых датчиков. Так, судам под классом Американского ABS, Британского Ллойда и Французского Бюро Веритас требуется устанавливать двойную гироскопическую систему. Отметим при этом, что лидер и «законодатель мод» в сфере высокотехнологичного оффшорного флота – Регистр DNV, такого дублирования не требует.

Для судов DP2 к настоящему моменту (2013 г.) практически все ведущие Регистры перешли к тройным системам резервирования HRS по принципу “voting logic redundancy”. До 2011 г. установку двойных систем для класса DP2 допускал Американский Регистр судоходства (ABS), а потому еще достаточно много судов OSV, освидетельствованных ранее, можно встретить с классом DP2, но двумя гироскопами. Также подобные двойные конфигурации допускают Классификационные общества Китая и Индии, однако оффшорный флот высокого класса под их надзором пока очень немногочисленный. Для судов класса DP3 все Регистры требуют наличия тройной системы в соответствии с MSC/Circ.645.

Результаты анализа последних правил оснащения судов DP системами измерения курса (HRS) сведены в таблицу 1. Рассматривались только Классификационные общества, имеющие под своим надзором суда OSV высоких классов.

Таблица 1

Требования ведущих классификационных обществ к оборудованию судов DP-класса системами измерения курса

Классификационное общество			Класс системы динамического позиционирования			
Страна	Название	Символ	Количество гироскопов			
International Maritime Organization (MSC/Circ.645)		IMO	–	Class 1	Class 2	Class 3
			–	1	3	3
Норвегия	Det Norske Veritas	DNV	DynPos AUTS (DPS 0)	DynPos AUT (DPS 1)	DynPos AUR (DPS 2)	DynPos AUTRO (DPS 3)
			1	1	2+1*	2+1*
США	American Bureau of Shipping	ABS	DPS-0	DPS-1	DPS-2	DPS-3
			1	2	3	3
Велико-британия	Lloyd's Register	LR	DP (CM)	DP (AM)	DP (AA)	DP (AAA)
			1	2	3	3
Франция	Bureau Veritas	BV	DYNAPOS SAM	DYNAPOS AM/AT	DYNAPOS AM/AT R	DYNAPOS AM/AT RS
			1	2	3	3
Германия	Germanischer Lloyd	GL	DP 0	DP 1	DP 2	DP 3
			1	1	3	3
Япония	Nippon Kaiji Kyokai	Class NK	–	Class A DP	Class B DP	Class C DP
			–	1	2 or 3	3
Россия	Российский Морской Регистр Судоходства	RS	–	DYNPOS-1	DYNPOS-2	DYNPOS-3
			–	1	3	3
Китай	Chinese Classification Society	CCS	–	DP-1	DP-2	DP-3
			–	1	2	2
Италия	Registro Italiano Navale	RINA	DYNAPOS SAM	DYNAPOS AM/AT	DYNAPOS AM/AT R	DYNAPOS AM/AT RS
			–	2	3	–

*допускается использование одного не гироскопического датчика курса.

Требования Классификационных обществ к точности гироскопических курсоуказателей, в основном, дублируют требования IMO (резолюции А.424(XI) и А.821(19)). Наиболее важные представлены в таблице 2.

Отдельных требований к точности HRS оффшорных судов на сегодняшний день не существует. Уместно отметить, что точностные характеристики современных гироскопов с запасом перекрывают требования IMO А.424(XI) и даже требования А.821(19) для высокоскоростных судов (ВСС). Так, наиболее популярный гироскоп для судов оффшора Anschutz Standard-22 (по оценкам авторов, более 40% судов) имеет установившуюся точность 0,1°×сек (против требуемых 0,75°×сек), скорость следящей системы – около 100 °/сек (против 20 °/сек для ВСС), а время прихода в меридиан – 3-4 часа. Учитывая, что суда

оффшора редко имеют скорость больше 20 уз. (за исключением судов доставки экипажа), в скором будущем вполне уместно ожидать введение новых стандартов точности к HRS взамен устаревших (и при том общих для всех судов) требований А.424(XI).

Таблица 2

Требования к точности гироскопических компасов

Характеристика	Для всех судов (скорость 0 – 30 уз. в соотв. с ИМО А.424(XI))	Для высокоскоростных судов (скорость 30 – 70 уз. в соотв. с ИМО А.821(19))
Время прихода в меридиан	до 6 ч (в широтах $\varphi < 60^\circ$)	до 6 ч (в широтах $\varphi < 70^\circ$)
Установившаяся погрешность	$\leq 0,75^\circ \times \text{sec}\varphi$	$\leq 0,75^\circ \times \text{sec}\varphi$
Скорость отработки следящей системы	—	$\geq 20^\circ/\text{сек}$
Девияция при изменении скорости	$\leq 2^\circ$ (с 0 до 20 уз.)	$\leq 2^\circ$ (до 70 уз.)
Девияция при изменении курса на 180°	$\leq 3^\circ$ (на скорости до 20 уз.)	$\leq 3^\circ$ (на скорости до 70 уз.)
Установочная погрешность	$\leq 0,5^\circ$	$\leq 0,5^\circ$

Выводы

Система измерения курса является неотъемлемой частью навигационного комплекса современного судна. На торговых судах в соответствии с действующими требованиями конвенции СОЛАС требуется как минимум два датчика курса: магнитный компас и гироскопический компас.

На оффшорные суда обеспечения, оборудованные системами динамического позиционирования, помимо СОЛАС, распространяются требования Классификационных обществ. Согласно им, в режимах DP основным измерителем курса является гироскопический компас. В зависимости от DP-класса судна, гироскопы подлежат резервированию. Для класса DP0 все Регистры допускают использование одиночного ГК без резервирования. Для DP1 Регистры ABS, BV, LR требуют применение двойной гироскопической системы, остальные пока допускают использование одиночного гироскопа.

Для судов высокого DP класса ведущие Классификационные общества к настоящему моменту перешли на тройное резервирование. Регистр DNV допускает использование в качестве одного из трех датчиков курса не гироскопа. В последнем случае перспективной конфигурацией представляется система с двумя гироскопами и одним спутниковым компасом.

На судах класса DP3 требуется наличие резервного поста управления (физически отделенного от основного), в котором, в частности, будет размещаться отдельная самодостаточная система измерения курса. Перспективной тенденцией представляется применение четырехкратного резервирования измерителей курса, что пока не нашло отражение в нормативных документах.

Отдельные требования к точности гироскопов для оффшорных судов отсутствуют. На все суда распространяется резолюция ИМО А.424(XI). Операции с высоким риском, проводимые на шельфе, диктуют необходимость более точного измерения параметров ориентации судна, а современные модели гироскопов позволяют это обеспечить. В связи с этим, логично в ближайшем будущем ожидать разработки новых стандартов точности для судов, работающих в режимах DP.

Литература

1. Ritchie G. Offshore Support Vessels. A Practical Guide/ Gary Ritchie. – London: The Nautical Institute, 2008. – 163 p.
2. Bray D. DP Operator’s Handbook/ Capt. D. Bray. – London: The Nautical Institute, 2008. – 122 p.
3. Подпорин С.А. Сравнительный анализ современных систем курсоуказания морских судов/ С.А. Подпорин. – Сб. научных трудов/ Академия военно-морских сил им. П.С. Нахимова. – Вып. 1 (5). – Севастополь, 2011. – С. 200-205.
4. Røkeberg H. Presentation of DP Class 2 and Class 3/ Holger Røkeberg. – Dynamic Positioning Conference, 21 – 22 October, 1997. – Houston: Marine Technology Society, 1997. – p.1–6.
5. International Maritime Contractors Association [Электронный ресурс]: Guidelines for vessels with dynamic positioning system. Maritime Safety Committee Circular MSC/Circ.645. – 1994. – Режим доступа: www.imca-int.com/media/74454/imcam113.pdf
6. Det Norske Veritas [Электронный ресурс]: Rules for classification of ships. Part 6 Chapter 7. – 2011. – Режим доступа: <http://exchange.dnv.com/publishing/ruleship/2011-01/ts607.pdf>

Надійшла до редакції
12.6.2013 р.

В.В. ГОРИН

Одесская государственная академия технического регулирования и качества

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ФОРМУЛИРОВКА И МЕТОДИКА РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ КОНДЕНСАЦИИ НЕПОДВИЖНОГО ПАРА НА ПРОФИЛИРОВАННОЙ ПОВЕРХНОСТИ

В работе представлены математическая формулировка и методика решения задачи конденсации неподвижного пара на профилированной поверхности.

Ключевые слова: пленка конденсата, поверхностные силы, неізотермичность поверхности теплообмена, локальные коэффициенты теплоотдачи, толщина пленки, эффективность оребрения

V.V. GORIN

Odessa State Academy of Technical Regulation and Quality

MATHEMATICAL FORMULATION AND METHOD OF SOLUTION FOR STEAM CONDENSATION OF FAST SHAPED SURFACE

Abstract – The paper presents a mathematical formulation and methods of solution of the stationary steam condensation on the cam surface.

Keywords: film condensation surface forces nonisothermality heat exchange surface, the local heat transfer coefficients, the film thickness, the efficiency of the fins

Постановка проблемы

В существующих теплонасосных установках и системах кондиционирования процессы конденсации пара происходят преимущественно внутри горизонтальных труб и каналов. В конденсаторах такого типа оборудования применяются в основном, в качестве рабочей среды, различные хладагенты.

В настоящее время количество исследований процессов конденсации на профилированных поверхностях не уменьшается. Объясняется это появлением новых хладагентов, альтернативных ранее используемым в технике, например R-12 и R-22, а также новыми методами интенсификации, такими как, закрутка потока, трехмерные ребра и т.д.

За последний период опубликовано большое количество исследований процессов конденсации на профилированных поверхностях, но остались нерешенными несколько проблем, одной из которых является отсутствие методик расчета теплоотдачи при конденсации неподвижного пара внутри оребренных труб, которые с достаточной для конструкторских разработок точностью, позволят рассчитывать коэффициенты теплоотдачи при конденсации рабочих веществ в теплообменном оборудовании с конденсацией пара внутри горизонтальных труб. Также, как показал анализ работ, отсутствуют исследования влияния неізотермичности интенсифицированных поверхностей на теплообмен с учетом двухмерного поля температур.

Постановка задачи

Теоретические исследования проблем влияния неізотермичности интенсифицированных поверхностей на теплообмен при конденсации пара были рассмотрены в работе [1]. В соответствии с этим, следующим шагом в этой области, является обоснование математической формулировки и методики решения задачи конденсации неподвижного пара на профилированной поверхности труб.

1. Физическая модель и описание задачи.

В данной работе рассматривается случай, когда на течение пленки конденсата оказывает влияние градиент поверхностных сил, вызванный кривизной пленки, т.е. рассматриваются ребра относительно небольшой высоты или при относительно небольшом расстоянии между ними для поверхности с "внешними ребрами".

Физическая модель в системе координат $x - y$ показана на рис.1.

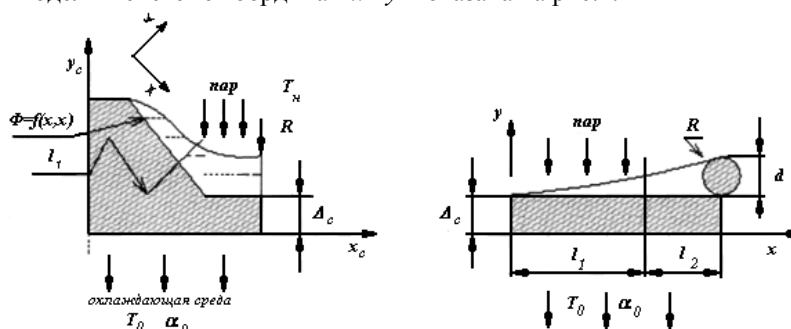


Рис. 1. Физическая модель к задаче о конденсации пара на профилированной поверхности

Форма профиля, полученного деформацией стенки, может быть задана произвольной в виде функции $f(x, y)$.

На участке l_1 будет происходить течение конденсата под действием градиента давления dP/dx , на участке l_2 - сток конденсата под действием силы тяжести.

Как принято в задачах о конденсации, полагаем, что процесс конденсации определяется потоком в пленке и не ограничивается подачей пара на границу раздела фаз [2] (задача Нуссельта). Со стороны охлаждающей среды задаемся теплообменом α_0 и средней температурой среды T_0 . Для стационарных условий и равенства нулю касательных напряжений на границе пленка-пар (пар неподвижный). Основная система уравнений для пленки конденсата на участке l , в приближении пограничного слоя будет следующей:

уравнение движения:

$$W_x \frac{\partial w_x}{\partial x} + W_y \frac{\partial w_x}{\partial y} = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial P}{\partial x} + \nu \frac{\partial^2 w_x}{\partial y^2} \quad (1)$$

уравнение неразрывности:

$$\frac{\partial w_x}{\partial x} + \frac{\partial w_y}{\partial y} = 0 \quad (2)$$

уравнение энергии:

$$W_x \frac{\partial T}{\partial x} + W_y \frac{\partial T}{\partial y} = a \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} \quad (3)$$

при этом пренебрегаем переносом тепла теплопроводностью в направлении оси x , т.к. толщина пленки на участке l_1 , составляет сотые доли мм.

Система (1) – (3) дополняется уравнением теплопроводности для стенки:

$$\frac{\partial^2 T_c}{\partial x_c^2} + \frac{\partial^2 T_c}{\partial y_c^2} = 0 \quad (4)$$

Таким образом, в общем случае задача о конденсации пара на профилированной неизотермической поверхности должна ставиться как сопряженная. Граничные условия к (1) - (4) записаны ниже к упрощенной системе уравнений, полученной после следующего анализа.

2. Анализ и решение.

Для изотермической стенки в [3] показано, что при $K = \frac{r}{c_p \Delta T} > 5$ и $1 \leq Pr \leq 100$ инерционными

и конвективными членами (1) и (3) можно пренебречь.

Задачу с конденсации пара на неизотермической гладкой стенке в случае пренебрежения в (1) и (3) инерционными и конвективными членами и заданном распределении температуры стенки $T_c(x)$ на границе с пленкой впервые было решено в работе [4]. В работе [5] решили систему уравнений (1) и (3) для различных, но заданных законов функций $T_c(x)$ и течения конденсата под действием силы тяжести, в том числе переменной по x , т.е. $g = g(x)$. Результаты решения показывают, что как и для случая с постоянной T_c , для $T_c = var$ инерционные и конвективные члены в уравнениях (1) и (3) играют заметную роль при $K < 1$ для обычных ньютоновских жидкостей $1 \leq Pr \leq 100$. Такое значение K соответствует для воды $\Delta T = T_u - T_{cm} > 500^\circ C$, аммиака при $T_u = 20 - 30^\circ C$ $\Delta T > 300^\circ C$, фреона R12 при $\Delta T = 20 - 30^\circ C$ $\Delta T > 45 - 100^\circ C$. Не говоря уже о том, что такие значения ΔT не могут иметь место в конденсаторах дистилляционных и испарительных установок, заметим, что при этих значениях ΔT ребра высотой $h = 0,5-2$ мм, которые еще дают значение $W_e > 1$, будут полностью затоплены конденсатом.

Исходя из этого анализа, в дальнейшем пренебрегаем инерционными и конвективными членами в уравнениях (1) и (2).

Уравнение энергии при этом примет известный вид:

$$\frac{dT}{dy^2} = 0$$

$$q = \lambda \frac{dT(x)}{\delta}$$

где $T(x)$ - произвольный температурный напор на оси x .
Учитывая, что

$$q = r\rho \frac{d}{dx} \left(\int_0^\delta w_x dy \right)$$

получаем:

$$r\rho \frac{d}{dx} \int_0^{\delta} w_x dy = q = \frac{\lambda}{\delta} \Delta T(x) \quad (5)$$

Уравнение движения конденсата будет иметь вид:

$$-\frac{\partial P}{\partial x} + \mu \frac{\partial^2 w_x}{\partial y^2} = 0 \quad (6)$$

граничные условия к (6)

$$y = 0, W_x = 0;$$

$$y = \delta, \frac{\partial w_x}{\partial y} = 0$$

Уравнение движения решается автономно. В результате получаем:

$$W_x = \frac{\left| \frac{dP}{dx} \right| \delta_x^2}{3\mu} \quad (7)$$

Подставляя (5) в (7) и интегрируя по δ , находим зависимость для локальной толщины пленки:

$$\delta_x = \left[\frac{4\mu\lambda \int_0^x \Delta T dx}{\left| \frac{dP}{dx} \right| \rho r} \right]^{1/4} \quad (8)$$

которая отличается от известной нуссельтовской зависимости наличием интеграла $4\mu\lambda \int_0^x \Delta T dx$ в числителе.

Тогда граничные условия к (4) следующие:

$$x = 0; x = l \left\} \frac{\partial T_c}{\partial x_c} = 0$$

$$y = 0; \lambda_c x \left(\frac{\partial T_c}{\partial T_c} \right)_0 = -\alpha_0 (T_{c0} - T_0)$$

где α_0 - теплоотдача со стороны охлаждающей среды;
 T_0 - средняя температура охлаждающей среды.

При $y_c = \Delta_c = f(x)$, т.е. на границах стенка-пленка, имеем:

$$\lambda_c \left(\frac{\partial T_c}{\partial y_c} \right)_2 = -\frac{\lambda}{\delta} (T_n - T_2) \quad (9)$$

Рассмотрим отдельно вопрос относительно нахождения dP/dx , стоящего в знаменателе (8). В общем случае $dP = \sigma dK$, где K - кривизна пленки, которая ввиду ее малой толщины определяется как:

$$K = \frac{d^2 \delta}{\delta x^2}$$

В то же время легко показать, что ввиду малости толщины пленки конденсата, образующегося на столь коротких участках l , каковыми являются высота ребер, кривизна пленки на участке l , стягивания конденсата к основанию ребер равна кривизне поверхности. Последняя, для профилей известной формы, может быть найдена как:

$$K = \frac{d^2 \Delta_{cm}}{\delta x^2}$$

где $\Delta_{cm} = f(x,y)$. Градиент давления при этом является функцией x :

$$\frac{dP}{dx} = \delta \frac{\Delta k}{\Delta x}$$

Для трапецеидальных, треугольных и подобных им профилей с прямыми участками l_1 и для поверхности с "внешними ребрами" кривизна пленки на участке l_1 близка к нулю или $1/R$, где R - радиус трубы. Стягивание конденсата в этом случае происходит благодаря наличию кривизны пленки в основании ребра, а градиент давления при этом на определенном участке поверхности постоянен по x и равен:

$$\frac{dp}{dx} \approx \frac{\Delta p}{\Delta x} = \frac{\sigma}{l_1 R}$$

где R - радиус кривизны пленки в основании ребра.

При $l_1 \leq x \leq l$ и $y = \Delta_{cm} = f(x)$, т.е. на участке стока конденсата, граничное условие K (4)

$$\lambda_c \left(\frac{\partial T}{\partial y} \right)_2 = -\lambda_2 \Delta T \quad (10)$$

локальная теплоотдача α_2 на участке l_2 зависит от ширины ручейка - l_2 и толщины пленки в стекающем ручейке. В случае прямолинейного профиля ребра или для поверхности с проволочными ребрами толщина пленки на участке l_2 может быть найдена по формуле из работы [1]:

$$\bar{\delta} = \frac{\delta_x}{\delta_l} = \left(\frac{x}{l} \right)^{\frac{k+1}{4}}$$

Для горизонтальной профилированной трубы, для учета влияния на распределение температур в стенке поддонного слоя необходимо в общем случае решать 3-х мерное уравнение теплопроводности, записанное в цилиндрических координатах:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial R^2} + \frac{1}{R} \frac{\partial T}{\partial R} + \frac{1}{R^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2}{\partial x^2} = 0 \quad (11)$$

Здесь R - радиус трубы.

Граничные условия к (11)

1) $0 \leq \varphi < (\pi - \varphi_3)$, φ_3 - угол затопления

$$R = R_0, \lambda_c \left(\frac{\partial T}{\partial R} \right) = -\alpha_0 \Delta T$$

где R - внутренний радиус трубы; α_0 - теплоотдача к охлаждающей среде $R = R_0 + \Delta_c$ $0 \leq x \leq l_1$, граничное условие (9), только вместо y входит R , при $l_1 < x < l$ - условие (10).

2) При $\pi - \varphi_3 \leq \varphi \leq \pi$ и $R = R_0 + \Delta_c$

$$-\lambda_c \left(\frac{\partial T}{\partial r} \right) = \frac{\lambda}{\delta_\varphi} \Delta T$$

где δ_φ - толщина пленки на участке с поддонным слоем, которая нарастает от значения, равного нескольким сотым миллиметра, до высоты ребра h или диаметра проволоки d . Приблизительно находим δ_φ как

$$\delta_\varphi = \frac{\varphi - \pi - \varphi_3}{\varphi_3} h$$

3. Метод решения задачи для всей поверхности конденсации.

Заметим, что даже для постоянного вдоль поверхности (ось Z) коэффициента теплоотдачи со стороны охлаждения α_0 температура стенки со стороны конденсации будет существенно меняться по оси Z вследствие изменения соотношения участков l_1 и l_2 и интенсивности конденсации. Средняя для всей профилированной поверхности интенсивность конденсаций пара определяется путем разбиения поверхности по длине пути конденсата на m участков. При этом задача решается на каждом Z_n участке, длина которого для вертикальной поверхности определяется как:

$$Z_n = n \frac{L}{m}$$

а для горизонтальной трубы как:

$$Z_n = n \frac{\pi D}{2m}$$

Такой подход к задаче позволяет учесть изменение радиуса кривизны пленки по мере затопления конденсатом профиля, оценить влияние отношения участков l_1 и l_2 на распределение температур в стенке. Средний для поверхности тепловой поток вычисляется следующим образом. Для первого участка разбиения, т.е. для $n = 1$, полагаем $l_1 = l$. Решив уравнение теплопроводности (4) вместе с граничными условиями к нему, находим среднюю на участке плотность теплового потока \bar{q}_1 , как:

$$\bar{q}_1 = -\frac{\lambda_{cm}}{l} \int_0^l \left(\frac{dT_{cm}}{dy} \right)_{cp} dx$$

или

$$\bar{q}_1 = -\frac{\lambda_{cm}}{l} \int_0^l \alpha_x \Delta T(x) dx$$

Тогда количество конденсата, образовавшегося на участке Z_1 , будет равно:

$$G_1 = \frac{q_1 l_1}{r}$$

Зная G_1 , находим ширину ручейка конденсата l_2 для поверхности с "внешними ребрами" или высоту слоя конденсата для поверхностей с канавками.

Для участка Z_2 , т.е. при $n = 2$, вновь решаем уравнение теплопроводности (4) уже с учетом разных зависимостей для локального коэффициента теплоотдачи на участках l_1 и l_2 . Определив из решения \bar{q}_2 , находим количество конденсата, образованное на участке Z_2 :

$$G_1 = \frac{(q_1 + q_2) l_2}{r}$$

Таким образом, определяется средняя плотность теплового потока для всей поверхности, т.е.

$$\bar{q}_1 = -\frac{1}{Ll} \int_0^L \int_0^L q dx dy$$

средний для поверхности температурный напор:

$$\bar{T}_1 = -\frac{1}{Ll} \int_0^L \int_0^L \Delta T dx dz$$

и, если необходимо, средний коэффициент теплообмена:

$$\bar{\alpha}_F = \frac{\bar{q}_F}{\Delta T_F}$$

Выводы

1. Рассмотрена и описана физическая модель, анализ и метод решения задачи для поверхности конденсации пара на профилированных поверхностях теплообмена.
2. Предлагаемая методика расчета конденсации пара на профилированной поверхности действительна как для горизонтальных, так и для вертикальных труб.

Литература

1. Горин В.В. Влияние неизотермичности теплообменной поверхности на эффективность оребрения при конденсации пара/ Збірник наукових праць Кіровоградського національного технічного університету/ Техніка в сільськогосподарському виробництві, галузеве машинобудування, автоматизація/ вип. 26. – 2013.
2. Nusselt W. Oberflächent Kondensation des Wasserdampfes. - Zeitschrift VDI. – 1916. - Bd. 60. - P. 541-546, 568-575.
3. Котельникова О. П., Степанянц Л. Г. Параметрический метод решения задач при пленочном течении жидкости// ИФЖ. – 1983. - т. X. - № 4. - С. 632-636.
4. Лабунцов Д. Л. Обобщение теории конденсации Нуссельта на условия пространственно-неравномерного поля температур теплообменной поверхности// В кн. Теплообмен и гидравлическое сопротивление. Труды МЭИ. – 1965. - вып. 63. - С. 79-85.
5. Линхард, Дир. Ламинарная пленочная конденсация на неизотермических поверхностях, поверхностях с произвольным тепловым потоком и на ребрах// Теплопередача. Труды ASME. – 1974. - т. 96. - № 2. - С. 90-98.

Надійшла до редакції
14.5.2013 р.

УДК 621.321

И.В. ТРОЦИШИН, Н.И. ТРОЦИШИНА, М.И. ТРОЦИШИН

Одесская национальная академия связи им. А.С.Попова

МЕТОДОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ ЦАП-АЦП С ПРОГРАММИРУЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА ОСНОВЕ АТТЕНЮАТОРА-ДЕЛИТЕЛЯ ТРОЦИШИНА И ИХ ИССЛЕДОВАНИЕ

Приведено краткое описание построения нового класса ЦАП_АЦП с программируемыми характеристиками преобразования. Показано что принципиальное ограничение точность x быстродействие может быть преодолено, и возможно получения увеличения разрешающей способности в 100 раз, при увеличении быстродействия преобразования. Важным является тот факт, что количество образцовых элементов, для ЦАП-АЦП достаточно 32-64R, вместо необходимых десятков тысяч. Приведена иерархическая схема классификации методов преобразования, где показано, что классические походы (двоичные) есть низшим уровнем иерархии.

I.V TROTSISHIN, N.I.TROTSISHINA, M.I TROTSISHIN

Odessa national academy of telecommunication by O. S. Popov

METHODOLOGIES OF THE CREATING DAC-ADC WITH SOFTWARE-DEFINED CONVERSION TYPE BASED ON USAGE OF ATTENUATOR- DIVIDER OF TROTSISHIN AND RESEARCHING OF THEIR CAPABILITIES

A brief description of the construction of a new class of software features DAC-ADC conversion. It is shown that the principal limitation "precision x performance" can be overcome, and may produce an increased resolution of 100 times, with an increase in speed of the conversion. What is important is the fact that the number of model elements for DAC-ADC enough 32-64R, instead of the required tens of thousands. Shows a hierarchical classification scheme conversion methods, which shows that the classic hikes (binary) is the lowest level of the hierarchy.

Вступление

Основной задачей измерений и измерительных приборов является получение информации о результате измерения с максимально возможной точностью (минимальными погрешностями) за минимальное время измерения (быстродействие), но существующие принципы и методы измерений, согласно ДСТУ (ГОСТ) и МИ, имеют принципиальные ограничения, опирающиеся на квантово-механический принцип неопределенности Гейзенберга

Целью является наглядно и подробно показать практические возможности достижения увеличения количества делений Квантовой шкалы измерительных преобразований (КШИП), которые при том же количестве образцовых элементов позволяют в 10-100 раз увеличить разрешение, по сравнению с использованием современных классических двоичных шкал и классических методов измерения.

Основная часть

ЦАП и АЦП разработанные на основе принципов теории Квантового измерительного преобразования внедрены и широко используются в Хмельницком национальном университете и ОНАС им. А.С.Попова для демонстрации возможности увеличения точек шкалы квантования для случая аттенюатора – делителя Троцишина $_8 R$ (АДТ $_8 R$) [2-5].

В данной статье в популярной и наглядной форме будут приведены результаты, не имеющие аналогов в мире, и указывают, что действительно, КТИ и применения ее принципов и методологии позволяет открыть принципиально новые возможности для образования измерительных шкал преобразования (КШИП) ЦАП и АЦП с многократным увеличением разрешения.

Для примера возьмем классических цепочку из 8-ми одинаковых резисторов, и включив его по схеме делителя Кельвина, покажем, что такое количество резисторов, позволит получить шкалу измерительного преобразования не с 8 делениями (классическая), а с 22 (коинциденции). Более того, использование принципа коинциденции к аттенюатору -делителю Троцишина $_8$ (АДТ $_8$), позволит получить в том же диапазоне преобразования уже 166 делений (супер $_8$), а использование суммарно-разностной обработки двух АДТ $_8$, соответственно дает до 169 квантованных значений измерительной шкалы преобразования (дельта-сигма $_8$), а использование одновременно (комби $_8$), даст шкалу в 247 точек.

Все современные ЦАП и АЦП реализуются на принципах двоичного подхода и имеют принципиальные ограничения, которые не позволяют одновременно увеличивать и ТОЧНОСТЬ (разрешение) и БЫСТРОДЕЙСТВИЕ преобразований. А действительно ли все так должно быть?. Изложение материала начнем с определения обозначений и записи математических моделей в формализованном виде (Таблица.1).

Классический двоичный ЦАП (АЦП) $N_{classik}$	$n_{classik} = \frac{A_i}{2^N}$, де $A_i \in (1 \div 2^N - 1)$, где N – разрядность двоичного кода
Шкала коинцидентии $N_{coinciden}$	$n_{coinciden} = \frac{A_i}{B_j}$, де $A_i, B_j \in (1 \div 2^N)$, где N – значений делителя
Шкала двойной коинцидентии N_{super}	$n_{super} = \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l}$, де $A_i, B_j, C_k, D_l \in (1 \div 2^N)$, N – значений делителя
Шкала суммарно-разностная N_{D-S}	$n_{D-S} = \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l}$, де $A_i, B_j, C_k, D_l \in (1 \div 2^N)$, N – значений делителя
Шкала комбинированного преобразования N_{comby}	$n_{comby} = \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l} \cup \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l}$ де $A_i, B_j, C_k, D_l \in (1 \div 2^N)$, N – значений делителя

На рис. 1, 2 приведены патент и схема аттенюатора-делителя Троцишина для 8R [3,5].



Рис. 1. Патент 100581

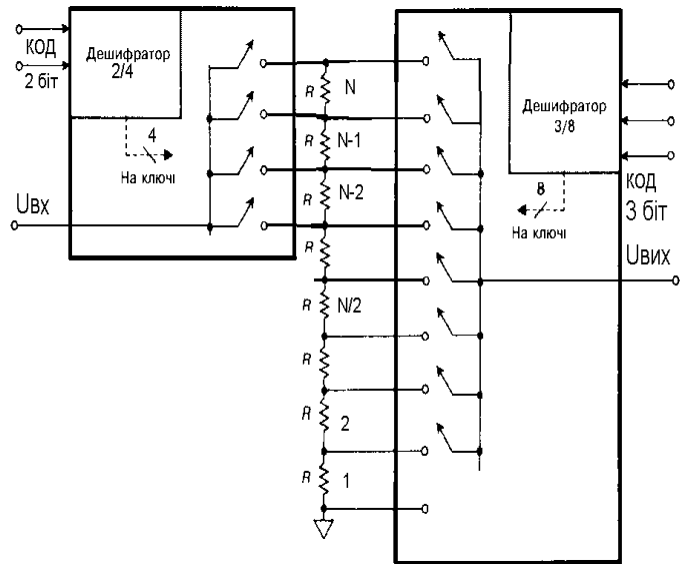


Рис. 2. Схема аттенюатора-делителя Троцишина для 8R

Сравнительная зависимость количества увеличения квантовых точек преобразования АДТ и делителя Кельвина в зависимости от количества резисторов приведена в таблице 2.

Таблиця 2

Количество резисторов NR (N АД Кельвина)	2	4	8	16	32	64	128	256	1024
Количество квантовых точек шкалы АДТ	2	6	22	80	324	1260	5022	19948	318964
Прирост квантовых значений	0	2	14	64	292	1196	4894	19692	317940
Выигрыш по разрешающей способности	1	1,5	2,75	5	10,125	19,69	39,08	77,92	311,5

Поскольку метод коинцидентии для использования двух Кельвин_8, дал нам АДТ_8, то используем его еще раз, заменив классические делители на два АДТ_8, которые будут давать $n_{super} = \frac{A_i}{B_j} / \frac{C_k}{D_l}$.

рис. 3. и рис. 4 соответственно приведены характеристики преобразования КШИП super_8, и суммарно-разностной D_S_8 $n_{D-S} = \frac{A_i}{B_j} \pm \frac{C_k}{D_l}$.

В таблице 3 приведены расчетные параметры новых шкал преобразования разработанных на сонове АДТ, причем, если в указанных преобразованиях его заменить на классический делитель Кельвина, то

никакого положительного результата, мы не получим.

Поэтому, лишь с появлением КТИ и АДТ стало возможным преодолеть классический принцип ограничения или точность, или быстрдействие, при равных иных условиях преобразования.

Таблица 3

NR	n-шкалы N_D_S	n-шкалы N_Super	n-шкалы N_D_S +N_Super	n-шкалы N_comby	n-шкалы N_comby /n-шкалы N_D_S (приращ значений)
2	3	3	6	4	1,333
4	13	17	30	22	1,69
6	45	56	101	76	1,68
7	117	128	245	176	1,50
8	169	166	335	247	1,46
10	325	276	601	460	1,415
12	725	568	1293	965	1,33
14	1445	1097	2542	1868	1,292
15	1749	1275	3024	2270	1,297
16	2141	1461	3602	2728	1,274
20	6029	3946	9975	7302	1,211
24	11525	7190	18715	13847	1,201
32	39413	21678	61091	44919	1,139
64	568295	270594	838889	630857	1,11

Графически вид шкал показан на рис. 3,4.

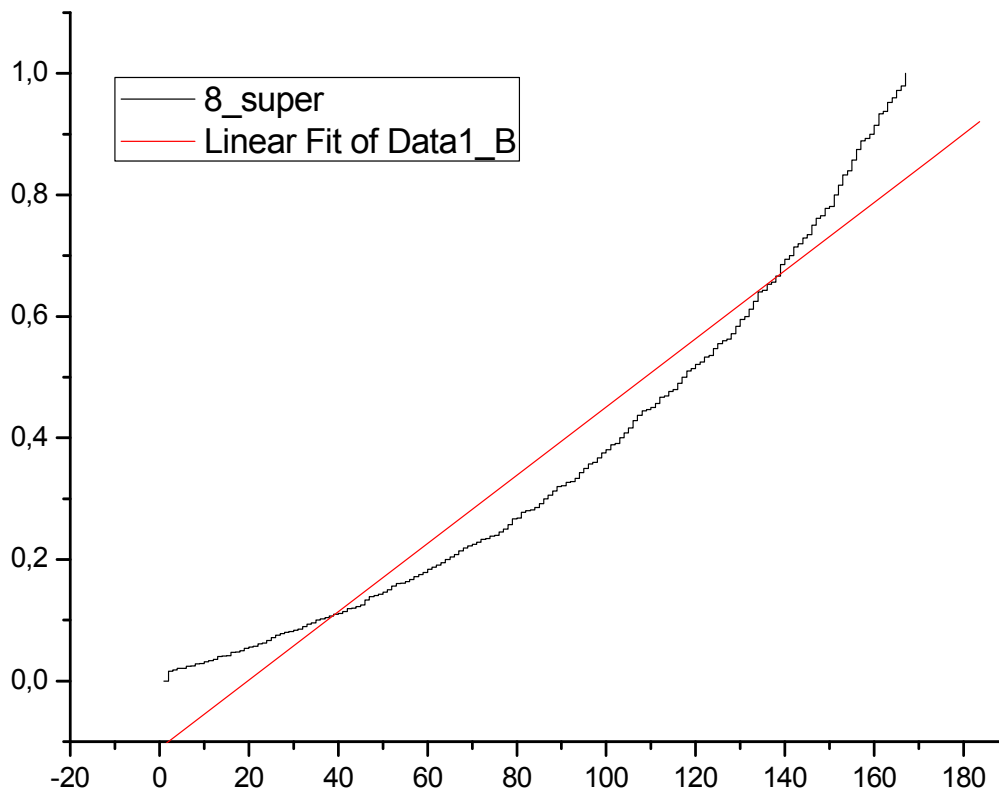


Рис. 3. Квантовая шкала измерительного преобразования super_8

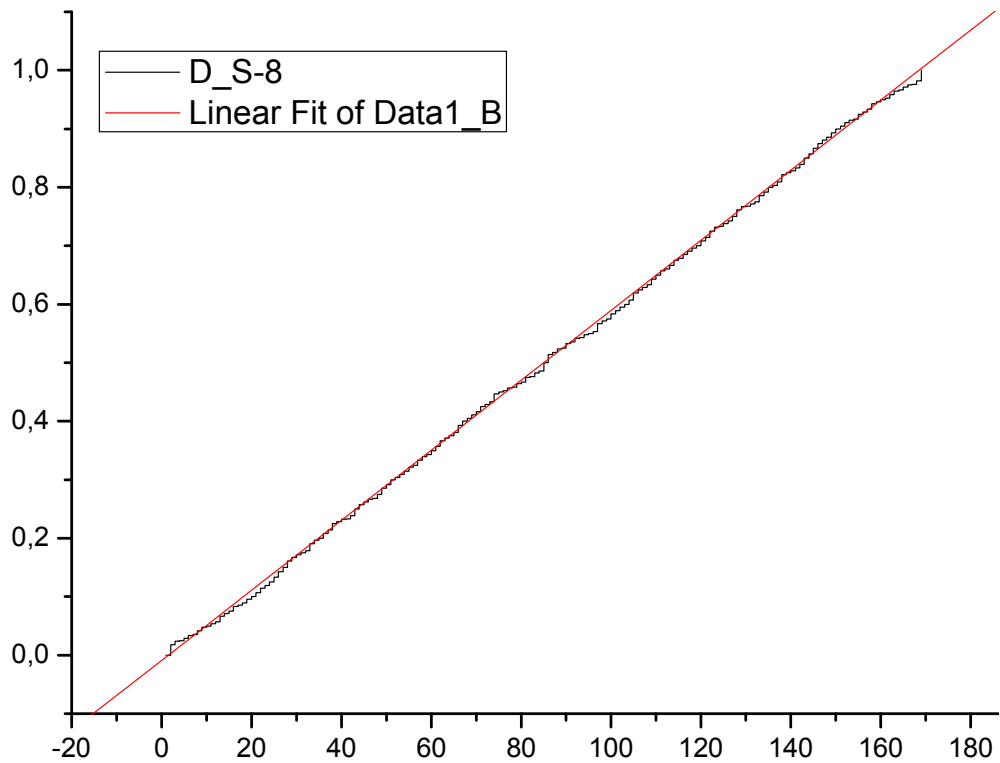


Рис. 4. Характеристика КШИП D_S_8, в діапазоні 0.000-1.000

Сравнение характеристик классических ЦАП-АЦП и программируемых, на основе аттенюатора-делителя Троцишина

Несмотря на практически тотальную «цифровизацию» всех сфер жизни современного общества и массовое внедрение цифровых технологий, принципиальный вопрос возможности внесения изменений (программирование, адаптация, и др) именно характеристики преобразования ЦАП-АЦП, до сих пор решается выбором классического двоичного преобразования определенной разрядности и быстродействия. Номенклатурный список микросхем лежит в пределах нескольких тысяч модификаций различных фирм производителей, и требует от разработчиков аппаратуры профессиональных знаний логистики для правильного выбора конкретной микросхемы, и малейшее изменение требований, например, увеличение разрядности, приводит к необходимости полной переработки печатных плат и других элементов изделий.

Второй вопрос который классические принципы построения ЦАП-АЦП « это невозможность одновременного повышения и точности и быстродействия преобразования, при одинаковом количестве элементов шкалы квантования (преобразования), количества образцовых элементов (как правило резисторов). Типичными представителями таких систем есть цепочка резисторов в идее последовательного соединения резисторов одинакового номинала (делитель Кельвина) или матрица R-2R, и их комбинации. Для увеличения разрешающей способности (шага квантования или шкалы преобразования)

$$\Delta_{кв} = \frac{U_0}{N_{шкал}} \equiv \frac{U_0}{2^{n_{шкал}}};$$

где U_0 – опорное напряжение; $N_{шкал}$, ($n_{шкал}$) – количество точек шкалы, (двоичная степень точек шкалы).

Для реализации АЦП и ЦАП промышленностью выпускается широкая номенклатура интегральных микросхем. По совокупности параметров преобразователи условно можно разделить на три основные группы: преобразователи общего применения (средней точности), прецизионные (погрешность преобразования меньше 0,1 %) и быстродействующие (время установления менее 10нс). Отсюда главная особенность интегральных микросхем рассматриваемого вида, независимо от типа логики и конструктивного исполнения, – очень высокая точность изготовления интегральных элементов достигает десятых и сотых долей процента. При этом исходные параметры преобразователей и их компонент должны быть совместимы со стандартными линейными и цифровыми микросхемами. Указанные особенности рассматриваемого класса интегральных микросхем накладывают специфические требования к технологии их изготовления. Так, если стандартные преобразователи общего применения (8-10разрядив) изготавливаются на основе биполярных и униполярных структур по традиционной технологии, то сверхскоростные и прецизионные – по специальной технологии, обеспечивающей комплексный схемотехнический и конструктивный подход [1].

Большинство АЦП и ЦАП являются двоичными. Их разрядность выбирается таким образом, чтобы погрешность преобразования не превышала единицы младшего значащего разряда. Поэтому разрешение

преобразователей принято оценивать величиной $1/2^n$, т.е. обратного количества кодовых комбинаций (градаций). В некоторых случаях удобнее представлять разрешение в процентах или в абсолютных единицах. Например, десятиразрядный преобразователь с диапазоном шкалы 10В имеет разрешение способность $1/1024 \sim 1/1000 = 0,1 \%$, что соответствует абсолютному значению погрешности в пределах 10 мВ. Простое увеличение разрядности преобразователя не всегда может привести к увеличению разрешения. Если увеличить разрядность, например, из 10 до 12 [1], то разрешение в абсолютных единицах окажется равной 2,5 мВ,

что по сравнению с уровнем собственных шумов элементов, наводок и различного вида помех и препятствий. Если не принять специальных мер по снижению уровня шумов, то дальнейшее повышение разрядности преобразователя не приведет к повышению точности преобразования.

Таким образом, подводя предварительные итоги возможно, сказать что вопрос улучшения характеристик ЦАП и АЦП, особенно при противоречивым параметром точность (разрешение) и быстродействие являются определяющими, при этом необходимо не забывать, что нижний уровень разрешения (чувствительности) определяют шумы, как собственные так и внешние, поэтому именно на решение этих вопросов будет направлена основное внимание [1].

Для примера возьмем классических цепочку из 8-ми одинаковых резисторов, и включив его по схеме делителя Кельвина, покажем, что такое количество резисторов, позволит получить шкалу измерительного преобразования не с 8 делениями (классическая), а с 22 (коинциденции). Более того, использование принципа коинциденции к аттенюатору -делителю Троцишина_8 (АДТ_8), позволит получить в том же диапазоне преобразования уже 166 делений (супер_8), а использование суммарно-разностной обработки двух АДТ_8, соответственно дает до 169 квантованных значений измерительной шкалы преобразования (дельта-сигма_8).

Ну и в завершение, использование одновременно (комби_8), которая является рациональным объединением множеств значений последних двух шкал, даст для использования квантованных измерительную шкалу в 247 точек преобразования, в том же диапазоне, при разрядности делителя всего в 8 резисторов. Как уже говорись, современная техника ЦАП и АЦП для указанного количества резисторов (одинакового номинала) обеспечивает всего 8 точек квантования [5].

Для подтверждения первого высказывания об увеличении квантовых точек для АДТ_8 с 8 до 22 приведем сравнительные графики, для соответствующих випадків.рис. 5.

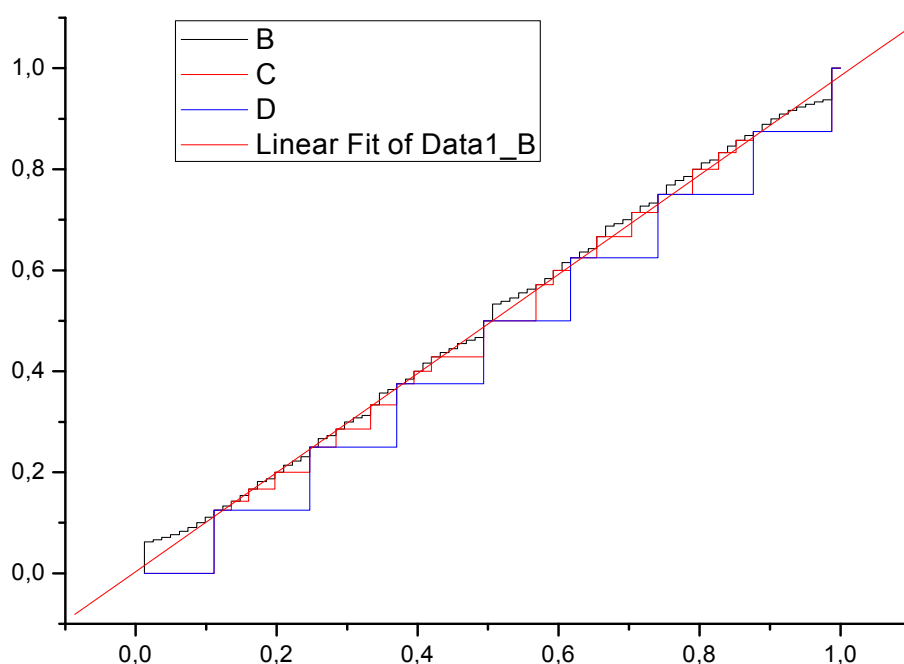


Рис. 5. Сравнение в относительных нормированных единицах квантованных измерительных шкал: 16 – коинциденция (B), 8 – коинциденция (C), 1/8 – двоичная (D) (классическая)

Очевидно, что использование 8-16R в виде двух АДТ_nR, позволит перекрыть разрядность ЦАП АЦП (параллельного типа) от 8 до 12 двоичных разрядов. Использование АДТ_64R, обеспечит динамический диапазон КШИП в 18-20 двоичных разрядов, что лучше за все известные методы, для такого же количества резисторов. Приводим схему иерархии методов образования КШИП (рис. 6) и множества значений точек КШИП, которые взаимно пересекаются (рис. 7) для АДТ_8.

Новое поколение ЦАП и АЦП существенно превышает все известные и существующие методы и аппаратуру преобразования. Использование Базовых АПТ позволяет создавать программируемые по структуре и преобразования ЦАП (АЦП) с адаптируемыми и программируемыми параметрами на одном

кристалле. В основе предлагаемого направления лежат принципы и методология Квантовой теории измерений (КТИ), суть которой в том, что измерительное преобразование МОЖЕТ И ДОЛЖНА ИСПОЛЬЗОВАТЬ ВСЕ КВАНТОВЫЕ СОСТОЯНИЯ УРАВНЕНИЯ измерительного преобразования, а не только «удобные (имеющиеся) классические методы» [2-4].



Рис. 6. Обобщенная иерархия методов образования КШИП

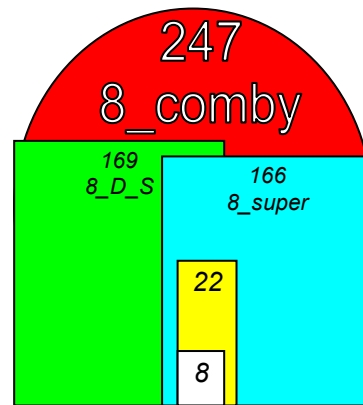


Рис. 7. Числовые соотношения количества точек каждой из КШИП

Предлагаются следующие новые виды ЦАП и АЦП построены с использованием принципов и методов коинциденции и суммарно-разностной обработки: 1. Коинциденции (N_coincidence): 2. Двойной коинциденции (N_super): 3. Суммарно-разностная (дельта-сигма) (N_D_S): 4. Комбинированная 2 и 3 (N_combu). Как породивший функциональный узел применяется аттенуатор-делитель Троцишина (вместо делителя Кельвина) [5].

Перспективы внедрения и развития решения

1. Новое поколение ЦАП и АЦП существенно превышает все известные и существующие методы и аппаратуру преобразования по количеству точек: – достигло 247 вместо 8.
2. Использование Базовых АДТ позволяет создавать универсальные по структуре ЦАП (АЦП) с адаптированными и программируемыми параметрами на одном кристалле.
3. Конкретизация предложений по внедрению составляет:
 - Разработка и изготовление ЦАП нового поколения на основе АДТ;
 - Разработка и изготовление АЦП параллельного типа с повышенной разрешающей способностью и быстродействием и минимизацией шумов;
 - Разработка АЦП с высоким разрешением последовательного приближения с разрядностью 19-20, всего на 64 резисторных АДТ;
 - Разработка и освоение массового выпуска универсального программируемого ЦАП (АЦП) кристалла, для задач цифровой обработки с программируемыми структурой, типом преобразования, видом характеристики, и программируемыми параметрами преобразования.

Литература

1. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование / У. Кестер. – М: Техносфера, 2007. – 1019 с.
2. Троцишин І.В. Шляхи підвищення роздільної здатності шкали вимірювального перетворення ЦАП і АЦП / І.В.Троцишин, О.П.Войтюк, Н.І.Троцишина // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах... – 2010. – № 2. – С236-242.
3. Троцишин І.В. Реалізація принципів квантової теорії вимірювань амплітудних параметрів сигналів на прикладі Атенуатора-подільника Троцишина / І.В.Троцишин // Вісник ХНУ. – 2011. – № 2. – Технічні науки. – С.213-223.
4. Троцишин І.В. Квантова теорія вимірювального перетворення – принципово нові можливості в методології побудови ЦАП і АЦП / І.В.Троцишин, О.П.Войтюк // Вісник ХНУ. – 2011. – № 4. – Технічні науки. – С.264-271.
5. Троцишин І.В. Спосіб побудови атенуатора-подільника Троцишина. Патент України 100581. МПК (2013.01) G01R 15/00 G06G 7/16 (2006.01) G11C 8/00 H02M 3/06 (200), Опубліковано 10.01.2013, Бюл.№ 1

References

1. Kester W. Analog-to-digital conversion. M. Technosphere, 2007. – 1019.
2. Trotsishin I.V., Voytyuk O.P., Trotsishina N.I. Pathways pidvischennya rozdilnoi zdatnosti SCALE vimiryvalnogo peretvorenniya DAC ADC. Khmelnytskyi. Measuring and Computing Devices in Technological Processes... – 2010. – № 2. – С236-242.
3. Trotsishin I.V. Realizatsiya printsipiv kvantovoi teorii vimiryuvan amplitudnih parametriv signaliv on prikladi attenuator-podilnika Trotsishina. News KNU. 2011. № 2. Tehnichni science. P.213-223.

Надійшла до редакції
15.6.2013 р.

УДК 621.317

К.Л. ГОРЯЩЕНКО, О.В. ГОРБАЧ

Хмельницький національний університет

С.А. ГУЦАЛ

Ярмолинський РЕМ ПАТ "Хмельницькобленерго", м. Ярмолинці

**СУЧАСНІ МЕТОДИ ДІАГНОСТИЧНОГО ТЕСТУВАННЯ
СТАНУ ПРОВІДНИКОВИХ ЛІНІЙ ТА ПЕРСПЕКТИВИ
ЇХ ВПРОВАДЖЕННЯ У ПРАКТИЦІ**

Представлено характеристики сучасних методів діагностування провідникових ліній. Визначено найбільш використані в практиці методи. Встановлено, що з різноманіття сучасних методів, в практиці використовуються тільки окремі методи – імпульсна рефлектометрія, метод часткових розрядів та метод тангенса дельта.

Ключові слова: тестування, провідникова лінія, частковий розряд, тангенс дельта, імпульсна рефлектометрія.

K.L. HORIASHCHENKO, O.V. HORBACH

Khmelnyskyi natsionalnyi universytet

S.A. HUTSAL

Yarmolynetskyi REM PAT "Khmelnyskoblenerho", m. Yarmolyntsi

**TECHNIQUES OF DIAGNOSTIC TESTING OF LINE WIRES AND
OUTLOOK OF THEIR IMPLEMENTATION IN PRACTICE**

Presented characteristics of modern methods of diagnosing conductor lines. Determined the most used methods in practice. Established that from the variety of modern techniques used in practice only a few methods – time domain reflectometry, partial discharges and measuring of tangent delta.

Keywords: testing, wiring line partial discharge, tangent delta, pulse reflectometry.

Вступ. Існуючі провідникові лінії, що розміщено на території України, представляють складну інфраструктуру надання різних послуг різного рівня. Це надання телекомунікаційних послуг, як то радіо- та телемовлення, телефонний зв'язок, надання доступу до глобальних та локальних інформаційних мереж, забезпечення надання електричного живлення. Все це складає ряд інфраструктур, що взаємодіють між собою, або існують відокремлено. Цілком зрозуміло, що деякі типи інфраструктур працюють із застосуванням лише провідникових ліній, в той час як інші – не обмежуються і використовують також оптичні лінії та безпроводні технології.

Постановка проблеми. Найбільшу увагу в даному дослідженні приділено провідниковим лініям, що використовуються як для телекомунікаційних задач так і для забезпечення електроживлення. Більшість з існуючих інфраструктур закладені ще у середині 20-го століття, та навіть у більш ранні часи. Одночасно з розвитком технологій відбувався процес часткової модернізації та розширення мереж. Тому сучасна інфраструктура має у своєму складі таке різноманіття використаних матеріалів, що знаходяться у різному стані деградації. Причому використання матеріалів навіть одного типу не є гарантією визначення швидкості руйнування ліній, оскільки руйнування ізоляції матеріалів є функція часу, температури, зовнішнього середовища.

Існує цілий ряд технологій діагностування стану провідникових ліній [1], що знайшли своє застосування у техніці діагностування стану ліній. Існують методи, що мають лише академічне застосування і не використовуються в практичній роботі. Але використання кожного з цих методів обумовлено наявністю потрібного практичного обладнання, методик та

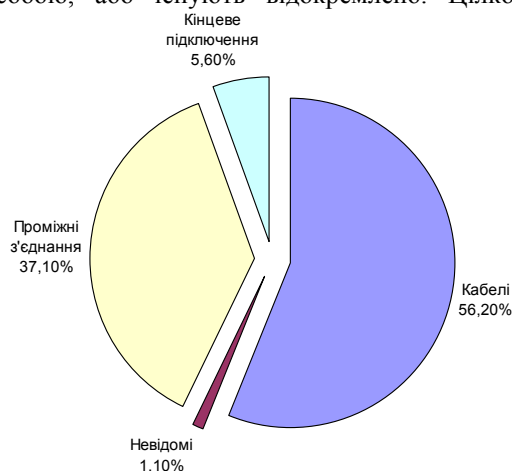


Рис. 1. Причини відмов в кабельних системах (США, 2010) [1]

інших умов. Як результат, це зменшує або унеможливує їх практичне застосування. На рис. 1 показано причини виникнення відмов в кабельних системах на прикладі енергетичної інфраструктури США (2010 рік).

Основна частина. Виявлення можливості використання кожного з методів діагностики базується на таких важливих та принципових елементах як:

- методологія суміщення або накладання отриманих результатів з фізичними пошкодженнями лінії;
- методологія визначення похибки вимірювання технології;
- економічний аспект застосування представленої діагностичної технології;
- наявність бази даних та бази знань, що використовуються для обраної технології.

Таким чином, використання діагностичних методів для діагностування провідникової лінії не підвищує надійність самої лінії, але дозволяє забезпечити зростання надійності за рахунок передчасного виявлення деградації. Методи не мають погіршувати стан лінії, оскільки це обумовлено потребою у використанні неруйнівних методів діагностування. Також слід розуміти, що умови використання діагностичних методик можуть ускладнювати та навіть унеможливлювати використання певних методів попри їх високу точність або достовірність за інших умов.

В чому полягає процес проведення діагностування провідникових (кабельних) систем? Зазвичай діагностування передбачає дві категорії дій [1]:

1) Перша категорія – глобальний аналіз. Полягає у визначенні стану провідникової лінії в цілому. Дає відповідь на питання в якому стані знаходиться лінія і чи потребує вона взагалі будь-яких детальних оцінювань. Перша категорія досліджень виконується достатньо широким загалом технік.

2) Друга категорія – локальний аналіз. Полягає у визначенні локальних параметрів кабельної лінії, виявленні кількісної та якісної оцінки стану кабельної системи. Також виконується достатньо широким набором технік.

Представлені категорії взаємопов'язані. В практиці діагностування присутні методи глобального діагностування, що не дають відповідь на питання про стан конкретного елемента кабельної системи. Тоді потрібно використовувати методи локального аналізу для деталізації стану. Але методи локального аналізу вказуючи на стан окремих ланок системи дають відповідь і на питання про стан системи в цілому.

Методи першої категорії ставлять на меті перевірку готовності до роботи або відповідності вже експлуатованої системи до подальшого використання. Дозволяють надати інтегральну інформацію про відсутність проблем в лінії, що пройшла стадію ремонту. Таким чином, отримана інформація є інформацією про поточний стан всієї кабельної системи без принципової можливості визначення часу експлуатації до ремонту.

Методи другої категорії зазвичай використовуються не тільки з метою діагностування поточного стану лінії. Суттєвою відмінністю є здатність використання отриманої інформації про стан кабельної системи для визначення динаміки старіння системи та визначення пошкоджень від зародження до критичного моменту руйнування системи.

В цьому розумінні, тестування кабельних систем є складним процесом, що охоплює використання однієї або декількох одночасно технологій діагностування. Тому і процес діагностування не є універсальним. В кожному випадку потрібно застосовувати власний підхід. А тому, результат діагностування не завжди відображає поточний стан системи.

Для оцінки стану підземних кабельних систем існує широкий спектр діагностичних методів тестування. Для багатьох з цих методів, існують також варіації на ту ж базову технологію. Щоб визначити правильну технологію для даного застосування, інженер повинен розглянути наступні питання:

1) Ефективність - Чи методика буде робити те, що призначено?
 2) Зрілість – Чи метод запропонований та впроваджений досить давно, щоб забезпечити його ефективність? Велика частина переваг діагностичного тестування походить від порівняння з вимірюваннями за іншими схемами. Достовірне порівняння даних може бути недоступне для нових або для технології чи методів, що замінюють інші.

3) Точність - Як часто отриманий результат надає правильну оцінку?

4) Зрозумілість - Чи є методика відповіддю, яка легко дає зрозуміти чи є вона дієва?

Для тестування кабельної провідникової системи застосовують ряд сучасних методик оцінювання [1, 2, 4]:

1. Часова рефлектометрія (Time Domain Reflectometry, TDR).
2. Частковий розряд (Partial Discharge, PD) на робочих частотах 50 / 60 Гц, наднизьких частотах (VLF, до 0,02 Гц) та релаксуючих коливаннях.
3. $\text{tg } \delta$ ($\tan \delta$), аналіз діелектричної проникливості на різних частотах.
4. Напруга відновлення (Recovery Voltage).
5. Вимірювання струму втрат (DC Leakage Current).
6. Струми поляризації та деполізації.
7. Тестування на навантаження кабелю при наднизьких частотах, робочих частотах та постійному струмі (High Potential Testing, Hi-Pot).
8. Застосування комбінацій методів.

Багато з цих методів використовуються в діагностичних програмах, а інші до цих пір не прийняті в більшості розвинених країнах [3]. На рис. 2 показані результати опитування, проведеного в 2006 - 2008 роках дослідження з використання різноманітних методів діагностики у США. Як це видно з рисунка, ряд методів знаходяться в регулярному використанні, поки інші перевіряються або інколи використовуються.

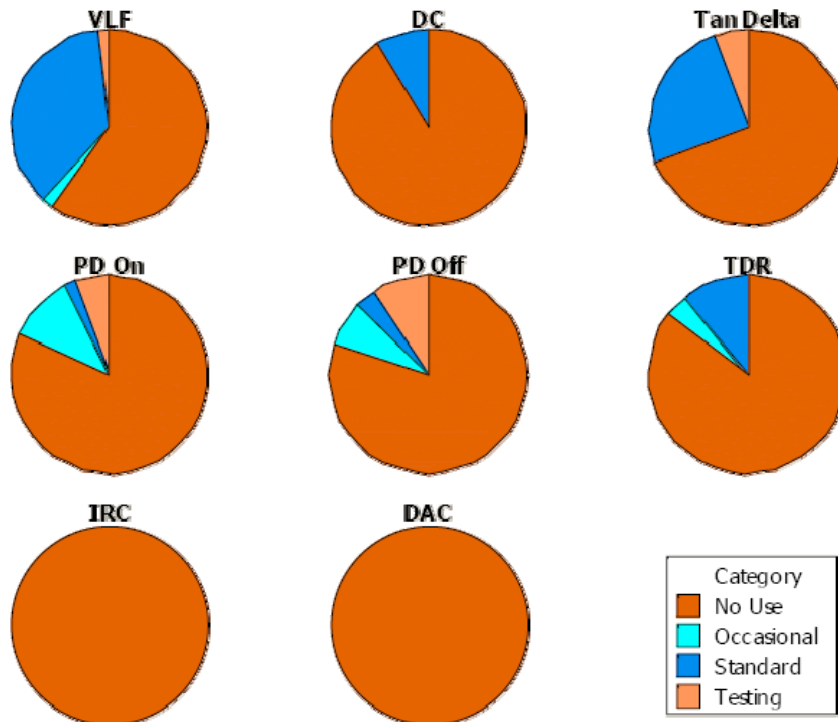


Рис. 2. Оцінка північноамериканських діагностичних методів використання кабельної системи: VLF (very low frequency) - дослідження на низькій частоті, DC - дослідження постійним струмом, Tan Delta - вимірювання $tg\delta$ кута діелектричних втрах, PD On та PD off – метод часткових розрядів, TDR - імпульсна рефлектометрія, IRC (Isothermal Relaxation Current) - вимірювання струму розряду, DAC (Damped AC) – вимірювання напруги розряду

З рисунку 2 видно, що використовуються тільки 5 методів, з яких тільки VLF, $tg\delta$ та TDR набули практичного застосування. Інші методи знаходяться на стадії дослідних. Це означає, що такі методи лише теоретично підтверджують своє застосування. Розглянемо більш детально ці методи:

Метод імпульсної рефлектометрії

Метод імпульсної рефлектометрії розглянуто у ряді робіт, наприклад [5]. Суть методу імпульсної рефлектометрії полягає у визначенні часу між зондуючим імпульсом та імпульсами, що утворюються при відбитті від неоднорідності, яка розташована у лінії. Визначаються параметри що змінюються під час вимірювання – час появи сигналу-відбиття та його амплітуда.

Ці зміни можуть бути викликані наступними факторами:

- відмовами ,
- з'єднанням (з'єднанням встик),
- відкритим з'єднанням,
- дотиком в схемі,
- погіршенням нейтралів,
- попаданням води в пошкоджену ізоляцію або в з'єднання,
- поганим з'єднання (високий опір).

В залежності від типу пошкодження, має місце зміна хвильового опору в кабельній лінії. А тому, ця інформація може бути використана для того щоб визначити місцезнаходження розривів, позначеними відбитими імпульсами. Крім того, форми відбитих імпульсів на інструментальному дисплеї допомагають оператору визначити природу розриву.

Проте, в роботі [6] показано процес утворення ряду перевідбиттів, що веде до появи на фоні дійсних відбиттів також і ряду "фантомних" відбиттів.

Проблемою імпульсного методу є нерівномірність розповсюдження сигналу в провідниковій лінії для різних частотних складових сигналу зондування. Це призводить до явища частотної дисперсії. Наслідком чого є збільшення часу зростання та спадання фронтів із одночасним зменшенням амплітуди самого сигналу. Таким чином, для досягнення точних результатів необхідно:

- формувати сигнали тривалістю у сотні або десятки ns ;
- забезпечити максимально короткі фронти імпульсів;
- точно визначити часовий проміжок між сформованим сигналом та отриманим відгуком з лінії;
- збільшення чутливості вимірювача внаслідок збільшення затухання у лінії при збільшенні

частоти сигналу.

Метод використовується при вимкненій лінії. Можливе використання під час роботи лінії. Як видно з цього, виконання цих вимог ускладнене для низькочастотної провідникової лінії.

Метод часткового розряду (PD)

При підвищенні напруженості електричного поля в окремих елементах ізоляції можуть відбуватися розряди (пробої), які не приводять до повного пробою електроізоляційної конструкції. Такі розряди получили назву часткових розрядів. Вони розвиваються головним образом в газових включеннях в діелектрику, але можуть знаходитись і рідких прошарках (в маслі).

Принцип застосування методу часткового розряду показано також у достатній кількості робіт, наприклад [7]. Велика кількість досліджень, що опубліковано за останні десять років показує причини та джерела часткового розряду в системах силових кабелів. Тим не менше, дослідження часткових розрядів в кабелях є емпіричні у зв'язку із складністю цього явища. Незважаючи на це, PD є потужним інструментом для загальної оцінки стану силових кабелів. Частковий розряд виявляє дефекти локалізовані, в основному у вигляді порожнеч в кабелі або ізоляції.

Порожнечі в цьому контексті можуть бути:

- квазі-сферичні (найчастіше через проблеми виробничого процесу);
- дендритні (часто через процеси старіння, що призводить до розвитку електричних дерев в результаті розширення напруги живлення);
- між фазні (через відшарування компонентів, або вільна посадка між кабелем і ізоляцією);
- нерегулярні (механічні пошкодження, до або після установки).

Метод часткових розрядів поширюється на всі типи кабелів, хоча її цінність може бути обмежена коли виконується на розрядно-стійких кабелях (як визначено в ICEA S-94-649 і S-97-682) або на паперовій ізоляції просоченою маслом, що також мають значну стійкість до часткових розрядів.

При наявності переваг, є неприйнятні недоліки. Так, цей метод фактично застосовується для визначення відстані до місця пошкодження при запливаючому пробой або при високому значенні перехідного опору в місці пробой. Фактично метод часткового розряду призначений для виміру відстані до місця першого виникнення електричної дуги в силовому кабелі.

Також, принциповою проблемою методу є частотні складові сигналів, що виникають в лінії. При розряді виникає дуга, що створює сигнали широкої смуги частот. Доступні інструменти для методу часткових розрядів класифікуються за пропускну здатністю, оскільки вони можуть мати смугу пропускання сотні кілогерц до 100 МГц. Також бажано провести процедуру калібрування вимірювальної системи.

На рис. 3 показані найбільш часто використовувані схеми заміщення для опису вимірювань за методом часткових розрядів. Ємностями (C) позначаються індекси A, B і C. C_a – представляє ємність елемента кабелю живлення, які не містять дефектів, C_b і C_c являють собою елементи кабелю, що містять порожнинні дефекти, де C_c є ємність порожнини і C_b представляє елемент залишок ємності кабелю. S_g є іскровий проміжок, який представляє розряжаючий дефект -порожнини.

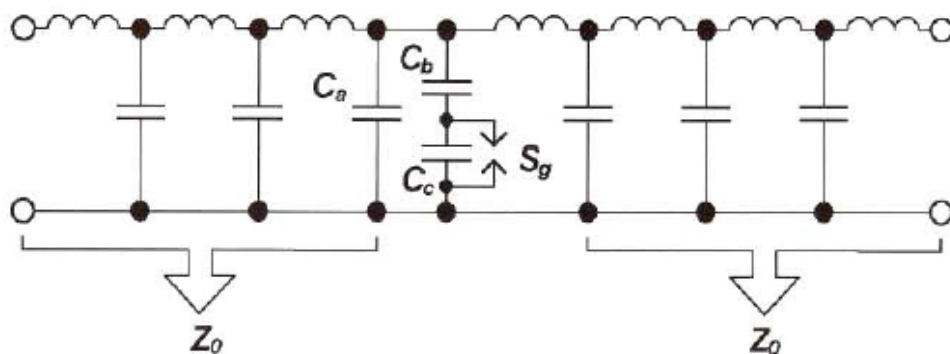


Рис. 3. Еквівалентна схема кабелю живлення при використанні методу часткових розрядів

Зверніть увагу, що ємність b і c , а отже і заряд, що згенерований в вимірювальній схемі, буде залежати від радіального положення порожнечі всередині кабелю. Тому що ємність залежить від відносної кількості ізоляції по обидві сторони від дефекту. Це одна з причин, чому PD-сигнали часто називають "очевидним зарядом", а не "справжнім зарядом".

Місце часткового розряду є місцем розряду в невеликій порожнині (процес іонізації газу, де спочатку, невелика кількість вільних електронів, прискорюються досить сильним електричним полем, яке призводить до електричної провідності через газ, шляхом лавинного множення). Напруга, при якій розряд ініціює описується законом Пашена, де критичний параметр є продуктом порожнечі розмірів [діаметр D] і внутрішній тиск $[p]$, β і χ є константами, пов'язані з газом в межах порожнини.

$$V_{PD} = \frac{\beta \cdot p \cdot d}{x + \ln/(p \cdot d)} \quad (1)$$

Рівняння Пашена визначає ряд фундаментальних питань, у тому числі – розряди відбуваються тільки в розривах. Тестування за цим методом не може знайти пустоти які є забрудненні. Таким чином відбувається пропускання порожнин.

Порожнечі повинні задовольняти трьом таким умовам для виконання:

- вони не повинні бути повністю заповнені рідиною;
- якщо вони заповнені газом, то газ повинен бути за умов низького тиску або розряд напруги ініціювання може бути вище тестової напруги;
- вони повинні бути досить великими (невеликі порожнечі вимагають більш високих напруг ініціювання).

Як наслідок, для отримання достатньо коректного результату, потрібно, щоб:

- пустоти повинні бути в стані, що дозволяють їм розряджатися,
- сигнал часткового розряду повинен досягти детектора в неослабленому, не розсіяному стані, щоб бути розпізнаним як сигнали PD по відношенню до фоновому шуму,
- система виявлення PD повинна бути правильно відкалібрована, щоб оптимально встановити довжини і тип кабелю в стадії тестування.

Метод використовується при вимкненій лінії. Слід також вважати, що застосування високих напруг протягом тривалого періоду (циклів або часу) може призвести до пришвидшення деградації кабельної системи. Точна ступінь деградації буде залежати від рівня напруги, частоти і тривалості застосування даного методу діагностування. Таким чином, при проведенні вимірювань з підвищенням напруги потрібно враховувати те, що відмова може відбутися під час тесту.

Метод вимірювання $tg\delta$

Вимірювання $tg\delta$ дозволяє визначити ступінь реальної потужності, що розсіюється в діелектричному матеріалі [7].

Метод вимірювання $tg\delta$ є ефективним тестом, якщо відомі параметри кабелю і допоміжних компонентів. Це дозволяє виконати пряме порівняння між виміряними значеннями і:

- очікуваним значення для відомих матеріалів чи компонентів,
- попереднім виміром в тому ж ланцюзі, або
- базовим значенням.

Застосування змінної напруги та вимірювання різниці фаз між напругою сигналу і результуючим струмом сигналу забезпечує визначення значення $tg\delta$. Цей фазовий кут використовується для вимірювання повного значення струму (I), струму заряду (I_C) і струму втрат (I_R) на компонентах. $tg\delta$ є співвідношенням втрат струму до зарядки струмом, як показано в (4).

$$DF = \frac{I_R}{I_C} = \frac{\sqrt{I^2 - I_C^2}}{I_C} \quad (1.4)$$

Кут δ та взаємовідношення величин пояснюється на векторній діаграмі (рис. 4).

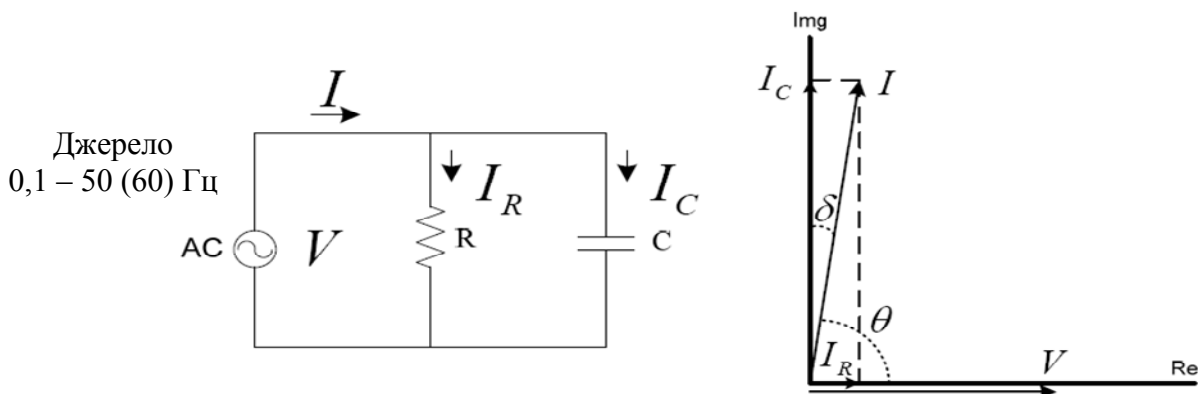


Рис. 4. Еквівалентна схема для вимірювання $\tan \delta$, і векторна діаграма

Кабельний сегмент під час тесту є відключений від мережі і живиться від окремого джерела живлення з фіксованою частотою змінного струму (наприклад, 50/60 Гц або інший низькочастотний сигнал). Для діагностування сегменту, як правило, використовується напруга від $0,5 U_0$ до $2 U_0$.

Перевагою методу є:

- результати тестів надаються в якості простих числових значень які можуть бути легко і швидко порівнянні з іншими вимірами або еталонними значеннями;

- періодичне тестування забезпечує числові дані, які можуть бути співставлені з майбутніми вимірюваннями для визначення тенденцій.
- три основні функції $tg\delta$ можуть бути оцінені в порядку їхньої важливості.
- забезпечує загальну оцінку стану.
- результат вимірювання на даному етапі можна порівняти з результатами сусідніх фаз, якщо фази мають однакову конфігурацію;
- може бути виконані з використанням різних джерел живлення змінного струму.
- застосовується як загальний індикатор на рівень водних дерев в кабелі;
- існує мінімальний вплив зовнішніх електричних полів і шумів.
- дані, отримані при напругах нижчих за робочі, як правило, є корисні ніж дані які, отримані при більш високих напругах;
- виміряні значення, що змінюються в залежності від тестової довжини сегмента можуть вказувати на проблеми, такі як нейтральна корозія;
- якщо виміряні значення змінні (нестійкі) під час тесту, це може означати, що має місце швидке руйнування.

Прості числові результати дозволяють швидко оцінку ризиків, до початку випробувань на більш високих рівнях напруги.

Недоліки методу [7, 8]:

- значення $tg\delta$ залежить від частоти тестування, а використання різних частот, відмінних від робочої, може дати хибні результати;
- залежність результату від якості форми сигналу зондування; вимагається формування максимально наближеної до синусоїдальної форми сигналу;
- в різних країнах використовуються результати тестування на різних частотах, що ускладнює процес оцінювання результатів;
- для діагностування потрібно виконувати ряд вимірювань значення $tg\delta$ в часі, для визначення тенденції руйнування та її швидкості;
- отримане значення $tg\delta$ є інтегральним показником стану всієї системи;

Принциповою проблемою є неможливість визначити розміри та характеристики відповідних пошкоджень. Для такої діагностики потрібно розділювати лінію на окремі сегменти та виконувати вимірювання індивідуально. Терміни періодичного діагностування можуть сягати десятків років. Метод використовується при вимкненій лінії.

Аналіз представлених методів на рис. 2 дозволяє, як наслідок, виділити дві принципові групи:

- а) Деструктивні методи діагностики, що пов'язані зі застосуванням напруг, що перевищують робочі напруги. Застосування таких методів веде до пришвидшення руйнування у дефектних місцях.
- б) Недеструктивні методи діагностики. Представляють собою дві сукупності методів: що використовують робочі напруги кабельних ліній та що використовують напруги, набагато менші за робочі напруги.

Висновок

Таким чином, діагностування провідникових ліній має ряд непереборних обмежень. Фактично, з найбільш розповсюджених методів, інформацію про кількість та відстані до пошкоджень дають два методи – імпульсна рефлектометрія та часткові розряди.

Але метод часткових розрядів не є зручним для високовольтних ліній середнього та високого значення робочих напруг, оскільки вимагає відповідного високовольтного обладнання для створення вихідних напруг вищих за робочу напругу мережі. Одночасно, цей метод є руйнівним. Застосування методу часткових розрядів може призвести до виходу лінії з ладу вже при діагностуванні.

Єдиний достатньо ефективний метод – імпульсна рефлектометрія, але і він не позбавлений суттєвих недоліків. Проблемою для цього методу є відносно низька смуга пропускання провідникової лінії, що складає до 1–10 МГц та явно виражена частотна дисперсія.

Тому, одним з перспективних методів є фазова дальнометрія. В роботі [9] зроблено попередній аналіз поведінки відбиттів при різних частотах зондування для багаточастотної фазової дальнометрії. Визначено, що має місце формування складного сигналу відбиття. Тому у подальшому пропонується дослідження принципів фазочастотного підходу діагностування провідникових ліній зв'язку.

Література

1. Overview of cable system diagnostic technologies and application : Cable Diagnostic Focus Initiative Project (CDFI) : 04-211/04-212/09-166 / The National Electric Energy Testing Research and Applications Center (NEETRAC); Hartlein, R., Hampton, N., Hernández, J.C., and Perkel, J. – Georgia, 2010. – 323 p.
2. Cable Testing Excerpt From Prysmian's WIRE AND CABLE ENGINEERING GUIDE. Prysmian Cables & Systems. Revision 0. October 23, 2007. - 8 p.
3. Some Considerations on the Selection of Optimum Location, Timing, and Technique, for Diagnostic Tests, RA Hartlein, RN Hampton, and J Perkel, IEEE Power Engineering Society (PES) General Meeting Panel Session, Pittsburg, PA, 2008.
4. Experience of Withstand Testing of Cable Systems in the USA, Hampton, R.N., Perkel, J., Hernandez, J.C., Begovic, M., Hans, J., Riley, R., Tyschenko, P., Doherty, F., Murray, G., Hong, L., Pearman, M.G., Fletcher, C.L., and Linte, G.C., CIGRE 2010, Paper No. B1-303
5. Глебович Г.В. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов / Глебович Г.В., Андриянов А.В.,

Введенский Ю.В. и др.; Под ред. Г.В. Глебовича. – М.: Радио и связь, 1984. – 256 с., ил.

6. Горященко К.Л. Дослідження перевідбиттів гармонійних сигналів у провідникових лініях зв'язку для випадку двох пошкоджень / К.Л. Горященко, О.І. Полікарровських, В.С. Гавронський // Вісник Хмельницького національного університету. – 2008. – №2. – С. 138-141.

7. Determining Routes for the Analysis of Partial Discharge Signals Derived from the Field, Hernández-Mejía, J.C.; Perkel, J.; Harley, R.; Begovic, M.; Hampton, N., and Hartlein, R., IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, December 2008, pp. 1517-1525.

8. Characterization of Ageing for MV Power Cables Using Low Frequency Tan-delta Diagnostic Measurements, J.C. Hernandez-Mejia, R.G. Harley, R.N Hampton, R.A Hartlein, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 16, Issue 3, pp. 862-870, June 2009.

9. Мазур І. Аналіз сумарного фазового сигналу відбиття на різних частотах методами спектрального аналізу / І. Мазур, К. Л. Горященко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2009. - №2. – С. 36-40.

Надійшла до редакції
21.5.2013 р.

УДК 621.317

І.В. ГУЛА

Хмельницький національний університет

ВИЗНАЧЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ МЕТОДУ КОІНЦИДЕНЦІЇ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ФАЗОВИХ ЗСУВІВ СИГНАЛІВ

В результаті проведеного дослідження показано, що одним із перспективним багатозначальних методів, які можна використати для вимірювання фазових зсувів сигналів є метод коінцидентності.

Ключові слова: метод коінцидентності, ноніус, багатозначальний ноніус.

I.V. HULA

Khmelnytsky national university

DETERMINATION OF PROPERTIES METHOD FOR MEASURING COINCIDENTS PHASE SHIFT SIGNALS

As a result of the study shows that one of the promising bahatoshkalnyh methods that can be used to measure the phase shift signal is a method coincidents.

Keywords: *method coincidents, vernier.*

Мета роботи. Дослідити багатозначальні методи вимірювання фазових зсувів сигналів. Розглянути переваги та недоліки методу коінцидентності в порівнянні з іншими багатозначальними методами, а саме методом ноніуса та методом багатозначального ноніуса.

Вступ. Всім відомий лінійно-імпульсний метод вимірювання фазових зсувів сигналів. Суть якого полягає в знаходженні миттєвих значень зсуву фаз по проміжку часу між моментами проходження передніх або задніх фронтів синусоїд через нульове значення в межах одного періоду[1]. Даний метод використовується приблизно в 70% вимірювачів різниці фаз, що виготовляються в світі. Основним недоліком даного класу вимірювачів є низька точність вимірювання, для отримання великої розрізняювальної здатності необхідно сформувати опорний сигнал дуже високої частоти.

В наш час рядом вчених була розроблена ціла гама нових методів вимірювання фазових зсувів сигналів на основі співпадіння міток, тобто співпадіння імпульсів вхідного і опорного сигналів, такі методи отримали назву ноніусні методи вимірювань[2].

Ноніусні методи дозволяють отримати вищу швидкодію та точність визначення фазових зсувів сигналів не підвищуючи вимоги до швидкодії елементів схем, оскільки частоти опорного і вхідного сигналів дуже близькі між собою. Одним із різновидів ноніусних методів вимірювання фазових зсувів сигналів є метод коінцидентності. Давайте розглянемо його переваги та недоліки в порівнянні з іншими ноніусними методами вимірювання.

Основний розділ

Аналіз ноніусних методів вимірювання фазових зсувів сигналів

Термін "ноніусний метод" вперше отримав застосування, як метод вимірювання лінійних геометричних величин. Він оснований на порівнянні двох шкал, розміри поділок яких відрізняються на потрібну ступінь квантування (розмір оцінюваного розряду відліків).

З розвитком техніки ноніусний метод став широко використовуватись для визначення параметрів різних фізичних величин, він має два різновиди з однократною ноніусною інтерполяцією та з багатократною ноніусною інтерполяцією кожен з яких має свої переваги та недоліки.

В [2] показані різні варіанти пристроїв, які побудовані на основі методів однократного та багатократного ноніусу.

Основними перевагами методу однократного ноніусу є: простота апаратної реалізації; підвищення точності вимірювання без суттєвого підвищення вимог до швидкодії елементів схеми (зокрема, лічильників), оскільки періоди опорної і ноніусної послідовностей близькі між собою.

Основними недоліками є: підвищення точності на декілька порядків веде до збільшення часу вимірювання; високі вимоги до стабільності формування періоду опорної і ноніусної послідовностей, що обумовлено накопленням похибок в процесі вимірювання за рахунок сумування в часі тривалості окремих періодів.

Усунення недоліків однократної ноніусної інтерполяції здійснюють шляхом порозрядного визначення цифрового еквівалента вимірювальної величини. Даний метод отримав назву багатократної ноніуса.

Метод багатократної ноніуса передбачає використання в процесі перетворення декількох ноніусних шкал (по одній на кожний оцінюваний розряд або групу розрядів) і може бути реалізований двома шляхами. Перший шлях характеризується тим, що всі ноніусні шкали співставляються з одною опорною шкалою. Другий шлях реалізації методу багатократної ноніуса пов'язаний з використанням на кожному наступному етапі в якості опорної ноніусної шкали попереднього етапу перетворення.

Основними перевагами методу багатократної ноніусу є: підвищена швидкодія вимірювача, покращенні його динамічні характеристики в порівнянні з методом однократної ноніуса

Основними недоліками є: ускладнення схеми пристрою, збільшується число блоків інтерполяції у відповідності до того яку точність нам потрібно отримати, збільшується кількість генераторів і формувачів імпульсів на кожен оцінюємих розряд потрібно по одному генератору ноніусної послідовності і формувачу імпульсів.

Для багатократної ноніусної методу можлива помилка оцінювання вагових розрядів. Якщо тривалість τ_i імпульсів при оцінці одного з розрядів перевищує номінальне значення, в цьому розряді може відбутися помилкове співпадіння одного з розширених імпульсів не з N_i – м імпульсом відповідної ноніусної послідовності, а з $(N_i - 1)$ -м імпульсом[1]. Таке співпадіння імпульсів приведе до похибки в оцінці значення цього розряду і призведе до збою в роботі пристрою, оскільки ні один із імпульсів послідовності слідуєчого розряду в цьому випадку не співпадає з імпульсом опорної послідовності. Даний недолік усувають послідовним з'єднанням лічильників інтерполяційних блоків з метою переносу можливого імпульсу переповнення з молодшого розряду в більш старший. Введення такого зв'язку знижує швидкодію вимірювача і дозволяє формувати тривалість імпульсів з похибкою 10% і більше.

Метод подвійного збігу (метод коінциденції). Метод прямого вимірювання з одноразовим порівнянням двох квантованих фізичних величин: вимірюваної та відтворюваної багатозначною нерегульованою мірою. Метод коінциденції є одним з видів багатоскальних методів вимірювання до яких відносяться ноніусні методи. Ключовою особливістю методу коінциденції, яка його відрізняє від ноніусних

методів є те, що в ньому використовується не одне співпадіння, як в ноніусному та багатоніусному методах а два, чотири, шість, вісім, десять і т.д., що дозволяє підвищити точність вимірювання і зменшити похибку вимірювання, яка виникає за рахунок ширини імпульсів співпадіння і нестабільності генератора опорних частот.

У [3] показана можливість застосування методу коінциденції (рис. 1) для вимірювання фазових зсувів між сигналами, та приведена формула для обчислення фазового зсуву між сигналами. Але не було проведено дослідження властивостей даного методу. Також, не було розроблено схеми вимірювача фазових зсувів за методом коінциденції.

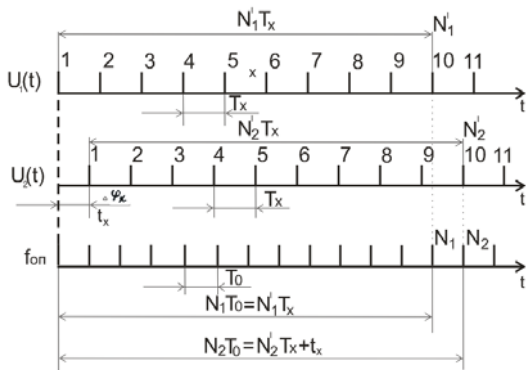


Рис.1 Вимірювання фази сигналів $\Delta\varphi_x$ методом коінциденції

Вираз для вимірювання фазового зсуву сигналу за Орнатським П.П. [3] при умові двох співпадінь і тому що опорний канал буде перший, буде мати вигляд:

$$\Delta\varphi = \left(\frac{N'_1 N_2 - N'_2 N_1}{N_1} \right) \cdot 360^\circ \quad (1)$$

де N_1 - перша періодична послідовність імпульсів з періодом T_0 ; N_2 - друга періодична послідовність імпульсів з періодом T_0 ; N'_1 - перша періодична послідовність імпульсів з періодом T_x ; N'_2 - друга періодична послідовність імпульсів з періодом T_x .

T_0 – період опорного сигналу; T_x – період вхідного сигналу.

Метод коінциденції, в певному розумінні, є метод, якому притаманні властивості як одношкального так і багатоскального ноніусу. Як і в методі ноніусу, в методі коінциденції мають місце процеси співпадіння між поділками двох шкал. Але, для однократної ноніусу – є тільки одне, перше, співпадіння.

Тому однократний ноніус є часний випадок методу коінциденції. Для багатозкального методу використовуються декілька шкал з різним кроком кожної шкали.

Аналіз виразу (1) показує що значення зсуву фази $\Delta\varphi_x$ не залежить від T_x . Проте, в результаті проведеного моделювання (таблиця 1) було встановлено, що як і в ноніусних методах, в методі коінциденції використовується певне співвідношення між шкалами та розмірами поділок, які відрізняються на потрібну ступінь квантування (розмір оцінюваного розряду відліків).

Таблиця 1

Вимірювання кута зсуву фази в залежності від співвідношення ширини імпульсу до різниці між періодами вхідного та опорного сигналу. $T_x = 36\text{мкс}$, $T_0 = 35,9\text{мкс}$

Ширина імпульсу співпадіння	Встановлений кут, φ , град	Розрахований кут, φ , град	N1	N1'	N2	N2'	Абсолютна похибка, $\Delta\varphi$, град	Відносна похибка, $\delta\varphi$, %					
1	2	3	4	5	6	7	8	9					
10нс	21,0	21,00	360	698	359	699	0,00	0,00%					
	21,1	0,00	<i>Не вимірюється</i>										
	21,2	0,00											
	21,3	0,00											
	21,4	0,00											
	21,5	0,00											
	21,6	0,00											
	21,7	0,00											
	21,8	0,00											
	21,9	0,00											
	22,0	22,00	360	697	359	698	0,00	0,00%					
20нс	21,0	21,00	360	698	359	699	0,00	0,00%					
	21,1	21,00	360	698	359	699	-0,10	-0,47%					
	21,2	0,00	<i>Не вимірюється</i>										
	21,3	0,00											
	21,4	0,00											
	21,5	0,00											
	21,6	0,00											
	21,7	0,00											
	21,8	0,00											
	21,9	0,00											
	22,0	22,00	360	697	359	698	0,00	0,00%					
30нс	21,0	21,00	360	698	359	699	0,00	0,00%					
	21,1	21,00	360	698	359	699	-0,10	-0,47%					
	21,2	21,00	360	698	359	699	-0,20	-0,94%					
	21,3	0,00	<i>Не вимірюється</i>										
	21,4	0,00											
	21,5	0,00											
	21,6	0,00											
	21,7	0,00											
	21,8	0,00											
	21,9	0,00											
	22,0	22,00							360	697	359	698	0,00
40нс	21,0	21,00	360	698	359	699	0,00	0,00%					
	21,1	21,00	360	698	359	699	-0,10	-0,47%					
	21,2	21,00	360	698	359	699	-0,20	-0,94%					
	21,3	21,00	360	698	359	699	-0,30	-1,41%					
	21,4	0,00	<i>Не вимірюється</i>										
	21,5	0,00											
	21,6	0,00											
	21,7	0,00											
	21,8	0,00											
	21,9	0,00											
	22,0	22,00							360	697	359	698	0,00
50-80нс													

1	2	3	4	5	6	7	8	9	
90нс	21,0	21,00	360	698	359	699	0,00	0,00%	
	21,1	21,00	360	698	359	699	-0,10	-0,47%	
	21,2	21,00	360	698	359	699	-0,20	-0,94%	
	21,3	21,00	360	698	359	699	-0,30	-1,41%	
	21,4	21,00	360	698	359	699	-0,40	-1,87%	
	21,5	21,00	360	698	359	699	-0,50	-2,33%	
	21,6	21,00	360	698	359	699	-0,60	-2,78%	
	21,7	21,00	360	698	359	699	-0,70	-3,23%	
	21,8	21,00	360	698	359	699	-0,80	-3,67%	
	21,9	0,00	Не вимірюється						
22,0	22,00	360	697	359	698	0,00	0,00%		
100нс	21,0	21,00	360	698	359	699	0,00	0,00%	
	21,1	21,00	360	698	359	699	-0,10	-0,47%	
	21,2	21,00	360	698	359	699	-0,20	-0,94%	
	21,3	21,00	360	698	359	699	-0,30	-1,41%	
	21,4	21,00	360	698	359	699	-0,40	-1,87%	
	21,5	21,00	360	698	359	699	-0,50	-2,33%	
	21,6	21,00	360	698	359	699	-0,60	-2,78%	
	21,7	21,00	360	698	359	699	-0,70	-3,23%	
	21,8	21,00	360	698	359	699	-0,80	-3,67%	
	21,9	21,00	360	698	359	699	-0,90	-4,11%	
	22,0	22,00	360	697	359	698	0,00	0,00%	

Тобто підтверджується, що вирази, які приведені в роботі [4], що визначають співвідношення між періодами вхідного і опорного сигналу та шириною імпульсів співпадіння мають місце також і для методу коінциденції, що цілком обумовлюється спільністю природи методу коінциденції та одно- і багатознакового нонісів. Графічно це відображено на рис. 2., з якого видно, що з наближенням співвідношення ширини імпульсу до різниці між періодами вхідного та опорного сигналу фазовий зсув визначається для всіх значень кутів з певною встановленою точністю.

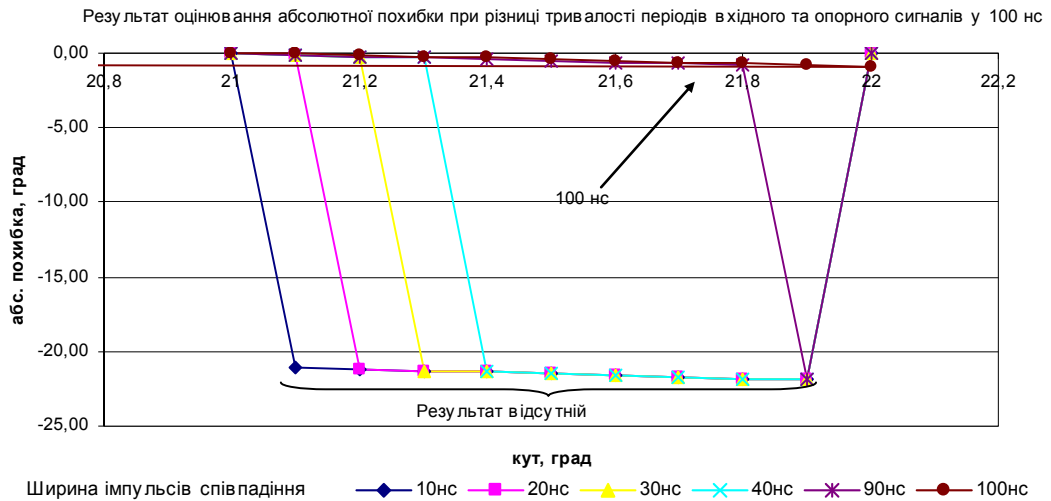


Рис. 2. Графік залежності абсолютною похибки від кута зсуву фази

Отже, оптимальна тривалість імпульсів опорної послідовності і період повторення визначається з наступних співвідношень [4]:

$$\tau = \frac{T_x}{2\pi \cdot 10^k}; \quad T_0 = \left(1 - \frac{1}{2\pi \cdot 10^k}\right) T_x. \quad (2)$$

Таким чином, врахування обмежень (2) для виразу (1) дозволяє встановити межі застосування методу коінциденції. Тобто, математична модель методу коінциденції має наступний вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\phi = \left(\frac{N_1' N_2 - N_2' N_1}{\min(N_1, N_2)} \right) \cdot 360^\circ; \\ \tau = \frac{1}{36 \cdot 10^k} T_x; \\ \text{якщо } f_{on} > f_{ex}, \text{ то } T_0 = \left(1 - \frac{1}{36 \cdot 10^k} \right) T_x; \\ \text{якщо } f_{on} < f_{ex}, \text{ то } T_0 = \left(1 + \frac{1}{36 \cdot 10^k} \right) T_x \\ \text{якщо } f_{on} = f_{ex}, \text{ то необхідно змінити } f_{on} \end{array} \right. \quad (3)$$

де f_x – частота вхідного сигналу; f_{on} – частота опорного сигналу; τ – ширина імпульсів співпадіння; T_x – період вхідного сигналу; T_0 – період опорного сигналу; $\Delta\phi$ – кут зсуву фази

В виразі (3) в знаменнику замість N_1 за Орнатським, замінено на (N_1, N_2) , в залежності від того, який канал буде прийняти за опорний. Якщо опорний канал перший то потрібно ділити на N_1 , якщо опорний канал другий то необхідно ділити на N_2 .

Час вимірювання складатиме:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{вим} = T_{вим f} + T_{вим \Delta\phi} \\ T_{вим} = T_{вим \Delta\phi} \\ T_{вим \Delta\phi} = T_{вим \max(N_1, N_2)} \cdot T_{on} \end{array} \right. \quad (4)$$

де $T_{вим}$ – час вимірювання; $T_{вим f_{ex}}$ – час вимірювання частоти вхідного сигналу; $T_{вим \Delta\phi}$ – час вимірювання кута зсуву фази; $T_{вим \max(N_1, N_2)}$ – час вимірювання максимального значення N_1, N_2

Основними перевагами методу коінциденції є: підвищення точності вимірювання за рахунок багатократних співпадіннь вхідних сигналів з сигналом опорної частоти.

Основними недоліками є: залежність точності вимірювання від ширини імпульсів співпадіння опорного і вхідного сигналів, якщо ширина імпульсу співпадіння буде менша розміру поділки оцінюваного розряду, при певних фазових співвідношеннях співпадіння не відбудеться і пристрій не спрацює.

В статті [5] було запропоновано структурну схему відповідного вимірювача кута зсуву фази. Проте виконане моделювання показало, що розрізнявальна здатність фазометра залежить не тільки від ширини імпульсів співпадіння (рис.2), а й від співвідношення шкал вхідного та опорного сигналів, що вимагає введення в дану схему частотоміра, для визначення частоти вхідних сигналів.

Висновок

Метод коінциденції є перспективним методом, який можна використовувати для вимірювання фазових зсувів сигналів, як відомої так і невідомо частоти. В зв'язку з тим що, він вимагає певного співвідношення шкал при якому частота опорного сигналу близька до частоти вхідних сигналів це визначає сферу його застосування, оскільки потрібно знати частоту вхідного сигналу для того щоб сформулювати опорну послідовність. Метод коінциденції може бути застосований у двох напрямках: в РНС, у фазовій дальнометрії де ми самі формуємо опорну послідовність, другий напрямок використання разом з частотоміром для вимірювання фази сигналів невідомої частоти.

Література

1. Пятін С.І. Методи та засоби вимірювання фазових зсувів / Пятін С.І., Троцишин І.В. – Хмельницький: "Поділля", 1996 -159с.
2. Богородицкий А.А. Нониусные аналогово-цифровые преобразователи / Богородицкий А.А., Рижевский А.Г. – М. : "Энергия", 1975.
3. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые) 5-е изд., перераб. и доп. / Орнатский П.П. – К.; Вища шк. Головное изд-во, 1986.—604 с.
4. Цифровой фазометр. А.С. № 310191 (СССР). Опубл. в бюл. "Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки", 1971, №23. Авт.: А.А Богородицкий, А.Г. Рижевский, Т.Н.

Рыжевская и др.

5. Горященко К.Л. Вимірювач кута фазових зсувів за методом коінциденції / К.Л. Горященко, І.В. Гула // Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, радіоапаратобудування. – К. : КПІ. – №54.

References

1. Piatin S.I., Trotsyshyn I.V. Metody ta zasoby vymiryuvannya fazovykh zsuviv : "Podillia", 1996 -159s.
2. A.A Bohorodyskyi, A.H. Ryzhevskiyi Nonyusnue analohovo-tsyfrovue preobrazovately. M., "Enerhyia", 1975.
3. P. P. Ornatskyi. Avtomatycheskye yzmereniya u pryboru (analohovue y tsyfrovue) 5-e yzd., pererab. y dop./— K.; Vyshchashk. Holovnoe yzd-vo, 1986.—604 s.
4. Tsyfrovoyi fazometr. A.S. № 310191 (SSSR). Opubl. v biul. "Otkrutyia. Yzobreteniya. Promushlennue obraztsu. Tovarnue znaky", 1971, №23. Avt.: A.A Bohorodyskyi, A.H. Ryzhevskiyi, T.N. Ryzhevskaya i dr.
5. Horiashchenko K.L., Hula I.V. Vymiryuvach kuta fazovykh zsuviv za metodom kointsedentsii/. - Kyiv - vyd-vo KPI. - №54.

Надійшла до редакції
9.6.2013 р.

УДК 621.396.96

В.Р. ЛЮБЧИК; О.К. ЯНОВИЦЬКИЙ; М.В. ГОЛОВАТИЙ

Хмельницький національний університет, Хмельницький, Україна

ВИЗНАЧЕННЯ РАДІАЛЬНОЇ ШВИДКОСТІ ТА ДАЛЬНОСТЕЙ ОБ'ЄКТІВ БАГАТОЧАСТОТНИМ ФАЗОВИМ МЕТОДОМ

В роботі розглядаються питання визначення радіальної швидкості рухомих об'єктів, а також їх дальностей. Запропоновано використання багато частотного фазового методу вимірювання шляхом зондування об'єктів сигналами з прямокутною обвідною спектру в радіодіапазоні. Встановлено що для визначення дальностей об'єктів необхідно перетворювати зондуючий сигнал в область радіочастот методами амплітудної чи балансної модуляції, а для визначення радіальної швидкості за допомогою односмугової модуляції.

Ключові слова: доплерівський зсув частот, радіальна швидкість об'єктів, дальність, спектр, фаза, амплітуда.

V.R. LIUBCHUK; O.K. YANOVYTSKYI, M.HOLOVATYI

Khmelnitsky National University, Ukraine

DETERMINATION OF RADIAL VELOCITY AND DISTANCE OBJECTS BY MULTIFREQUENCY PHASE METHOD

Abstract - This paper deals with the determination of the radial velocity of moving objects and their distances. The use of many frequency phase measuring method by sensing objects with rectangular signals bypass the radio spectrum. Found that for determining distances of objects to convert the probe signal in frequency domain methods amplitude modulation, or balancing, and to determine the radial velocity by one-way modulation.

The analysis of different methods of reducing crest-factor signal by mathematical modeling and graphical output of results for the analysis clearly shows the particular use, their features and benefits. Based on this analysis, we can construct the following steps of achievement data, their adaptation and improvement, to be used for data transmission channels. Examining allow us, the number of harmonics of the signal is the first indicator of where we are starting the experiments, because the work is aimed at determining the overall solution algorithm for an arbitrary number of harmonics. After first examining the results for a set number of harmonics, you can find a common output behavior.

Keywords: Doppler shift, the radial velocity of objects, range, spectrum, phase, amplitude.

Вивчення стану питання. При радіолокаційному дослідженні об'єктів необхідно визначити чотири основних параметра, а саме: дальність об'єкта r_x , азимут α_x , кут місця β_x та радіальну швидкість v_x . [1, 2] Серед цих характеристик об'єкта два, як правило, визначаються прямими методами - дальність та радіальна швидкість. Інші два непрямим методами - азимут та кут місця. Так для визначення дальності вимірюють часову затримку, зміну фази або зміну частоти зондуючого сигналу. При визначенні радіальної швидкості визначають доплерівський зсув частоти. Вимірювання азимута та кута місця визначають по напрямку антени радіолокатора. При застосуванні різницевого, дальномірного або інших подібних методів, вимірюють дальності до об'єкта від різних радіолокаційних станцій, і напрями визначають по точках перетину ліній місця об'єкту. Отже найбільш важливими характеристиками об'єкту які вимірюють прямими методами і потребують забезпечення високоточного визначення є дальність та радіальна швидкість об'єкта.

Найбільш розповсюдженими методами визначення дальності об'єкта та його радіальної швидкості є імпульсний метод. Цей метод полягає у вимірюванні відстані за часою затримкою зондуючого імпульсу, а радіальну швидкість по доплерівському зсуву частоти радіочастотного заповнення зондуючого імпульсу. [1, 2] Даний підхід передбачає наявність протиріччя. Для підвищення точності вимірювання відстаней необхідно зменшувати тривалість зондуючого імпульсу, а для підвищення точності вимірювання радіальної швидкості необхідно збільшувати тривалість зондуючого імпульсу. Отже неможливо одночасно

підвищувати точність та розрізнявальну спроможність по дальності та радіальній швидкості.

Інший підхід який дозволяє вимірювати дальність та радіальну швидкість є застосування як зондуючі надширокопосмугових сигналів. [2] Їх застосування дозволяє вимірювати дальності з високою точністю, а радіальна швидкість визначається як зміна дальності за одиницю часу. Отже, даний підхід вимагає застосування сигналів із значним частотним діапазоном, що створює складності при технічній реалізації генераторів, антенних систем, пристроїв реєстрації, обробки сигналів тощо.

В роботах [3-6] наведені дослідження багаточастотних фазових методів вимірювання дальностей до багатьох об'єктів, які мають високу точність та розрізнявальну спроможність при застосуванні зондуючих сигналів з обмеженим частотним діапазоном. Проте ці методи на дозволяють вимірювати радіальну швидкість об'єктів. Тому необхідно дослідити можливості застосування фазових багаточастотних методів вимірювання для знаходження доплеровського зсуву частоти.

Основна частина. Доплерівський зсув частоти проявляється як зміщення частоти гармонійного зондуючого сигналу відбитого від об'єкту який рухається. Цей зсув залежить від частоти носійного сигналу f_0 , радіальної швидкості та швидкості розповсюдження хвилі в середовищі, для електромагнітних хвиль швидкість світла c :

$$f_d = \pm \frac{v_x}{c} f_0. \quad (1)$$

Багаточастотний фазовий метод передбачає зондування об'єктів вузькопосмуговим сигналом з прямокутною обвідною спектру. Такій сигнал складається з набору спектральних складових, кількість яких в два рази більша за кількість об'єктів характеристики яких потрібно визначати. Для проведення радіолокаційних досліджень спектр такого сигналу переносять в радіочастотний діапазон методами амплітудної модуляції. В такому разі доплеровського зсуву набувають усі гармонійні складові пропорційно до їх частот:

$$f_{di} = \pm \frac{v_x}{c} (f_0 \pm f_i). \quad (2)$$

де $f_0 \pm f_i$ - спектральна частота гармонік амплітудо-модульованого групового зондуючого сигналу. Тому як доплеровський зсув має односпрямований характер (від'ємний при віддаленні об'єкта та додатний при наближенні) для подальших досліджень обираємо знак «+» для спрощення математичних викладок. Для від'ємного зсуву необхідно буде замінити знак на протилежний.

Як слідує з виразу (2), чим більша спектральна частота тим більший доплеровський зсув частоти. Але тому як $v_x \ll c$, то різниця між доплеровськими зсувами різних гармонік незначна і можна вважати що $f_{di} \approx f_{di+1}$. Тому як зондуючий радіосигнал представляє собою суму гармонік, то при відбитті від рухомого об'єкту кожна гармоніка набуває доплеровського зсуву. Із врахуванням умови рівності доплеровського зсуву для усіх гармонік частоти спектральних складових будуть наступними:

$$f_0 + f_d, f_0 \pm f_1 + f_d, f_0 \pm f_2 + f_d, \dots, f_0 \pm f_i + f_d \dots \quad (3)$$

В залежності від дальності об'єкту усі гармоніки набувають певного фазового зсуву пропорційного дальності та обернено пропорційні довжині хвилі. Таким чином сумарний сигнал відбитий від одного об'єкту буде представляти собою суму гармонійних складових із доплеровським зсувом частоти та фазовими зсувами кожної гармоніки:

$$s_2(t) = A_0 \cdot \cos(2\pi(f_0 + f_d)t - \varphi_0) + \sum_{i=1}^n A_{i+} \cdot \cos(2\pi(f_0 + f_i + f_d)t - \varphi_{+i}) + \sum_{i=1}^n A_{i-} \cdot \cos(2\pi(f_0 - f_i + f_d)t - \varphi_{-i}). \quad (4)$$

Як видно з виразу (4) сумарний відбитий сигнал має три складові носійну частоту, верхню бічну смугу та нижню бічну смугу. Як було визначено вище, фазовий зсув кожної гармонійної складової залежить від відстані та довжини хвилі. Враховуючи що довжина хвилі залежить від частоти та швидкості розповсюдження електромагнітної хвилі, можна записати:

$$\varphi_i = 4\pi \frac{r}{c} (f_0 \pm f_i + f_d) \quad (5)$$

В такому разі вираз (4) із врахуванням (5) можна записати наступним чином:

$$s_2(t) = A_0 \cdot \cos\left(2\pi(f_0 + f_d)t - 4\pi \frac{r}{c} (f_0 + f_d)\right) + \sum_{i=1}^n A_{i+} \cdot \cos\left(2\pi(f_0 + f_i + f_d)t - 4\pi \frac{r}{c} (f_0 + f_i + f_d)\right) + \sum_{i=1}^n A_{i-} \cdot \cos\left(2\pi(f_0 - f_i + f_d)t - 4\pi \frac{r}{c} (f_0 - f_i + f_d)\right). \quad (6)$$

При радіолокаційному дослідженні об'єктів вимірювання амплітуд, доплеровських зсувів, фазових

зсувів на носійній частоті є дуже складним. Для вирішення даних питань відбитий зондуєчий сигнал перетворюють в область низьких частот детектуванням або демодуляцією. Розглянемо зворотнє перетворення сигналу $s_2(t)$ в область низьких частот на нульову частоту. Для цього перемножимо сигнал на носійний сигнал. Будемо розглядати процес перетворення окремо по кожній складовій сигналу. Для носійної частоти:

$$\begin{aligned} s_{20}(t) &= A_0 \cdot \cos\left(2\pi f_0\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)t - 4\pi \frac{r}{c} f_0\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) \cdot \cos(2\pi f_0 t) = \\ &= \frac{A_0}{2} \cdot \left[\cos\left(2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c} f_0\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) + \cos\left(4\pi f_0 t + 2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c} f_0\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) \right] \end{aligned} \quad (7)$$

Для верхньої смуги частот:

$$\begin{aligned} s_{2+}(t) &= \left[\sum_{i=1}^n A_{i+} \cdot \cos\left(2\pi(f_0 + f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)t - 4\pi \frac{r}{c}(f_0 + f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) \right] \cdot \cos(2\pi f_0 t) = \\ &= \sum_{i=1}^n \frac{A_{i+}}{2} \left[\cos\left(2\pi f_i\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)t + 2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c}(f_0 + f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) + \right. \\ &\quad \left. + \cos\left(4\pi f_0 t + 2\pi f_i\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)t + 2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c}(f_0 + f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) \right] \end{aligned} \quad (8)$$

Для нижньої смуги частот:

$$\begin{aligned} s_{2-}(t) &= \left[\sum_{i=1}^n A_{i-} \cdot \cos\left(2\pi(f_0 - f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)t - 4\pi \frac{r}{c}(f_0 - f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) \right] \cdot \cos(2\pi f_0 t) = \\ &= \sum_{i=1}^n \frac{A_{i-}}{2} \left[\cos\left(-2\pi f_i\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)t + 2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c}(f_0 - f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) + \right. \\ &\quad \left. + \cos\left(4\pi f_0 t - 2\pi f_i\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)t + 2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c}(f_0 - f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

Аналіз виразів (7)-(9) показує що при зворотному перетворенні отримуємо по дві гармоніки: одна нижня і одна верхня. Верхня має подвоєну носійну частоту. У нижній складові із носійною частотою відсутня. При частотній фільтрації від верхньої гармоніки із частотою, що дорівнює подвоєній носійній частоті, можна позбавитись. В результаті вирази (7)-(9) перетворюються у наступні:

$$s_{20}(t) = \frac{A_0}{2} \cdot \cos\left(2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c} f_0\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) \quad (10)$$

Для верхньої смуги частот:

$$s_{2+}(t) = \sum_{i=1}^n \frac{A_{i+}}{2} \left[\cos\left(2\pi f_i\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)t + 2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c}(f_0 + f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) \right] \quad (11)$$

Для нижньої смуги частот:

$$s_{2-}(t) = \sum_{i=1}^n \frac{A_{i-}}{2} \left[\cos\left(-2\pi f_i\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)t + 2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c}(f_0 - f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) \right] \quad (12)$$

Для отримання сумарного амплітудно-демодульованого сумарного сигналу відбитого від рухомої цілі необхідно додати усі вирази (10)-(12). В результаті отримаємо:

$$\begin{aligned} s_{20}(t) + s_{2+}(t) + s_{2-}(t) &= \frac{A_0}{2} \cdot \cos\left(2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c} f_0\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) + \\ &+ \sum_{i=1}^n \frac{A_{i+}}{2} \left[\cos\left(2\pi f_i\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)t + 2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c}(f_0 + f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) \right] + \\ &+ \sum_{i=1}^n \frac{A_{i-}}{2} \left[\cos\left(-2\pi f_i\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)t + 2\pi f_0 \frac{v_x}{c} t - 4\pi \frac{r}{c}(f_0 - f_i)\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)\right) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

Аналіз отриманого виразу дозволяє зробити висновок про те що в результуючому сигналі буде присутні дві змінні складові. Змінна складова із частотою що дорівнює частоті f_i зміщена на доплерівський зсув $\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)$. Також буде модуляція даного сигналу з частотою $f_0\left(1 + \frac{v_x}{c}\right)$. Разом із

зміщенням частоти відбувається зсув фази носійного сигналу та модулюючого сигналу. Для носійного сигналу фазовий зсув складає: $\frac{4\pi f_i}{c} \left(1 + \frac{v_x}{c}\right)$. Для модулюючого сигналу фазовий зсув складає: $\frac{4\pi f_0}{c} \left(1 + \frac{v_x}{c}\right)$. В обох випадках фазові зсуви залежать від частоти сигналу носійного чи модулюючого, відстані до об'єкту та від радіальної швидкості. Якщо задатись носійною частотою 10 ГГц, модулююча частота 100 кГц, відстань до об'єкта 5000 м, радіальна швидкість 50 м/с, тоді сигнал який можна отримати після демодуляції відбитого сигналу буде мати вигляд наведений на рис. 1.

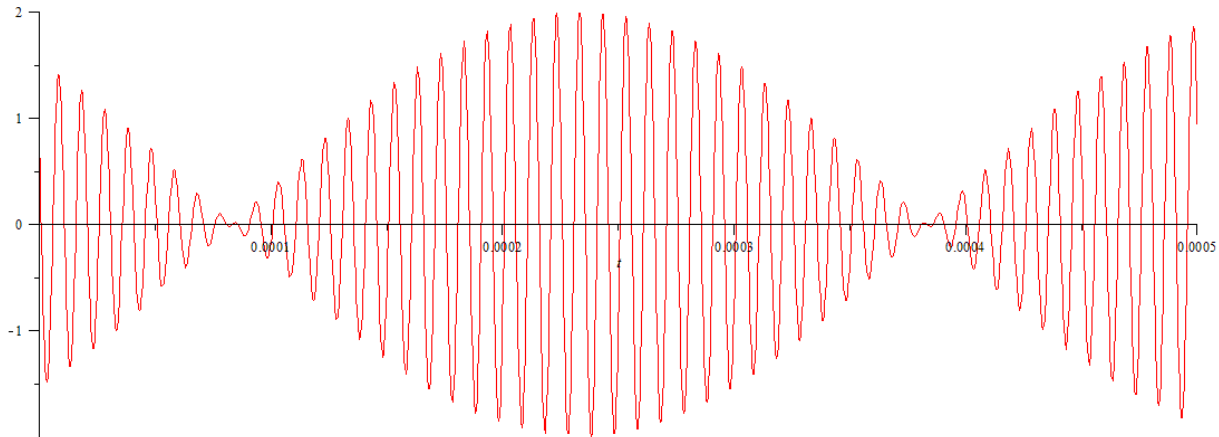


Рис. 1. Відбитий сигнал після демодуляції за умови зондування рухомого об'єкту

Зміна дальності чи радіальної швидкості приводить до зміни параметрів відбитого сигналу. Відповідно до наведених міркувань є можливість знаходити відстані, радіальні швидкості та характеристики об'єктів. Для цього необхідно проводити вимірювання зміни модулюючої частоти відбитого сигналу, фазовий зсув модулюючого сигналу, частоту модуляції низькочастотного модулюючого сигналу, фазовий зсув цього сигналу, а також амплітуду відбитого сигналу. В результаті спільного дослідження усіх наведених параметрів із врахуванням виразів що встановлюють залежності між носійною та моделюючою частотами, відстанню до об'єкту і його радіальною швидкістю, можна знаходити відстань до об'єкта, його радіальну швидкість та коефіцієнт відбиття, що представляють його основні параметри.

Висновки. Проведений аналіз різних методів зменшення пікфактору сигналу методом математичного моделювання і графічного виводу результатів для наглядного аналізу, показує особливості використання та переваги. На основі цього аналізу можна будувати наступні кроки реалізації даних досягнень, їх адаптація і вдосконалення, для використання для передачі даних в каналах зв'язку. Зроблені дослідження дають змогу говорити, що кількість гармонік досліджуваного сигналу є найпершим показником за яким ми починаємо дослідити, адже робота направлена на визначення загального алгоритму розв'язку для довільного числа гармонік. Адже в першу чергу дослідивши результати для встановленої кількості гармонік, дає змогу знайти спільні риси поведінки вихідного сигналу.

Література

1. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов / Г.В. Глебович, А.В. Андриянов, Ю.В. Введенский и др.; Под ред. Г.В. Глебовича. - М.: Радио и связь, 1984. - 256.
2. Ultra-wideband Radar Technology // Edited by James D. Taylor, P.E. CRC Press Boca Raton, London, New Work, Washington, - 2000, 27p.
3. Маевский С.М., Баженов В.Г., Батуревич Е.К., Куц Ю.В. Применение методов фазометрии для прецизионного измерения расстояний. - К.: Вища школа, Изд-во при Киев. ун-те, 1983, 84с.
4. Параска Г.Б., Шинкарук О.М., Любчик В.Р. Теоретичні основи фазових вимірювань відстаней до декількох об'єктів. - Електроніка і зв'язок, 3, 2010 - С.82-86.
5. Любчик В.Р., Сенчишина Ю.В., Параска Г.Б., Килимник О. М. Розробка аналітичного фазового методу вимірювання відстаней до трьох об'єктів // Вісник ХНУ, №2, 2009, - С.146-151.
6. Шинкарук О.М., Любчик В.Р., Дементьев Т.О. Дослідження потенційної точності та роздільної здатності фазового багаточастотного методу вимірювання відстаней. - Електроніка і зв'язок, №3, 2011 - С.78-82.

References

1. The study objects using picosecond pulses / G. Glebovich, A. Andrianov, Y. Vvedensky and others, ed. G. Glebovich. - M.: Radio and communication, 1984. - 256.
2. Ultra-wideband Radar Technology // Edited by James D. Taylor, P.E. CRC Press Boca Raton, London, New Work, Washington, -

3. Majewski S., Bazhenov V., Baturevich E., Kutz Y. Application of methods to precisely measure the phase meter distances. - K.: Vishcha School, Academy of the Kyiv. University are, 1983, 84с.
4. Paraska G., Shinkaruk O., Lubchik V., Teoretichni based on phase vimiryuvan vidstaney to dekilkoh ob'ektiv. - Elektronika zvyazok i, 3, 2010 - p.82-86.
5. Lubchik V., Senchishina Y., Paraska G., Kilimnik O. Rozrobka analitichnogo phase method vimiryuvannya vidstaney to troh ob'ektiv // News KNU, № 2, 2009 - p.146-151.
6. Shinkaruk O., Lubchik V., Dementev T. Doslidzhennya potentsiynoi tochnosti that rozdilnoi zdatnosti phase bagatochastotnogo method vimiryuvannya vidstaney. - Electronics and Communication, № 3, 2011 - p.78-82.

Надійшла до редакції
13.5.2013 р.

УДК 621.372.812

П.А. БУГАЁВ

Севастопольский национальный технический университет

ИЗМЕРИТЕЛЬ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЧ УСТРОЙСТВ, ПОСТРОЕННЫЙ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОГО МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА

В статье рассматривается измеритель комплексного коэффициента отражения и передач устройств, выполненных на базе плоского металлодиэлектрического волновода. Исключается влияние на результат измерения мешающего воздействия собственных констант СВЧ части прибора путем проведения предложенных калибровочных операций.

Ключевые слова: плоский металлодиэлектрический волновод, комплексный коэффициент отражения, комплексный коэффициент передачи.

P.A. BUGAYOV

Sevastopol National Technical University

METER COMPLEX PARAMETERS OF MICROWAVE DEVICES, BUILT ON THE BASIS OF A FLAT METAL-DIELECTRIC WAVEGUIDE

The article discusses measuring the complex reflection coefficient and transmission devices formed on the basis of a flat metal-dielectric waveguide. The influence on the result of measurement of the interfering effects of its own microwave constants of the instrument by means of the proposed calibration operations.

Введение

Огромную роль в жизни современного человечества играют радиотехнические системы различного целевого назначения: радиолокации, космической связи, радионавигации, радиоуправления и пр. Основные технические характеристики этих систем существенным образом зависят от параметров микроволнового тракта. Поэтому на первый план выступает задача о том, как измерять требуемые параметры не только точно, но и быстро, просто, экономично. Использование сложных и дорогостоящих микроволновых преобразователей и средств измерения на их основе не всегда является оптимальным для ряда измерительных задач.

В настоящее время разрабатываются микроволновые устройства на основе конструктивно простой и экономичной линии передачи СВЧ диапазона — плоского металлодиэлектрического волновода (ПЛИМДВ) [1,2], который является альтернативным стандартному пологому металлическому волноводу (ПМВ). Существующие измерительные приборы [3,4] не позволяют экспериментально обрабатывать предлагаемые плоские металлодиэлектрические волноводные узлы. Поэтому предложен измеритель комплексных параметров таких узлов, сочетающий в своей структурной схеме комбинации элементов, построенных как на основе нового типа волновода, так и стандартного — полого металлического. Устройством, объединяющим эти два вида элементов, является комбинированный направленный ответвитель, каналы которого выполнены на разнотипных волноводах [5]. В канал, построенный на основе ПМВ, включаются существующие необходимые измерительные элементы, а во второй — исследуемые устройства ПЛИМДВ.

Обобщенная структурная схема предложенного измерительного комплекса, представленная на рисунке 1, включает в себя следующие основные блоки и узлы: СВЧ генератор, комбинированный двунаправленный ответвитель, образцовую нагрузку, детекторную головку, короткозамыкающую пластину, согласованную нагрузку, подстроечный аттенюатор и индикаторное устройство.

Детекторная головка, подстроечный аттенюатор и согласованная нагрузка выполнены на основе плоского металлодиэлектрического волновода. Образцовая нагрузка представляет собой последовательное соединение поляризационного аттенюатора и фазовращателя отражательного типа переменной длины (подвижного короткозамыкателя). Эти устройства построены на основе стандартного — полого металлического волновода.

Структурная схема образцовой нагрузки представлена на рисунке 2.

Микроволновая часть измерителя построена на базе комбинированного направленного ответвителя. К обратному плечу вторичного канала направленного ответвителя, выполненного на основе плоского металлодиэлектрического волновода, подсоединена детекторная головка. К прямому плечу подключены последовательно соединенные подстроечный аттенюатор, исследуемый четырехполюсник, согласованная нагрузка (при измерении комплексного коэффициента отражения четырехполюсника) или коротко замыкающая пластина (при измерении комплексного коэффициента передачи исследуемого устройства). Образцовая нагрузка подключается ко второму плечу первичного канала направленного ответвителя, а к первому плечу направленного ответвителя подключается СВЧ генератор. Первичный канал комбинированного НО выполнен на базе стандартного металлического волновода прямоугольного сечения.



Рис. 1. Структурная схема измерительного комплекса

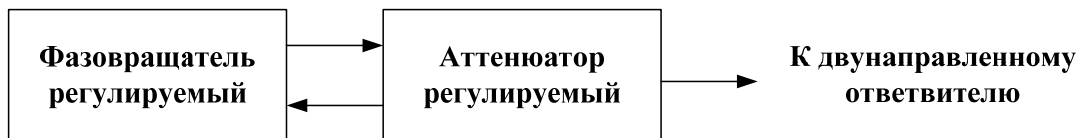


Рис. 2. Структурная схема образцовой нагрузки

С помощью изменения комплексного коэффициента отражения образцовой нагрузки добиваются нулевых значений сигналов, снимаемых с детекторной головки, как в режиме измерения комплексного коэффициента отражения, так и в режиме измерения комплексного коэффициента передачи волноводных устройств.

Функциональная схема измерителя представлена на рисунке 3.

На схеме приняты следующие обозначения элементов: ДНКО — двунаправленный комбинированный ответвитель; Д — согласованная детекторная головка; ОН — образцовая нагрузка; А — подстроечный аттенюатор, к которому подключается исследуемое устройство (четырёхполюсник (S_x)) и согласованная нагрузка — СН или коротко замыкающая пластина — КЗП; ГСВЧ — измерительный СВЧ генератор; НИ — нуль-индикатор (индикаторное устройство).

Прибор позволяет измерять как модуль и аргумент комплексного коэффициента отражения, так модуль и аргумент комплексного коэффициента передачи четырехполюсника. Рассмотрим режимы измерения этих параметров при условии идеальности всех элементов схемы, то есть бесконечной направленности ответвителя, отсутствия отражений от генератора, подстроечного и образцового аттенюаторов, согласованной нагрузки, плеч направленного ответвителя, детекторной головки.

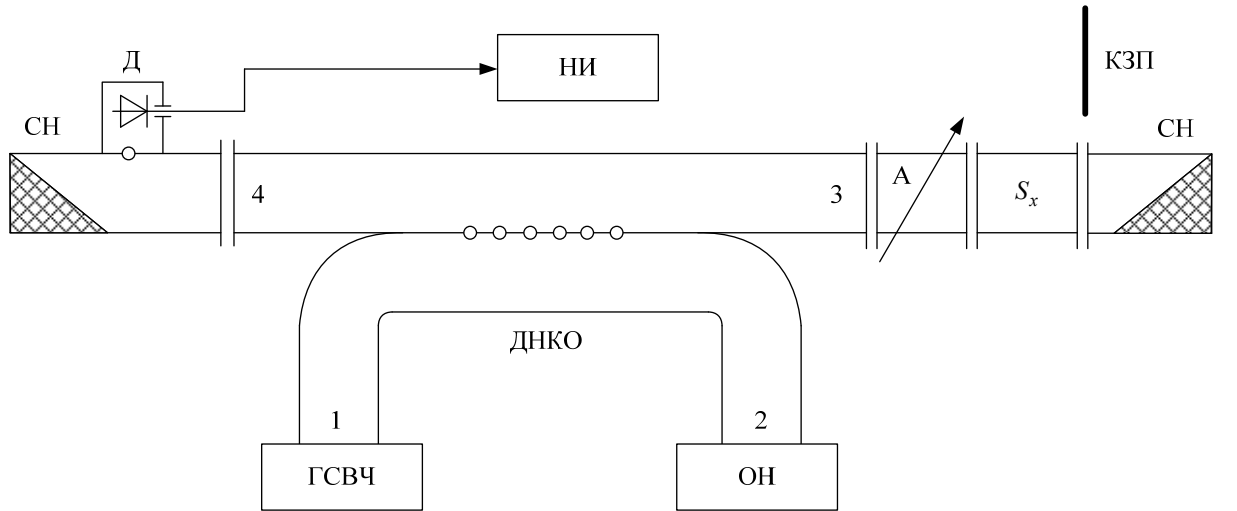


Рис. 3. Функциональная схема измерителя комплексных параметров волноводных устройств

Режим измерения комплексного коэффициента отражения

Режиму измерения предшествует режим калибровки. При этом вместо исследуемого элемента $[S_x]$ подключается коротко замыкающая пластина. Сигнал на СВЧ диоде головки будет складываться из двух сигналов: опорного сигнала, отраженного от образцовой нагрузки, и измерительного (калибровочного) сигнала, отраженного от короткозамыкающей пластины подсоединенной к выходному фланцу подстроечного аттенюатора.

Выражение для сигнала $\dot{E}_{дк}$ на СВЧ диоде при калибровке измерителя имеет вид

$$\dot{E}_{дк} = \dot{E}_r \dot{S}_{21} \dot{\Gamma}_{ок} \dot{S}_{42} \dot{S}_d + \dot{E}_r \dot{S}_{31} \dot{T}_a^2 \dot{\Gamma}_k \dot{S}_{43} \dot{S}_d, \tag{1}$$

где \dot{E}_r — комплексная нормированная амплитуда волны генератора;

\dot{S}_{ij} — комплексные элементы матрицы рассеяния направленного ответвителя;

$\dot{\Gamma}_{ок}$ — комплексный коэффициент отражения образцовой нагрузки при калибровке;

$\dot{\Gamma}_k = 1 \cdot \exp(i\pi)$ — комплексный коэффициент отражения короткозамыкающей пластины, модуль которого равен единице, а аргумент — 180° ;

\dot{T}_a — комплексный коэффициент передачи аттенюатора А;

\dot{S}_d — ККП детекторной головки.

Изменяя положение подвижного короткозамыкателя образцовой нагрузки, а также регулируя ослабление аттенюатора А, добиваются равенства $\dot{E}_{дк} = 0$. Тогда из (1) следует условие калибровки при измерении коэффициента отражения

$$\dot{S}_{21} \dot{\Gamma}_{ок} \dot{S}_{42} = -\dot{S}_{31} \dot{T}_a^2 \dot{\Gamma}_k \dot{S}_{43}. \tag{2}$$

В режиме измерения комплексного коэффициента отражения \dot{S}_{11x} исследуемого элемента, который подключается вместо калибровочной короткозамыкающей пластины, сигнал на СВЧ диоде определяется выражением

$$\dot{E}_{д1} = \dot{E}_r \dot{S}_{21} \dot{\Gamma}_{01} \dot{S}_{42} \dot{S}_d + \dot{E}_r \dot{S}_{31} \dot{T}_a^2 \dot{S}_{11x} \dot{S}_{43} \dot{S}_d. \tag{3}$$

где $\dot{\Gamma}_{01}$ — комплексный коэффициент отражения образцовой нагрузки при измерении ККО \dot{S}_{11x} исследуемого устройства.

Изменяя модуль и аргумент комплексного коэффициента отражения образцовой нагрузки с помощью образцового аттенюатора и подвижного короткозамыкателя, добиваются нулевого значения $\dot{E}_{д1}$.

В этом случае (3) переписывается как

$$\dot{S}_{21} \dot{\Gamma}_{01} \dot{S}_{42} = -\dot{S}_{31} \dot{T}_a^2 \dot{S}_{11x} \dot{S}_{43}, \tag{4}$$

откуда, с учетом калибровки (2), имеем

$$\dot{S}_{11x} = -\frac{\dot{S}_{21} \dot{\Gamma}_{01} \dot{S}_{42}}{\dot{S}_{31} \dot{T}_a^2 \dot{S}_{43}} = \frac{\dot{\Gamma}_{01} \dot{\Gamma}_k}{\dot{\Gamma}_{ок}}. \tag{5}$$

Модуль комплексного коэффициента отражения исследуемого элемента равен

$$S_{11x} = \frac{\Gamma_{01}}{\Gamma_{ок}}, \quad (6)$$

аргумент Φ_{11x} комплексного коефіцієнта отражения \dot{S}_{11x} —

$$\Phi_{11x} = \pi + \varphi_{01} - \varphi_{ок}, \quad (7)$$

где φ_{01} и $\varphi_{ок}$ — аргументы ККО образцовой нагрузки при измерении и калибровке, соответственно.

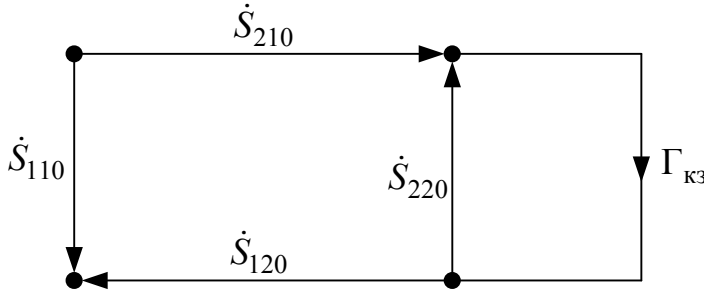


Рис. 4. Ориентированный граф образцовой нагрузки

Рассмотрим, как связаны модуль и аргумент комплексного коэффициента отражения исследуемого элемента с затуханием, вносимым образцовым аттенуатором и перемещением коротко замыкающего поршня.

Топологической моделью образцовой нагрузки является ориентированный граф, изображенный на рисунке 4.

В соответствие с формулой Мезона [6] коэффициент отражения $\dot{\Gamma}_{00}$ от образцовой нагрузки равен

$$\dot{\Gamma}_{00} = \dot{S}_{110} + \frac{\dot{S}_{210}\dot{S}_{120}\dot{\Gamma}_{кз}}{1 - \dot{\Gamma}_{кз}\dot{S}_{220}}, \quad (8)$$

где \dot{S}_{110} и \dot{S}_{220} — комплексные коэффициенты отражения от входа и выхода образцового аттенуатора соответственно;

\dot{S}_{210} и \dot{S}_{120} — комплексные коэффициенты передачи этого аттенуатора от входа к выходу и наоборот, соответственно;

$\dot{\Gamma}_{кз} = 1 \cdot \exp i \left(\pi + \frac{2\pi L}{\lambda_b} \right)$ — комплексный коэффициент отражения короткозамыкателя в

плоскости выходного фланца образцового аттенуатора.

Модуль ККО короткозамыкателя равен единице, а аргумент $\varphi_{кз} = \pi + \frac{2\pi L}{\lambda_b}$. Здесь λ_b — длина

волны в волноводе; L — расстояние от фланца аттенуатора до пластины короткозамыкателя.

Если пренебречь отражениями от входа и выхода аттенуатора, то есть считать, что $\dot{S}_{110} = \dot{S}_{220} = 0$, а $\dot{S}_{210} = \dot{S}_{120} = \tau_a$, то комплексный коэффициент отражения от образцовой нагрузки равен

$$\dot{\Gamma}_0 = \tau_a^2 \dot{\Gamma}_{кз} = \tau_a^2 \exp i \left(2\varphi_a + \pi + \frac{4\pi L}{\lambda_b} \right), \quad (9)$$

Комплексный коэффициент отражения образцовой нагрузки при калибровке определяется выражением

$$\dot{\Gamma}_{ок} = \tau_{ак}^2 \exp i \left(2\varphi_a + \pi + \frac{4\pi L_1}{\lambda_b} \right), \quad (10)$$

а при измерении

$$\dot{\Gamma}_{01} = \tau_{a1}^2 \exp i \left(2\varphi_a + \pi + \frac{4\pi L_2}{\lambda_b} \right), \quad (11)$$

где $\tau_{ак}$ и τ_{a1} — модули ККП образцового аттенуатора при калибровке и измерении ККО исследуемого устройства;

L_1 и L_2 — расстояние от пластины короткозамыкателя до фланца аттенуатора при калибровке и измерении, соответственно, определяемые по шкале подвижного короткозамыкателя.

С учетом (10) и (11) выражение для комплексного коэффициента отражения S_{11x} , определяемое (5), имеет вид

$$\dot{S}_{11x} = \frac{\dot{\Gamma}_{01}\dot{\Gamma}_k}{\dot{\Gamma}_{ок}} = \frac{\tau_{a1}^2}{\tau_{ак}^2} \exp i \left(\pi + \frac{4\pi(L_2 - L_1)}{\lambda_B} \right). \quad (12)$$

Модуль \dot{S}_{11x} ККО равен

$$S_{11x} = \frac{\tau_{a1}^2}{\tau_{ак}^2}, \quad (13)$$

а аргумент φ_{11x} комплексного коэффициента отражения —

$$\varphi_{11x} = \pi + \frac{4\pi(L_2 - L_1)}{\lambda_B}. \quad (14)$$

Зная показание образцового аттенюатора в децибелах ($A_{дб}$), а также, что коэффициент передачи связаны зависимостью $A_{дб} = 10 \lg \left(\frac{1}{\tau_a^2} \right)$ или $\frac{1}{\tau_a^2} = 10^{0,1A}$, выражение (13) переписываемо следующим образом

$$S_{11x} = \frac{10^{0,1A_k}}{10^{0,1A_1}} = 10^{0,1(A_k - A_1)}, \quad (15)$$

где A_k и A_1 — показания аттенюатора в дБ при калибровке и измерении, соответственно.

Таким образом, методика определения модуля и аргумента коэффициента отражения исследуемого элемента сводится к измерению затуханий образцового аттенюатора и положения плунжера короткозамыкателя при калибровке прибора и измерении, а также последующему расчету по формулам (14) и (15).

Режим измерения комплексного коэффициента передачи

Калибровка прибора по короткозамыкателю в этом режиме работы прибора осуществляется при отсутствии исследуемого четырехполосника, то есть, как и при измерении ККО. Отсюда следует, что условие калибровки (2) остается неизменным. Перепишем уравнение калибровки в несколько ином виде

$$\dot{S}_{21}\dot{S}_{42} = -\frac{\dot{S}_{31}\dot{\Gamma}_a^2\dot{\Gamma}_k\dot{S}_{43}}{\dot{\Gamma}_{ок}}. \quad (16)$$

Исследуемый четырехполосник включается между аттенюатором А и короткозамыкающей пластиной. В режиме измерения ККП на детектор поступают два сигнала — отраженный от образцовой нагрузки и прошедший через исследуемый четырехполосник и отраженный от короткозамыкателя.

Исследуемый четырехполосник, нагруженный короткозамыкающей пластиной, представляет собой двухполосник, комплексный коэффициент отражения $\dot{\Gamma}_x$ которого определяется по аналогии с (8) выражением

$$\dot{\Gamma}_x = \dot{S}_{11x} + \frac{\dot{S}_{21x}\dot{S}_{12x}\dot{\Gamma}_k}{1 - \dot{\Gamma}_k\dot{S}_{22x}}, \quad (17)$$

где \dot{S}_{11x} и \dot{S}_{22x} — ККО входа и выхода четырехполосника соответственно;

\dot{S}_{21x} и \dot{S}_{12x} — ККП исследуемого четырехполосника в прямом и обратном направлениях соответственно.

Величина результирующего СВЧ сигнала на диоде детекторной головки при взаимной компенсации выше указанных сигналов определяется соотношением

$$\dot{E}_{д2} = \dot{E}_r\dot{S}_{21}\dot{\Gamma}_{02}\dot{S}_{42}\dot{S}_d + \dot{E}_r\dot{S}_{31}\dot{\Gamma}_a^2\dot{\Gamma}_x\dot{S}_{43}\dot{S}_d = 0. \quad (18)$$

При этом равенство нулю суммарного сигнала достигается регулировкой модуля и фазы коэффициента отражения образцовой нагрузки с помощью аттенюатора и подвижного короткозамыкателя.

Из (18) определяется комплексный коэффициент отражения $\dot{\Gamma}_x$

$$\dot{\Gamma}_x = -\frac{\dot{S}_{21}\dot{\Gamma}_{02}\dot{S}_{42}}{\dot{S}_{31}\dot{\Gamma}_a^2\dot{S}_{43}},$$

где $\dot{\Gamma}_{02}$ — коэффициент отражения образцовой нагрузки при измерении ККП исследуемого четырехполосника.

С учетом калибровочного уравнения (16)

$$\dot{\Gamma}_x = \frac{\dot{\Gamma}_k \dot{\Gamma}_{02}}{\dot{\Gamma}_{ок}}. \quad (19)$$

Комплексный коэффициент отражения $\dot{\Gamma}_x$ определяется параметрами четырехполюсника: \dot{S}_{11x} , \dot{S}_{22x} , \dot{S}_{21x} и \dot{S}_{12x} . Если считать, что $\dot{S}_{11x} = \dot{S}_{22x}$ и $\dot{S}_{21x} = \dot{S}_{12x}$, то комплексный коэффициент отражения $\dot{\Gamma}_x$ с учетом соотношений (5) и (17) равен

$$\dot{\Gamma}_x = \frac{\dot{\Gamma}_k \dot{\Gamma}_{02}}{\dot{\Gamma}_{ок}} = \frac{\dot{\Gamma}_k \dot{\Gamma}_{01}}{\dot{\Gamma}_{ок}} + \frac{\dot{S}_{21x}^2 \dot{\Gamma}_k}{1 - \frac{\dot{\Gamma}_k^2 \dot{\Gamma}_{01}}{\dot{\Gamma}_{ок}}}. \quad (20)$$

Преобразование (20) дает

$$\frac{\dot{\Gamma}_{02}}{\dot{\Gamma}_{ок}} = \frac{\dot{\Gamma}_{01}}{\dot{\Gamma}_{ок}} + \frac{\dot{S}_{21x}^2 \dot{\Gamma}_{ок}}{\dot{\Gamma}_{ок} - \dot{\Gamma}_k^2 \dot{\Gamma}_{01}}. \quad (21)$$

Из (21) получаем выражение для комплексного коэффициента передачи S_{21x} исследуемого четырехполюсника

$$\dot{S}_{21x}^2 = \left(\frac{\dot{\Gamma}_{02}}{\dot{\Gamma}_{ок}} - \frac{\dot{\Gamma}_{01}}{\dot{\Gamma}_{ок}} \right) \left(1 - \frac{\dot{\Gamma}_k^2 \dot{\Gamma}_{01}}{\dot{\Gamma}_{ок}} \right) = \frac{\dot{\Gamma}_{02}}{\dot{\Gamma}_{ок}} - \frac{\dot{\Gamma}_{01}}{\dot{\Gamma}_{ок}} - \frac{\dot{\Gamma}_k^2 \dot{\Gamma}_{01} \dot{\Gamma}_{02}}{\dot{\Gamma}_{ок}^2} + \frac{\dot{\Gamma}_k^2 \dot{\Gamma}_{01}^2}{\dot{\Gamma}_{ок}^2}. \quad (22)$$

Комплексный коэффициент отражения $\dot{\Gamma}_{02}$ образцовой нагрузки при измерении ККП исследуемого четырехполюсника определяется выражением

$$\dot{\Gamma}_{02} = \tau_{a2}^2 \exp i \left(2\varphi_a + \pi + \frac{4\pi L_3}{\lambda_B} \right), \quad (23)$$

где τ_{a2} — модуль ККП образцового аттенюатора при измерении ККП исследуемого четырехполюсника;

L_3 — расстояние от пластины короткозамыкателя до фланца аттенюатора при измерении ККП.

Подставив в (22) соотношения (10), (11) и (23) получим выражение для \dot{S}_{21x}^2 .

$$\begin{aligned} \dot{S}_{21x}^2 = S_{21x}^2 \exp i 2\varphi_{21x} = \frac{\tau_{a2}^2}{\tau_{ак}^2} \exp i \left(4\pi \frac{L_3 - L_1}{\lambda_B} \right) - \frac{\tau_{a1}^2}{\tau_{ак}^2} \exp i \left(4\pi \frac{L_2 - L_1}{\lambda_B} \right) - \\ - \frac{\tau_{a1}^2 \tau_{a2}^2}{\tau_{ак}^4} \exp i \left(4\pi \frac{L_2 + L_3 - 2L_1}{\lambda_B} \right) + \frac{\tau_{a1}^4}{\tau_{ак}^4} \exp i \left(8\pi \frac{L_2 - L_1}{\lambda_B} \right). \end{aligned} \quad (24)$$

Выражение (24) позволяет определить коэффициента передачи S_{21x}^2 по мощности и удвоенное значение аргумента $2\varphi_{21x}$ ККП, а именно,

$$\begin{aligned} S_{21x}^2 = \sqrt{\frac{\tau_{a2}^4 + \tau_{a1}^4 + \frac{\tau_{a1}^4 \tau_{a2}^4}{\tau_{ак}^8} + \frac{\tau_{a1}^8}{\tau_{ак}^8} - 2 \frac{\tau_{a1}^2 \tau_{a2}^2}{\tau_{ак}^4} \cos \left(4\pi \frac{L_3 - L_2}{\lambda_B} \right) - \\ - 2 \frac{\tau_{a1}^2 \tau_{a2}^4}{\tau_{ак}^6} \cos \left(4\pi \frac{L_1 - L_2}{\lambda_B} \right) + 2 \frac{\tau_{a1}^4 \tau_{a2}^2}{\tau_{ак}^6} \cos \left(4\pi \frac{L_3 - L_2}{\lambda_B} \right) + \\ + 2 \frac{\tau_{a1}^4 \tau_{a2}^2}{\tau_{ак}^6} \cos \left(4\pi \frac{L_1 - L_3}{\lambda_B} \right) - 2 \frac{\tau_{a1}^6}{\tau_{ак}^6} \cos \left(4\pi \frac{L_2 - L_1}{\lambda_B} \right) - \\ - 2 \frac{\tau_{a1}^6 \tau_{a2}^2}{\tau_{ак}^8} \cos \left(4\pi \frac{L_3 - L_1}{\lambda_B} \right)}. \end{aligned} \quad (25)$$

Используя зависимости $A_{\text{дб}} = 10 \lg \left(\frac{1}{\tau_a^2} \right)$, $\frac{1}{\tau_a^2} = 10^{0,1A}$, выражение для коэффициента передачи

S_{21x}^2 может быть представлено в другом виде, когда в формулу подставляют показания образцового аттенуатора в дБ при калибровке и измерении ККП.

Удвоенное значение аргумента $2\varphi_{21x}$ ККП также находится из уравнения (24)

$$2\varphi_{21x} = \arctg \left(\frac{\frac{\tau_{a2}^2}{\tau_{ak}^2} \sin \left(4\pi \frac{L_3 - L_1}{\lambda_B} \right) - \frac{\tau_{a1}^2}{\tau_{ak}^2} \sin \left(4\pi \frac{L_2 - L_1}{\lambda_B} \right) - \frac{\tau_{a1}^2 \tau_{a2}^2}{\tau_{ak}^4} \sin \left(4\pi \frac{L_2 + L_3 - 2L_1}{\lambda_B} \right) + \frac{\tau_{a1}^4}{\tau_{ak}^4} \sin \left(8\pi \frac{L_2 - L_1}{\lambda_B} \right)}{\frac{\tau_{a2}^2}{\tau_{ak}^2} \cos \left(4\pi \frac{L_3 - L_1}{\lambda_B} \right) - \frac{\tau_{a1}^2}{\tau_{ak}^2} \cos \left(4\pi \frac{L_2 - L_1}{\lambda_B} \right) - \frac{\tau_{a1}^2 \tau_{a2}^2}{\tau_{ak}^4} \cos \left(4\pi \frac{L_2 + L_3 - 2L_1}{\lambda_B} \right) + \frac{\tau_{a1}^4}{\tau_{ak}^4} \cos \left(8\pi \frac{L_2 - L_1}{\lambda_B} \right)} \right).$$

Наибольшее практическое значение представляет модуль комплексного коэффициента передачи и затухание, вносимое четырехполосником. В качестве исследуемого четырехполосника может быть использован отрезок плоского волновода определенной длины. В этом случае рассматриваемым прибором измеряется погонное затухание волновода — важнейший его параметр.

Если считать, что ККО входа и выхода четырехполосника не равны друг другу $\dot{S}_{11x} \neq \dot{S}_{22x}$, то необходимо измерять величину и комплексного коэффициента \dot{S}_{22x} .

Выводы

Таким образом, предложен измеритель, который позволяет определять, как комплексный коэффициент передачи, так и комплексный коэффициент отражения волноводных устройств, построенных на основе конструктивно простого ПЛМДВ. Исключение влияния на результат измерения мешающего воздействия собственного констант СВЧ части прибора осуществлено путем проведения предложенных калибровочных операций.

Анализ погрешностей измерителя, обусловленных не идеальной направленностью ответвителя, отражениями от входа и выхода поляризационного аттенуатора и другими факторами, будет представлен в следующей статье.

Литература

1. Пат. 99003 Україна, МПК^{2012.01} H01P 3/00. Металодіелектричний хвилевід / Бугайов П.О., Афонін І.Л., Саламатін В.В., заявник та патентовласник Севастопольський національний технічний університет. – № а201011515; заявл. 28.09.10; опубл. 10.07.12, Бюл. № 13.
2. Бугаёв П.А. Геометрическая электродинамика плоского металлодиэлектрического волновода прямоугольного сечения / П.А. Бугаёв, И.Л. Афонин, В.В. Саламатин // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький, 2010. – № 1. – С. 56-62.
3. Викторов В.А. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов / Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 208 с.
4. Тишер Ф. Техника измерений на сверхвысоких частотах: [справочное руководство] / Фредерик Тишер; [пер. с нем. И.В. Ивановой]. – М.: Физматлит, 1963. – 368 с.
5. Бугаёв П.А. Разработка комбинированного волноводного направленного ответвителя / П.А. Бугаёв, И.Л. Афонин, В.В. Саламатин, Г.В. Боков // Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций: матер. докл. 9-ой междунар. молодежной науч. – техн. конф. РТ – 2013, 22 – 26 апр. 2013 г. – Севастополь, 2013. – С. 199.

References

1. Pat. 99003 Ukrain'a, MPK2012.01 H01P 3/00. Metalodielektrychnyj hvylevid / Bugajov P.O., Afonin I.L., Salamatin V.V., zayavnyk ta patentovlasnyk Sevastopol's'kyj nacional'nyj tehnychnyj universytet. – № а201011515; zayavl. 28.09.10; opubl. 10.07.12, Bjul. № 13.
2. Bugajov P.A. Geometricheskaja jelektrodinamika ploskogo metallodijelektricheskogo volnovoda prjamo-ugol'nogo sechenija / P.A. Bugajov, I.L. Afonin, V.V. Salamatin // Vimirjuval'na ta obchisljuval'na tehnika v tehnologichnih procesah. – Hmel'nic'kij, 2010. – № 1. – S. 56– 62.
3. Viktorov V.A. Radiovolnovye izmerenija parametrov tehnologicheskikh processov / Viktorov V.A., Lunkin B.V., Sovlukov A.S.. – M.: Jenergoatomizdat, 1989. – 208 s.
4. Tisher F. Tehnika izmerenij na sverhvysokih chastotah: [spravochnoe rukovodstvo] / Frederik Tisher; [per. s nem. I.V. Ivanovoj]. – M.: Fizmatlit, 1963. – 368 s.
5. Bugajov P.A. Razrabotka kombinirovannogo volnovodnogo napravlennogo otvetvitelja / P.A. Bugajov, I.L. Afonin, V.V. Salamatin, G.V. Bokov // Sovremennye problemy radiotekhniki i telekommunikacij: mater. dokl. 9-oj mezhhdunar. molodezhnoj nauch. – tehn. konf. RT – 2013, 22 – 26 apr. 2013 g. – Sevastopol', 2013. – S. 199.

Надійшла до редакції
12.6.2013 р.

**ПРИСТРІЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ
ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ**

У роботі запропоновано пристрій аналого-цифрового перетворення шумоподібних сигналів. Пристрій побудовано на базі методу статистичного коригування похибок лінійності і характеризується високою роздільною здатністю.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, шумоподібні сигнали, похибки лінійності, роздільна здатність.

GENNADIY BORTNIK, MIKOLA VASYLKIIVSKIY

Vinnitsa National Technical University, Ukraine

THE DEVICE OF ANALOG-TO-DIGITAL CONVERSION OF NOISE SIGNALS

The paper presents a device analog-digital conversion noise signals. The device is based on a statistical method of adjusting linearity errors and is characterized by high-resolution.

Key words: analog-to-digital converter, noise signals, linearity errors, resolution.

Вступ

Проблема розробки теорії та проектування аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) з високими точнісними характеристиками є однією з найактуальніших, від вирішення якої безпосередньо залежать експлуатаційно-технічні показники різновидів комп'ютерних систем: інформаційно-вимірювальних і контрольно-діагностичних. Тобто, ефективність практичного використання сучасних комп'ютерних систем у різних галузях визначається рівнем і перспективами розвитку таких АЦП, які є перетворювачами форми інформації та здійснюють з високою точністю перетворення неперервної форми представлення інформації у дискретну форму.

Широке використання АЦП у комп'ютерних системах стримується низькою роздільною здатністю при перетворенні шумоподібних сигналів у широкій смузі частот [1]. Ці проблеми пов'язані як з відсутністю необхідної елементної бази, так і зі складністю процесів аналого-цифрового перетворення випадкових у часі та за реалізаціями сигналів, математичний опис яких у часовому і частотному вимірі є досить складним. Наслідком цього є високі похибки лінійності АЦП, що знижують ефективність функціонування пристроїв аналого-цифрового перетворення шумоподібних сигналів у складі комп'ютерних систем [2]. Отже, існує необхідність у підвищенні роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення широкого класу вхідних сигналів.

Метою роботи є підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення шляхом коригування похибок лінійності, що виникають при перетворенні шумоподібних сигналів. Для досягнення заданої мети необхідно розв'язати такі задачі:

- виконати розробку статистичного методу коригування похибок лінійності АЦП;
- проаналізувати ефективність АЦП з коригуванням похибок лінійності;
- розробити структуру пристрою аналого-цифрового перетворення шумоподібних сигналів.

Статистичний метод коригування похибок лінійності АЦП

Розв'язання задачі підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення можна здійснювати за рахунок підвищення лінійності АЦП при перетворенні шумоподібних сигналів. Тому доцільно на базі результатів проведеного аналізу нелінійності АЦП, розробити метод покращення лінійності АЦП шляхом її коригування у динамічному режимі. Здійснити таке коригування можна шляхом використання статистичної методології оцінювання характеристик шумоподібних сигналів.

Головний принцип автоматичного коригування похибок АЦП у динамічному режимі з тестовим контролем полягає в ідентифікації параметрів характеристики перетворення (ХП) АЦП, що відображає із заданою точністю поведінку функцій похибки перетворення для широкого класу вхідних сигналів. Для запропонованого методу коригування передбачаються наступні етапи:

- а) визначення ХП АЦП у динамічному режимі для заданого тестового сигналу;
- б) ідентифікація параметрів АЦП;
- в) обчислення коригувальних поправок для заданих перетворюваних сигналів АЦП;
- г) формування коригувальних сигналів АЦП.

Перші два етапи процесу коригування є етапами контролю параметрів АЦП. Третій і четвертий етап відносяться до робочого режиму перетворення сигналів. Для реалізації цих етапів в пристрій аналого-цифрового перетворення вводять додаткові блоки.

Узагальнена структура процесу коригування вихідного коду АЦП містить послідовно ввімкнені АЦП і таблицю скоригованих значень (ТСЗ). Для даного методу вихідний код АЦП, що підлягає

коригуванню є адресою скоригованого значення АЦП. Тобто, виконується заміщення коду $y(i)$ скоригованим кодом $y_c(i)$: $y(i) \rightarrow y_c(i)$. Якщо АЦП характеризується похибкою $\Delta y(i)$, то в ТСЗ записується значення $y_c(i)$. Таким чином, коригування відбувається шляхом зіставлення вихідної вибірки АЦП $y(i)$ з відповідною адресою таблиці $A(i)$. Даний принцип коригування має лише одну послідовну ввімкнену ланку оброблення вихідного сигналу АЦП, що дає можливість покращувати технічні характеристики швидкодієвих АЦП. Тому коригування із заміщенням при реалізації ТСЗ на базі ПЗП створює умови для збереження високої швидкодії АЦП.

Визначення похибок лінійності АЦП при перетворенні шумоподібних сигналів можна здійснювати шляхом оцінювання спотворень функції розподілу тестового сигналу (ТС). Для статистичного методу необхідно обчислити густину ймовірності миттєвих значень ТС $\omega(U)$. На базі відомої густини ймовірності миттєвих значень ТС $U(t)$ можна знайти ймовірність появи i -того коду:

$$p(i) = \int_{U_i}^{U_{i+1}} \omega(U) dU. \quad (1)$$

Ймовірність $p(i)$ може слугувати мірилом диференціальної нелінійності АЦП, оскільки $\omega(U)$ в інтервалі $[U_i, U_{i+1}]$ практично не змінюється. Вираз (1) можна представити у вигляді

$$p(i) = \omega(U_i + \varepsilon)(U_{i+1} - U_i); \quad U_i \leq \varepsilon < U_{i+1}. \quad (2)$$

З урахуванням (2) диференціальна нелінійність для кроку квантування h дорівнює

$$\Delta_{dn}(i) = h - (U_{i+1} - U_i) = h - \frac{p(i)}{\omega(U_i + \varepsilon)}. \quad (3)$$

Ймовірність появи вихідного коду $i < j$

$$p(i < j) = \sum_{i=0}^{j-1} p(i) = \sum_{i=0}^{j-1} \int_{U_i}^{U_{i+1}} \omega(U) dU = \int_0^{U_j} \omega(U) dU \quad (4)$$

може слугувати мірилом похибки лінійності АЦП. Звідси

$$\Delta_n(j) = \frac{1}{\omega(U_j + \varepsilon)} [p_0(i < j) - p_0(i < j)]. \quad (5)$$

За відомою густиною ймовірності миттєвих значень ТС розраховується дискретний розподіл ймовірностей $p(i)$ для номінальної ХП АЦП. Потім визначають обсяг вибірки M та виконують експериментальне дослідження АЦП. Накопичений масив вихідних даних АЦП у вигляді M_j ; $\{i = 0, N - 1\}$ використовується при обчисленнях таким чином. Спочатку визначається оцінка $\tilde{p}(i)$, а потім знаходиться оцінка динамічної похибки лінійності за формулою

$$\tilde{\Delta}_n[j] = \frac{h}{p(j)} \sum_{i=0}^{j-1} [p(i) - \tilde{p}(i)]. \quad (6)$$

Для випадкового ТС, що має рівномірну густину розподілу доля відліків M_j у загальному обсязі відліків M є мірилом диференціальної нелінійності Δ_{dn} . Після накопичення M_j і M оцінка

диференціальної нелінійності знаходиться за формулою: $\tilde{\Delta}_{dn}(j) = h - U_m \frac{M_j}{M}$.

Для підвищення адекватності коригування лінійності АЦП при перетворенні шумоподібних сигналів необхідно як тестовий використовувати багатотональний сигнал, що має збагачений основними складовими спектр і тому функція розподілу такого процесу може відрізнитися від гауссового закону. Багатотональний сигнал можна представити як суму деякого числа m взаємно незалежних складових U_1, U_2, \dots, U_l . Для випадку багатотонального сигналу, коли всі складові мають однакові розподіли та відповідно однакові характеристичні функції, маємо

$$\theta_l(V) = [\theta_1(V)]^l. \quad (7)$$

Для багатотонального сигналу, що містить l гармонічних коливань з однаковими амплітудами та випадковими взаємозалежними фазами, характеристична функція відповідно до (7) знаходиться як

$$\theta_l(V) = \left[J_0 \left(\frac{V}{\sqrt{l}} \right) \right]^l, \quad (8)$$

де $J_0(V)$ – функція Бесселя першого роду нульового порядку.

Для знаходження густини ймовірності багатотонального сигналу необхідно відповідно до виразу (8) обчислити інтеграл

$$\omega_l(U) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left[J_0 \left(\frac{V}{\sqrt{l}} \right) \right]^l \cdot \cos(VU) \cdot dV. \quad (9)$$

Цей сигнал є найбільш оптимальним типом тестового сигналу АЦП, який, з одного боку, дає змогу забезпечити режими функціонування АЦП, що адекватні реальним, а з іншого – просто реалізується при використанні широкої номенклатури стандартних генераторів сигналів з нормованими метрологічними характеристиками.

Аналіз ефективності пристроїв аналого-цифрового перетворення з коригуванням похибок

Ефективне число розрядів є узагальненим динамічним параметром АЦП. Це число завжди менше номінального числа розрядів АЦП і є параметром, що визначає якість функціонування перетворювача аналог-код в заданому динамічному режимі. Ефективне число розрядів безпосередньо пов'язане з відношенням сигнал/шум і дорівнює

$$n_{ef} = \frac{S/N}{6,02} + n \cdot \log_2 \frac{h}{\sqrt{6,02 \cdot U_m}}. \quad (10)$$

Різниця між ефективним числом розрядів ідеального АЦП та ефективним числом розрядів оптимально скоригованого АЦП дорівнює

$$\Delta n_{ef} = n_{efid} - n_{efc} = 0,5 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{3\sigma_B^2}{h^2} \right). \quad (11)$$

Отримані параметри наочніше характеризують динамічні властивості та точність АЦП при перетворенні шумоподібних сигналів. На рис. 1 наведено криві залежності $\Delta S/N$ і Δn_{ef} від співвідношення $\frac{\sigma_B^2}{h^2}$, що характеризує динамічну похибку АЦП.

Аналіз графіку дозволяє зробити висновок, що отримання максимальної ефективності коригування АЦП при перетворенні шумоподібних сигналів на базі статистичного методу можливе у діапазоні великих значень дисперсії диференціальної нелінійності базового АЦП (1...10 ОМР).

Структура пристрою аналого-цифрового перетворення шумоподібних сигналів

Структурна схема пристрою аналого-цифрового перетворення на базі методу статистичного коригування похибок лінійності наведена на рис. 2.

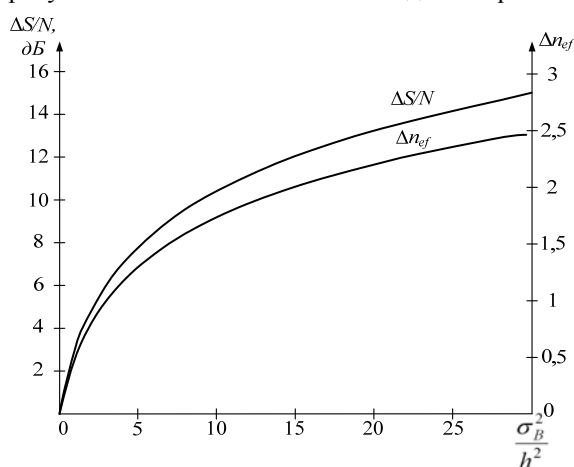


Рис. 1. Залежність втрати відношення сигнал/шум і ефективної розрядності від динамічної похибки АЦП

Дана структура містить: вхідну шину U_{in} , вихідну цифрову шину $y_c(i)$, вихідну аналогову шину U_{out} , шину інтерфейсу Centronics, підсилювач напруги (ПН), аналоговий комутатор (АК), цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), базовий АЦП, ПЗП скоригованих значень (ПЗП СЗ), ПЗП значень тестового сигналу (ПЗП ЗТС), ГТІ, БК, ЕЗ, двійковий лічильник адреси (ДЛА), подільник частоти (ПЧ), контролер введення-виведення даних (КВВД).

Пристрій аналого-цифрового перетворення функціонує у двох режимах. У режимі калібрування формується псевдовипадковий ТС за допомогою внутрішнього цифро-аналогового генератора. Генерація сигналу з точно заданою частотою базується на формуванні адреси відліків сигналу. Блок ПЗП зберігає шаблони цифрових сигналів заданої форми. ЦАП відповідної розрядності та швидкодії перетворює цифровий сигнал в аналоговий, який підсилюється буферним підсилювачем ПН.

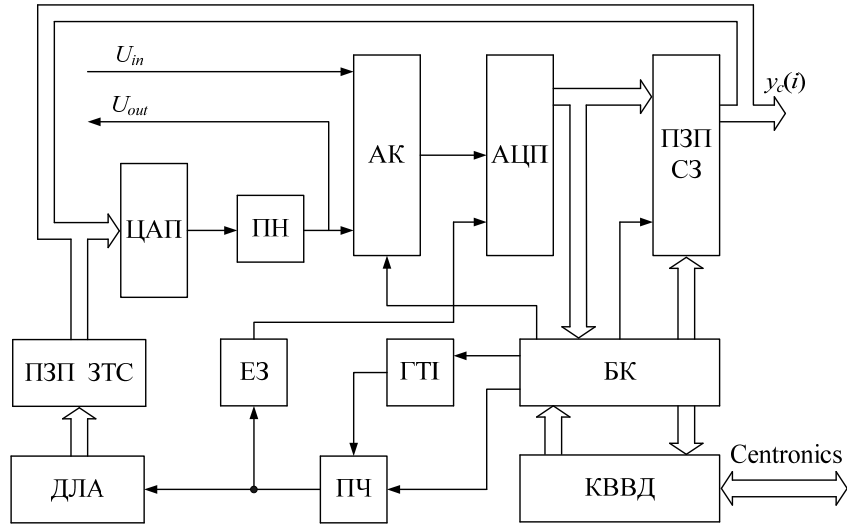


Рис. 2. Структура пристрою аналого-цифрового перетворення зі статистичним коригуванням

У робочому режимі коригування результатів аналого-цифрового перетворення відбувається шляхом заміщення вихідних кодів АЦП, які є адресами комірок скоригованих значень. Тобто, в ПЗП СЗ зберігається результат $y_c(i) = y(i) + \Delta y(i)$. Залежно від режиму роботи через АК за сигналом керування з БК подається чи ТС з вхідної шини чи вхідний сигнал U_{in} з виходу ПН.

Висновки

Запропоновано новий метод коригування похибок лінійності АЦП при перетворенні шумоподібних сигналів, який на відміну від існуючих базується на оцінюванні спотворень функції розподілу вхідного тестового сигналу при калібруванні, що дає можливість повніше оцінити динамічні властивості контрольованого АЦП, а це створює умови для підвищення роздільної здатності АЦП у режимі коригування. Розроблено структуру пристрою аналого-цифрового перетворення зі статистичним коригуванням похибок лінійності, в якій застосовуються табличне формування скоригованих значень.

Література

1. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование: пер. с англ. / Уолт Кестер. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с. – ISBN 978-5-94836-146-8.
2. Динамические параметры аналого-цифровых преобразователей и методы их измерений / Руднев П.И., Хаджи Б.А., Чернышев В.Ю., Шилов С.Н. // Радиотехника и электроника. – 1993. – №10. – С. 1868–1876. – ISSN 0033-8494.
3. Бортник Г.Г. Методи та засоби обробки височастотних сигналів: монографія / Бортник Г.Г., Кичак В.М. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 132 с. – ISBN 966-7199-23-1.

Надійшла до редакції
11.5.2013 р.

ПРИСТРІЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ

У роботі запропоновано пристрій аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів. Пристрій побудовано на базі методу фазо-площинного коригування динамічних похибок і характеризується високою роздільною здатністю.

The paper presents the device analog-digital conversion of high-frequency signals. The device is based on a method of phase-plane dynamic correction of errors and is characterized by high resolution.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, високочастотні сигнали, динамічні похибки, роздільна здатність.

Key words: analog-to-digital converter, high frequency signals, dynamic errors, resolution.

Вступ

Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) знаходять широке використання у галузі первинних і вторинних перетворень форми інформації. АЦП є обов'язковими компонентами комп'ютерних систем загального та спеціального призначення. Властивості та характеристики АЦП безпосередньо впливають на ефективність функціонування інформаційно-вимірювальних систем (ІВС), комп'ютерних систем діагностування та контролю, а також пристроїв контролю технологічних процесів. Незважаючи на ряд вже вирішених питань, при застосуванні АЦП існує ще багато проблем, які стримують широке використання АЦП в комп'ютерних системах. А саме: низька роздільна здатність у діапазоні високих частот вхідних сигналів [1]. Наслідком цього є невідповідність динамічних параметрів серійних мікросхем АЦП заданим критеріям, що необхідні для виконання умов ефективного функціонування пристроїв аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів у складі ІВС [2]. Отже, існує необхідність у підвищенні роздільної здатності АЦП високочастотних сигналів.

Метою роботи є підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення шляхом коригування динамічних похибок, що виникають при перетворенні високочастотних сигналів в ІВС. Для досягнення заданої мети необхідно розв'язати такі задачі:

- виконати розробку методу коригування динамічних похибок АЦП у фазовій площині;
- проаналізувати ефективність пристроїв аналого-цифрового перетворення з коригуванням динамічних похибок
- розробити структуру пристрою аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів.

Метод коригування динамічних похибок АЦП у фазовій площині

Найбільш ефективним шляхом зниження динамічних похибок АЦП є методологія контролю та коригування процесу аналого-цифрового перетворення. Суть цієї методології полягає в тому, що у задані моменти часу виконується контроль процесу аналого-цифрового перетворення і у разі необхідності коригування процесу перетворення у бік зниження динамічних похибок [3]. Методика контролю динамічних властивостей АЦП повинна ґрунтуватися на моделі об'єкта дослідження – АЦП. Відповідно до метрологічної моделі АЦП дослідження динамічних властивостей полягає у визначенні динамічних похибок шляхом подавання тестового сигналу та імпульсів дискретизації, реєстрації та оброблення результатів аналого-цифрового перетворення.

Динамічну похибку АЦП на i -тому кроці можна представити як різницю між вихідним сигналом АЦП $y(i \cdot T_S)$ та цифровим еквівалентом ідеально квантованого вхідного сигналу $x(i \cdot T_S)$ без урахування статичних похибок

$$\Delta_d(i \cdot T_S) = y(i \cdot T_S) - x(i \cdot T_S), \quad (1)$$

де T_S – період дискретизації.

Для вхідного сигналу АЦП $U(t)$ динамічні спотворення пропорційні швидкості зміни сигналу

$$\Delta_d(i) = \left(\frac{dU}{dt} \Big|_{t=t_i} \right) \cdot \tau_{d_i}. \quad (2)$$

У зв'язку з цим замість множини вхідних сигналів можна розглядати фазовий простір траєкторії деякої системи, що генерує вхідні сигнали $U(t)$. Тоді заданому класу вхідних сигналів АЦП даного типу відповідає деяка область у фазовій площині $\{U, dU/dt\}$. Вибір тестового сигналу полягає у виборі траєкторії у даній площині. Ефективнішим шляхом зниження динамічних похибок АЦП є коригування результатів аналого-цифрового перетворення сигналів у фазовій площині.

При цьому необхідно попередньо визначити похибку $\Delta_d(i \cdot T_S)$ для кожного i -го квантованого значення вихідного сигналу АЦП. Величина динамічної похибки на кожному кроці квантування залежить не лише від інерційних властивостей АЦП, але й і від швидкості змінювання вхідного сигналу на вході перетворювача. Тому при визначенні динамічної похибки $\Delta_d(i \cdot T_S)$ доцільно враховувати вихідний код АЦП $y(i \cdot T_S)$ та крутість сигналу $y'(i \cdot T_S)$. Тобто, при цьому можна отримати оцінку динамічної похибки як функцію від двох змінних $\Delta_d[y(i \cdot T_S), y'(i \cdot T_S)]$. Узагальнена структура процесу коригування на базі фазової площини представлена на рис. 1.

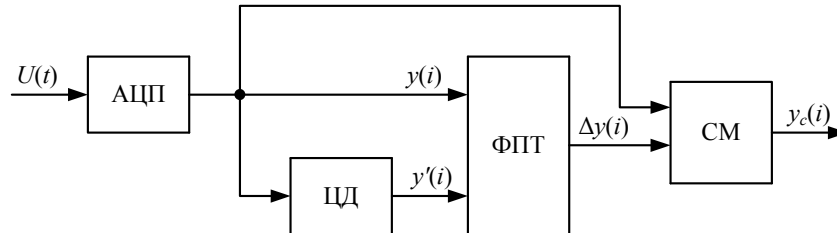


Рис. 1. Узагальнена структура процесу фазо-площинного коригування динамічних похибок АЦП

Фазо-площинна адресація у даній структурі є альтернативою адресації простору станів. У даному випадку використовується дворозмірна фазо-площинна таблиця (ФПТ), у якій зберігаються коригувальні члени. Адреси для даної таблиці формуються з поточної вибірки АЦП $y(i)$ та оцінки крутості сигналу для кожної вибірки $y'(i)$:

$$[y(i), y'(i)] \rightarrow \Delta y(i). \quad (3)$$

Крутість сигналу в загальному випадку може визначитися за допомогою цифрового диференціатора (ЦД). Коригування результатів аналого-цифрового перетворення на i -тому кроці виконується шляхом віднімання від вихідного значення АЦП отриманої оцінки динамічної похибки. Тоді скориговане значення АЦП можна записати як

$$y_c(i \cdot T_S) = y(i \cdot T_S) - \Delta y[y(i \cdot T_S), y'(i \cdot T_S)]. \quad (4)$$

Використання фазо-площинного методу підвищення роздільної здатності призводить до ускладнення пристроїв аналого-цифрового перетворення, частіше всього його цифрової частини. Однак цей недолік послаблюється спрощенням аналогової частини пристрою та принциповою можливістю побудови точних пристроїв аналого-цифрового перетворення на неточних цифрових вузлах.

Аналіз ефективності пристроїв аналого-цифрового перетворення з коригуванням похибок

При розробленні методу фазо-площинного коригування було висунуто вимоги щодо забезпечення високої роздільної здатності АЦП, яка представляється ефективною кількістю розрядів. Вираз для ефективної кількості розрядів АЦП за умови відомих значень шумів квантування має вигляд [3]

$$n_{ef} = \frac{\log_2 10}{20} S / N + \log_2 \frac{U_{ADCm}}{\sqrt{6} \cdot U}, \quad (5)$$

де U_{ADCm} – максимальне значення вхідного сигналу АЦП.

Якщо значення вхідного сигналу $U = 10 \frac{U_{in}}{20} \cdot 0,5 U_{ADCm}$, то з урахуванням (5) отримаємо

$$n_{ef} = n - 0,5 \cdot \log_2 \left(1 + 3 \frac{\delta_D^2}{h^2} + a_\tau^2 \cdot 2^{-m} \right). \quad (6)$$

Уведемо у вираз (6) коригувальну складову методу. При виконанні умови (4) здійснюється компенсація динамічної похибки до заданого рівня. Тоді ефективна кількість розрядів АЦП з коригуванням у фазо-площинній області з урахуванням розрядності коригувальних членів дорівнює:

$$n_{efc} = n - 0,5 \log_2 \left(1 + 3 \frac{(\delta_D - \Delta y)^2}{h^2} + a_\tau^2 \cdot 2^{-m} \right). \quad (7)$$

На базі теорії інформації та результатів оптимального коригування можна знайти граничні значення середньоквадратичної похибки АЦП для заданого класу вхідних сигналів. Звідси ефективна кількість розрядів дорівнює:

$$n_{efc} = n - 0,5 \log_2 \left(1 + 10 \frac{U_{in}}{10} + 2^{-m} \right). \quad (8)$$

У цьому виразі для ефективної розрядності АЦП з коригуванням відсутня складова динамічної похибки у явному вигляді, хоча вона непрямо чинить вплив через рівень вхідного сигналу. Отриманий вираз дає змогу побудувати графіки залежностей ефективної кількості розрядів базового АЦП та пристрою аналого-цифрового перетворення з коригуванням від значення вхідного сигналу (рис. 2).

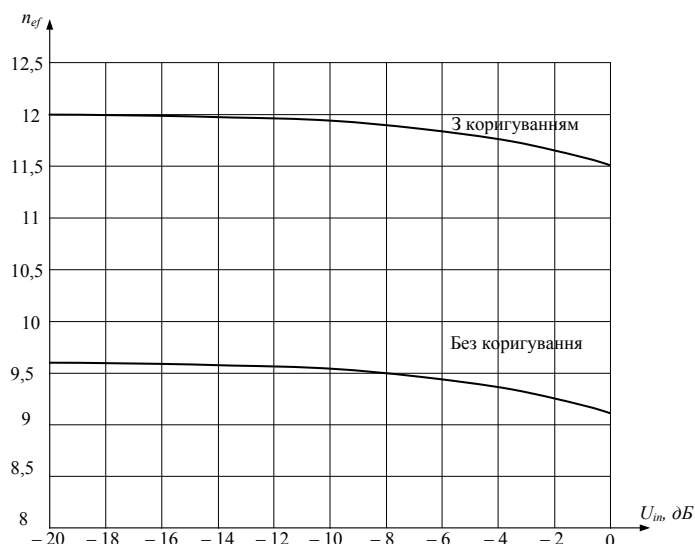


Рис. 2. Залежність ефективної кількості розрядів пристрою аналого-цифрового перетворення від рівня вхідного сигналу

З рисунку видно, що в діапазоні зміни рівнів вхідного сигналу базового АЦП $-20 \div -10$ дБ ефективна кількість розрядів знижується незначно. Основне зменшення ефективної розрядності АЦП спостерігається у діапазоні $-20 \div 0$ дБ, що пояснюється умовами „охоплення“ усієї шкали аналого-цифрового перетворення при високих значеннях вхідного сигналу. При цьому, базовий АЦП без коригування демонструє зниження роздільної здатності на 2,4 біти в порівнянні з коригувальним режимом у всьому діапазоні зміни вхідного сигналу.

Розробка структури пристрою аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів

Реалізація методу фазо-площинного коригування динамічних похибок АЦП здійснювалась на базі узагальненої структури процесу коригування. Структура пристрою аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів представлена на рис. 3. Пристрій містить вхідну шину $U(t)$, тактову шину F_T , вихідну шину $y_c(i)$, шину USB, базовий АЦП, буферні регістри (БР1, БР2), блок визначення крутості вхідного сигналу (БВК), ПЗП коригувальних членів (ПЗП КЧ), цифровий суматор (ЦС), елементи затримки (ЕЗ1, ЕЗ2), генератор тактових імпульсів (ГТІ), контролер шини USB (КШ) та блок керування (БК). Пристрій аналого-цифрового перетворення функціонує у двох режимах.

У режимі калібрування на вхідну шину подається бігармонічний тестовий сигнал $U_{DT}(t)$. У даному режимі пристрій аналого-цифрового перетворення під'єднується через шину USB до комп'ютера.

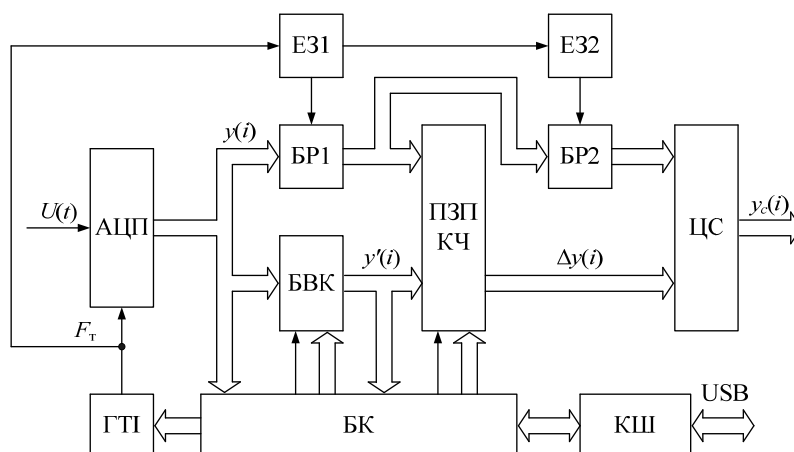


Рис. 2. Структура пристрою аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів з коригуванням похибок

На першому кроці калібрування вводяться параметри тестового сигналу: U_m , f_1 , f_2 , значення частоти дискретизації F_s та розрядність АЦП n . Потім виконується розрахунок обсягу вибірки M та розрядності коригувальних членів m . Далі за керувальним сигналом з БК здійснюється запуск ГТІ з кварцовою стабілізацією частоти F_T . Цифрові еквіваленти вхідного тестового сигналу АЦП $y(i)$ та цифровий сигнал крутості вхідного впливу АЦП $y'(i)$ через БК та КШ подаються в оперативний запам'ятовувальний пристрій (ОЗП) комп'ютера. Після накопичення заданого масиву вхідних даних $[y(i); y'(i)]$ здійснюється розрахунок коригувальних членів $\Delta y(i)$ і формування фазо-площинної таблиці коригувальних коефіцієнтів. Даний масив через шину USB, КШ та БК записується в ПЗП КЧ.

У робочому режимі пристрій аналого-цифрового перетворення від'єднується від комп'ютера і на вхідну шину перетворювача подається реальний аналоговий сигнал. Вихідний код АЦП надходить до БР1 та БВК. У БР1 цифровий відлік сигналу зберігається на час затримки в БВК. Це необхідно для одночасного надходження сигналів на обидва адресні входи ПЗП КЧ. Вихідні коди БР1 та БВК утворюють адресу вибірки коригувального члена $\Delta y[y(iT_s); y'(iT_s)]$, а саме вихідний сигнал БР1 створює першу частину адреси комірки коригувального члена $\Delta y(iT_s)$, а вихідний сигнал БВК є другою частиною адреси коригувального члена. Окрім того, вихідний сигнал БР1 подається на вхід БР2, який зберігає його на час вибірки коригувального члена з ПЗП КЧ. На останньому ступені перетворення вихідний сигнал БР2 надходить на перший вхід ЦС, а на другий вхід ЦС з виходу ПЗП КЧ подається коригувальний член. На виході ЦС формується скоригований результат аналого-цифрового перетворення $\Delta y_c(iT_s) = y(iT_s) - \Delta y[y(iT_s); y'(iT_s)]$. Для послаблення ефекту зниження швидкодії аналого-цифрового перетворення з коригувальними блоками пристрій функціонує у конвеєрному режимі. При конвеєрній організації аналого-цифрового перетворення незалежно від числа каскадів, тобто послідовних етапів перетворення, повний час перетворення дорівнює всьому одному такту.

Висновки

Запропоновано метод коригування динамічних похибок пристроїв аналого-цифрового перетворення, який базується на формуванні коригувальних членів у фазовій площині, що дає змогу врахувати не лише поточні значення вихідного коду базового АЦП, але і його крутість. На базі аналізу ефективної розрядності АЦП показано, що фазо-площинне коригування дозволяє підвищити ефективну кількість розрядів на $2,0 \div 2,5$ біти залежно від рівня вхідного сигналу та значення динамічної похибки, чим досягається підвищення роздільної здатності АЦП. Виконано розробку структури пристрою аналого-цифрового перетворення з фазо-площинним коригуванням динамічних похибок, в якій застосовуються табличний метод формування сигналу крутості та коригувального члена.

Література

1. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование: пер. с англ. / Уолт Кестер. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с. – ISBN 978-5-94836-146-8.
2. Динамические параметры аналого-цифровых преобразователей и методы их измерений / Руднев П.И., Хаджи Б.А., Чернышев В.Ю., Шилов С.Н. // Радиотехника и электроника. – 1993. – №10. – С. 1868–1876. – ISSN 0033-8494.
3. Бортник Г.Г. Методи та засоби обробки високочастотних сигналів: монографія / Бортник Г.Г., Кичак В.М. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 132 с. – ISBN 966-7199-23-1.

Надійшла до редакції
15.5.2013 р.

ВИСОКОСТАБІЛЬНИЙ КВАРЦОВИЙ ГЕНЕРАТОР З ЦИФРОВОЮ КОМПЕНСАЦІЄЮ ТЕМПЕРАТУРНОЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ЧАСТОТИ

В роботі розглянуто особливості побудови високостабільних кварцових генераторів (КГ) з цифровою компенсацією температурної нестабільності частоти, як одного із основних дестабілізуючих факторів, що впливають на точнісні характеристики КГ. Підвищення стабільності частоти коливань КГ досягається за рахунок більш точної компенсації температурних впливів на основі ідентифікації теплового стану кварцового резонатора (КР) в багаточастотному (двочастотному) режимі збудження. Багаточастотне збудження КР забезпечує суміщення функції стабілізації частоти (основної функції КР) з вимірювальною (додатковою), дозволяє трактувати п'єзореzonансну коливальну систему як багатомірний об'єкт, в моделі якого явно фігурують контрольовані збурення.

Запропоновано структуру високостабільного КГ з цифровою компенсацією на основі двочастотного КР з двома парами електродів для збудження опорної та термочутливої мод коливань. Приведено типові температурно-частотні характеристики КР та побудована різницева функціональна залежність, яка носить практично лінійний характер в діапазоні температур від -40°C до $+80^{\circ}\text{C}$ та використовується для формування сигналу компенсації для цифрового синтезатора частоти прямого синтезу. На виході синтезатора сформовано термокомпенсоване коливання, яке може бути використано в якості високостабільного вихідного коливання КГ або, за потреби, за допомогою схеми на основі системи ФАПЧ перенесено у більш високочастотну область спектру. Використання схеми перенесення спектру за рахунок високих фільтруючих властивостей системи ФАПЧ дозволяє також покращити і спектральну частоту вихідного сигналу, який формується на виході цифрового синтезатора прямого синтезу.

Дане технічне рішення дозволяє суттєво зменшити похибки ідентифікації теплового стану КР за рахунок усунення температурних градієнтів між областю збудження коливань резонатора і датчиком температури, що притаманно для класичних функціональних методів та підвищити стабільність вихідних коливань на один – два порядки в залежності від типу КР. Представлений кварцовий генератор з цифровою компенсацією може бути використаний в якості джерела високостабільного опорного сигналу в схемах формування сітки опорних частот для телекомунікаційних та вимірювальних систем.

Ключові слова: кварцовий генератор; температурна стабільність частоти; цифровий синтезатор частоти прямого синтезу; цифрова компенсація.

Abstract – The research investigates the peculiarities of building high- stable quartz oscillator (QOS) with digital compensation of temperature frequency instability as one of the main destabilizing factors, which influence the accuracy characteristics of QOS. The rise of stability of frequency oscillations of QOS is reached with the help of more accurate compensation of temperature influences on the basis of identification of thermal state of quartz resonator (QR) in multi-frequent (dual- mode)excitation mode. Multi- frequent excitation of QR ensures the combination of function of frequency stabilization (the basic function of QR) with measuring (additional) allows to interpret piezoresonance oscillatory system as multivariate object, in the model of which the control disturbance appear obviously.

The research proposes the structure of high- stable QOS with digital compensation on the basis of dual- mode QR with two pairs of electrodes for excitation the supporting and thermo-active oscillation modes. It shows the typical temperature- frequent characteristics of QR and builds the variance functional subordination, which has practically linear character in the temperature range from -40°C to $+80^{\circ}\text{C}$ and is used for the formation of the signal of compensation for digital synthesizer of frequency of direct synthesis. On the exit of synthesizer the thermo- compensated oscillation is formed, which can be used as high- stable exit oscillation of QR or if needed with the help of scheme on basis of PLL is transferred into more high- frequency spectrum field. The use of the scheme of transferring the spectrum on account of high- filtered characteristics of PLL system also allows to improve the spectral frequency of exit signal, which is formed on the exit of digital synthesizer of direct signal.

Given technical solution allows to decrease essentially the errors of identification of thermal condition of QR on account of removal the temperature gradients between the field of excitation of resonator oscillation and temperature sensor, which is inherent for classical functional methods and increase the stability of exit oscillations by one- two degrees depending on the type of QR. The proposes quartz oscillator with digital compensation can be used as the source of high- stable supporting signal in the schemes of formation the net of supporting frequencies for telecommunication and measuring systems.

Вступ

У зв'язку із бурхливим розвитком систем цифрового радіозв'язку, радіомовлення та телебачення, радіолокації та радіонавігації все більш жорсткі вимоги пред'являються до генераторів стабільних часових інтервалів, які в переважній більшості визначають основні технічні характеристики даних систем. На теперішній час основним типом вторинних стандартів частоти є кварцові генератори (КГ), які широко застосовуються в переносній та мобільній апаратурі радіо- та відеозв'язку, пристроях цифрової передачі даних, в обчислювальній та мікропроцесорній техніці, в телекомунікаційному та навігаційному устаткуванні, вимірювальній техніці тощо.

Широке розповсюдження КГ обумовлене не тільки їх високими точностними характеристиками, а і рядом інших переваг, які виводять їх на перше місце у порівнянні з аналогічними пристроями. Так, високоточні КГ здатні забезпечити відносну нестабільність частоти на рівні $10^{-8} \dots 10^{-10}$ у широкому діапазоні температур при достатньо помірній їх вартості. В той же час цезієві, водневі та рубідієві стандарти частоти, які забезпечують більш високу точність ($10^{-11} \dots 10^{-13}$), широкого використання не набули із-за значно гірших масо-габаритних, енергетичних показників і більш високої вартості.

Роль опорних кварцових генераторів постійно збільшується по мірі зростання попиту та розширення сфер їх застосування. Це вимагає підвищення їх технічних характеристик, основними напрямками удосконалення яких є наступні: суттєве підвищення вимог до експлуатаційної стабільності частоти (до $1 \cdot 10^{-10}$ для довготривалої і $1 \cdot 10^{-12}$ для короткочасної), скорочення часу готовності та входження в режим синхронізації (вихід на номінальний режим стабілізації для опорних генераторів менше 1 хвилини); мікромініатюризація та зменшення енергоспоживання; підвищення надійності, удосконалення параметрів і експлуатаційних характеристик, а також забезпечення їх відтворюваності; зниження вартості [1-5,8,9].

Метою роботи є підвищення стабільності частоти коливань кварцових генераторів за рахунок більш точної компенсації температурних впливів на основі ідентифікації теплового стану кварцового резонатора в багаточастотному (двочастотному) режимі збудження.

1. Постановка задачі

Найбільш вагомим зовнішнім фактором, який впливає на стабільність частоти генератора, є зміна температури навколишнього середовища, тому покращенню температурної стабільності частоти коливань звичайно приділяється найбільша увага. Є декілька методів зменшення чутливості генераторів до дестабілізуючих температурних впливів. Конструктивно-технологічні методи базуються на пошуку нових типів зрізів та вдосконалення конструкції п'єзоелементів (ПЕ) та їх кварцоутримувачів, корпусів кварцових резонаторів (КР), що дозволяє значно покращити температурно - частотні характеристики (ТЧХ), але потребують великих матеріальних, часових затрат та значно ускладнюють боротьбу з виробничою багатопараметровою чутливістю, яка проявляється в чутливості характеристик генераторів до варіацій параметрів виробничих процесів [3].

Функціональні методи базуються на послабленні температурного впливу шляхом термокомпенсації, термостатування або їх комбінації, а також стабілізації потужності збудження за допомогою систем автоматичного регулювання амплітуди (АРА). Основним недоліком даних методів, який обмежує їх потенційні можливості, є просторове розподілення датчика температури з активною зоною КР, що призводить до появи похибок між вимірюваною та реально діючою величинами температурного впливу. Окрім цього суттєвим недоліком термостатованих генераторів є збільшення часу готовності, погіршення масо-габаритних показників, підвищена споживана потужність в режимі розігріву, що суперечить вище наведеним вимогам до кварцових опорних генераторів [3,6,7].

Дослідження вчених Харківської школи п'єзореzonансних пристроїв (ХАІ) Зеленського О. О., Колпакова Ф. Ф., Шмалія Ю. С., Солодовника В. Ф., Шевельова В. О. та інших, створеної під керівництвом професора Баржина В. Я. дозволили сформулювати та суттєво розвинути новий багаточастотно – алгоритмічний підхід до забезпечення інваріантності п'єзореzonансних пристроїв (ППП), який базується на його представленні як динамічного об'єкта з природною надлишковістю в частотному базисі (багаточастотністю) та поточною ідентифікацією зворотно діючих дестабілізуючих факторів (ДФ). Теоретичною основою даного підходу є фундаментальні роботи Харкевича О. О. по теорії електроакустичних перетворювачів, Лузіна М. М., Кузнецова П. І., Петрова Б. М. по теорії інваріантності та її використання в області вимірювальної техніки і автоматики; матеріальною основою – бурний розвиток мікроелектронної та мікропроцесорної техніки, використання якої в комплексі з багаточастотним збудженням КР визначено провідними світовими вченими Rosati V., Filler R., Schodowski S. «революційним напрямком» в прецизійній п'єзоелектроніці [3].

Багаточастотне збудження КР забезпечує суміщення функції стабілізації частоти (основної функції КР) з вимірювальною (додатковою), дозволяє трактувати п'єзореzonансну коливальну систему як багатомірний об'єкт, в моделі якого явно фігурують контрольовані збурення:

$$y_i(p) = y_{z_i}(p) + \Delta y_{\kappa_i}(p) + \Delta y_{n\kappa_i}(p) = W_{ii}(p)x_{z_i}(p) + \sum_{j=1, j \neq i}^m W_{ij}(p)x_{z_j}(p) + \sum_{k=1}^n A_{ik}(p)x_{\kappa_k}(p) + \Delta y_{n\kappa_i}(p), \quad (1)$$

де $\mathbf{X}_z(p) = \{x_{z_i}\}_{i=1}^m$ – вектор заданого керування; $\mathbf{X}_\kappa(p) = \{x_{\kappa_k}\}_{k=1}^n$ – вектор контрольованого збурення; $\mathbf{W}(p)$, $\mathbf{A}(p)$ – передатні функції каналів керування і каналів збурення відповідно; $\Delta y_{n\kappa_i}(p)$ – додатковий рух за рахунок неконтрольованих збурень.

Це дозволяє суттєво зменшити похибки ідентифікації поточного теплового стану КР за рахунок усунення температурних градієнтів між областю збудження коливань резонатора і датчиком температури, що притаманно для класичних функціональних методів. При цьому найвища точність і стабільність відтворення компенсаючої функції може бути отримана тільки за рахунок використання сучасних цифрових

2. Особливості побудови кварцового генератора з цифровою компенсацією

Розглянемо запропоновану структуру кварцового генератора з цифровою компенсацією (КГ/ЦК) (рис. 1), яка містить двочастотний кварцовий резонатор (ДКР), перший кварцовий генератор (КГ1), другий кварцовий генератор (КГ2), змішувач (ЗМ), схему формування сигналу компенсації (СФСК), цифровий синтезатор прямого синтезу (ЦСЧПС) та схему перенесення спектру коливань на базі системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ), яка в свою чергу складається з фазового детектора (ФД), фільтра низької частоти (ФНЧ), дільника частоти (ДЧ) та генератора керованого напругою (ГКН).

Розташування двох пар електродів на одній п'єзопластині дозволяє мінімізувати градієнтні та динамічні похибки, що виникають в ДКР під впливом температурних дестабілізуючих факторів. Одна пара електродів (1-1') використовується для збудження коливань опорної моди f_{REF} , а друга пара електродів (2-2') – для збудження термочутливої моди f_T . Для виділення різницевої частоти опорної та термочутливої мод коливань Δf_T в схему введений змішувач ЗМ, на виході якого виділяється сигнал різницевої частоти $\Delta f_T = f_{REF} - f_T$.

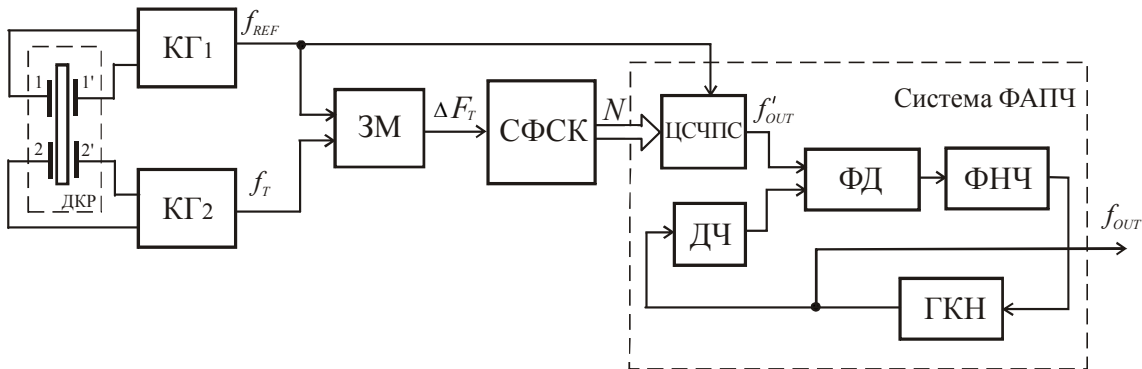


Рис. 1. Структура кварцового генератора з цифровою термокомпенсацією

Зміна теплового режиму кварцового резонатора може бути зумовлена як зовнішніми факторами впливу, так і внутрішніми (за рахунок саморозігріву п'єзопластини), але в будь-якому випадку призводить до зсувів власних частот КР. Загальний зсув власних частот ДКР з урахуванням термодинамічних процесів представляється як [6]:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \left(\frac{\Delta f(T)}{f_0} \right)_{\text{ТЧХ}} + \left(\frac{\Delta f(\Delta T_R(\psi))}{f_0} \right)_{\text{ТДХ}}, \quad (2)$$

де $\left(\frac{\Delta f(T)}{f_0} \right)_{\text{ТЧХ}} = \sum_{i=1}^3 a_i (T - T_n)^i \Big|_{T=T_{\text{ПЕсеп}}}$ – статична (псевдостатична) складова нестабільності

п'єзоелемента, яка визначається його температурно-частотною характеристикою (ТЧХ) відносно номінальної температури T_n та середньою температурою ПЕ $T_{\text{ПЕсеп}}$;

$\left(\frac{\Delta f(\Delta T_R(\psi))}{f_0} \right)_{\text{ТДХ}}$ – термодинамічна складова нестабільності, яка виникає за рахунок спотворення

температурного поля п'єзоелемента $\Delta T_R(\psi)$ в напрямку радіус-вектора \mathbf{r} за швидких змін потужності збудження або зовнішньої температури;

$a_i, i = \overline{1,3}$ – температурні коефіцієнти частоти першого, другого і третього порядку.

На рис. 2 приведені типові ТЧХ кварцових резонаторів АТ-зрізу для коливань опорної моди $\delta f_{REF} = \frac{\Delta f_{REF}}{f_{0_{REF}}}$ та термочутливої моди $\delta f_T = \frac{\Delta f_T}{f_{0_T}}$, де $f_{0_{REF}}$ та f_{0_T} – номінальні значення частот для температури T_n . Для ідентифікації температурних збурень використовується оцінююча функція різницевого коливання мод f_{REF} і f_T з різними температурно-частотними характеристиками (бажано за знаком):

$$\delta_{REF}(t) - \delta_T(t) = \frac{\Delta f_{REF}(t)}{f_{0_{REF}}} - \frac{\Delta f_T(t)}{f_{0_T}} = \xi_f(t). \quad (3)$$

Тоді, розглядаючи різницю (3) як лінійну поблизу температури k -того значення температури T_k (рис. 2) та здійснюючи перехід до скінченних різностей отримаємо:

$$\xi_f(t) = \xi_{f_k} (1 + \lambda_k \Delta T_k(t)), \quad k = \overline{1, m}, \quad (4)$$

де $\xi_{f_k} = \xi_f(t) \Big|_{T(t)=T_k} = \sum_{j=1}^3 A_j \cdot (T_k - T_n)^j$ – відносне різницеве розладнання за температури T_k ;

$$\lambda_k = \frac{\partial \xi_f(t) / \partial T}{\xi_f(t)} \Big|_{T(t)=T_k} = \frac{1}{T_k} \cdot \frac{\sum_{j=1}^3 j A_j \cdot T_k^{j-1}}{\sum_{j=1}^3 A_j \cdot T_k^{j-1}} \text{ – нормована крутизна перетворення температура-частота;}$$

$A_j, j = \overline{1, 3}$ – коефіцієнти різницевої температурно-частотної характеристики.

У відповідності до (4) схемою СФСК формується керуюче слово $N(T)$, яке використовується для компенсації температурних відхилень частоти джерела опорного коливання схеми перенесення спектру (ФАПЧ) на базі цифрового синтезатора частоти прямого синтезу ЦСЧПС. Застосування сучасних технологій прямого цифрового синтезу при проектуванні КГ/ЦК дозволяє повною мірою використати наступні переваги ЦСЧПС [7-9]:

- дуже висока роздільна здатність за частотою та фазою, екстремально швидкий перехід на іншу частоту (або фазу), перелаштування за частотою без розриву фази, викидів та інших аномалій, які притаманні пристроям з аналоговим керуванням;
- архітектура ЦСЧПС забезпечує дуже малий крок перестроювання за частотою (менше 0,1 Гц), що дозволяє використовувати стандартні кварцові резонатори без спеціального підбору їх за частотою та суттєво підвищує ефективність параметричної температурної компенсації;
- можливість цифрового керування частотою і фазою вихідного сигналу, цифровий інтерфейс дозволяє легко реалізувати мікроконтролерне керування.

Різкі зміни теплового режиму кварцового резонатора (умов його збудження) призводять до суттєвого спотворення ТЧХ, що потребує врахування термодинамічної складової нестабільності (ТДХ), яка за швидких змін температури може перевищувати зсуви частот у псевдостатичних режимах КР. У даному випадку, відповідно до (2), загальна нестабільність для i -тої частоти ДКР представляється у вигляді:

$$\delta_i(t) = \sum_{j=1}^3 a_{ij} (T - T_n)^j + \tilde{a}_i \frac{dT}{dt}; \quad i = \overline{1, 2}, \quad (5)$$

де \tilde{a}_i – термодинамічний коефіцієнт, а коефіцієнти різницевої ТЧХ (4)

$$A_j = (a_{1j} - a_{2j}) + (\tilde{a}'_1 - \tilde{a}'_2), \quad A_j = (a_{1j} - a_{2j}), \quad j = \overline{2, 3}; \quad \tilde{a}'_i = \tilde{a}_i / \Delta t, \quad i = \overline{1, 2}. \quad (6)$$

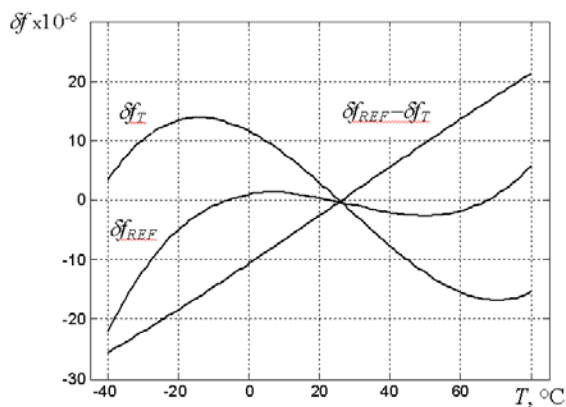


Рис. 2. Типові ТЧХ кварцових резонаторів АТ-зрізу

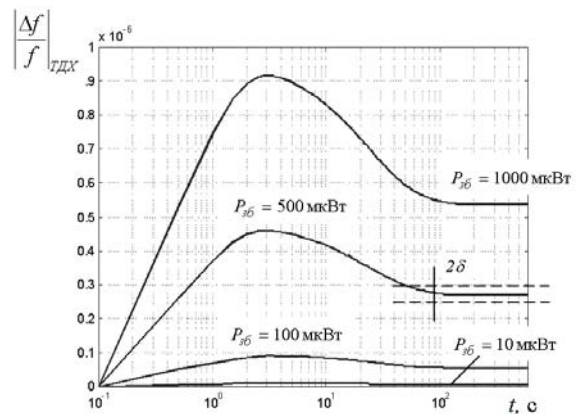


Рис. 3. Часові залежності термодинамічної складової нестабільності частоти $|\Delta f / f|_{TDX}$ для різних потужностей стрибкоподібного збудження резонаторів АТ-зрізів

На рис. 3 приведені типові часові залежності термодинамічної складової нестабільності частоти $|\Delta f / f|_{TDX}$ для різних потужностей стрибкоподібного збудження резонаторів АТ-зрізів. Аналіз отриманих даних (таблиця 1) показує, що зміни потужності збудження КР $\Delta P_{30} \geq 100$ мкВт є занадто великими для високостабільних генераторів. В той же час, обмеження варіації потужності збудження на рівні до

$\Delta P_{зб} \leq 10$ мкВт дозволяє в межах $2\delta = 1 \cdot 10^{-7} \dots 1 \cdot 10^{-8}$ термодинамічною складовою нестабільності частоти знехтувати [6].

Таблиця 1

Термодинамічна складова нестабільності частоти $(\Delta f/f)_{ТДХ}$

$P_{зб}$, мкВт	Верхня межа нестабільності частоти 2δ		
	$1 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-9}$
10	–	–	67 с
100	–	54 с	108,5 с
500	35 с	94,5 с	133 с
1000	52,5 с	109,5 с	141,5 с

Термокомпенсоване коливання з виходу синтезатора ЦСЧПС f'_{OUT} подається на вхід системи ФАПЧ (на перший вхід фазового детектора ФД), а на другий вхід фазового детектора – коливання f_{OUT} з генератора керованого напругою через дільник частоти ДЧ. На виході ФД формується сигнал помилки пропорційний різниці фаз сигналів на його входах, який після корекції за допомогою фільтра нижніх частот ФНЧ, що визначає динамічні властивості системи ФАПЧ, використовується для керування частотою генератора керованого напругою ГКН. Отже, частота вихідного сигналу пристрою генерування буде дорівнювати $f_{OUT} = n \cdot f'_{OUT}$, де n – коефіцієнт ділення дільника частоти.

3. Практична реалізація кварцового генератора з цифровою компенсацією

Для експериментальної перевірки характеристик кварцового генератора з цифровою компенсацією розроблений та практично реалізований макетний зразок КГ/ЦК (рис 4,5). В якості ЦСЧПС використаний сучасний інтегральний 4-канальний когерентний синтезатор прямого цифрового синтезу AD9959BCPZ, який забезпечує незалежне управління частотою, фазою і амплітудою для кожного каналу [9]. Кожний канал ЦСЧПС містить високошвидкісний 10-бітний ЦАП з великим динамічним діапазоном та забезпечує 32-розрядну настройку вихідної частоти, 14-розрядну настройку фази та 10-розрядне регулювання амплітуди. Синтезатор відрізняється низьким енергоспоживанням – менше 165 мВт на канал та забезпечує наступні робочі характеристики:

- частота вихідного сигналу для кожного каналу до 200 МГц;
- вибір коефіцієнта множення тактової частоти від 4 до 20;
- висока міжканальна ізоляція (> 65 дБ);
- незалежний контроль частоти, фази і амплітуди у кожному каналі;
- частотна, фазова і амплітудна модуляції (до 16 рівнів модуляції за частотою);
- режим лінійної розгортки за кожним із параметрів (частота, фаза, амплітуда);
- точність встановлення частоти 116 мГц;
- високошвидкісний 4-канальний SPI інтерфейс;
- можливість синхронізації декількох пристроїв (синтезаторів);
- програмне і апаратне керування енергоспоживанням.

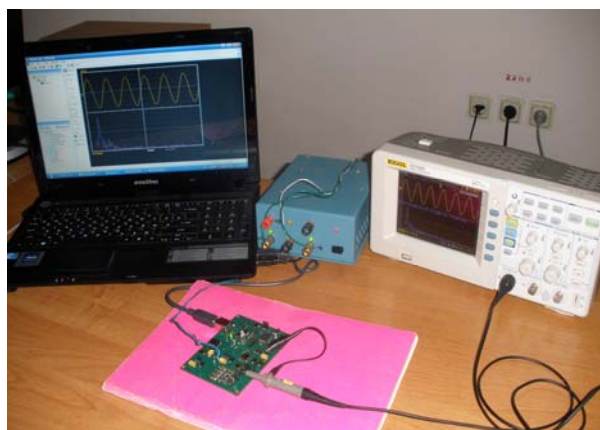


Рис. 4. Лабораторне дослідження характеристик КГ з цифровою компенсацією

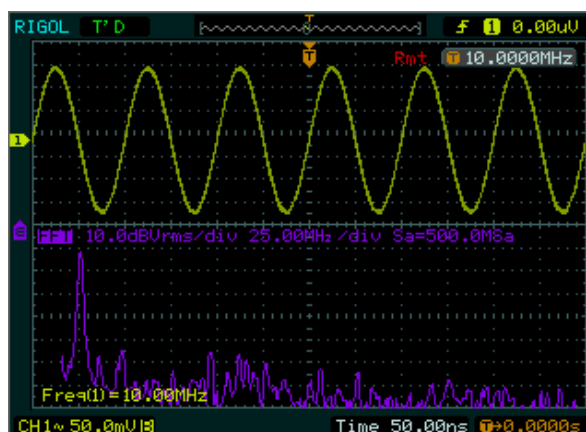


Рис. 5. Осцилограма (1) та спектрограма сигналу на виході ЦСЧПС

Схема формування сигналу компенсації СФСК реалізована на основі мікроконтролера ADUC841BS-3, який виконує функції початкової ініціалізації синтезатора ЦСЧПС та здійснює корекцію частоти його сигналу у відповідності до сигналу різницевої частоти $\Delta F_T = f_{REF} - f_T$. На рис. 4 представлений макетний зразок генератора КГ/ЦК, а на рис. 5 приведені типові осцилограма та

спектрограма термокомпенсованого коливання опорної частоти f'_{OUT} на виході ЦСЧПС. Для фіксації осцилограм та спектрального представлення сигналів на базі швидкого перетворення Фур'є використаний цифровий осцилограф RIGOL DS1052E.

Висновки

Побудована структура високостабільного КГ з цифровою компенсацією на основі двочастотного КР з двома парами електродів для збудження опорної та термочутливої мод коливаний. Приведено типові температурно-частотні характеристики КР та побудована різницева функціональна залежність, яка носить практично лінійний характер в діапазоні температур від -40°C до $+80^{\circ}\text{C}$ та використовується для формування сигналу компенсації для цифрового синтезатора частоти прямого синтезу. На виході синтезатора сформовано термокомпенсоване коливання, яке може бути використано в якості високостабільного вихідного коливання КГ або, за потреби, за допомогою схеми на основі системи ФАПЧ перенесено у більш високочастотну область спектру. Використання схеми перенесення спектру за рахунок високих фільтруючих властивостей системи ФАПЧ дозволяє також покращити і спектральну частоту вихідного сигналу, який формується на виході цифрового синтезатора прямого синтезу.

Дане технічне рішення дозволяє суттєво зменшити похибки ідентифікації теплового стану КР за рахунок усунення температурних градієнтів між областю збудження коливаний резонатора і датчиком температури, що притаманно для класичних функціональних методів та підвищити стабільність вихідних коливаний на один – два порядки в залежності від типу КР. Представлений кварцовий генератор з цифровою компенсацією може бути використаний в якості джерела високостабільного опорного сигналу в схемах формування сітки опорних частот для телекомунікаційних та вимірювальних систем.

Література

1. Вороховский Я. Л. Прецизионные кварцевые резонаторы и генераторы для современных радиоэлектронных комплексов // *Электроника: НТБ*, № 1. – 2010, – С. 34-38.
2. Белов Л. Опорные генераторы // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес*. – 2004. – № 6. – С. 38–44.
3. Колпаков Ф.Ф. Теорія і реалізаційні основи інваріантних п'єзрезонансних коливальних систем [Текст] : [монографія] / Ф.Ф. Колпаков, С.К. Підченко. – Харків: Нац. аерокосм. ун-т ім. М. С. Жуковського "Харк. авіац. ін-т". – 2011. – 326 с.
4. Zelensky A.A. The principles of developing invariant piezoresonance units with controlled dynamics / A.A. Zelensky, S.K. Pidchenko, A.A. Taranchuk // *Eastern European journal of enterprise technologies // Scientific journal*. – Kharkov: Technological center, 2012. – Vol. 6/11 (60). – pp. 17-22.
5. Alexander A. Zelensky. Mathematical Model of Multi-Frequency Piezoresonance Oscillation System / A.A. Zelensky, S.K. Pidchenko, A.A. Taranchuk // *Communications*. – Science Publishing Group: NEW YORK, U.S.A., 2013. – Vol. 1, No. 1. – pp. 1-8.
6. Підченко С.К. Ідентифікація теплового стану кварцового резонатора на етапі встановлення коливаний / С.К. Підченко, А.А. Таранчук // *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*. – Харків: Нац. аерокосм. ун-т «Харьк. авіац. ін-т», 2004. – № 3(7). – С. 36-42.
7. Stofanik V. An improvement in the temperature-compensated DDS / V. Stofanik, I. Balaz, M. Minarik // *Proc. of the 2001 IEEE/EIA International Frequency Control Symposium*. – P. 662 – 664.
8. Kosykh A. Theoretical and experimental investigation of specific components in output signal of digitally compensated crystal oscillators / A. Kosykh, A. Lepetaev, A. Roy // *Proceedings of 14-th European Frequency and Time Forum*. Torino, Italy. 2000, pp. 280-284.
9. Analog Devices, Inc. All rights reserved. U.S.A. DATA SHEET: AD9959 [Електронний ресурс] Rev. B. – 07/08. – Режим доступу до матеріалу: www.analog.com.

References

1. Vorohovsky J. L. Precision quartz resonators and oscillators for modern electronic systems. *Electronics: NTB*, № 1. - 2010, - pp. 34-38.
2. Belov L. Reference generators. *Electronics: Science, Technology, Business*. - 2004. - № 6. - pp. 38-44.
3. Kolpakov F., Pidchenko S. (2011). *Theory and fundamentals implementation of invariant piezoresonance systems*, National Aerospace University (KhAI), ISBN 978-966-662-222-1, Kharkov, Ukraine.
4. Zelensky A.A. , S.K. Pidchenko, A.A. Taranchuk The principles of developing invariant piezoresonance units with controlled dynamics. *Eastern European journal of enterprise technologies*. Kharkov. Technological center, 2012. Vol. 6/11 (60). – pp. 17-22.
5. Alexander A. Zelensky , S.K. Pidchenko, A.A. Taranchuk. Mathematical Model of Multi-Frequency Piezoresonance Oscillation System. *Communications*. Science Publishing Group: NEW YORK, U.S.A., 2013. – Vol. 1, No. 1. – pp. 1-8.
6. Pidchenko S., Taranchuk A. (2004). Identification of the thermal state of the crystal at the stage of oscillation, *Radioelectronic and computer system*, Vol. 3, National Aerospace University (KhAI), ISSN 1814-4225, Kharkov, Ukraine, pp. 36-42.
7. Stofanik V., Balaz I., Minarik M. An improvement in the temperature-compensated DDS. *Proc. of the 2001 IEEE/EIA International Frequency Control Symposium*. P. 662 – 664.
8. Kosykh A., Lepetaev, A. Roy Theoretical and experimental investigation of specific components in output signal of digitally compensated crystal oscillators. *Proceedings of 14-th European Frequency and Time Forum*. Torino, Italy. 2000, pp. 280-284.
9. Analog Devices, Inc. All rights reserved. U.S.A. DATA SHEET: AD9959 [E-resource] Rev. B. - 07/08. - Mode of access to the material: www.analog.com.

Надійшла до редакції
15.6.2013 р.

РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Рассмотрены особенности регулировочных характеристик для резонансного преобразователя постоянного напряжения при параллельном подключении нагрузки к конденсатору резонансного колебательного контура при различных значениях исходных данных – напряжении (на нагрузке, питания), резонансной частоты, тока нагрузки преобразователя.

Ключевые слова: резонансный преобразователь постоянного напряжения, регулировочные характеристики.

A.F. KADATSKYY, I.P. MALYAVIN, O.A. HRABOVIY

Odessa national academy of telecommunication after A. S. Popov

CONTROL CHARACTERISTICS OF RESONANCE CONVERTERS OF CONSTANT VOLTAGE

The features of control characteristics for the resonance converter of constant voltage are surveyed at parallel hook up of a load to the capacitor of a resonance oscillatory circuit at different values of input data – voltage (on a load, power supply), resonance frequency, load current of the converter.

Key words: resonance converter of constant voltage, control characteristics.

Введение

Повышение надежности и экономичности, уменьшение массы и габаритов преобразователей постоянного напряжения (ППН), входящих в состав средств электропитания, является одной из актуальных задач, стоящих перед разработчиками аппаратуры связи [1].

Переход к резонансным топологиям построения ППН способствует (в отличие от традиционных с ШИМ-регулируем) уменьшению динамических потерь при переключении, уменьшению уровня высокочастотных помех, повышению надежности работы силовых коммутирующих элементов.

Наличие математических моделей, адекватно описывающих характеристики ППН, и систематизированных результатов исследований по выявлению особенностей резонансных ППН способствует их проектированию и широкому практическому внедрению.

Анализ известных публикаций и состояние проблемы

В известных публикациях представлены математические модели электрических процессов резонансных ППН с различными вариантами включения нагрузки и элементов резонансного колебательного контура: с последовательным подключением нагрузки и элементов резонансного контура [2] и при параллельном подключении нагрузки к конденсатору резонансного колебательного контура [3].

Интерес представляют результаты исследований регулировочных характеристик для указанных ППН. По регулировочным характеристикам – при заданном напряжении на нагрузке в режиме стабилизации (при заданном напряжении питания при слежении) и диапазоне изменения напряжения питания (диапазоне изменения напряжения на нагрузке) – определяется диапазон регулирования – необходимое изменение рабочей (или относительной) частоты. Это необходимо для правильного выбора элементов силового сглаживающего фильтра (дросселя L_n и конденсатора C_n – рис. 1), занимающих основную часть массы и объема ППН. Отсутствие в указанных публикациях результатов исследований регулировочных характеристик сдерживает проектирование и широкое практическое внедрение резонансных ППН.

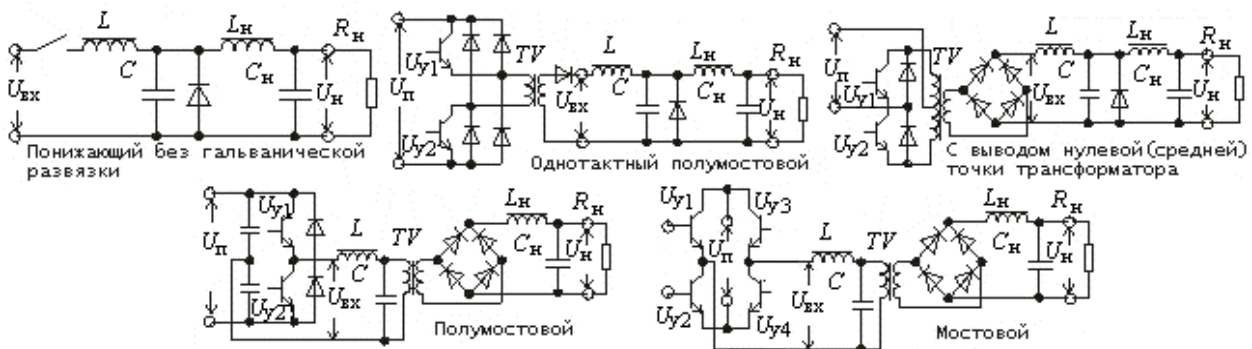


Рис. 1. Резонансные ППН различных типов исполнения

Цель работы – выявить особенности регулировочных характеристик для резонансного ППН при

параллельном подключении нагрузки к конденсатору резонансного контура (L, C) (рис. 1) при различных значениях исходных данных – напряжений на нагрузке U_n , источника первичного питания U_n , резонансной частоты f_0 , тока нагрузки ППН I_n .

Объект исследования

В качестве исследуемых рассматривались ППН с мостовой схемой исполнения (рис. 1). Выбор данной схемы обусловлен тем, что она является наиболее общей с точки зрения реализации ППН – использование разделительного трансформатора TV обеспечивает гальваническую развязку между входными цепями и цепями нагрузки и позволяет реализовать любой режим преобразования напряжения – понижающий, повышающий, инвертирующий. Рассмотрим случай положительного напряжения на нагрузке: $U_n > 0$.

На вход резонансного контура из последовательно соединенных L, C воздействует с периодом T_y сигнал управления – напряжение $u_{вх}$ прямоугольной формы с амплитудой $U_{вх}$. При этом, если диоды не подключены встречно-параллельно силовому коммутирующему транзистору, то обеспечивается однополупериодный режим работы (ток ключа испытывает резонансные колебания в течение положительного полупериода резонансного контура от t_0 до t_2 – рис. 2,а), если диоды подключены, то обеспечивается двухполупериодный режим работы (протекание токов в обоих направлениях от t_0 до t_3 – рис. 2,б).



Рис. 2. Временные диаграммы тока $i(t)$ дросселя L и напряжения $u_C(t)$ на конденсаторе C резонансного контура для однополупериодного (а) и двухполупериодного (б) режимов работы

Результаты исследований

При функционировании ППН максимальное значение рабочей частоты $f_{рабmax}$ не должно превышать значение резонансной частоты f_0 ($f_{рабmax} \leq f_0$). При этом величина $f_{рабmax}$ ограничивается существующей элементной базой.

Элементы резонансного колебательного контура L, C определяются из условия $\omega_0=1/(LC)^{0.5}$, и, как правило, рассчитываются на худший случай – максимальный ток нагрузки ППН I_n при заданном напряжении на нагрузке U_n . При этом – из условия физической реализуемости – в режиме стабилизации минимальное напряжение на входе резонансного контура ППН $U_{вхmin}$ не может быть меньше U_n ($U_{вхmin} \geq U_n$). В режиме слежения максимальное напряжение на нагрузке $U_{нmax}$ не может превышать напряжение $U_{вх}$ на входе резонансного контура ППН, т.е. $U_{нmax} \leq U_{вх}$. При этом $U_{вх}=n_{21}U_n = U_n'$, где U_n' – напряжение питания, приведенное ко входу резонансного контура ППН; $n_{21}=W_2/W_1$ – коэффициент трансформации. Для удобства в дальнейшем оперируем $U_{вх}$.

Тогда сформулированные выше ограничения о допустимых напряжениях на нагрузке и на входе ППН можно записать как

$$f_{рабmax} \leq f_0 = \omega_0 / (2\pi); U_{вхmin} \geq U_n - \text{для стабилизации}; U_{нmax} \leq U_{вх} - \text{для слежения.} \quad (1)$$

Параметры элементов резонансного колебательного контура для режима стабилизации (слежения) определяются как [3]:

$$C = I_n / (\omega_0 U_n (вх)), L = U_n (вх) / (\omega_0 I_n). \quad (2)$$

Регулировочная характеристика – зависимость нормированного напряжения на нагрузке q_n от рабочей частоты $f_{раб}$ (здесь и далее используются обозначения, принятые в [3]) – определяется:

$$q_n = \overline{U}_n = U_n / U_{вх} = F(f_{раб}) = 2(\alpha_i - \sin \alpha_i + \alpha_4 U_{Ci} / U_{вх} - I_n \alpha_4^2 / 2 C U_{вх}) f_{раб} / \omega_0, \quad (3)$$

где параметры α_j ($j = 1, 4$), в соответствии с математической моделью [3] используются для определения временных интервалов t_j (рис. 2):

$$\alpha_1 = 1 / \overline{R}_n; \alpha_4 = [1 + (1 - (1 / \overline{R}_n)^2)^{0.5}] / (1 / \overline{R}_n),$$

$$\alpha_i = \alpha_2 = \pi + \arcsin(1 / \overline{R}_n) \text{ для однополупериодного режима работы,}$$

$$\alpha_i = \alpha_3 = 2\pi - \arcsin(1 / \overline{R}_n) \text{ для двухполупериодного режима,}$$

$$\overline{R}_n = U_{вх} / (I_n Z_0) - \text{нормированное сопротивление нагрузки ППН;}$$

$$Z_0 = (L / C)^{0.5} - \text{волновое (характеристическое) сопротивление контура ППН;}$$

$$U_{Ci} = U_{вх} (1 - \cos \alpha_i) - \text{напряжение на резонансном конденсаторе,}$$

$$i=2 - \text{однополупериодный, } i=3 - \text{двухполупериодный режим работы.}$$

Рассмотрим зависимости $q_n = \overline{U}_n = U_n / U_{вх} = F(f_{раб})$ для различных значений резонансных частот

колебательного контура ППН, например, $f_{01}=100$ кГц, $f_{02}=200$ кГц, $f_{03}=300$ кГц; для различных значений тока нагрузки ППН, например, $I_{н1}=1$ А, $I_{н2}=5$ А, $I_{н3}=10$ А; для различных напряжений – или на нагрузке U_n в режиме стабилизации, или напряжения на входе $U_{вх}$ в режиме слежения. (В дальнейшем будем оперировать параметром $U_{н(вх)}$, независимо от режима работы). Пусть, например, $U_{н(вх)1}=25$ В, $U_{н(вх)2}=50$ В, $U_{н(вх)3}=100$ В, $U_{н(вх)4}=150$ В, $U_{н(вх)5}=250$ В.

В качестве «базовых» параметров, относительно которых изменяются анализируемые значения резонансной частоты f_0 , тока нагрузки I_n , напряжения $U_{н(вх)}$, выберем следующие: $f_0^{баз}=f_{01}=100$ кГц, $I_n^{баз}=I_{н2}=5$ А, $U_{н(вх)}^{баз}=U_{н(вх)3}=100$ В. Значения параметров элементов резонансного колебательного контура определялись в соответствии с (2) и для заданных «базовых» значений составляют $L^{баз}=24.9$ мкГн, $C^{баз}=0.1$ мкФ.

При заданных «базовых» значениях резонансной частоты колебательного контура ($f_0 = f_0^{баз} = \text{const} = 100$ кГц) и тока нагрузки ППН ($I_n = I_n^{баз} = \text{const} = 5$ А) анализируемые значения напряжения, по сравнению с исходным «базовым» $U_{н(вх)}^{баз}$, изменены в a_u раз:

$$U_{н(вх)u} = a_u U_{н(вх)}^{баз}, \quad (4)$$

где коэффициент изменения напряжения $a_1=0.25$, $a_2=0.5$, $a_3=1.0$ (значение анализируемого напряжения равно «базовому»), $a_4=1.5$, $a_5=2.5$.

Для обеспечения постоянства резонансной частоты ($f_0 = \text{const}$) при заданном токе нагрузки ППН ($I_n = \text{const}$) в соответствии с (2) при увеличении напряжения $U_{н(вх)}$ в a_u раз, во столько же раз необходимо увеличить значение индуктивности L и уменьшить значение емкости C :

$$C_u = I_n / (\omega_0 a_u U_{н(вх)}^{баз}) = C^{баз} / a_u; \quad L_u = a_u U_{н(вх)}^{баз} / (\omega_0 I_n) = L^{баз} a_u. \quad (5)$$

Изменим варьируемый параметр – при заданных «базовых» значениях резонансной частоты колебательного контура ($f_0 = f_0^{баз} = \text{const} = 100$ кГц) и напряжения ($U_{н(вх)} = U_{н(вх)}^{баз} = \text{const} = 100$ В) анализируемые значения тока нагрузки ППН, по сравнению с исходным «базовым» $I_n^{баз}$, изменены в b_i раз:

$$I_{ni} = b_i I_n^{баз}, \quad (6)$$

где коэффициент изменения тока нагрузки преобразователя $b_1=0.2$, $b_2=1.0$ (значение анализируемого тока нагрузки ППН равно «базовому»), $b_3=2.0$.

Для обеспечения постоянства резонансной частоты ($f_0 = \text{const}$) при заданном напряжении ($U_{н(вх)} = \text{const}$) в соответствии с (3) при увеличении тока нагрузки ППН I_n в b_i раз во столько же раз необходимо увеличить C и уменьшить значение L :

$$C_i = b_i I_n^{баз} / (\omega_0 U_{н(вх)}) = C^{баз} b_i; \quad L_i = U_{н(вх)} / (\omega_0 b_i I_n^{баз}) = L^{баз} / b_i. \quad (7)$$

Аналогично для параметра резонансной частоты f_0 – при заданных «базовых» значениях напряжения ($U_{н(вх)} = U_{н(вх)}^{баз} = 100$ В) и тока нагрузки ППН ($I_n = I_n^{баз} = 5$ А) анализируемые значения резонансной частоты, по сравнению с исходным «базовым» $f_0^{баз}$, изменяются в c_f раз:

$$f_{0f} = c_f f_0^{баз}, \quad (8)$$

где коэффициент изменения резонансной частоты $c_1=1.0$ (значение анализируемой частоты равно «базовому»), $c_2=2.0$, $c_3=3.0$.

Тогда при заданных напряжении ($U_{н(вх)} = \text{const}$), токе нагрузки ППН ($I_n = \text{const}$) увеличение резонансной частоты f_0 (ω_0) в c_f раз вызывает – во столько же раз – уменьшение значений емкости C и индуктивности L :

$$C_f = I_n / (c_f \omega_0^{баз} U_{н(вх)}) = C^{баз} / c_f; \quad L_f = U_{н(вх)} / (c_f \omega_0^{баз} I_n) = L^{баз} / c_f. \quad (9)$$

Объединяя соотношения (5), (7), (9), выразим значения параметров элементов колебательного контура для любых значений напряжения – на нагрузке U_n ($\forall U_n > 0$) в режиме стабилизации или на входе $U_{вх}$ ($\forall U_{вх} > 0$) в режиме слежения, и тока нагрузки ППН I_n ($\forall I_n > 0$) для любой резонансной частоты ($\forall \omega_0$) через значения «базовых» параметров $L^{баз}$, $C^{баз}$:

$$C_{uif} = b_i I_n^{баз} / (c_f \omega_0^{баз} a_u U_{н(вх)}^{баз}) = C^{баз} b_i / (a_u c_f), \quad (10)$$

$$L_{uif} = a_u U_{н(вх)}^{баз} / (c_f \omega_0^{баз} b_i I_n^{баз}) = L^{баз} a_u / (b_i c_f).$$

В качестве примера на рисунке 3 соответственно для однополупериодного (а) и двухполупериодного (б) режимов работы представлены зависимости нормированного напряжения на нагрузке $q_n = \overline{U}_n = U_n / U_{вх} = F(C_{uif}, L_{uif})$ от рабочей частоты $f_{раб}$ для резонансных частот $f_{01}=100$ кГц (кривая 1), $f_{02}=200$ кГц (кривая 2), $f_{03}=300$ кГц (кривая 3) для вышеуказанных токов нагрузки ППН $I_n=1$ А, 5А, 10А; для напряжений – на нагрузке ($\forall U_n > 0$) в режиме стабилизации или на входе ($\forall U_{вх} > 0$) в режиме слежения – $U_{н(вх)}=25$ В, 50 В, 100 В, 150 В, 250 В. Видно (рис. 3), что при увеличении резонансной частоты f_0 , в силу условия $f_{рабmax} \leq f_0$, зависимости для более высоких резонансных частот $f_{02}=200$ кГц, $f_{03}=300$ кГц смещаются выше по оси рабочих частот – относительно «базовой» зависимости для $f_{01}=100$ кГц – пропорционально возрастанию резонансной частоты в c_f раз. Но ход кривых 2, 3, независимо от резонансной частоты, остается таким же, как и у «базовой» зависимости для частоты $f_{01}=100$ кГц.

Можно сделать вывод – при обеспечении постоянства резонансной частоты регулировочные характеристики $q_n = \overline{U}_n = U_n / U_{вх} = F(f_{раб})$ – имеют возрастающий характер и не зависят от значений напряжений ($\forall U_n > 0$ – в режиме стабилизации или $\forall U_{вх} > 0$ – в режиме слежения) и от значений тока нагрузки ($\forall I_n > 0$). Данный вывод справедлив и для однополупериодного, и для двухполупериодного режимов работы ППН.

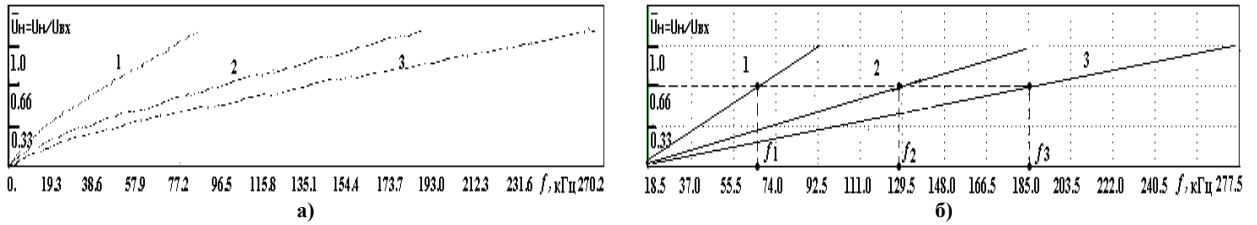


Рис. 3. Зависимости $q_n = \bar{U}_n = U_n / U_{вх} = F(f_{раб})$ для однополупериодного (а) и двухполупериодного (б) режима работы для $\forall I_n > 0$, $\forall U_{н(вх)} > 0$, $f_{01} = 100$ кГц (кривая 1), $f_{02} = 200$ кГц (кривая 2), $f_{03} = 300$ кГц (кривая 3) при $L_{уif} = F(f_0, I_n, U_{н(вх)})$, $C_{уif} = F(f_0, I_n, U_{н(вх)})$

Видно (рис. 3), что при изменении резонансной частоты f_0 в c_f раз – в соответствии с соотношением (8) – в силу условия (1) аналогично изменяются значения рабочих частот $f_{рабmax}$ и $f_{рабmin}$. Например, для резонансной частоты $f_{01} = 100$ кГц диапазон изменения рабочей частоты для однополупериодного режима составляет $\Delta f_{раб}^1 = 0.0002$ кГц \div 89.9 кГц; для двухполупериодного режима $\Delta f_{раб}^2 = 0.09$ кГц \div 92.5 кГц. Для $f_{02} = 200$ кГц соответствующие диапазоны $\Delta f_{раб}^1 = 0.0004$ кГц \div 179.8 кГц, $\Delta f_{раб}^2 = 0.18$ кГц \div 185.0 кГц. Для $f_{03} = 300$ кГц $\Delta f_{раб}^1 = 0.0006$ кГц \div 269.7 кГц, $\Delta f_{раб}^2 = 0.27$ кГц \div 277.5 кГц.

Видно, что одному и тому же значению нормированного напряжения, например $\bar{U}_n = 0.66$ (рис. 3,б) для различных резонансных частот соответствуют различные рабочие частоты, значения которых также отличаются в c_f раз: для $f_{01} = 100$ кГц – $f_{раб1} = 62$ кГц ($c_1 = 1.0$), для $f_{02} = 200$ кГц – $f_{раб2} = 124$ кГц ($c_2 = 2.0$), для $f_{03} = 300$ кГц – $f_{раб3} = 186$ кГц ($c_3 = 3.0$). Но значения относительных частот $\bar{f} = f_{раб} / f_0$ остаются неизменными, диапазон изменения относительной частоты и при $f_{01} = 100$ кГц, и при $f_{02} = 200$ кГц, и при $f_{03} = 300$ кГц будет одним и тем же – независимо от режима работы $0 \leq \Delta \bar{f} \leq 1$.

На рисунке 4 представлены зависимости $q_n = \bar{U}_n$ от относительной частоты \bar{f} для $\forall f_0$ (например, $f_0 = 100$ кГц, 200 кГц, ...), $\forall I_n > 0$ (например, $I_n = 1$ А, 5 А, ...), $\forall U_{н(вх)} > 0$ (например, $U_{н(вх)} = 25$ В, 50 В, ...) для одно- (а) и двухполупериодного (б) режимов работы.

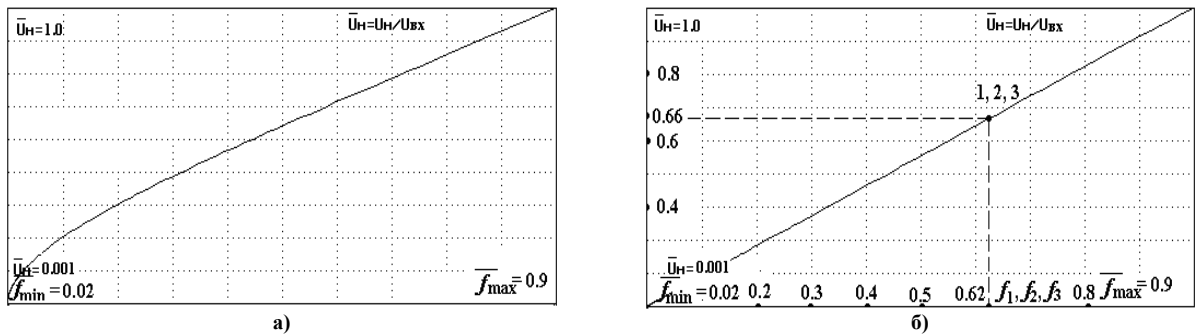


Рис. 4. Зависимости $q_n = \bar{U}_n$ от относительной частоты \bar{f} для однополупериодного (а) и двухполупериодного (б) режимов работы для $\forall f_0$, $\forall I_n > 0$, $\forall U_n > 0$ – при стабилизации ($\forall U_{вх} > 0$ – при слежении) при $L_{уif}, C_{уif} = F(f_0, I_n, U_{н(вх)})$

Видно, что зависимости нормированного напряжения на нагрузке $q_n = \bar{U}_n = U_n / U_{вх}$ от относительной частоты \bar{f} «сшиваются» в одну линию (кривые 1, 2, 3 соответственно на рис. 3,а – для однополупериодного и на рис. 3,б – для двухполупериодного режимов работы) и не зависят от значений напряжений ($\forall U_n > 0$ – в режиме стабилизации или $\forall U_{вх} > 0$ – в режиме слежения), от значений тока нагрузки ППН ($\forall I_n > 0$) и от резонансной частоты ($\forall f_0$) как для однополупериодного (рис. 4,а), так и для двухполупериодного (рис. 4,б) режимов работы ППН.

Например, нормируемому напряжению на нагрузке $\bar{U}_n = 0.66$ соответствует относительная частота $\bar{f} = 0.62$ (рис. 4,б). Данной относительной частоте соответствуют рабочие частоты $f_{раб}$, определяемые как $f_{раб} = \bar{f} \cdot f_0$. Резонансной частоте $f_0 = 100$ кГц соответствует рабочая частота $f_{раб} = 62$ кГц (рис. 3,б, кривая 1, частота f_1); резонансной частоте $f_0 = 200$ кГц соответствует рабочая частота $f_{раб} = 124$ кГц (рис. 3,б, кривая 2, частота f_2); резонансной частоте $f_0 = 300$ кГц соответствует рабочая частота $f_{раб} = 186$ кГц (рис. 3,б, кривая 3, частота f_3). Зная нормируемое напряжение \bar{U}_n , можно определить соответствующее напряжение на входе $U_{вх}$ (для режима стабилизации при заданном напряжении на нагрузке U_n) как $U_{вх} = U_n / \bar{U}_n$, или соответствующее напряжение на нагрузке U_n (для режима слежения при заданном напряжении на входе $U_{вх}$) как $U_n = U_{вх} \cdot \bar{U}_n$.

Можно обобщить сделанный выше вывод – о возрастающем характере регулировочных характеристик для различных рабочих частот – на случай относительных частот $\bar{f} = f_{раб} / f_0$, при котором

регулируемые характеристики для различных резонансных частот получаются идентичными (совпадают). Т.е., можно записать:

$$q_{н.н.} = F(\bar{f}) = q_{н.н.}^{баз} = F(\bar{f}) \quad (11)$$

при условиях

$$\forall U_{н.н.} > 0, U_{вх.мин} \geq U_{н.н.} \text{ (стабилизация)} \text{ или } \forall U_{вх.} > 0, U_{н.н.макс} \leq U_{вх.} \text{ (слежение)},$$

$$\forall f_0, f_{раб} \leq f_0 = \omega_0 / (2\pi), \forall I_{н.н.} > 0,$$

где $q_{н.н.}^{баз}$ – зависимость, полученная для "базовых" значений параметров $C^{баз}, L^{баз}$.

Рассмотрим зависимости $q_{н.н.} = \bar{U}_{н.н.} = U_{н.н.}/U_{вх.} = F(\bar{f})$ при фиксированных значениях параметров элементов колебательного контура ($L = const, C = const$), рассчитанных на максимальный ток нагрузки ППН (например, для $I_{н.н.} = 10 \text{ A}$) в случае изменения тока нагрузки $I_{н.н.} = var$. На рис. 5 представлены зависимости $q_{н.н.} = F(\bar{f})$, полученные для любых напряжений на нагрузке $\forall U_{н.н.} > 0$ (режим стабилизации), например, $U_{н.н.} = 25 \text{ В}, 50 \text{ В}, \dots$, или при любом напряжении на входе $\forall U_{вх.} > 0$ (режим слежения), для различных токов нагрузки ППН: $I_{н.н.} = 1 \text{ A}$ – кривая 1, $I_{н.н.} = 5 \text{ A}$ – кривая 2, $I_{н.н.} = 10 \text{ A}$ – кривая 3.

Диапазон изменения нормированного напряжения на нагрузке составляет $\Delta \bar{U}_{н.н.} = 0.001 \div 1.0$. Изменения относительной частоты для различных токов нагрузки ППН $I_{н.н.}$ представлены на рис. 5. Видно (рис. 5,а), что для однополупериодного режима работы при разных токах нагрузки ППН $I_{н.н.}$ одно и то же изменение нормированного напряжения на нагрузке $0 \leq q_{н.н.} \leq 1$ получается при различных изменениях \bar{f} . Это обусловлено тем, что при изменении тока нагрузки $I_{н.н.}$ изменяется значение времени t_2 (рис. 2,а), в течение которого (от t_0 до t_2) ток ключа испытывает резонансные колебания. При уменьшении тока нагрузки $I_{н.н.}$ уменьшается величина рабочей частоты $f_{раб.}$. Это приводит к тому, что регулировочная характеристика имеет нелинейный характер.

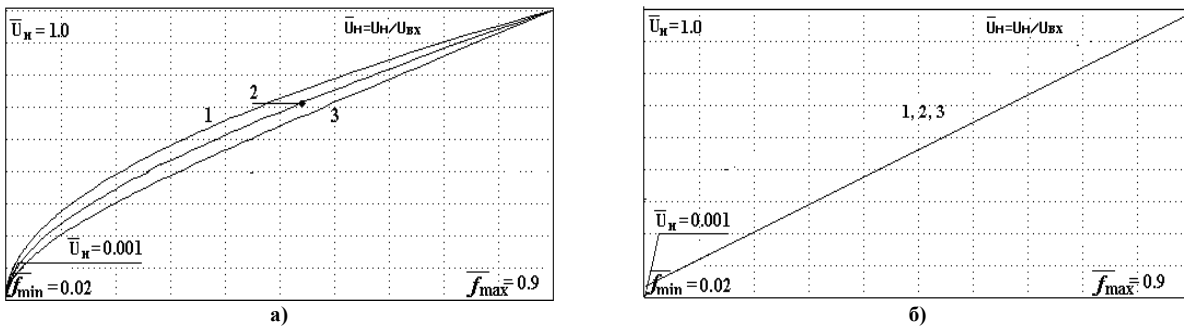


Рис. 5. Зависимости $q_{н.н.} = F(\bar{f})$ для однополупериодного (а) и двухполупериодного (б) режимов работы при $U_{н.н.} = 25 \text{ В}, 50 \text{ В}, 100 \text{ В}, 150 \text{ В}, 250 \text{ В}$, ($L = const, C = const$ при $I_{н.н.} = 10 \text{ A}$) для $I_{н.н.} = 1 \text{ A}$ – кривая 1, $I_{н.н.} = 5 \text{ A}$ – кривая 2, $I_{н.н.} = 10 \text{ A}$ – кривая 3.

Для двухполупериодного режима работы (рис. 5,б) при изменении тока нагрузки $I_{н.н.}$ характер зависимостей остается неизменным линейным (кривые 1–3 совпадают).

Можно сделать вывод – при фиксированных значениях параметров элементов колебательного контура ($L = const, C = const$) зависимости нормированного напряжения от относительной частоты для однополупериодного режима работы получаются различными (рис. 5,а), а для двухполупериодного режима работы – идентичными (рис. 5,б).

Покажем использование регулировочных характеристик для обоснования выбора режима работы ППН с точки зрения минимизации абсолютных и относительных пульсаций тока ППН. На рисунке 6 представлены кривые рис. 5, но на одном графике.

Допустим, в результате действия дестабилизирующих факторов напряжение питания $U_{вх.}$ изменяется в некоторых пределах, вследствие чего нормированное напряжение на нагрузке $\bar{U}_{н.н.} = U_{н.н.}/U_{вх.}$ изменяется в пределах $\bar{U}_{н.н.} = \bar{U}_{н.н.1} \div \bar{U}_{н.н.2} = 0.5 \div 0.8$ (рис. 6). Тогда, для стабилизации напряжения на нагрузке $U_{н.н.}$ при токе нагрузки ППН, например, $I_{н.н.} = 10 \text{ A}$, необходимо изменение относительной частоты \bar{f} для однополупериодного режима работы (кривая 3) в диапазоне $\Delta \bar{f} = \bar{f}_1 \div \bar{f}_3 = 0.32 \div 0.72 = 0.4$; для двухполупериодного режима (кривая 4) соответственно – $\Delta \bar{f} = \bar{f}_2 \div \bar{f}_4 = 0.44 \div 0.78 = 0.34$. Видно, что функционирование ППН в двухполупериодном режиме более предпочтительно, так как при равной мощности ППН (по сравнению с однополупериодным режимом) диапазон изменения рабочей частоты ощутимо меньше. При этом, уменьшение тока нагрузки $I_{н.н.}$ ППН для однополупериодного режима работы (при одних и тех же значениях приведенного напряжения питания) приводит к переходу преобразователя в более низкочастотную область функционирования (см. рис. 6 – диапазоны изменения относительных частот для кривой 1, кривой 2 и кривой 3), а это приводит к увеличению абсолютных и относительных пульсаций тока преобразователя модульной структуры [3], и, следовательно, к необходимости увеличения массогабаритных показателей силового сглаживающего фильтра для обеспечения уровня пульсаций, не более допустимого.

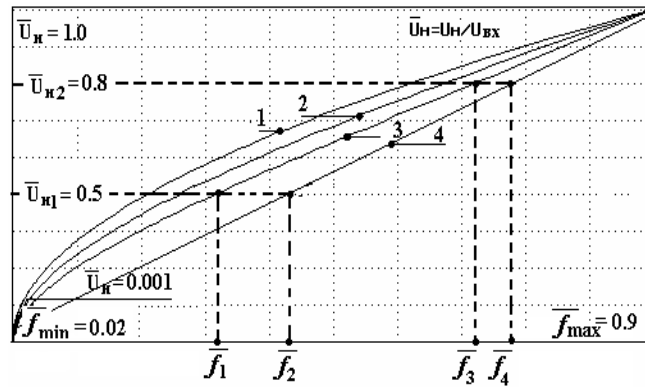


Рис. 6. Зависимости $q_n = \bar{U}_n = U_n / U_{vx} = F(\bar{f})$ для однополупериодного (кривые 1-3) и двухполупериодного (кривая 4) режимов работы ($L = \text{const}$, $C = \text{const}$ при $I_n = 10$ А) для $I_n = 1$ А – кривая 1, $I_n = 5$ А – 2, $I_n = 10$ А – кривая 3

Выводы

1. Выполнен анализ регулировочных характеристик резонансных преобразователей постоянного напряжения при параллельном подключении нагрузки к конденсатору резонансного колебательного контура при различных значениях исходных данных – напряжений на нагрузке, источника первичного питания, резонансной частоты, тока нагрузки преобразователя:

- показано, что при обеспечении постоянства резонансной частоты зависимости регулировочных характеристик от рабочей частоты имеют возрастающий характер, зависят от резонансной частоты и не зависят от напряжений на входе и на выходе ППН и от тока нагрузки и для однополупериодного, и для двухполупериодного режимов работы ППН;

- показано, что зависимости нормированного напряжения на нагрузке от относительной частоты являются идентичными и не зависят от напряжений на входе и на выходе ППН, от тока нагрузки ППН и от резонансной частоты как для однополупериодного, так и для двухполупериодного режимов работы ППН;

- показано, что при фиксированных параметрах элементов колебательного контура зависимости нормированного напряжения на нагрузке от относительной частоты для двухполупериодного режима работы не зависят от напряжений на входе и на выходе ППН, от резонансной частоты и от тока нагрузки ППН, а для однополупериодного – зависят от тока нагрузки ППН и не зависят от напряжений на входе и на выходе ППН и от резонансной частоты.

Литература

1. Перелік пріоритетних тематичних напрямів наукових досліджень і науково-технічних розробок на період до 2015 року. Постанова КМУ від 07.09.2011 р. № 942.
2. Кадацкий А.Ф. Анализ электрических процессов в резонансных импульсных преобразователях модульной структуры / А.Ф. Кадацкий, В.Г. Гурков // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2001. – № 3. – С. 14– 20.
3. Гурков В.Г. Электрические процессы преобразователей модульной структуры с параллельным подключением нагрузки к конденсаторам резонансных контуров силовых каналов / В.Г. Гурков // Праці УНДІРТ. – 2004. – № 1 (37). – С. 70– 74.

References

1. List of priority thematic directions of scientific researches and scientific and technical developments on a period 2015 to. Resolution of Cabinet of ministers of Ukraine from 07.09.2011 № 942.
2. Kadatsky A. F. An analysis of electric processes in the resonance pulse converters of modular structure / A. F. Kadatsky, V.G. Gurkov // Scientific proceeding of ONAT after A. S. Popov, 2001. – № 3. – P. 14– 20.
3. Gurkov V.G. Electric processes of converters of modular structure with the parallel connecting of loading to the condensers of resonance contours of power channels / V.G. Gurkov // Proc. of USRIRT. – 2004. – № 1 (37). – P. 70– 74.

Надійшла до редакції
17.5.2013 р.

БЕЗЫНЕРЦИОННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ФОРМИРОВАТЕЛЯ КВАДРАТУРНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Рассмотрены вопросы реализации формирователя квадратурных сигналов с безынерционной системой стабилизации выходных сигналов и предложен вариант построения быстродействующего датчика напряжения. Расчетные соотношения проверены на математической модели в программе PSIM. Многоконтурная система стабилизации амплитуды выходных сигналов и наличие релейного элемента в системе управления позволили получить выходные сигналы с минимальным содержанием гармонических составляющих и обеспечить высокую точность стабилизации.

Ключевые слова: квадратурные сигналы, консервативное звено, релейный элемент, датчик напряжения, передаточная функция, система стабилизации.

V. S. DUBROVIN, V. V. NIKULIN, A. V. NIKULIN

N. P. Ogarev Mordovia State University

INFINITELY-FAST CONTROL SYSTEM OF GENERATOR SHAPER OF QUADRATURE HARMONIC SIGNALS

The paper explores the problems of implementation of the quadrature signal generator with inertialess stabilization of output signals and offers the option of developing a fast voltage sensor. The calculated ratio tested on a mathematical model in the PSIM. Multiloop stability amplitude of output signal and the presence of the relay element in the control system allowed to derive output signals with minimal harmonics and provide high accuracy of stabilization.

Keywords: quadrature signals, the conservative element, relay, voltage sensor, transfer function, stabilization system.

Введение

В радиоэлектронике, автоматике, системах связи, измерительной технике для построения систем многофазных сигналов с постоянными фазовыми сдвигами в широком диапазоне изменения частоты находят применение управляемые формирователи квадратурных гармонических колебаний [1, 2, 3, 4, 5]. Особое место в таких системах находят различные m -фазные преобразователи для систем управления силовой электроники, умножители частоты, устройства модуляции-демодуляции в системах связи, синтезаторы частоты с петлей ФАПЧ.

Управляемые формирователи квадратурных гармонических сигналов с релейным элементом, включенным в цепь обратной связи, и обладающие высоким быстродействием, имеют существенный недостаток из-за значительных нелинейных искажений формируемых сигналов [1]. На выходе нелинейного элемента формируются биполярные импульсы прямоугольной формы с высоким содержанием высших нечетных гармоник, амплитуды которых медленно убывают с увеличением номера гармоники, поэтому на одном из квадратурных выходов формирователя всегда присутствует сигнал, имеющий значительные нелинейные искажения. Сравнительно невысокие метрологические характеристики (стабильность амплитуды 1-2 % при коэффициенте гармоник 0,5-1 %) ограничивают применение таких устройств [1].

Актуальной задачей является построение достаточно простого управляемого формирователя квадратурных гармонических сигналов имеющего высокие метрологические и динамические характеристики.

Структурная схема

Структурная схема предлагаемого управляемого формирователя квадратурных гармонических сигналов изображена на рис. 1.

Формирователь содержит источник периодического сигнала (ИПС), преобразователь «частота-напряжение» (ПЧН), три перемножителя (ПМ), два интегратора, релейный элемент (РЭ), три квадратора (КВ), два сумматора, инвертор и источник эталонного напряжения (ИЭН).

Последовательно соединенный перемножитель ПМ-1 и первый интегратор образуют управляемый интегратор (УИ-1). В результате несложных преобразований и при использовании конденсатора с малыми утечками передаточная функция (ПФ) [3] УИ-1 может быть записана в следующем виде

$$H_y(s) = -\frac{m \cdot E_y}{RC \cdot s} = -\frac{1}{\tau_y \cdot s}, \quad (1)$$

где R и C – элементы, определяющие постоянную времени интегрирующей цепи $\tau = RC$; m – масштабный коэффициент перемножителя; E_y – управляющее напряжение; s – комплексная переменная; $\tau_y = \tau / (m \cdot E_y)$ – постоянная времени управляемого интегратора.

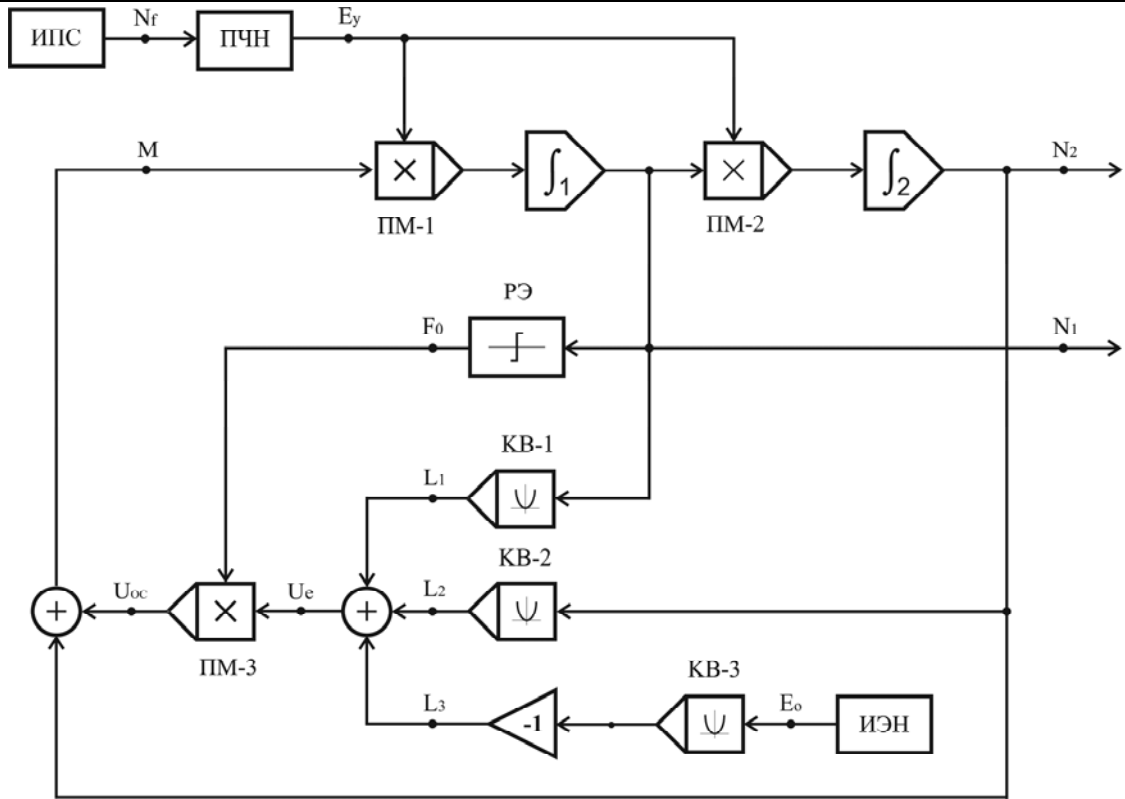


Рис. 1. Структурная схема формирователя квадратурных сигналов

Второй управляемый интегратор (УИ-2), образованный последовательным соединением перемножителя ПМ-2 и второго интегратора, будет иметь такую же передаточную функцию (1), при условии идентичности параметров УИ-1 и УИ-2.

Последовательно соединенные и замкнутые в кольцо управляемые интеграторы и двухвходовой сумматор образуют колебательную систему (КС) с двумя выходами.

Комплексные частотные функции КС по первому и второму выходу

$$W_1(j\omega) = \frac{k_1 \cdot (j\omega\tau_y)}{1 - \omega^2 \cdot \tau_y^2}; \quad W_2(j\omega) = -\frac{k_1}{1 - \omega^2 \cdot \tau_y^2}. \quad (2)$$

Из (2) следует, что фазовый сдвиг $\phi(\omega)$ между выходными колебаниями $N_2(t)$ и $N_1(t)$ будет определяться множителем $(j\omega \cdot \tau_y)$ и при любых изменениях частоты ω составит 90 электрических градусов. Таким образом, на выходах устройства формируются квадратурные гармонические сигналы $N_1(t)$ и $N_2(t)$.

При высокой добротности КС частоту собственных колебаний ω_0 можно найти с помощью характеристического уравнения $1 - \omega^2 \cdot \tau_y^2 = 0$.

$$\omega_0 = 1 / \tau_y = m \cdot E_y / \tau. \quad (3)$$

Из (3) следует, что частота ω_0 колебательной системы зависит от параметров RC-цепи управляемого интегратора, масштабирующего коэффициента m перемножителя и управляющего напряжения E_y . При фиксированных значениях τ и m частота формируемых сигналов $f = mE_y / (2\pi \cdot \tau)$ изменяется прямо пропорционально изменению управляющего напряжения E_y .

В свою очередь, управляющее напряжение, поступающее на вход управляемых интеграторов, является функцией частоты источника периодических сигналов $E_y = k_{пчн} \cdot F_c$, где $k_{пчн}$ – коэффициент передачи преобразователя ПЧН.

Стабилизация амплитуды

Стабилизация амплитуды выходных колебаний осуществляется с помощью системы автоматического регулирования (САР), в которую кроме объекта регулирования (квазиконсервативное звено) также входят: три квадратора (КВ-1, КВ-2, КВ-3), релейный элемент, инвертор, трехвходовой сумматор, перемножитель ПМ-3 и источник эталонного напряжения.

Проведя анализ выражений для сигналов формируемых САР при подаче на вход квадратора КВ-1 гармонического сигнала $N_1(t) = A_1 \sin(\omega t)$, можно прийти к выводу, что уменьшение (увеличение) сигнала

U_E приведет к увеличению (уменьшению) сигнала N_0 и, как следствие, к уменьшению (увеличению) сигнала M , поступающего на вход первого управляемого интегратора. Наличие отрицательной обратной связи приведет к восстановлению прежних значений сигналов $N_1(t)$ и $N_2(t)$, которые будут отличаться от заданного значения E_0 на величину ошибки регулирования. Наличие интегрирующих (астатических) звеньев в замкнутой системе регулирования сводит ошибку регулирования, то есть величину сигнала рассогласования U_E , практически к нулю. Поскольку в датчике напряжения используются оба квадратурных сигнала $N_1(t)$ и $N_2(t)$, то асимметрия амплитуд A_1 и A_2 этих сигналов будет также определяться ошибкой регулирования, которая в астатической системе практически равна нулю.

Нелинейные искажения

Оценка нелинейных искажений выходных сигналов формирователя проводилась на математической модели в программе PSIM. Результаты измерений амплитуды спектральных составляющих выходного сигнала $N_1(t)$ с нормированным амплитудным значением 1 В приведены в таблице.

При учете пяти высших гармоник расчетный коэффициент нелинейных искажений сигнала $K_H = 0,054\%$. Результаты расчетов проверены с помощью блока (THD – Total harmonic distortion) программы PSIM. Хорошее совпадение результатов ($K_H \approx 0,058\%$) говорит о достаточности учета пяти высших гармоник при оценке нелинейных искажений сигнала.

Таблица

Спектральный состав сигнала $N_1(t)$

n	1	3	5	7	9	11
An, V	1,00000	0,00049	0,00021	0,00011	0,00007	0,00004
An, dB	0	-66,2	-73,6	-79,2	-83,1	-88,0

На втором выходе формирователя из-за фильтрующего свойства второго интегратора искажения сигнала $N_2(t)$ будут еще меньше. Малые искажения выходных сигналов $N_1(t)$ и $N_2(t)$ одно из достоинств предлагаемого формирователя.

Вид переходных процессов установления амплитуд A_1 и A_2 гармонических сигналов $N_1(t)$ и $N_2(t)$ при скачкообразном изменении управляющего напряжения (при переходе с частоты f_H на более высокую f_B , представлен на рис. 2.

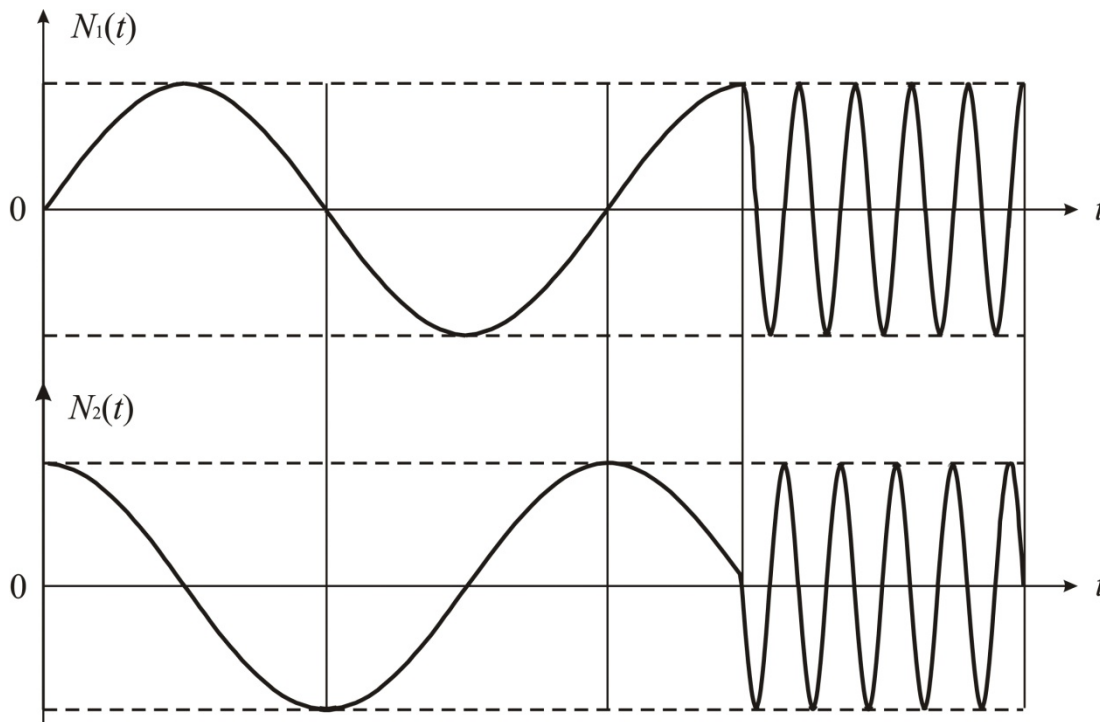


Рис. 2. Переходные процессы в формирователе

При изменении частоты на одну декаду переход с одной частоты на другую осуществляется практически без переходного процесса, что также является достоинством предлагаемого формирователя.

Заключення

1. Управляемый формирователь квадратурных гармонических сигналов предназначен для построения многофазных систем преобразовательной техники, квадратурных модуляторов-демодуляторов систем связи, в умножителей частоты с системой ФАПЧ.
2. Разработанный формирователь обладает высокими динамическими свойствами (быстродействием в пусковом режиме и при быстрых переключениях с одной частоты на другую).
3. Коэффициент гармоник формируемых колебаний не превышает 0,05 %.
4. Результаты математического моделирования в программе PSIM полностью подтвердили полученные расчетные соотношения.
5. Формирователь может быть выполнен в интегральном или гибридном исполнении с использованием современных операционных усилителей и прецизионных аналоговых перемножителей, не требующих наличия подстроечных элементов.

Литература

1. Вавилов А. А. Низкочастотные измерительные генераторы. / А.А. Вавилов, А.И. Солодовников, В.В. Шнайдер. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 104 с.
2. Дубровин В. С., Никулин В. В., «Многоконтурная система стабилизации управляемого генератора», Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия управление, вычислительная техника, информатика, 2013, № 1, 74– 82.
3. Дубровин В. С. Генератор ортогональных сигналов. Сборник статей V Всероссийской научно-технической конференции «Современные методы и средства обработки пространственно-временных сигналов». – Пенза: 2007. – С.154-156.
4. Дубровин В. С. Управляемые фазовращатели. Электронный журнал «Южно-сибирский научный вестник» («South-Siberian Scientific Bulletin»). – Вып.1, Бийск, изд-во Алтайского государственного технического университета им. И. И. Ползунова. – 2012. – С. 38-41.
5. ПАТЕНТ на ПМ 127554 РФ МПК НЗВ 27/00. Формирователь квадратурных сигналов / В. С. Дубровин (RU), А. М. Зюзин (RU), // Заявка: 2012138489/08, 07.09.2012. Опубликовано 27.04.2013.

References

1. Vavilov, A.A. Low-frequency measuring generators. A.A. Vavilov, A.I. Maltsters, V.V. Schneider. Leningrad Energoatomizdat, 1985. – 104.
2. Dubrovin, V.S., Nikulin V.V., «Multiple-loop stabilization system controlled oscillator», Newsletter of the Astrakhan State Technical University. Series management, computer science, computer science, 2013, № 1, 74-82.
3. Dubrovin V.S. Generator of orthogonal signals. Proceedings of Vth All-Russian scientific conference «Modern methods and means of processing spatio-temporal signals». Penza: 2007. – P.154-156.
4. Dubrovin V.S. Controled shifters. Electronic Journal «South Siberian Scientific Bulletin» («South-Siberian Scientific Bulletin»). – Issue 1, Bijsk Publishing house, Altai State Technical University. Polzunov. – 2012. – S. 38-41.
5. PATENT to the UM of the Russian Federation 127554 N3V IPC 27/00. Quadrature signal generator. V.S. Dubrovin (RU), A.M. Zyuzin (RU), Application: 2012138489/08, 07.09.2012. Published 27.04.2013.

Надійшла до редакції
29.5.2013 р.

УДК 537.868

Д.В. КУЗНЕЦОВ

Академия военно-морских сил имени П.С. Нахимова

АНАЛИЗ ДЕГРАДАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ, ВОЗНИКАЮЩИХ В ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОД ВЛИЯНИЕМ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ

В статье проведен обобщенный анализ влияния мощных электромагнитных полей на чувствительные элементы радиоэлектронной аппаратуры, такие как полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы.

Ключевые слова: мощные электромагнитные излучения, деградация, функциональный отказ, воздействие.

D.V. KUZNETSOV

Naval Akademy of Nakhimov

ANALYSIS OF DEGRADATION PROCESSES IN A SENSITIVE ELEMENTS RADIO ELECTRONIC EQUIPMENT UNDER THE INFLUENCE OF POWER ELECTROMAGNETIC RADIATION

The article provides a synthesis of the impact of powerful electromagnetic fields on sensitive elements of electronic equipment, such as semiconductor devices and integrated circuits.

Введение

Актуальность устойчивой работы радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в условиях воздействия мощных электромагнитных излучений (МЭМИ) на современном этапе, объясняется, прежде всего, постоянным ростом их плотности и мощности. Это обуславливает постоянное усложнение электромагнитной обстановки, в которой действует РЭА, т.е. растет вероятность неблагоприятного воздействия на ее работу непреднамеренных помех различного происхождения. Особенно таким воздействиям в составе РЭА подвержены такие чувствительные элементы, как полупроводниковые (ППП) и интегральные микросхемы (ИМС).

Основной материал

Как уже было сказано, наиболее чувствительными элементами современной РЭА являются полупроводниковые приборы, а особенно ИМС, поэтому влияние МЭМИ рассмотрим именно на них.

Результатом воздействия импульсных электромагнитных полей на ППП могут быть: а) сбои в работе радиоэлектронной аппаратуры без изменения физикохимических характеристик микроструктурных элементов (МСЭ); б) локальные изменения физикохимических свойств МСЭ («локальные деградации») со сбоями в работе радиоэлектронной аппаратуры; в) катастрофический отказ ИМС за счет выхода из строя функционально значимых МСЭ [1].

Исследованиям воздействия импульсных МЭМИ на микросхемы посвящено большое количество работ. Их можно разделить на группы.

В первой, воздействие сводится к подаче на выводы полупроводниковых приборов видео- или радиоимпульса. Его называют *имитационным подходом*. Он не дает связи параметров МЭМИ с результатом воздействия, к тому же воздействию подвергнуты не все цепи ИМС, хотя этот способ позволяет проследить динамику теплового разрушения определенных микроструктурных элементов прибора.

В другой – использование *волноводного метода*. При этом, исследуемый ППП помещают в отрезок волновода. Недостатком волноводных исследований является трудности в создании условий вблизи ИМС таких, которые приближаются к реальным условиям их облучения на печатных платах в составе других элементов электронной аппаратуры [2].

Исследования по *непосредственному воздействию* импульсных электромагнитных полей в свободном пространстве проводились в составе печатных плат как при наличии питания и управляющих сигналов, так и без них [3].

В работе [4] для исследования использовался широкий класс диодов различного назначения: КД514А, КД522, Д402, Д602, 2А605Б, 3А610Б. Контроль результатов воздействия проводился с последующим измерением вольт-амперных характеристик исследуемых приборов.

В результате экспериментов установлено, что воздействие мощного СВЧ импульса имеет три этапа: кратковременное изменение характеристик с последующим восстановлением до исходных, долговременные изменения, или модификация характеристик без вмешательства в технологию изготовления, и третий этап – необратимый вывод из строя. При определенных условиях, изменение вольт-амперной характеристики (ВАХ) диодов носит весьма долговременный характер. При проведении дополнительных электрофизических исследований, осуществленных спустя 5 суток с момента облучения, выявлено, что происходят не только изменения ВАХ и вольт-фарадной характеристики приборов, но и более глубокие процессы, в том числе изменение профиля концентрации мелких доноров в приконтактной области [4].

Эксперименты с различными типами ИМС показали различные виды искажения их характеристик. Так, например, в работе [5] рассматриваются воздействия электромагнитных излучений на микропроцессорные реле защиты (МРЗ), в результате которых возможны их ложные срабатывания. Это объясняется тем, что поскольку помехи, имеющие меньшую энергию, возникают чаще помех, имеющих большую энергию, наиболее частой реакцией МРЗ на воздействие электромагнитных помех будет не разрушение устройства, а нарушение его работы или кратковременный сбой в работе с последующим восстановлением нарушенной функции (рис. 1).

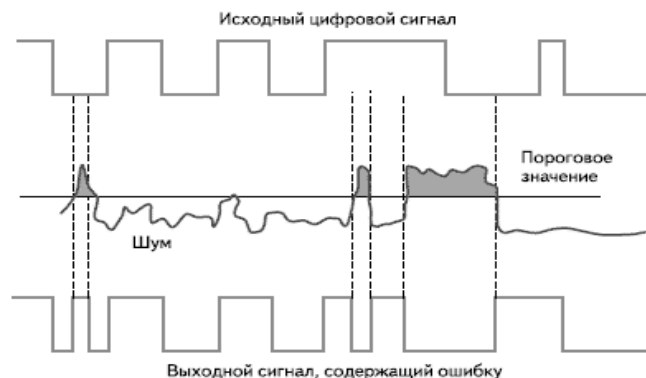


Рис. 1. Воздействие помехи малой мощности на работу цифрового устройства [5].

Кроме того, как показано в работе [2] при воздействии радиоизлучения на микроконтроллеры

наблюдаются эффекты «защелкивания» – перехода в низкоимпеданное состояние. Причиной для возникновения «защелки» помимо большой скорости нарастания фронта входного сигнала может быть наличие входных сигналов, когда питание находится в стадии выключения, с превышением напряжения питания над предельным значением в 15В. Функционирование ИМС при этом, как правило, нарушается и не восстанавливается после окончания воздействия. Только отключение питания позволяет ликвидировать «защелкивание» и зависание всего прибора (например, ПК, GPS-навигатора и т.п.).

И если нет ограничения по току у источника питания ИМС, то большой импульсный ток, который переводит защелку в положение «включено» может привести к выгоранию металлизации или тепловому пробую внутренних полупроводниковых структур микросхемы [2].

В работе [6] исследовались воздействия мощных импульсных электромагнитных полей на микросхемы памяти 140, 155, 174, 315, 555, 559, 561 и 564 серий. При этом установлено, что сбои при записи и считывании происходили при значениях напряженности электрической компоненты ЭМИ от 0,2-0,5кВ/м для поперечной, до 10-12кВ/м для продольной ориентации ИМС относительно вектора электрического поля, катастрофические отказы микросхем фиксировались при воздействии поля с напряженностью 80 – 90 кВ/м.

Проведенный анализ кристаллов позволил выявить основные виды отказов микросхем памяти: основной причиной отказов микросхем при воздействии электромагнитных полей является прожог металлизации – 90 %. В свою очередь, 48 % отказов микросхем при воздействии полей имело место вследствие прожога контактных площадок и 42 % – вследствие прожога токопроводящих дорожек [6].

В работах [6,7] отмечена зависимость пороговых уровней стойкости ИМС от ориентации самой ИМС к электрической компоненте воздействующего ЭМИ. Выполненные исследования показали возможность использования *антенной модели* для описания воздействия СВЧ излучения на ИМС.

В соответствии с данной моделью каждый из металлических проводников (вывод ИМС + прямой участок токоведущих линий) является приемной антенной, эквивалентной схемой которой является генератор э.д.с.

$$|Z_0^*| = \left[\frac{h_x^2}{S^2} \left(\sum_{k=1}^{N+1} \sum_{i=1}^{N_{sk}} \frac{1}{\sum_{j=1}^{N_y} \sigma_k(i, j)} + \frac{S}{h_x} \cdot \sum_{k=1}^N \frac{1}{\omega \cdot C_k \cdot (1 + tg^2(\delta_k))} \right) \right], \quad (1)$$

где E – амплитуда электрического поля, l_d – действующая длина проводника, q – угол между вектором электрического поля и осью проводника, $F(q)$ – диаграмма направленности проводника.

Однако, как показано в работе [8], существует механизм разогрева проводящих пленок за счет их конечной проводимости (скин-эффекта) при непосредственном воздействии электромагнитных полей, особенно в диапазоне СВЧ, где в наибольшей степени проявляются процессы, связанные со скин-эффектом, и он ранее не учитывался.

При падении плоской электромагнитной волны на проводящую поверхность вблизи нее устанавливается поле. Компоненты поля затухают вдоль направления распространения с постоянной затухания $\alpha = 1/\Delta = \sqrt{\omega \mu_0 \sigma} / 2$

$$E_{m\tau} = E_{m\tau 0} \cdot e^{-\alpha \cdot z}, H_{m\tau} = H_{m\tau 0} \cdot e^{-\alpha \cdot z}, \quad (2)$$

где Δ – глубина скин-слоя, $\omega = 2\pi f$ – угловая частота воздействующего поля, μ_0 – магнитная постоянная; σ – удельная электропроводность пленки, $E_{m\tau 0}$ и $H_{m\tau 0}$ – значения тангенциальных компонент поля на передней границе пленки. Связь напряженностей электрической и магнитной компонент поля, в проводящей пленочной структуре и мощность, рассеиваемая в проводящей пленке, определяются следующим соотношением [8]:

$$E_{m\tau 0} = R_{np} \cdot H_{m\tau 0} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \cdot H_{m\tau 0}, P_n = \frac{R_{np}}{2} \cdot \int_S H_{m\tau 0}^2 \cdot dS = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{8\sigma}} \cdot \int_S H_{m\tau 0}^2 \cdot dS, \quad (3)$$

где R_{np} – поверхностное сопротивление проводящей пленки, S – площадь поверхности пленки.

Ввиду того, что проводящие пленки в ИМС являются пространственно и омически неоднородными, удельная электропроводность их отдельных участков значительно уменьшается, что приводит к неравномерному распределению рассеиваемой мощности, как по поверхности пленки, так и по ее толщине. Поэтому, для расчетов, используется удельная мощность тока, находящаяся из плотности, на основании дифференциального закона Ома [8]:

$$q = \frac{j^2}{\sigma}, j(x, y, z) = \sigma E_{\tau} = \frac{\sigma E_{m\tau}}{\sqrt{2}} = \frac{\sigma E_{m\tau 0}}{\sqrt{2}} e^{-\alpha \cdot z} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0 \sigma}{4}} \cdot H_{m\tau 0} e^{-\alpha \cdot z}, \quad (4)$$

Для нахождения мощности, рассеиваемой в объеме пленки, переходят от удельной мощности к мощности, рассеиваемой в элементарном объеме [8]:

$$q \rightarrow dq = \frac{\omega \mu_0 H_{m\tau 0}^2}{4} \cdot e^{-2\alpha \cdot z} \cdot dx \cdot dy \cdot dz, \quad (5)$$

И, проинтегрировав (5) по объему пленки, получают выражение для мощности P , рассеиваемой в пленке:

$$P = \frac{x \cdot y \cdot z \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot H_{m\tau 0}^2}{8\alpha} \cdot (1 - e^{-2\alpha z}), \quad (6)$$

Энергия W , рассеиваемая в пленке при воздействии электромагнитной волны и энергия Q , необходимая для разогрева пленки до температуры плавления выглядят

$$W = P \cdot t, \quad Q = c \cdot \rho \cdot x \cdot y \cdot z \cdot (T_{пл} - T_0), \quad (7)$$

где c – удельная теплоемкость, ρ – плотность пленки, $T_{пл}$ – температура плавления пленки, T_0 – начальная температура.

Тогда время развития необратимых процессов в пленке t и при условии, что z – это толщина пленки, равная d :

$$t = \frac{8 \cdot c \cdot \rho \cdot \alpha \cdot d \cdot (T_{пл} - T_0)}{\omega \cdot \mu_0 \cdot (1 - e^{-2\alpha d}) \cdot H_{m\tau 0}^2} = \chi \cdot \frac{d \cdot \alpha \cdot (T_{пл} - T_0)}{\omega \cdot (1 - e^{-2\alpha d}) \cdot H_{m\tau 0}^2}, \quad (8)$$

где $\chi = 8 \cdot c \cdot \rho / \mu_0$ – константа конкретной пленки.

Полученное выражение показывает, что время развития необратимых процессов в пленке определяется как параметрами пленки (постоянной пленки χ , электропроводностью σ , толщиной пленки d , ее температурой плавления $T_{пл}$), так и параметрами МЭМИ (угловой частотой ω , постоянной затухания α , тангенциальной магнитной компонентой поля $H_{m\tau 0}$) и составляет десятки миллисекунд. Таким образом, наряду с антенным механизмом пробоя ИМС, при соответствующем воздействии, необходимо учитывать возможность их пробоя за счет непосредственного воздействия поля [8].

В следующей работе были приведены дополнительные условия, влияющие на стойкость ИМС к МЭМИ – ширина проводящей дорожки и ее толщина, а также размер кристалла ИМС.

Полученные в результате данные показывают, что уменьшение толщины токопроводящих дорожек, также, как и увеличение их ширины, приводит к снижению стойкости ИМС. Так для кристалла 4x4 мм уменьшение толщины пленки от 120 нм до 30 нм снижает пороговые уровни напряженности для функционального отказа микросхем с 80 кВ/м до 37 кВ/м. На стойкость микросхем также сильно влияют размеры кристалла – они однозначно определяют величину напряжения разрядной цепи. Увеличение размеров кристалла с 4x4 мм до 20x20 мм приводит к снижению стойкости в 4 раза [9].

Однако, кроме процессов, происходящих в металлических пленках и токоведущих дорожках необходимо учитывать влияние деградационных процессов в таких микроструктурных элементах, как диэлектрические слои, разделяющие другие микроструктурные элементы микросхем. В частности, проявление тепловых деградационных явлений в диэлектрических структурах наблюдается при температурах, значительно больших температур деградации проводящих и активных элементов микросхем. В то же время электротепловые процессы, имеющие место в диэлектрических структурах при воздействии импульсных электромагнитных полей, могут влиять не только на электрофизические параметры диэлектрика, но также и на температуру проводящих и полупроводниковых пленочных элементов микросхем [10].

В модели эквивалентной разрядной цепи диэлектрические микроструктурные элементы представлены в виде емкостей C_k и сопротивлений диэлектрика R_{dk} . Реальная диэлектрическая структура имеет потери, которые вызваны протеканием активной составляющей тока I_a . В этом случае электрические и тепловые процессы в диэлектрических структурах можно учесть при использовании коэффициента диэлектрических потерь $tg(\delta)$:

$$I_a = I_c \cdot tg(\delta), \quad (9)$$

где I_c – ток, проходящий через конденсатор.

Активная составляющая сопротивления диэлектрика цепи разряда определяется выражением:

$$R_{dk} = \frac{1}{\omega \cdot C_k \cdot tg(\delta_k)}, \quad (10)$$

здесь C_k – емкость k -го диэлектрического участка; $tg(\delta_k)$ – тангенс угла диэлектрических потерь для k -го диэлектрического участка; ω – угловая частота воздействующего электромагнитного поля.

Тогда сопротивление цепи с учетом диэлектрических потерь имеет вид [10]

$$|Z_0^{\&}| = \left[\left(\sum_{k=1}^{N+1} R_k + \sum_{k=1}^N \frac{tg(\delta_k)}{\omega \cdot C_k \cdot (1 + tg^2(\delta_k))} \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^{N+1} \omega \cdot L_k + \sum_{k=1}^N \frac{1}{\omega \cdot C_k \cdot (1 + tg^2(\delta_k))} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (11)$$

где $N+1$ – количество проводящих элементов в разрядной цепи; N – количество диэлектрических микроструктурных элементов в разрядной цепи.

Общее сопротивление разрядной цепи, с учетом сопротивления неоднородной проводящей пленочной структуры (k -й проводящий микроструктурный элемент в токовом канале) [10]:

$$|Z_0^{\&}| = \left[\frac{h_x^2}{S^2} \left(\sum_{k=1}^{N+1} \sum_{i=1}^{N_{xk}} \frac{1}{\sum_{j=1}^{N_y} \sigma_k(i, j)} + \frac{S}{h_x} \cdot \sum_{k=1}^N \frac{1}{\omega \cdot C_k \cdot (1 + tg^2(\delta_k))} \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^{N+1} \omega \cdot L_k + \sum_{k=1}^N \frac{1}{\omega \cdot C_k \cdot (1 + tg^2(\delta_k))} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (12)$$

где $\sigma_k(i, j)$ – удельная электропроводность локального участка проводящей пленки; h_x – длина локального участка (вдоль оси x); S – площадь поперечного сечения локального участка; N_{xk} – количество локальных участков вдоль длины проводящей пленки; N_y – количество локальных участков по толщине проводящей пленки.

Мощность тепловых потерь и удельная мощность для k -го диэлектрического участка имеют вид [10]:

$$P_k = |I_{ak}^{\&}|^2 \cdot R_{dk} = |I_{ak}^{\&}|^2 \frac{tg(\delta_k)}{\omega \cdot C_k \cdot \sqrt{1 + tg^2(\delta_k)}}, \quad q_k = \frac{P_k}{Vd_k} = \frac{|I_{ak}^{\&}|^2 \cdot tg(\delta_k)}{\omega \cdot C_k \cdot \sqrt{1 + tg^2(\delta_k)}} \cdot \frac{1}{h_{\delta xk} \cdot h_{\delta yk} \cdot h_{\delta zk}}, \quad (13)$$

где $V_{dk}, h_{\delta xk}, h_{\delta yk}, h_{\delta zk}$ – объем и геометрические размеры k -го диэлектрического участка по осям x, y и z, соответственно.

Для определения температуры модели кристалла ИМС используется система уравнений для многослойной микроструктуры [10]:

$$c_l \cdot \rho_l \cdot \frac{\partial T_l}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left[K_l(T, t) \cdot \frac{\partial T_l}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[K_l(T, t) \cdot \frac{\partial T_l}{\partial y} \right] + q_l(x, y, z, t), \quad (14)$$

где T_l – температурное поле на l-м слое (l – обозначение слоя на чипе); c_l – удельная теплоемкость l-слоя; ρ_l – плотность материала l-слоя; $K_l(T, t)$ – коэффициент теплопроводности; $q_l(x, y, z, t)$ – удельная мощность тепловых потерь, которая для диэлектрических участков определяется выражением (13).

В результате расчетов, проведенных в [10] было получено следующее: динамика электротепловых процессов, и распределение температурного поля кристалла микросхемы в процессе воздействия электромагнитного поля, с учетом потерь в диэлектрике, отличается от распределения тепла без учета потерь. Если на начальной стадии воздействия в основном происходит разогрев диэлектрика, то в дальнейшем имеет место более интенсивный разогрев участков металлизации в местах сужения токового канала, а также на краях металлизации.

Таблица 1

Функциональные сбои ПК при воздействии источников излучений с различными пороговыми уровнями спектральной плотности напряженности поля [11].

Характер сбоев ПЭВМ	$E_{nop}(f)$, В/м ($f=0.5-2$ ГГц)
1. Сбой клавиатуры, связанный с наводкой на интерфейсный кабель. Проявление аналогично нажатию наборов как функциональных, так и символьных клавиш. Отсутствует реакция на нажатие клавиш до выключения генератора и перезагрузки ПЭВМ/клавиатуры.	$\geq 0,025$
2. Искажения строчной развертки монитора. Область искажений 10-25 %. Увеличение искажений пропорционально напряженности поля внешнего воздействующего фактора	$\geq 0,08$
3. При открытом корпусе системного блока фатальная ошибка (сообщение BIOS): нет доступа к жесткому диску. В некоторых случаях сообщение о сбое чтения диска генерирует DOS. Сильные искажения строчной развертки монитора. Область искажений 50-100 % экрана.	≥ 1
4. Сбой (фатальный) в видеосистеме при продолжении или останове работы ПО. В текстовом режиме проявляется аналогично сбою синхронизации кадровой развертки, в графическом, перемешивание изображения.	$\geq 1,5$

Проведение экспериментальных исследований по стойкости с печатными платами действующей РЭА, содержащей современные микросхемы, экономически дорого. Тем не менее, в ряде работ проведены исследования данных воздействий на ИМС в составе РЭА. Так, например, в работе [11] было проведено сравнительное экспериментальное исследование условий функционирования персонального компьютера (ПК) в условиях воздействия электромагнитных импульсов ультракороткой длительности с различными спектральными характеристиками. В результате облучения работающего ПК наблюдались различные

эффекты: от искажений на экране монитора до функциональных сбоев и "зависания" устройства. Любой из сбоев был связан с необходимостью повторного запуска ПК. Результаты отображены в таблице 1.

В работе [12] было проведено исследование эффектов, возникающих в телевизионной системе наблюдения при облучении её МЭМИ. В результате было установлено:

- основной вклад в помеховую наводку, проявляющуюся в сбое кадровой синхронизации монитора, оказывают незранированные коммутационные провода ТВ-системы;
- эффект сбоя кадровой синхронизации в ТВ-системе определяется не только амплитудой воздействующих импульсных полей, но и частотой следования помеховых импульсов;
- воздействие МЭМИ на ТВ-систему не оказывает существенного влияния на акустический канал системы;
- при амплитудах полей МЭМИ, превышающих 40 кВ/м, в ТВ-камере наблюдается электромагнитное поражение, выводящее её из строя.

Выводы

В ходе обобщенного анализа проведенных экспериментов по влиянию мощных электромагнитных полей на чувствительные элементы радиоэлектронной аппаратуры, выявлено следующее:

- воздействие мощного СВЧ импульса на полупроводниковые приборы и ИМС имеет три этапа: кратковременное изменение характеристик с последующим восстановлением до исходных, долговременные изменения, или модификация характеристик, и третий этап – необратимый вывод из строя;
- время развития необратимых процессов в ИМС зависит как от параметров материалов, из которых она изготовлена, толщины, размеров кристалла, так и параметров МЭМИ;
- воздействия МЭМИ на микропроцессорные реле защиты, приводят к их ложным срабатываниям, вследствие чего возможны нарушения работы устройства или кратковременные сбои;
- при воздействии радиоизлучения на микроконтроллеры наблюдаются эффекты «защелкивания», функционирование ИМС при этом, как правило, нарушается и не восстанавливается после окончания воздействия;
- основными видами отказов микросхем памяти, в результате воздействия МЭМИ, являются прожоги металлизации – 90 %, где 48 % – прожог контактных площадок и 42 % – прожог токопроводящих дорожек, причем пороговые уровни деструктивных воздействий в продольной ориентации выводов ИМС электрической компоненте ЭМ поля в 20-50 раз ниже, чем в поперечной;
- кроме «антенной» модели накопления энергии в проводящих пленках ИМС присутствует модель их разогрева за счет их конечной проводимости (скин-эффекта), по уровням воздействия соизмеримая в «антенной»;
- при проектировании и расчетах стойкости ИМС необходимо учитывать влияние деградационных процессов в таких микроструктурных элементах, как диэлектрические слои;
- в ходе проведения испытаний условий функционирования персонального компьютера (ПК) и телевизионной системы в условиях воздействия электромагнитных импульсов ультракороткой длительности, было выявлено, что при напряженностях электрической компоненты МЭМИ, превышающих 0,025-1,5 В/м наблюдаются искажения строчной развертки монитора, «зависание» и функциональный выход из строя ПК, вплоть до катастрофического отказа этих устройств.

Литература

1. Старостенко В.В. Влияние толщины металлизации на стойкость интегральных микросхем при воздействии электромагнитных полей / Старостенко В.В., Григорьев Е.В., Таран Е.П., Рукавишников А.А. // Материалы докладов на 13-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 2003, – С.45.
2. Ключник А.В. Обратимые отказы интегральных микросхем в полях радиоизлучения / Ключник А.В., Пирогов Ю.А., Солодов А.В. // Журнал радиоэлектроники – 2013, № 1 – ФГУП НТЦ "Информрегистр".
3. Ключник А.В. Методические аспекты исследования стойкости ИМС в электромагнитных полях импульсного радиоизлучения / Ключник А.В., Пирогов Ю.А., Солодов А.В., Шаркеев Ю.П. // Журнал радиоэлектроники – 2010, № 8 – ФГУП НТЦ "Информрегистр".
4. Вернигоров Н.С. Экспериментальные исследования воздействия импульсного СВЧ излучения на материалы / Вернигоров Н.С., Саркисян А.П., Сулакшин А.С. // Информост – 2002, № 6 – С.51.
5. Гуревич В.И. Проблема электромагнитных воздействий / В.И.Гуревич // <http://www.110volt.ru/>
6. Ахрамович Л.Н. Воздействие импульсных электромагнитных полей на интегральные микросхемы памяти / Ахрамович Л.Н., Грибский М.П., Григорьев Е.В., Зуев С.Д., Старостенко В.В., Чурюмов Г.И., Борисов А.Д., Петров А.М. // Техника и программы // <http://nauchebe.net/> – 2013, 17 февраля.
7. Григорьев Е.В. Исследование стойкости микросхем при воздействии мощных монохроматических электромагнитных полей / Григорьев Е.В., Старостенко В.В., Таран Е.П., Борисов А.А. // Материалы 8-й Международной Крымской микроволновой конференции «КриМиКо 98», Севастополь, 1998, – С.87.
8. Слипченко Н.И. Необратимые процессы в проводящих пленках металлодиэлектрических

структур при воздействии мощных электромагнитных полей. / Слипенко Н.И., Старостенко В.В., Таран Е.П., Глумова М.В // Радиотехника – 2011, № 167, – С.209-216.

9. Грибский М.П. Прогнозирование стойкости микросхем при их работе в напряженных токовых режимах. / Грибский М.П., Старостенко В.В., Григорьев Е.В., Таран Е.П., Зуев С.Д., Унжаков Д.А // Вісник Сумського Державного університету, Суми – 2008, № 2, – С.185-190.

10. Старостенко В.В. Динамика электротепловых процессов в диэлектрических структурах микросхем при воздействии электромагнитных полей. / Старостенко В.В., Грибский М.П., Полетаев Д.А., Таран Е.П., Чурюмов Г.И // Радиотехника и информатика, Харьков, Харьковский Национальный университет радиоэлектроники – 2007, № 2, – С.45-49.

11. Гадецкий Н.П. Функциональные сбои персонального компьютера при воздействии электромагнитных импульсов сверхкороткой длительности / Гадецкий Н.П., Кравцов К.А., Магда И.И // Реферат, Харьков, Институт Плазменной Электроники и Новых Методов Ускорения, НИЦ "ХФТИ".

12. Авдеев В.Б. Воздействие мощных электромагнитных импульсов на телевизионную систему наблюдения / Авдеев В.Б., Бердышев А.В., Бурушкин А.А., Герасименко В.Г., Григорьев И.В. // Современные технологии безопасности – 2006, № 3-4.

13. Бердышев А.В. Экспериментальное исследование воздействия СВЧ-импульсов на содержащие интегральные микросхемы радиоэлектронные устройства / Бердышев А.В., Ивойлов В.Ф., Исайкин А.В., Козирацкий Ю.Л., Щеренков В.В., Ярыгин А.П // Радиотехника – 2000, № 6.

References

1. Starostenko V.V., Grygorjev E.V., Taran E.P., Rukavishnikov A.A. Vlijanie tolshiny metallizacij na stojkost integralnyh microshem pri vozdejstviiy electromagnitnyh polej– Materialy dokladov 13 mejdunarodnoj Krymskoj konferencij “SVCH tehnica I telekommunicacionnye tehnologii”, Sevastopol, 2003,45 s.

2. Kluchnik A.V., Pirogov U.A., Solodov A.V. Obratimye otkazy integralnyh microshem v poljah radioizluchenija – Jurnal Radioelektroniki – 2013, № 1 – FGUP NTC “Informregistr”.

3. Kluchnik A.V., Pirogov U.A., Solodov A.V., Shakreev U.P. Metodicheskie aspekty issledovanija stojkosti IMS v elektromagnitnyh poljah radioizluchenija – Jurnal Radioelektroniki – 2010, № 8 – FGUP NTC “Informregistr”.

4. Vernigorov N.S., Sarkisjan A.P., Sulashkin A.S. Eksperimentalnye issledovanija vozdejstvija impulsnogo SVCH izluchenija na materialy – Infomost – 2002, № 6, 51s.

5. Gurevich V.I. Problema elektromagnitnyh vozdejstviiy // <http://www.110volt.ru/>.

6. Ahramovich L.N., Gribskij M.P., Grigorjev E.V., Zuev S.D., Starostenko V.V., Churjumov G.I., Borisov A.D., Petrov A.M. Vozdejstvie impulsnyh elektromagnitnyh polejna integralnye microshemy pamjati – Tehnika I programmy // <http://nauchebe.net/> – 2013, 17 february.

7. Grigorjev E.V., Starostenko V.V., Taran E.P., Borisov A.A. Issledovanie stojkosti mikroshem pri vozdejstvii moshnyh monohromaticeskikh elektromagnitnyh polej – Materialy 8 mejdunarodnoj Krymskoj mikrovolnovoj konferencij “KryMiKo 98”, Sevastopol, 1998, 87 s.

8. Slipchenko N.I., Starostenko V.V., Taran E.P., Glumova M.V. Neobratimye processy v provodjashih plenkah metallodielektricheskikh struktur pri vozdejstvii moshnyh elektromagnitnyh polej – Radiotehnika – 2011, № 167, – s.209-216.

9. Gribskij M.P., Starostenko V.V., Grigorjev E.V., Taran E.P., Zuev S.D., Unjakov D.A. Prognozirovanie stojkosti mikroshem pri ih rabote v naprjajennyh tokovyh rejimah – Vectnik Sums'kogo derjavnogo universitetu, Sumy – 2008, № 2, – s.185-190.

10. Starostenko V.V., Gribskij M.P., Poletaev D.A., Taran E.P., Churjumov G.I. Dinamika elektroteplovnyh processov v dielektricheskikh strukturah mikroshem pri vozdejstvii elektromagnitnyh polej – Radioelektronika I informatika, Kharkov, Kharkovskij nacionalnij universitet radioelektroniki – 2007, № 2, – s.45-49.

11. Gadetskiy N.P., Kravcov K.A., Magda I.I. Funkcionalnye sbi personalnogo kompjutera pri vozdejstvii elektromagnitnyh impulsov sverhkorotkoj dlitelnosti – Referat, Kharkov, Institut PENMU, NNC HFTI.

12. Avdeev V.B., Berdyshev A.V., Burushkin A.A., Gerasimenko V.G., Grigorjev I.V. Vozdejstvie moshnyh elektromagnitnyh impulsov na televizionnuj sistemu nabludenija – Sovremennye tehnologii bezopasnosti – 2006, № 3-4.

13. Berdyshev A.V., Ivojlov V.F., Isajkin A.V., Koziratskij U.L., Sherenkov V.V., Jarygin A.P. Eksperimetalnye issledovanija vozdejstviiya SVCH impulsov na soderyashie integralnye microshemy radielektronnye ustrojstva – Radiotehnika – 2000, № 6.

Надійшла до редакції
9.7.2013 р.

УДК 658.512.011.56.01.83

Г.М. КЛЕЩЁВ

Одесская государственная академия технического регулирования и качества, Одесса

**ИНТЕГРИРОВАННАЯ АДАПТИВНАЯ СКВОЗНАЯ СИСТЕМА
АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТНЫХ РАБОТ ПОДГОТОВКИ ПРОИЗВОДСТВА И
ИЗГОТОВЛЕНИЯ ДЕТАЛЕЙ ШТАМПОВ**

Рассматривается сокращение времени проектирования и изготовления деталей штампов в результате применения интегрированной адаптивной сквозной системы автоматизации проектных работ подготовки производства, а также новая технология продления «жизненного цикла» штампов.

Ключевые слова: адаптация, сквозная компьютерная технология, новая технология производства, «жизненный цикл» штампов.

G. KLESCHEV

Odesa state academy of the technical adjusting and quality, Odesa

**COMPUTER-INTEGRATED ADAPTIVE THROUGH SYSTEM OF AUTOMATION OF PROJECT
WORKS OF PREPRODUCTION AND MAKING OF DETAILS OF STAMPS**

Abstract – Reduction of time of planning and making of details of stamps as a result of application of the computer-integrated adaptive through system of automation of project works of preproduction, and also new technology of extension of «life cycle» of stamps is examined.

Keywords: adaptation, through computer technology, new technology of production, «life cycle» of stamps.

Введение

В современном производственном процессе холодная листовая штамповка является одним из наиболее распространённых методов, который позволяет:

1. Изготавливать самые разнообразные по форме детали в короткие сроки с минимальными затратами.
2. Обеспечивать удельный вес штампуемых деталей для основных отраслей промышленности до 60 % до 85 %.
3. Обеспечивать применение холодной листовой штамповки кроме серийного, а также в мелкосерийном и единичном производствах.

В тоже время при единичном (индивидуальном) или мелкосерийном производстве вопросы стоимости и экономичности занимают основное место в рыночных отношениях. От серийности и количества выпускаемой продукции значительно зависят и вышеуказанные показатели.

В связи с этим возникла необходимость в технически гибких механизмах и системах управления, позволяющих повысить производительность при мелкосерийном производстве, для которых традиционные методы автоматизации непригодны.

Тенденция роста рынка к мелкосерийному (единичному) производству изделий заставила многих производителей обращаться к более гибким методам обработки, позволяющим чаще перестраивать производство, затрачивая на это минимум времени и трудозатрат.

Состояние проблемы Рассмотренные последние публикации и в них исследования носят демонстрационный характер [1] с относительным приближением к реальному проектированию и изготовлению штампов.

Цель исследования Повышение эффективности изготовления деталей штампов на основе интегрированной адаптивной сквозной системы автоматизации проектных работ подготовки производства с использованием штамп-полуфабрикатов, что позволило создать безлюдную, безбумажную, конкурентоспособную систему для всех отраслей народного хозяйства.

Основные результаты исследования Учитывая изложенное разработана и исследована модель интегрированной адаптивной сквозной системы автоматизации проектных работ (ИАС САПР) подготовки производства [3] представлена на рис. 1. Методика исследования апробирована в процессе опытно – промышленного внедрения.

ИАС САПР работает следующим образом. На вход подаётся чертёж штампуемой детали заказчика. Чертёж заказчика сканируется или кодируется по инструкции и передаётся в интегрированную систему автоматизированного проектирования штампов [1,2,3,4,5]. Интегрированная система состоит из: системы «Вход»: контроль исходного задания с визуальной проверкой на Плоттере (Выход 1); системы «Раскрой»: чертежи раскроя (уклада) контуров деталей заказчика и сведения технологи -ческого характера; системы «Конструктор»: информация о спроектированных деталях штампа (чертежи); система «Технолог»:

інформація для автоматизованої розробки управляючих програм (УП) для станків с ЧПУ, (технологические карты); система «Сапфир» или CALS-технология для разработки УП[4,5,6].

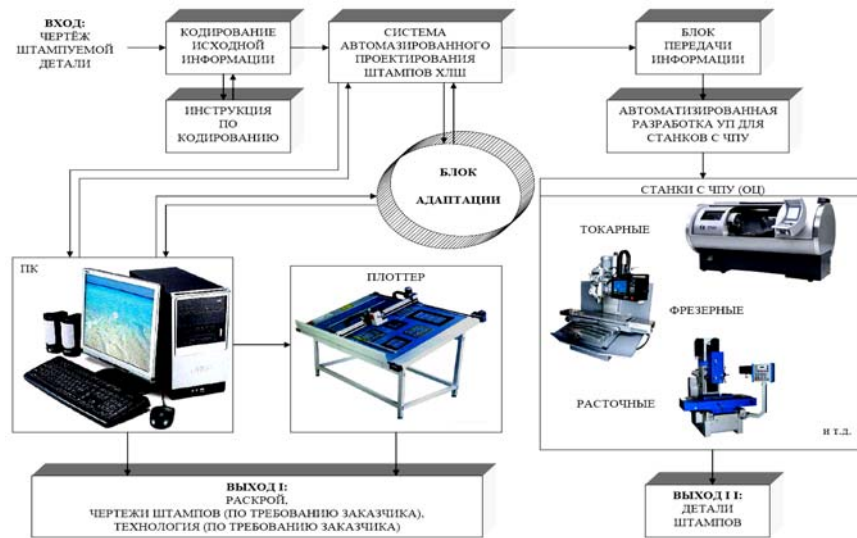


Рис. 1 Модель интегрированной сквозной системы автоматизации проектных работ подготовки производства и изготовления деталей штампов со свернутым блоком адаптации

Производственный блок по изготовлению штамп- полуфабрикатов: блоков и пакетов и доработки пакетов (формообразующего инструмента и сопрягаемых деталей) по детали заказчика (Выход II).

В производственных условиях возникают неопределённости – изменения производственных условий по: материалу, конфигурации детали заказчика, размерам детали и т.п. Без учёта этих «изменений» система работает не гибко. Для учёта этих производственных изменений в ИАС САПР разработан «Блок адаптации» (см. Рис. 2), который функционирует следующим образом. При работе ИАС САПР без изменений, информация (x) о детали заказчика поступает на «Вход»- «Блока адаптации» и передаётся в основной блок № 1 и далее в блок № 1.1- управления, который управляет рабочими блоками: 1.2.1- блок таблиц кодированных сведений (ТКС), 1.2.2- блок раскроя (БР) штампуемой детали в полосе, 1.2.3- блок конструирования (БК) деталей штампа, 1.2.4- блок технологии (БТ) на спроектированные детали штампа, 1.2.5- блок разработки управляющих программ (УП) для станков сЧПУ, 1.2.6- блок изготовления деталей (БИД) штампа.

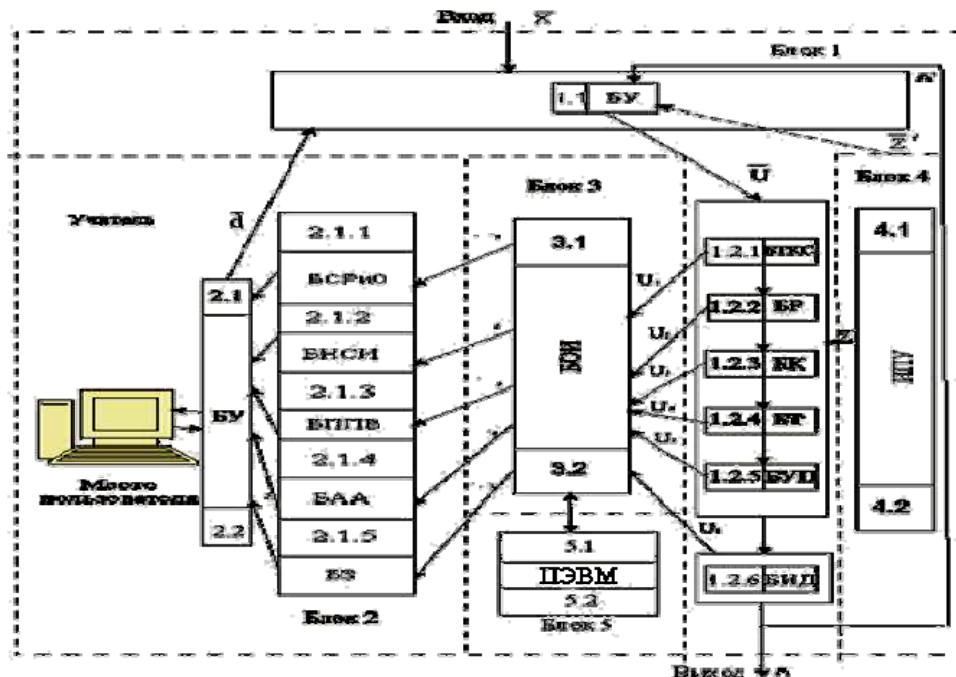


Рис. 2 Адаптивная модель управления подготовкой производства и изготовления деталей

В том случае, когда возникают производственные условия, отличные (Блок № 4- (БИПУ) блок изменений производственных условий) от тех на которые настроена «сквозная компьютерная технология...», срабатывает блок № 2- блок адаптации с учителем.

Блок № 2- адаптації с учителем, состоящий из: блока 2.1.1- «Сравнения, распознавания и оценивания», блока 2.1.2- «Нормативно – справочной информации», блока 2.1.3 – «Программного поля восприятия» блок 2.1.4 -«Алгоритмов адаптации», блок 2.1.5 – «Знаний». Блок № 2- адаптации с учителем при помощи блоков: распознавания образов, нормативно- справочной информации, блока знаний-десятилетиями накопленного опыта принимает решение и передаёт свою информацию пользователю, который принимает окончательное решение и передаёт через (вектор d) в блок № 1- управления. Блок № 3- блок обработки информации (БОИ) и блок № 5- блок ПЭВМ являются вспомогательными.

При синтезе оптимальной структуры системы управления производством наиболее эффективным является применение теоретико-множественного подхода [2,4]. Данный подход обеспечивает возможность наиболее полно наделять полученные конструкции конкретными математическими структурами и предельно обобщенно подойти к проблеме описания сложных систем, к которым относятся системы управления производством. Иерархическая – уровневая система вектора управления в ИСК ТУПП, представляет собой совокупность векторов [3,4,7,15,17,18]: деталей штампов

$$U = (X, Z, \Omega, \phi, \psi) \tag{1}$$

где X – множество состояний системы, которая является декартовым произведением множеств входа:

$$X = \prod_{i=1}^n X_i \tag{2}$$

Множество Z управлений внешних воздействий, промежуточных воздействий ω и множество выходных воздействий Ω являются множествами отображений:

$$\forall z \in Z \quad Z = \prod_{i=1}^n Z_i \quad Z : X \rightarrow X,$$

$$\forall \omega \in \Omega \quad \omega : X \rightarrow X \quad \Omega = \prod_{i=1}^n \Omega_i$$

Любой из векторов состоит из N-го количества составляющих, например, S= (s₁, s₂, ..., s_n) и т.д. Причем:

$$Z = \prod_{i=1}^n Z_i, \quad \Omega = \prod_{i=1}^n \Omega_i,$$

так что

$$\begin{aligned} z(x) &= (z_1(x_1), z_2(x_2), \dots, z_n(x_n)), \\ \Omega(\delta) &= (\Omega_1(\delta_1), \Omega_2(x_2), \dots, \Omega_n(x_n)) \end{aligned} \tag{3}$$

для всех $x = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in X$, где

$$z_i \in Z_i : X_i \rightarrow X_i, \quad \Omega_i \in \Omega_i : X_i \rightarrow X_i.$$

Будем полагать, что множества Z_i и Ω_i содержат элемент \wedge такой, что $\wedge(x) = x$, для всех $x \in X_i$ и для $i = 1, 2, \dots, n$

$$\phi : X \rightarrow P(X), \quad \psi : X \rightarrow P(Z),$$

где $P(\bullet)$ – совокупность всех непустых подмножеств, множества m , ϕ и ψ являются диагональными произведениями

$$\phi = \Delta_{i=1}^n \phi_i, \quad \psi = \Delta_{i=1}^n \psi_i$$

отображений

$$\phi_i : X \rightarrow P(X_i) \quad \psi_i : X \rightarrow P(Z_i), (i = 1, 2, \dots, n) \tag{4}$$

Так что для каждого

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_n) \quad \phi(\delta) = \prod_{i=1}^n \phi_i(x), \quad \psi(\delta) = \prod_{i=1}^n \psi_i(x),$$

где $\phi_i(x)$ определяются значениями многозадачных отображений

$$\phi_{ki} : X_k \rightarrow P(X_i), (k = 1, 2, \dots, n)$$

как первое непустое множество в последовательности

$$A_n \subseteq A_{n-1} \subseteq \dots \subseteq A_1, \quad A_m \bigcap_{k=1}^m \phi_{ki}(x_k), (m = 1, 2, \dots, n)$$

Аналогично $\psi_i(x)$ – первое непустое пересечение.

Таким образом, иерархическую систему (1) можно рассматривать как систему, состоящую из n-

$$U_i = \left(X_i, Z_i, \Omega_i, \{ \phi_{ij} \}, \{ \psi_{ij} \}_{1 \leq j \leq n} \right) \quad (5)$$

С учётом приведенных составляющих управляющий вектор U примет вид:

$$U = F(A, X) \text{ или } A = (\phi, \psi, Z, D, \Omega), \quad (6)$$

где A – адаптивная управляющая процесса

$$U = F(X, \phi, \psi, Z, D, \Omega) \quad (7)$$

Это позволяет в основном адаптироваться к изменяющимся производственным условиям. И «сквозная компьютерная технология...», в большинстве случаев, работает без отказа [1]. В противном случае задание снимается для доработки в стационарных условиях экспертами систем.

Предлагается новая технология производства штампов.. Научная новизна новой технологии заключается в теоретических и математических основополагающих работах авторов данной статьи, перечисленных в использованной литературе. Производственный процесс включает два предприятия – дублера (на случай срыва производственного процесса на одном из них), информационно связанных между собой и осуществляющих как проектирование, так и изготовление штампов в металле при помощи ЭВМ и станков с ЧПУ, использующих систему баз данных и знаний (СБД З). По новой технологии заводам – изготовителям выдаются заказы на проектирование и изготовление, а заводам – заказчикам выдаются штампы в металле со штампами – дублерами без комплектов чертежей и технологических карт на детали штампов. В процессе эксплуатации штампы изнашиваются (выходят из строя) и заменяются штампами – дублерами. Штампы, требующие ремонта (продление «жизненного цикла» штампов), не ремонтируются на заводах заказчиков, а отправляются на предприятия – дублеры изготовители штампов, для централизованного ремонта [6]. Предприятия – дублеры производят ремонт вышедших из строя штампов. В результате предприятия – дублеры высвобождают десятки конструкторов и технологов, готовивших документацию для заказчика, Заказчик тоже высвобождает десятки конструкторов и технологов, а также рабочих высокой квалификации, т. е. не производит ремонт у себя.

Выводы

Рассмотренная концепция интеллектуальной интегрированной адаптивной сквозной системы подготовки производства и гибкое производство наиболее выгодно в индивидуальном, мелкосерийном и серийном производстве, которое охватывает сейчас до 85 % и более всего производства сельхозмашин и приборостроения. Представленная в статье адаптивная модель и алгоритмы автоматизированного синтеза структуры и управления гибкими производственными системами, а также новая технология производства штампов обеспечивают снижение временных, трудовых и стоимостных затрат, повышают эффективность и качество штампов.

Литература

1. Квасников В.П. Патент «Метод інтегрованої наскрізної підготовки виробництва та виготовлення деталей штампів», № 48027 від 10.03.2010 Бюл. № 5 / В.П.Квасников, Л.В. Коломиец, Г. М. Клещев и др. – К.: 2010
2. Клещев Г.М. Интегрированная адаптивная сквозная компьютерная технология механообработки деталей штампов холодной листовой штамповки / Г.М. Клещев. Київ: Збірник наукових праць військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Вип. № 30.2011. – С.110-114.
3. Клещев Г.М. Аспекты теории массового обслуживания в новой сквозной технологии автоматизации процессов управления изготовления штампового инструмента / Г.М. Клещев // Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірвальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». Хмельницький. 2013. С.195-198.

References

1. Stalemate.48027 Ukraine (UA), МПК, B21D 22/02 (2006.01), Method of computer-integrated through preproduction and making of details of stamps/ В, П, Квасников, Г.М. Клещев, Л. В. Коломиец and др., a declarant is Odesa State Institute of the Measuring technique, date of presentation of request 27.07.2009; publik.. 10.03.2010, Bullet. № 5
2. Kleshev G. Computer-integrated adaptive through computer technology of mechancultivation details of stamps of the cold sheet stamping /of G. Kleshev. Kyiv: Collection of scientific works of military institute of the Kyiv national university of the name of Taras Shevchenko. Issue. № 30.2011. – С.110-114.
3. Kleshev.G Aspects of theory of mass maintenance of in of new through technology of automation of processes of management of making of stamp instrument /of G.Kleshev. International scientific-technical magazine « Measuring and calculable technique in technological processes».Khmelnyskiy. 2013. С. 195-198.

Надійшла до редакції
14.6.2013 р.

ОСОБЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ДВІЙКОВИХ ПОЛІВ ГАЛУА З ВЕЛИКИМ СТЕПЕНЕМ ПРИ ОПРАЦЮВАННІ ЦИФРОВИХ ПІДПИСІВ

У статті розглядаються особливості використання нормального базису двійкових полів Галуа $GF(2^m)$ ($515 \leq m \leq 998$) у пристроях опрацювання цифрових підписів, що ґрунтуються на еліптичних кривих і реалізуються на ПЛІС. Для обчислення обернених елементів в оптимальному нормальному базисі використовується алгоритм Іто-Тічей-Цудзії, за яким обчислення зводиться до послідовності операцій циклічного зсуву і множення. Запропоновано використання вузлів зсуву на декілька біт ($1, u$ та v) за один такт, визначено кількості u та v для деяких полів Галуа $GF(2^m)$ такі, щоб обчислення обернених елементів відбувалося найшвидше. Визначено найкращі для використання двійкові поля Галуа $GF(2^m)$ ($515 \leq m \leq 998$), а також прискорення від використання модифікованих вузлів зсуву.

Ключові слова: двійкові поля Галуа, нормальний базис, цифровий підпис, еліптичні криві, алгоритм Іто-Тічей-Цудзії.

VALERIY SERGIYOVICH HLUKHOV, RODRIG METRI ELIAS

Lviv Polytechnic National University

BINARY GALOIS FIELDS WITH LARGE DEGREE USE FEATURES AT DIGITAL SIGNATURES PROCEEDINGS

Abstract – In the article binary Galois fields with large degree $GF(2^m)$ ($515 \leq m \leq 998$) used in FPGA based devices for elliptic curves digital signatures proceeding are examined. Itoh-Teechai-Tsujii algorithm used for inverse elements calculation in optimal normal basis transforms calculation to the sequence of rotates and multiplications. Multibit per clock rotate units is proposed and rotates numbers ($1, u$ and v) are determined for some of Galois fields $GF(2^m)$ for faster inverse elements calculation. The best for use binary Galois fields $GF(2^m)$ ($515 \leq m \leq 998$) and acceleration value after rotate units modification are determined.

Keywords: binary Galois fields, normal basis, digital signature, elliptic curve, Itoh-Teechai-Tsujii algorithm.

Вступ

Сучасні стандарти для роботи з цифровими підписами базуються на використанні полів Галуа та еліптичних кривих. Елементи основного поля Галуа $GF(2^m)$ можуть бути представлені у поліноміальному та нормальному базисах, в останньому – у вигляді $a_0\theta + a_1\theta^2 + a_2\theta^{2^2} + \dots + a_{m-1}\theta^{2^{m-1}}$, де a_i – двійкові розряди ($i = 0, 1, \dots, m-1$). Однією з найскладніших операцій при опрацюванні цифрового підпису є обчислення оберненого елемента. Для цього в оптимальному нормальному базисі використовується алгоритм Іто-Тічей-Цудзії, за яким обчислення оберненого елемента зводиться до послідовності операцій циклічного зсуву і множення. У роботі визначено тривалість обчислення оберненого елемента для полів Галуа $GF(2^m)$, коли m визначається стандартом *IEEE* 1363-2000. Визначено найкращі для використання двійкові поля Галуа.

Аналіз публікацій і окреслення проблеми

Сучасні стандарти для роботи з цифровими підписами [1, 2] базуються на використанні полів Галуа та еліптичних кривих. Однією з найскладніших операцій при опрацюванні цифрового підпису є обчислення оберненого елемента у полі Галуа. Для цього в оптимальному нормальному базисі використовується алгоритм Іто-Тічей-Цудзії [3], за яким обчислення оберненого елемента зводиться до послідовності операцій піднесення до квадрату та множення. Недоліком алгоритму є велика тривалість операцій піднесення до квадрату, яка зростає із зростанням степеня поля m . У нормальному базисі піднесення до квадрату виконується як циклічний зсув елемента на один двійковий розряд праворуч. У роботі [4] пропонується використовувати зсуви на багато розрядів за один такт і наведено приклад визначення кількості розрядів, на які треба здійснювати багаторозрядні зсуви, та комбінації таких зсувів при обчисленні оберненого елемента у полі Галуа $GF(2^{173})$. У роботах [4, 5] визначена тривалість обчислення оберненого елемента для полів Галуа $GF(2^m)$, коли $m \leq 509$, і рекомендовані для використання поля, для яких дана операція виконується найшвидше при використанні, відповідно, послідовного та паралельного помножувачів елементів полів Галуа. Для полів з $m > 509$ подібні обчислення не проводилися.

Мета роботи

Метою роботи є визначення особливостей використання нормального базису двійкових полів Галуа $GF(2^m)$ ($515 \leq m \leq 998$) у пристроях опрацювання цифрових підписів, що ґрунтуються на еліптичних кривих і реалізуються на ПЛІС. Також метою є визначення полів, у яких виконання найскладнішої операції опрацювання цифрових підписів – обчислення оберненого елемента, здійснюється найшвидше.

Аналіз часу виконання алгоритму

Елементи $\{\theta, \theta^2, \theta^{2^2}, \dots, \theta^{2^{m-1}}\}$ основного поля Галуа $GF(2^m)$ утворюють нормальний базис (θ –

корені полінома p , що утворює поле). Усі інші елементи основного поля Галуа $GF(2^m)$ можуть бути представлені у нормальному базисі (у вигляді $a_0\theta + a_1\theta^2 + a_2\theta^{2^2} + \dots + a_{m-1}\theta^{2^{m-1}}$), де a_i – двійкові розряди ($i = 0, 1, \dots, m-1$). Для обчислення оберненого елемента в оптимальному нормальному базисі використовується формула: $x^{-1} = x^{2^m-2} = x^{2(2^{m-1}-1)}$, $x \neq 0$. Для обчислення $x^{2^m-2} = x^{2(2^{m-1}-1)}$ існує ефективний алгоритм Іто-Тічей-Цудзії [3], у якому використовується двійковий розклад m, \dots, m_0 цілого числа $m-1$ і який зводиться до послідовного низки операцій піднесення до квадрату (циклічних зсувів) та множень.

Стандарт [1] рекомендує для використання поля, для яких $r \leq 8$, а стандарт [2] – $r \leq 9$. Кількість n операцій множення при використанні послідовних помножувачів і при виконанні алгоритму Іто-Тічей-Цудзії не залежить від елемента, для якого обраховується обернене значення, а залежить тільки від обраного поля Галуа і дорівнює сумі $(r-1)$ і кількості e ненулевих біт (функція w) у двійковому записі числа $m-1$ ($e=w(m-1)$). Для допустимих основних полів з оптимальним нормальним базисом [2] розраховано кількість операцій множення n та кількість тактів множення $N_m = n * m$ (рис. 1, таблиця 1, таблиця 2). Приріст кількості тактів для кожного наступного поля показано на рис. 2. Номери полів на осі X рис. 1 та рис. 2 – див. таблиця 1, таблиця 2.

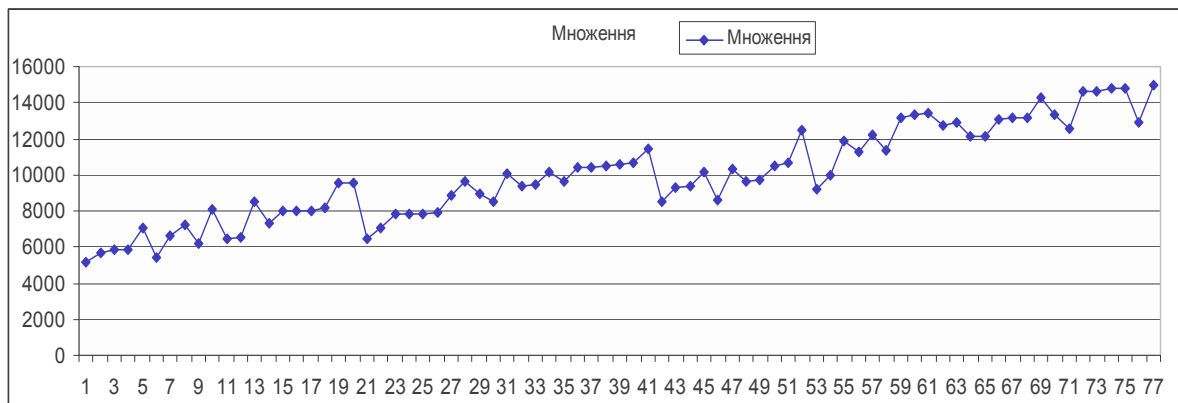


Рис. 1. Кількість тактів множення при обчисленні оберненого елемента у нормальному базисі

З аналізу наведених таблиць (таблиця 1, таблиця 2) можна зробити висновки:

серед основних полів з оптимальним нормальним базисом виділяються декілька з найменшою кількістю множень (10) – це поля із степенями $m = 515, 545, 641$;

якщо кращим вважати поле, в якому для обчислення обернених елементів треба витратити меншу кількість тактів ніж хоча б в одному полі з меншим степенем (з меншим m), то найкращими є поля із степенями $m=641, 771, 785, 833, 965, 993$ та деякі інші.

Найкращими для використання є поля (рис. 2) з найменшими (від’ємним) значеннями приросту. Це поля із степенями $m=641, 771, 785, 833, 993$.



Рис. 2. Відносний приріст кількості тактів множення

Кількість (n) множень, m = 515 ... 761

№	m	(m-1) ₁₀	(m-1) ₂	r	e= w(m-1)	n=r+e-1	тактів, n*m
1	515	514	1000000010	9	2	10	5150
2	519	518	1000000110	9	3	11	5709
3	530	529	1000010001	9	3	11	5830
4	531	530	1000010010	9	3	11	5841
5	543	542	1000011110	9	5	13	7059
6	545	544	1000100000	9	2	10	5450
7	554	553	1000101001	9	4	12	6648
8	558	557	1000101101	9	5	13	7254
9	561	560	1000110000	9	3	11	6171
10	575	574	1000111110	9	6	14	8050
11	585	584	1001001000	9	3	11	6435
12	593	592	1001010000	9	3	11	6523
13	606	605	1001011101	9	6	14	8484
14	611	610	1001100010	9	4	12	7332
15	614	613	1001100101	9	5	13	7982
16	615	614	1001100110	9	5	13	7995
17	618	617	1001101001	9	5	13	8034
18	629	628	1001110100	9	5	13	8177
19	638	637	1001111101	9	7	15	9570
20	639	638	1001111110	9	7	15	9585
21	641	640	1010000000	9	2	10	6410
22	645	644	1010000100	9	3	11	7095
23	650	649	1010001001	9	4	12	7800
24	651	650	1010001010	9	4	12	7812
25	653	652	1010001100	9	4	12	7836
26	659	658	1010010010	9	4	12	7908
27	683	682	1010101010	9	5	13	8879
28	686	685	1010101101	9	6	14	9604
29	690	689	1010110001	9	5	13	8970
30	713	712	1011001000	9	4	12	8556
31	719	718	1011001110	9	6	14	10066
32	723	722	1011010010	9	5	13	9399
33	725	724	1011010100	9	5	13	9425
34	726	725	1011010101	9	6	14	10164
35	741	740	1011100100	9	5	13	9633
36	743	742	1011100110	9	6	14	10402
37	746	745	1011101001	9	6	14	10444
38	749	748	1011101100	9	6	14	10486
39	755	754	1011110010	9	6	14	10570
40	761	760	1011111000	9	6	14	10654

Кількість (n) множень, m = 765 ... 998

41	765	764	1011111100	9	7	15	11475
42	771	770	1100000010	9	3	11	8481
43	774	773	1100000101	9	4	12	9288
44	779	778	1100001010	9	4	12	9348
45	783	782	1100001110	9	5	13	10179
46	785	784	1100010000	9	3	11	8635
47	791	790	1100010110	9	5	13	10283
48	803	802	1100100010	9	4	12	9636
49	809	808	1100101000	9	4	12	9708
50	810	809	1100101001	9	5	13	10530
51	818	817	1100110001	9	5	13	10634
52	831	830	1100111110	9	7	15	12465
53	833	832	1101000000	9	3	11	9163
54	834	833	1101000001	9	4	12	10008
55	846	845	1101001101	9	6	14	11844
56	866	865	1101100001	9	5	13	11258
57	870	869	1101100101	9	6	14	12180
58	873	872	1101101000	9	5	13	11349
59	879	878	1101101110	9	7	15	13185
60	891	890	1101111010	9	7	15	13365
61	893	892	1101111100	9	7	15	13395
62	911	910	1110001110	9	6	14	12754
63	923	922	1110011010	9	6	14	12922
64	930	929	1110100001	9	5	13	12090
65	933	932	1110100100	9	5	13	12129
66	935	934	1110100110	9	6	14	13090
67	938	937	1110101001	9	6	14	13132
68	939	938	1110101010	9	6	14	13146
69	950	949	1110110101	9	7	15	14250
70	953	952	1110111000	9	6	14	13342
71	965	964	1111000100	9	5	13	12545
72	974	973	1111001101	9	7	15	14610
73	975	974	1111001110	9	7	15	14625
74	986	985	1111011001	9	7	15	14790
75	989	988	1111011100	9	7	15	14835
76	993	992	1111100000	9	5	13	12909
77	998	997	1111100101	9	7	15	14970

Для зменшення кількості тактів зсувів між операціями множення в алгоритмі Іто-Тічей-Цудзії запропоновано [4] використання у структурі операційного пристрою регістрів зсуву з програмованою величиною зсуву за один такт. Вказані регістри реалізуються з використанням багатовходових мультиплексорів (рис. 3). Сигнали керування на рис. 3 не показано. На рис. 3 позначено:

D_{in} – дані для початкового завантаження регістра зсуву;

Q^{2^j} – вихід Q регістра, циклічно зсунутий праворуч на j двійкових розрядів.

Величини u та v визначаються методом перебору, критерієм перебору є мінімальна кількість тактів зсувів при обчисленні оберненого елемента. Результат розрахунку значень u та v , загальної кількості $(S_u+S_v+S_1)$ тактів зсувів для деяких полів Галуа при виконанні модифікованого алгоритму Іто-Тічей-Цудзії, а також зменшення $S/(S_u+S_v+S_1)$ загальної кількості тактів зсуву у порівнянні із немодифікованим алгоритмом містить таблиця 3. Приклад розрахунку кількості зсувів для поля Галуа $GF(2^{515})$ містить таблиця 4. Як видно (таблиця 3), кількість тактів зсуву у порівнянні із немодифікованим алгоритмом зменшується приблизно у 20 ... 40 разів.

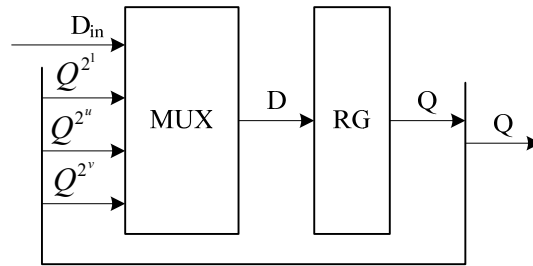


Рис. 3. Регістр зсуву з програмованою величиною зсуву

Таблиця 3

Кількість тактів зсуву для деяких полів з $m = 515 \dots 998$

№	m	$(m-1)_{10}$	$(m-1)_2$	u	v	$S_u+S_v+S_1$	$m/(S_u+S_v+S_1)$
1	515	514	1000000010	64	8	24	21
6	545	544	1000100000	72	9	21	26
9	561	560	1000110000	76	9	24	23
71	965	964	1111000100	113	14	25	39

Таблиця 4

Розрахунок кількості тактів зсуву для поля з $m = 515$

Кількість зсувів між множеннями	Кількість зсувів S_u на	Кількість зсувів S_v на	Кількість зсувів S_1 на	Усього зсувів
	64	8	1	$S_u+S_v+S_1$
	біта	біт	біт	
1	0	0	1	
2	0	0	2	
4	0	0	4	
8	0	1	0	
16	0	2	0	
32	0	4	0	
64	1	0	0	
129	2	0	1	
258	4	0	2	
Усього для кожного типу	7	7	10	24

Висновки

У роботі визначено особливості використання нормального базису двійкових полів Галуа $GF(2^m)$ ($515 \leq m \leq 998$) у пристроях опрацювання цифрових підписів, що ґрунтуються на еліптичних кривих і реалізуються на ПЛІС. Шляхом обчислення кількості тактів виконання множень і циклічних зсувів при обчисленні у нормальному базисі обернених елементів різних полів Галуа $GF(2^m)$ визначено поля, у яких виконання найскладнішої операції опрацювання цифрових підписів – обчислення оберненого елемента, здійснюється найшвидше. Це поля із степенями $m = 641, 771, 785, 833, 993$. Використання при обчисленні обернених елементів вузлів багаторозрядних (за один такт) зсувів дозволяє зменшити тривалість виконання зсувів при виконанні алгоритму Іто-Тічей-Цудзії у 20 ... 40 разів.

Література

1. Національний стандарт України ДСТУ 4145-2002. Інформаційні технології. Криптографічний захист інформації. Цифровий підпис, що ґрунтується на еліптичних кривих. Формування та перевіряння. Київ. Державний комітет України з питань технічного регулювання та споживчої політики. 2003.
2. IEEE Std 1363-2000 IEEE Standard Specifications for Public-Key Cryptography. Sponsor Microprocessor and Microcomputer Standards Committee of the IEEE Computer Society. Approved 30 January 2000.
3. Itoh, T., Teichai, O., and Tsujii, S. "A Fast Algorithm for Computing Multiplicative Inverses in $GF(2t)$ Using Normal Bases," J. Society for Electronic Communications (Japan) 44 (1986), pp. 31-36.
4. В.С. Глухов. Вдосконалення алгоритму обчислення оберненого елемента $GF(2^t)$ в нормальному базисі // Вісник Національного університету "Львівська політехніка" "Комп'ютерні системи та мережі". № 603. Львів, 2007. С.20 – 26.
5. Глухов В.С., Еліас Р. Обчислення оберненого елемента в нормальному базисі полів Галуа $GF(2^m)$

References

1. *Natsionalnyi standart Ukrainy DSTU 4145-2002. Informatsiyni tehnologiyi. Kryptografichniy zakhist informatsiyi. Tsifroviiy pidpys, shsho gruntuyetsya na eliptychnykh kryvykh. Formuvannya ta perevirannya. Kyiv. Derzhavnyi komitet Ukrainy z pytan tekhnichnogo reguluyuvannya ta spozhyvchoyi polityky. 2003*
2. *IEEE Std 1363-2000 IEEE Standard Specifications for Public-Key Cryptography. Sponsor Microprocessor and Microcomputer Standards Committee of the IEEE Computer Society. Approved 30 January 2000.*
3. *Itoh, T., Teechai, O., and Tsujii, S. "A Fast Algorithm for Computing Multiplicative Inverses in GF (2t) Using Normal Bases, " J. Society for Electronic Communications (Japan) 44 (1986), pp. 31-36.*
4. *V.S.Hlukhov. Vdoskonalennia alhorytmu obchyslennia obernenoho elementa GF (2^m) v normalnomu bazysi, Visnyk Natsionalnoho universytetu "Lvivska politekhnika" "Komp'yuterni systemy ta merezhi", 2007, No. 603, pp. 20 – 26.*
5. *V.S.Hlukhov., R.M.Elias. Obchyslennia obernenoho elementa v normalnomu bazysi poliv Halua GF (2^m) z vykorystanniam paralelnoho pomnozhuвача, Visnyk Natsionalnoho universytetu «Lvivska politekhnika» «Kompiuterni nauky ta informatsiini tekhnolohii», 2010, No. 672, pp.18 – 23.*

Надійшла до редакції
10.6.2013 р.

УДК 681.3.06

А.А. БОРИСЕНКО, А.Е. ГОРЯЧЕВ

Сумский государственный университет

МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОШИБОК В ПЕРЕСТАНОВКАХ

Исследуются коды на перестановках, позволяющие осуществлять передачу информации с повышенной достоверностью. Предлагаются методы обнаружения ошибок в перестановках, использующие их структурную избыточность. Обнаруженные с помощью этих методов ошибки могут быть исправлены путем переспроса отдельных элементов перестановки, что повышает скорость передачи информации.

Ключевые слова: перестановки, помехоустойчивое кодирование, обнаружение ошибок, достоверность передачи информации

A.A. BORISENKO, A.E. GORYACHEV

Sumy state university

METHODS OF ERROR DETECTION IN THE PERMUTATIONS

The codes on permutations, allowing for transmission of information with high reliability, are studied. The methods of detecting errors in permutations, using their structural redundancy are proposed. Errors detected by these methods may be corrected by repeated transmission of individual elements of permutations, which increases the data transmission speed.

Keywords: permutations, noiseproof coding, error detection, the reliability of the information transmission

Анализ исследований и постановка задачи

С ростом объёмов информации, передаваемой в телекоммуникационных сетях, важной задачей является обеспечение ее высокой помехозащищенности. Одним из подходов к решению такой задачи является применение помехоустойчивых кодов, которые могут обнаруживать ошибки. Обнаружение ошибок всегда проще задачи их исправления, так как в этом случае требуется меньшая избыточность информации, а значит, обеспечивается более высокая скорость передачи сообщений. Правда, потеря скорости передачи происходит в основном вследствие переспроса информации, но в ряде случаев можно подобрать такой режим переспроса, с учетом интенсивности ошибок, что скорость передачи информации в конечном итоге будет выше, чем при применении кодов с исправлением.

Важной особенностью кодов, обнаруживающих ошибки, является также и то, что с их помощью имеется возможность построения достаточно простых кодирующих и декодирующих устройств, которые, как следствие своей простоты, обладают большей надежностью и допускают меньшее число ошибок в своей работе. Они также проще в обслуживании и ремонте.

В настоящее время разработаны помехоустойчивые коды, исправляющие ошибки, которые в той или иной мере удовлетворяют современным требованиям к ним, таким как умеренная избыточность информации и возможность выявления с их помощью большого числа ошибок [1 – 3]. Много из них применяются в сетях передачи данных, в том числе и компьютерных [4 – 6]. Среди кодов с обнаружением ошибок особо выделяются неразделимые коды, в которых отсутствует явное разделение на информационную часть и контролирующую, хотя в неявной форме оно существует [1, 2, 7]. Они плохо приспособлены для исправления ошибок, но зато эффективно могут обнаруживать ошибки с последующим переспросом передаваемой информации. К таким кодам относятся и перестановки [8 – 10].

В данной работе исследуются неразделимые коды на перестановках, с целью передачи на их основе

сообщений с повышенной достоверностью в системах телекоммуникации. Эти коды пока что не нашли широкого распространения на практике, так как получение перестановок большой длины требует довольно сложных алгоритмов преобразования, а при малой длине они содержат относительно большую избыточность и поэтому обладают невысокой скоростью передачи информации [9]. В настоящее время предлагается решение этой задачи путем применения факториальной системы счисления, генерирующей факториальные числа, близкие по структуре к перестановкам [10].

Применение перестановок для повышения достоверности передачи данных требует разработки эффективных методов обнаружения ошибок в перестановках, что является задачей данной работы.

Решение задачи

Для решения поставленной задачи предлагаются следующие методы обнаружения ошибок в перестановках.

1) Метод контрольных сумм для перестановок.

Обнаруживает ошибки после приема перестановки. Для исправления ошибки требуется ее переспрос [8].

Метод требует, чтобы каждый элемент перестановки кодировался целым числом бит информации (номером), равным округленному в большую сторону логарифму от длины перестановки n .

Для того чтобы определить ошибку по данному методу в переданной перестановке, необходимо найти целочисленную сумму номеров ее элементов, представленных в двоичном виде, и сравнить с двоичной контрольной суммой. Если сумма двоичных номеров совпадает с двоичной контрольной суммой, то ошибки нет, в противном случае ошибка в перестановке существует. Контрольная сумма номеров элементов любой перестановки длины n определяется по формуле (1).

$$S = \frac{n \cdot (n - 1)}{2} \tag{1}$$

Зависимость суммы номеров элементов перестановок S от значения n показана на рис. 1.

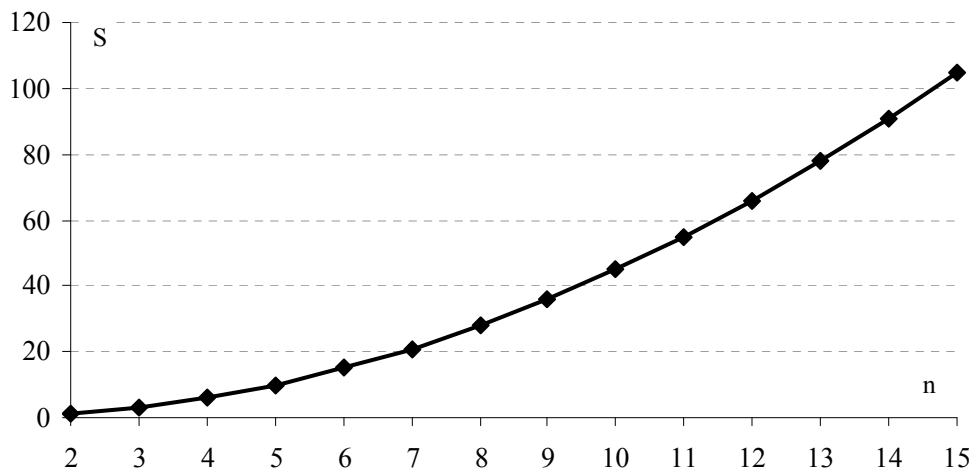


Рис. 1. График зависимости суммы номеров элементов перестановок S от длины перестановок n

Метод гарантирует обнаружение любой одиночной двоичной ошибки или их пакета длиной равной округленному в большую сторону логарифму от длины перестановки n при условии полной асимметрии канала связи. Если же канал симметричный, то ошибка может быть пропущена, когда в одном из номеров элементов перестановки произойдет его увеличение на некоторую величину, а в другом его уменьшение на такую же точно величину.

Для своей работы метод требует передачи информации блоками и до конца их передачи работать не может, что является его недостатком, как и всех остальных блочных кодов. От других методов контрольных сумм, которые широко применяются на практике, данный метод выгодно отличается тем, что контрольную сумму не нужно вычислять перед передачей информации и посылать вместе с массивом данных. В результате уменьшается время передачи массива и исключается возможность поражения ошибкой передаваемой контрольной суммы. Кроме того, упрощается реализация конкретных алгоритмов по данному методу, а также кодирующих и декодирующих устройств. При обнаружении ошибки данный метод предполагает повторение массива данных путем переспроса и повторный анализ его на предмет ошибок. Эта процедура при наличии ошибок повторяется несколько раз, и если в их течении каждый раз будет обнаруживаться ошибка, то при достижении заранее определенного количества переспросов канал связи дает сигнал, что он неисправен, и передача информации в нем прекращается, что является стандартной процедурой для сетей связи.

2) Метод сравниваемых элементов.

Обнаруживает ошибки в процессе непрерывного контроля и последующего исправления их переспросом только тех элементов, в которых выявлены ошибки [8].

Особенность этого метода состоит в том, что признаком ошибки в нем является наличие двух и более одинаковых элементов в перестановке. Именно эти элементы необходимо вызывать при переспросе, а не все элементы перестановки, как это происходит в методе контрольных сумм. В результате процесс передачи информации ускоряется, если имеется большое количество ошибок и наблюдаются частые переспросы. Особенно важно то, что замена ошибочных элементов перестановки происходит в процессе ее передачи. Для этого каждый передаваемый элемент перестановки сравнивается со всеми уже ранее переданными элементами, и если появляется сигнал ошибки при сравнении принятого элемента с каким-либо предыдущим элементом, то происходит переспрос только этих двух элементов. После их появления на приемном конце процесс передачи перестановки продолжается далее до ее окончания.

Количество операций сравнения элементов перестановки, требуемое для обнаружения ошибки в рассматриваемом методе определяется по формуле (2).

$$Q = 2n + q_0, \quad (2)$$

где q_0 – кратность ошибки в сообщении.

3) Метод сквозного контроля перестановок.

Решает задачу обнаружения ошибок введением контроля всех одноименных разрядов элементов перестановок путем сложения их значений по модулю два. Избыточные разряды по каждому столбцу располагаются на месте последнего ($n - 1$)-го элемента перестановки. Сам этот элемент исключается из перестановки, так как он является избыточным. Если ошибок в перестановке не обнаружено, то тогда последний элемент находится как разность между заранее известной суммой элементов перестановки и суммой $n - 1$ переданных ее элементов. Если же ошибки в каких-то столбцах обнаружены, то тогда эти столбцы должны передаваться повторно. После правильной их передачи ($n - 1$)-й элемент вычисляется по указанному выше правилу. Таким образом, никакой дополнительной избыточности в исходную перестановку не вводится, что позволяет говорить о предельной скорости передачи информации методом сквозного контроля.

4) Метод сравнения с наибольшим элементом.

Позволяет обнаруживать ошибки с переходом элементов перестановки в область запрещенных значений.

Любое запрещенное значение элемента всегда больше наибольшего разрешенного значения. Следовательно, сравнивая все элементы перестановки с этим наибольшим разрешенным значением, можно обнаружить ошибочные запрещенные элементы. Для исправления ошибок, как и в случае метода сравниваемых элементов, необходимо осуществить переспрос только тех элементов, в которых обнаружены ошибки. Переспрос осуществляется в процессе передачи перестановки при появлении сигнала ошибки в том случае, когда значение принятого элемента оказывается больше наибольшего разрешенного значения.

Метод является наиболее эффективным, когда для элементов перестановки существует наибольшее возможное количество переходов в запрещенные элементы, то есть при наибольшей избыточности кода на перестановках. Если такие переходы невозможны, то метод не может быть применен.

Выводы

Коды на перестановках обладают простыми методами обнаружения ошибок, как одиночных, так и их пакетов. При обнаружении ошибок в перестановках они могут исправляться путем переспроса, как всей перестановки, так и отдельных ее элементов, что значительно уменьшает время переспроса. Основной недостаток кодов на перестановках, сложность получения перестановок большой длины, устраняется с помощью факториальных систем счисления, которые позволяют относительно просто преобразовывать исходные сообщения в перестановки и обратно – перестановки в исходные сообщения.

Литература

1. Березюк Н.Т. Кодирование информации (двоичные коды) / Н.Т. Березюк, А.Г. Андрущенко, С.С. Мощицкий и др. – Харьков: Вища школа, – 1978. – 252с.
2. Кузьмин И. В. Основы теории информации и кодирования. / И. В. Кузьмин, В.А. Кедрус – Киев.: Вища школа. Головное изд-во, 1977, – 279 с.
3. Цымбал В. П. Теория информации и кодирования. / В. П. Цымбал – Киев: Вища школа, – 1977. – 288 с.
4. Олифер В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер – СПб.: Питер, 2001. – 672 с.
5. Таненбаум Э. Компьютерные сети. 4-е изд. Пер. с англ. / Э. Таненбаум – СПб.: Питер, 2009. – 992 с.
6. Чернега В. Компьютерные сети. Уч. пос. / Чернега В., Платтнер Б. – Изд-во СевНТУ, – 2006. – 500 с.
7. Кулик И.А. Модели процессов перечисления и генерирования кодов-сочетаний для решения сетевых задач. / И.А. Кулик, Е.М. Скордина, С.В. Костель // 22-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, Крым, Украина – 2012. – с. 351 – 352.
8. Горячев А.Е. Обнаружение ошибок в перестановках./ А.Е. Горячев // Вісник СумДУ. Технічні науки. – 2009. – № 3. – с.169 – 174.
9. Борисенко А.А. Применение перестановок в телекоммуникационных системах. / А.А. Борисенко,

А.Е. Горячев // 22-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – Севастополь, Крым, Украина – 2012. – с. 336 – 337.

10. Borisenko A.A. Generation of Permutations Based Upon Factorial Numbers. / A.A. Borisenko, V.V. Kalashnikov, I.A. Kulik, A.E. Goryachev // Eighth International Conference on Intelligent Systems Design and Applications. – Kaohsiung, Taiwan – 2008. – p. 57 – 61.

Надійшла до редакції
18.6.2013 р.

УДК 004.415.533

Р.Н. КВЕТНИЙ, О.А. РЕМІННИЙ

Вінницький національний технічний університет

МЕТОДОЛОГІЯ ТЕСТУВАННЯ НЕФУНКЦІОНАЛЬНИХ ВИМОГ ТА ЯКІСНИХ АТРИБУТІВ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ

В даній роботі запропоновано методологію побудови пакету системних приймальних автоматизованих тестів на базі нефункціональних вимог, що диктуються якісними атрибутами системи та сценаріями, побудованими на основі методу компромісного аналізу архітектури (ATAM) від Software Engineering Institute. Приведено приклад перетворення реального якісного сценарію в тестову специфікацію на мові Gherkin.

Ключові слова: Автоматизоване тестування, системне тестування, якісний атрибут, нефункціональні вимоги, Gherkin, архітектура

R.N. KVETNY, O.A. REMINNYI

Vinnitsa national technical university

METHODOLOGY FOR COMPUTER SYSTEM'S NON-FUNCTIONAL REQUIERMENTS AND QUALITY ATTRIBUTES TESTING

In this paper we propose a methodology of building a package of system acceptance automated tests based on non-functional requirements, quality attributes dictated by the system and scenarios built on the basis of architecture trade-off analysis method (ATAM) from Software Engineering Institute. The example of real quality attribute scenario conversion to test script using Gherkin language is shown.

Keywords: Automated testing, system testing, quality attribute, non-functional requirements, Gherkin, architecture

Вступ

У пересічних розробників автоматизованого тестування часто можна зустріти таку думку про суть автоматизованого тестування: «Кінцева мета автоматизації тестування являє собою якийсь набір автотестів, які, при натисканні на кнопку «GO!», будуть по черзі запускатися. Ну або завжди можна запустити будь-який автотест окремо, якщо для цього є необхідність» [1]. Суть такого тестування відразу можна поставити під сумнів, адже наявність автоматизованого тестування ще ніяк не гарантує правильність функціонування системи.

Також можна зустріти наступне: «Головні завдання автоматизації тестування: знизити витрати на забезпечення якості програмного забезпечення (ПЗ) шляхом скорочення непродуктивних ручних операцій (особливо витрат на регресійне тестування) і скоротити час ітерацій розробки ПЗ» [2]. Дане твердження набуває значно більшого сенсу, однак також залишає певний простір для маневру і низької кінцевої якості автоматизованого рішення.

При більш глибокому аналізі, успішність впровадження автоматизованого тестування можна проаналізувати лише за одним критерієм – відповідності результатів автоматизованого тестування поставленим цілям. Цілями автоматизованого тестування можуть бути наступні:

- автотест має виявити що система робить те що має робити;
- автотест має виявити що система не робить того що не має робити.

Однак на етапі вже прояснення кінцевих якостей та функцій системи може з'являтися значне відхилення між розумінням системи у різних зацікавлених сторін (стейкхолдерів), причетних до розробки системи. Так, бізнес аналітик розуміє вимоги по своєму, архітектор їх сприймає з своєї точки зору, команда розробників вносить свої корективи, а вже під час тестування система може мати зовсім інший вигляд та функціонал по відношенню до того що замовляв клієнт. Відповідно пошук спільної мови для зацікавлених сторін та методології опису сценаріїв автоматизованого тестування є одною з найбільш актуальних задач при створенні якісного кінцевого автоматизованого рішення.

Метою роботи є покращення якості рішення автоматизованого тестування за рахунок покращення комунікації між учасниками розробки проекту. Відповідно в рамках даної статті задачею є визначення методології комунікації між стейкхолдерами проекту, визначення способів взаємодії і спілкування «єдиною мовою».

**Методологія визначення архітектури системи від
The Carnegie Mellon Software Engineering Institute (SEI)**

Розробка програмного забезпечення починається з визначення її архітектури. Відповідно є багато підходів до опису архітектури системи. Для цього можуть використовуватись наступні засоби [3, 4]:

- мови опису архітектури (ADLS, AADL, Wright, Acme, xADL, Darwin і т.п.). Спільними елементами для всіх цих мов є поняття компонента, конектора та конфігурації;
- види архітектури (Views, Layouts). Прикладом видів є UML діаграми системи;
- архітектурні фреймворки (4+1, RM-ODP, Zachman Framework).

Всі ці механізми спрощують досягнення кінцевої цілі – опису архітектури у вигляді певної документальної бази. Звернемось до передової методології побудови архітектури, розробленої SEI – Метод компромісного аналізу архітектури (Architecture tradeoff analysis method, ATAM). Основним етапом цього методу є семінар визначення якісних атрибутів системи (Quality attribute workshop, QAW). Загальна схема даного методу наведена далі:

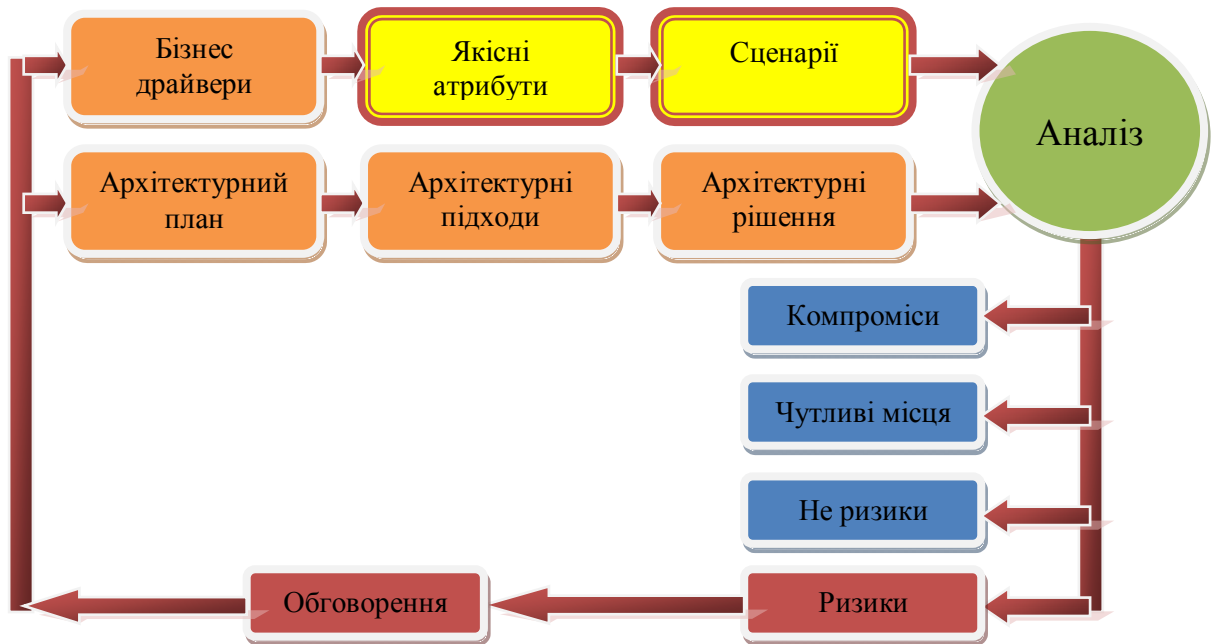


Рис. 1. Процесуальна схема ATAM методу

В процесі QAW найбільше нас цікавить визначення якісних атрибутів та сценаріїв (рис. 1). Якісними атрибутами можуть бути будь-які характеристики системи, що є важливими для власника системи: швидкодія (performance), зручність користування (usability), стійкість (resilience, stability) і т.п. Як бачимо з наведених прикладів, якісні атрибути системи не описують ЩО робить система, а описують ЯК вона функціонує, тобто є вираженням нефункціональних вимог до системи.

За рекомендацією SEI [5], виділяється не більше 10-20 основних якісних атрибутів, відносно яких будуватиметься архітектура системи. Для опису якісних атрибутів використовуються сценарії, які генерують зацікавлені сторони. Відповідно для кожного якісного атрибуту генерується не більше 10 відповідних сценаріїв. Сценарії в цьому плані розглядаються як S.M.A.R.T. – цілі [6], тобто мають бути досяжними і ступінь їх досяжності можна виміряти.

В результаті формується дерево сценаріїв (Utility Tree).

Розглянемо приклад з реального життя. Якісний атрибут – *безпечність*, сценарій, запропонований замовником – «Програмна помилка виникає при русі транспорту на високій швидкості. Перезапуск системи відбувається за 50 мсек.»



Рис. 2. Розкладання якісних атрибутів в рамках дерева сценаріїв

Отримані пріоритизовані сценарії далі розкладаються за схемою джерело – стимул – артефакт – оточення – відповідь – оцінка відповіді. Розкладемо наш сценарій:

Розклад сценарію за алгоритмом SEI

Ключове слово специфікації сценарію SEI	Сценарій
Джерело	Система
Стимул	Програмна помилка
Артефакт	-
Оточення	Висока швидкість руху
Відповідь	Перезавантаження
Оцінка відповіді	Час перезавантаження – 50 мсек.

Після отримання кінцевого вигляду сценарій можна використати при проектуванні архітектури системи.

Методологія формування приймальних (acceptance) тестів на основі архітектурних сценаріїв

Зазвичай після визначення архітектури системи ті основні сценарії, що були ключовими при її визначенні можуть губитись і не включатись до переліку приймальних тестів. Ідея даної методології зберегти початкові сценарії і, більше того, визначити їх як основні приймальні системні тести.

Перш за все даний архітектурний сценарій потрібно перетворити до вигляду, прийнятного для комунікації в колі всіх учасників проекту.

Для цього доцільно скористатися мовою проектування сценаріїв Gherkin, яка в парі з транслятором Cucumber дозволяє створити готові до імплементації заглушки на будь якій мові програмування. Ця методологія називається «специфікація за прикладом» (specification by example) і є практично найбільш розповсюдженою мовою декларації тестових сценаріїв після опису у вигляді вільного тексту.

Перейдемо до нашого прикладу (табл. 2):

Таблиця 2

Відображення SEI сценарію в ключових словах Gherkin

Ключове слово Gherkin	Ключове слово специфікації сценарію SEI	Сценарій
Feature	Якісний атрибут	Безпечність
Given	Оточення	Висока швидкість руху
	Артефакт	
As	Джерело	Система
When	Стимул	Програмна помилка
Then	Відповідь	Перезавантаження
	Оцінка відповіді	Час перезавантаження – 50 мсек.

Відповідно до даного представлення можна отримати вже програмну заглушку на конкретній мові програмування.

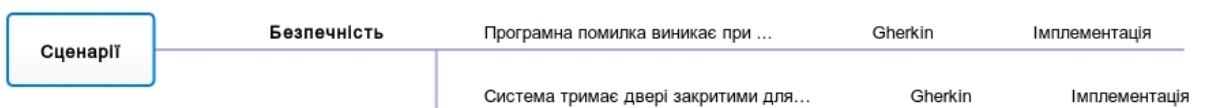


Рис. 3. Дерево відстеження приналежності автотестів до якісних атрибутів системи

Дана методологія дозволяє відслідкувати приналежність кінцевих тестів до початкових якісних атрибутів, якими диктувалась архітектура системи.

Висновки

В статті вперше запропонована методологія написання автоматизованих тестів на основі якісних атрибутів та нефункціональних специфікацій системи. Описано, як на основі методології побудувати пакет автоматичних тестів.

Описана методологія надає ряд незаперечних переваг:

- числові обмеження, які диктуються методологією SEI при відборі та пріоритизації якісних атрибутів та сценаріїв в рамках цих атрибутів, дозволяють легко підтримувати пакет основних системних тестів протягом будь якого періоду часу;
- внесення нових та видалення неактуальних якісних атрибутів буде прозоро відбиватись на пакеті системних тестів;
- вибір Gherkin мови для специфікації сценаріїв дозволяє розуміти тестові сценарії будь яким зацікавленим сторонам та покращує їх підтримувальність протягом довгого періоду часу;
- S.M.A.R.T. постановка сценаріїв гарантує якість скриптів автотестів.

Література

1. Автоматизация тестирования: минусы [Электронный ресурс] // Режим доступа до файла: <http://habrahabr.ru/post/111292/>
2. Автоматизация тестирования A1Q1 [Электронный ресурс] // Режим доступа до файла: http://www.a1qa.by/service/automatic_tests_development/automation_process/
3. Мартин Фаулер. Архитектура корпоративных программных приложений / Фаулер Мартин. – М. : Вильямс. – 2007. – 544 с.
4. Len Bass, Paul C. Clements and Rick Kazman Software Architecture in Practice, Third Edition/ Addison-Wesley Professional – 2012. – 640p.
5. Len Bass, Rick Kazman, Categorizing Business Goals for Software Architectures, Technical Report CMU/SEI-2005-TR-021, 2005.
6. Doran, G. T., There's a S.M.A.R.T. way to write management's goals and objectives. Management Review, Volume 70, Issue 11 (AMA FORUM), pp. 35– 36, 1981.

References

1. Avtomatyzatsyya testyrovannya: mynusy <http://habrahabr.ru/post/111292/> (Jul 04 2013).
2. Avtomatyzatsyya testyrovannya A1Q1 http://www.a1qa.by/service/automatic_tests_development/automation_process/ (Jul 04 2013)
3. Martyn Fauler, Arkhytektura korporatyvnykh prohrammnykh prylozheny/ Vyl'yams – 2007. – 544 p.
4. Len Bass, Paul C. Clements and Rick Kazman Software Architecture in Practice, Third Edition/ Addison-Wesley Professional – 2012. – 640p.
5. Len Bass, Rick Kazman, Categorizing Business Goals for Software Architectures, Technical Report CMU/SEI-2005-TR-021, 2005.
6. Doran, G. T., There's a S.M.A.R.T. way to write management's goals and objectives. Management Review, Volume 70, Issue 11 (AMA FORUM), pp. 35– 36, 1981.

Надійшла до редакції
4.7.2013 р.

УДК 004.5

О. Н. РОМАНИЮК, С. О. РОМАНИЮК, М. П. ПІДДУБЕЦЬКА

Вінницький національний технічний університет, Україна

АНАЛІЗ МЕТОДІВ АНІЗОТРОПНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ТЕКСТУР

У статті наведено аналіз методів анізотропної фільтрації текстур. Розглянуто особливості базових методів. Наведено формули для розрахунків сліду спроектованого на текстурну площину пікселя і процедури визначення кольору відповідних текселів.

Ключові слова: текстурування, анізотропна фільтрація, тексел.

O. N. ROMANIUK, S. O. ROMANIUK, M. P. PIDUBETSKA

Vinnitsia National Technical University, Ukraine

ANALYSIS OF METHODS FOR ANISOTROPIC TEXTURE FILTERING

This paper presents an analysis of methods for anisotropic texture filtering. The futures of the basic techniques are described. The formulas for calculating the track projected on the texture plane from pixel and procedures for determining relevant colour for each texel.

Key words: texturing, anisotropic filtering, texel.

Вступ

Стрімкий розвиток комп'ютерної графіки вимагає відповідного розвитку методів і засобів візуалізації зображень тривимірних об'єктів для забезпечення зростаючих вимог до реалістичності. Для побудови високореалістичних зображень широко використовують текстур, які накладаються на графічні об'єкти. Використання текстур у багатьох випадках дозволяє успішно вирішувати задачі, які надзвичайно трудомістко розв'язати прямими методами. Текстурування дозволяє суттєво зменшити обчислювальні витрати та зробити можливим інтерактивний режим візуалізації.

Головна вимога текстурування – реалістичне відтворення поверхні, яке в першу чергу залежить від правильного відображення об'єктів у двовимірну площину і урахування їх перспективи.

У зв'язку з цим актуальними є питання підвищення реалістичності відтворення графічних об'єктів з використанням текстурування шляхом визначення слідів пікселів на текстурну площину.

Аналіз основних методів

Розглянемо базові методи фільтрації текстур, які не потребують значних апаратних затрат та використовують прості процедури для процесу накладання текстур.

Білінійна фільтрація [1, 2] – метод, який полягає у використанні інтерполяційної техніки. Для визначення текселів, які повинні бути задіяні для апроксимації, використовується основна форма світлової плями – коло. По суті, коло апроксимується чотирма текселями. Результуючий колір пікселя визначається в результаті операції змішування: спочатку змішуються значення кольору двох пар текселів по осі X, а потім змішуються отримані значення по осі Y. Головний недолік білінійної фільтрації полягає в тому, що апроксимація виконується коректно тільки для полігонів, які розташовані паралельно до екрана або до точки спостереження. Якщо полігон розвернуто під кутом, то має місце некоректне накладання текстури.

Трилінійна фільтрація, як і білінійна, використовує блоки з 4 текселів. Колір пікселя, який повинен бути виведений на екран, визначається в результаті інтерполяції за кольорами двох мір-текстур. Рівні мір-текстури являють собою заздалегідь розраховані зменшені версії вихідної текстури. У даний час підтримка трилінійної фільтрації стала стандартною функцією графічних чипів. На жаль, при трилінійній фільтрації також мають місце артефакти при відтворенні об'єктів.

Текстурування з використанням методів білінійної і трилінійної фільтрації є досить ефективними, однак вони не враховують реальну проекцію пікселя з площини екрану на текстурну площину, що не забезпечує адекватне відтворення кольорів пікселів.

Найбільша реалістичність досягається при анізотропній фільтрації текстур, яка порівняно з методами білінійної і трилінійної фільтрації враховує слід пікселя на текстурну площину.

Мета статті - аналіз анізотропної фільтрації текстур.

Аналіз методів анізотропної фільтрації текстур

У комп'ютерній графіці піксель має визначену форму. При білінійній і трилінійній фільтрації текстур не враховуються фізичні властивості пікселя як точки, хоча форма сліду від спроектованого пікселя має велике значення при визначенні кольору відповідного текселя.

На сьогоднішній день найкращі результати за якістю формування тривимірних сцен дає анізотропна фільтрація. Текселі при даній фільтрації відбираються з ділянки, визначеної з урахуванням перспективи (анізотропна форма). При анізотропній фільтрації береться до уваги кут, під яким піксель проектує свій слід на площину текстури (рис. 1), а також сама форма даного сліду [3].

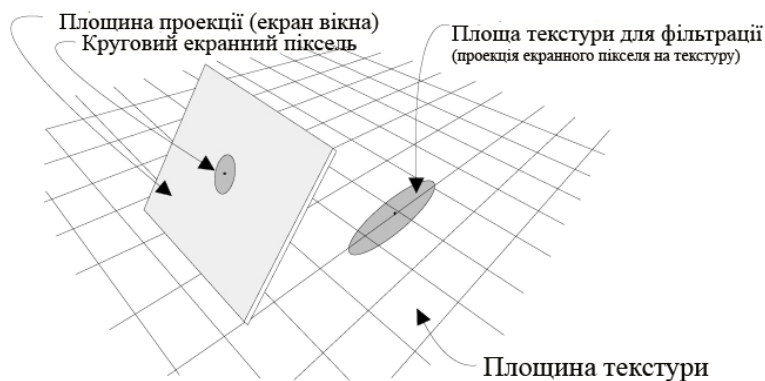


Рис. 1. Еліпсоподібний слід проекції пікселя

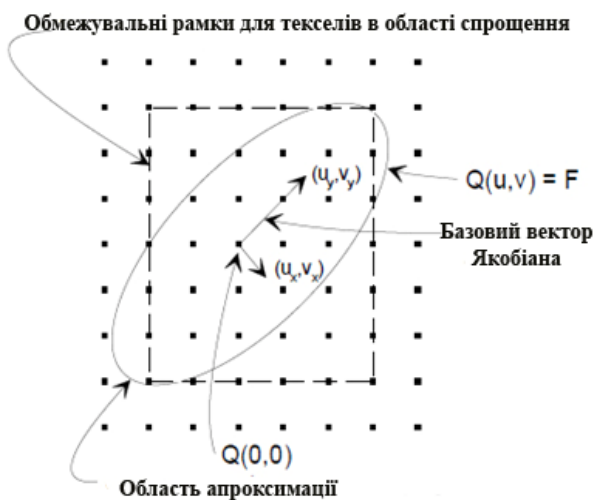


Рис. 2. Апроксимація еліпсоподібної форми сліду

При круговій моделі пікселя його проекція являє собою еліпс довільної форми, як це показано на рис. 1. У деяких випадках для зменшення обчислювальної складності еліпс замінюють на описаний навколо нього паралелограм.

Для апроксимації еліпсоподібної форми сліду використовуються спеціальні фільтри (EWA filtering methods). При цьому виконують такі дії: обчислюють площу еліпса, визначають кількість текселів, які покриваються слідом від пікселя, зважують текселі на даній ділянці та проводять кінцеве визначення кольору пікселя [4].

Схематичне зображення еліпсоподібної форми сліду на площині текстури, а також функції, які застосовуються для опису еліпса зображено на рис. 2.

При фільтрації виконують кілька кроків.

Перший крок – оцінка центру сліду еліпсоподібної форми, який знаходиться у точці (U_0, V_0) і відповідає центру пікселя, який проектується на поверхню. Далі обчислюється інверсна матриця Якобіана J_{U_0, V_0}^{-1} [3] для даної точки, що дає можливість отримати базові вектори Якобіана, які показані на рис. 2.

Апроксимація площини текстури τ еліпсоподібної форми ґрунтується на властивостях матриці Якобіана (якобіан). Оскільки вектори обчисленої матриці Якобіана формують 2D-лінійний просторовий вектор відносно екранних координат, якобіан використовується як засіб для апроксимації площини τ . Необхідно врахувати, що якобіан обчислюється для кожного нового положення точки в площині текстурного фільтра. Якщо координати точки у площині фільтра – (x_s, y_s) , то матриця Якобіана обчислюється для точки з координатами (U_0, V_0) на площині текстури.

Для загального випадку накладання текстур, матриця Якобіана обчислюється за таким виразом:

$$J = \frac{\partial \tau}{\partial (U, V)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial U} \left(\frac{xw}{w} \right) & \frac{\partial}{\partial V} \left(\frac{xw}{w} \right) \\ \frac{\partial}{\partial U} \left(\frac{yw}{w} \right) & \frac{\partial}{\partial V} \left(\frac{yw}{w} \right) \end{bmatrix} = \frac{1}{w^2} \begin{bmatrix} wx_U - xw_U & wx_V - xw_V \\ wy_U - yw_U & wy_V - yw_V \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де часткові похідні xw , yw і w - елементи текстурної матриці, τ , xw , yw і w - відповідні екранні значення, обчислені за допомогою матриці відповідно до значень на площині текстури з параметрами (U, V) . Для випадку текстурування, коли площина текстури знаходиться паралельно до площини екрану або до точки спостерігача, значення $w_U = w_V = 0$ і $w = 1$. Тоді матриця Якобіана може бути спрощена до такого виразу:

$$J = \frac{\partial \tau}{\partial (U, V)} = \begin{bmatrix} \partial x / \partial U & \partial x / \partial V \\ \partial y / \partial U & \partial y / \partial V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_U & x_V \\ y_U & y_V \end{bmatrix} \quad (2)$$

Для параметризації еліптичної ділянки за допомогою аналітичних функцій найбільше підходить рівняння для конуса з вершиною у початковій точці координат:

$$(U, V) \begin{bmatrix} A & B/2 \\ B/2 & C \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U \\ V \end{pmatrix} = F \quad (3)$$

Параметри A, B, C, F з рівняння 3 оцінюються чотирма рівняннями зворотної матриці Якобіана [3]. Результат розширює єдину маску фільтра, визначену у рівнянні 1 (рис. 2). За допомогою параметрів A, B, C, F обчислюються обмежувальні рамки на текстурній площині, в які входять усі текселі з еліпсоподібної маски. Це виконується для того, щоб швидко визначити зону апроксимації, на якій відбувається фільтрація.

Для кожного текселя, який входить до обмежувальної ділянки, обчислюється значення функції $Q(U, V)$ і порівнюється з порогом функції F. Якщо Q менше за значення F, то тексель знаходиться у зоні апроксимації і зважується у єдиному фільтрі p' . В іншому випадку тексель пропускається і над ним не виконуються дії. Суму всіх зважених текселів також зберігають для подальшої нормалізації фінального значення фільтрації, після перевірки всіх текселів. Результат нормалізації направляється для виведення остаточного пікселя на екран.

Еліпсоподібний слід пікселя в площині текстури, коли центр пікселя проектується в точку (0;0), може бути визначено такими рівняннями:

$$d^2(u, v) = Au^2 + Buv + Cv^2, \quad (4)$$

де

$$A_{nn} = (\partial v / \partial x)^2 + (\partial v / \partial y)^2 \quad (5)$$

$$B_{nn} = -2 * (\partial u / \partial x * \partial v / \partial x + \partial u / \partial y * \partial v / \partial y) \quad (6)$$

$$C_{nn} = (\partial u / \partial x)^2 + (\partial u / \partial y)^2 \quad (7)$$

$$F = A_{nn} C_{nn} - B_{nn}^2 / A \quad (8)$$

$$A = A_{nn} / F \quad (9)$$

$$B = B_{nn} / F \quad (10)$$

$$C = C_{nn} / F \quad (11).$$

Часткові похідні $(\partial u / \partial x, \partial u / \partial y, \partial v / \partial x, \partial v / \partial y)$ визначають зміну координат текстури в результаті зміни точки зору на екранній площині. Величина d^2 показує відстань текселя з координатами (u;v) від центру пікселя при зворотній проекції на екранний простір. Згідно з алгоритмом виконується сканування прямокутної ділянки еліптичного сліду $d^2 \leq 1$ у просторі текстури та обраховується вага текселів усередині цієї ділянки пропорційно до відстані d.

Існує багато альтернативних способів апроксимації еліпсоподібного сліду.

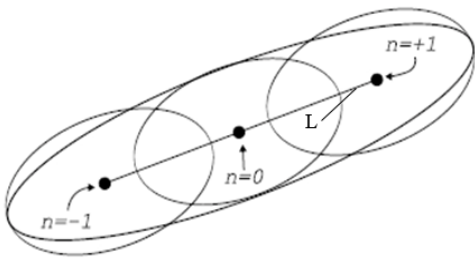


Рис. 3. Апроксимація еліпса за допомогою еліпсів меншого діаметра

У [5] наводиться метод, який використовує прості геометричні форми для апроксимації сліду максимально наближеного до форми еліпса. Пропонується застосування спеціальних анізотропних семплів. Головна ідея методу полягає в тому, що апроксимація еліпса витягнутої форми виконується за допомогою еліпсів з меншої довжиною головної осі, які містяться у вихідному еліпсі. Таким чином можна обійти деякі обмеження апаратної частини і якісніше відфільтрувати еліпсоподібний слід з високим ступенем анізотропії.

Анізотропні проби (семпли) еліпсів із меншою довжиною головної осі розташовуються вздовж лінії L, як показано на рис. 3.

Довжина лінії L і число семплів $N_{проб}$ обраховуються за такими рівняннями:

$$N_{проб} = 2 * (R_{головна} / (\alpha R_{побічна})) - 1 \quad (12)$$

$$L = 2 * (R_{головна} - \alpha R_{побічна}), \quad (13)$$

де α - степінь анізотропії базового сліду.

Для спрощення обчислень, визначається непарна кількість семплів. Семпли розміщуються відносно центра (u_m, v_m) фільтра та обраховуються за формулами:

$$\theta = a \tan(B / (A - C)) / 2 \quad (14)$$

$$du = \cos(\theta) * L / (N_{проб} - 1) \quad (15)$$

$$dv = \sin(\theta) * L / (N_{проб} - 1) \quad (16)$$

$$(u_n, v_n) = (u_m, v_m) + n / 2 * (du, dv), \quad n = 0, \pm 2, \pm 4... \quad (17)$$

де (u_n, v_n) - позиція n-ого семпла.

Для кращого відтворення форми еліпса, семпли зважуються і апроксимуються пропорційно до центру еліпса. У рівнянні 17 анізотропні семпли n розподілені в двох кадрах, які йдуть підряд. Перший кадр використовує семпли 0; 4; 8... , а наступний кадр 0; 2; 6... Нульовий семпл включається у обидва кадри для мінімізації дисперсії між двома кадрами. Коли фрейми відображаються в швидкій послідовності, людське око сприймає середнє з двох кадрів. Для подальшого покращення змішування між кадрами, набір семплів, які використовуються для фільтрації, повинні варіювати залежно від позиції пікселя.

Метод Текграм (фільтрація за допомогою трилінійних семплів) [6] забезпечує кращу візуальну якість, ніж трилінійна фільтрація, але меншу ніж метод, який було описано вище. Такий вид фільтрації застосовує серію трилінійних семплів уздовж головної осі еліпсоподібного сліду.

Фільтрація за допомогою трилінійних семплів використовує чотири часткові похідні для обчислення двох векторів у просторі текстури: $(\partial u / \partial x, \partial v / \partial x)$ і $(\partial u / \partial y, \partial v / \partial y)$. Апроксимація відбувається усередині площі паралелограма, який утворюється цими двома векторами, шляхом фільтрації трилінійних семплів вздовж лінії, яка має довжину і нахил більшої сторони паралелограма. Ця лінія може відхилитися від головної осі еліпса до 45 градусів і може бути коротшою за головну ось еліпса майже в чотири рази.

Конкретний випадок фільтрації показано на рис. 4, де $(\partial u / \partial x, \partial v / \partial x)$ має значення (13, 0) і $(\partial u / \partial y, \partial v / \partial y)$ має значення (12, 5).

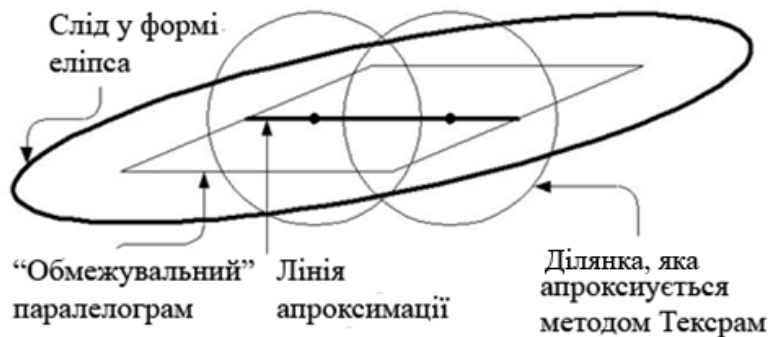


Рис. 4. Метод анізотропної фільтрації за допомогою трилінійних семплів

Анізотропна фільтрація з точністю до суб-текселя (SPAF – Sub-texel Precision Anisotropic Filtering) визначає вагу конкретного текселя залежно від того, наскільки близько його центр знаходиться від спроектованого сліду [7]. Якщо центр текселя покривається проекцією сліду – його вага дорівнює 1, в протилежному випадку вага дорівнює 0. Для підвищення якості зображення в даному методі тексель поділяється на суб-текселі і обчислення виконуються для кожного з цих суб-текселів.

Метод SPAF фільтрує текселі в ділянці, що охоплює чотирикутний слід, який формується залежно від ваги текселів. Вага текселя відіграє ключову роль в отриманні високої якості зображення на площині з обмеженим числом текселів. Алгоритм генерує зону сліду з суб-тексельною точністю і формує таблицю ваг текселів невеликих розмірів без втрати якості. Вага визначається за допомогою Гаусівського алгоритму і обраховується для кожного текселя, в той час як більшість методів фільтрації сприймають вагу однаковою для кожного текселя.

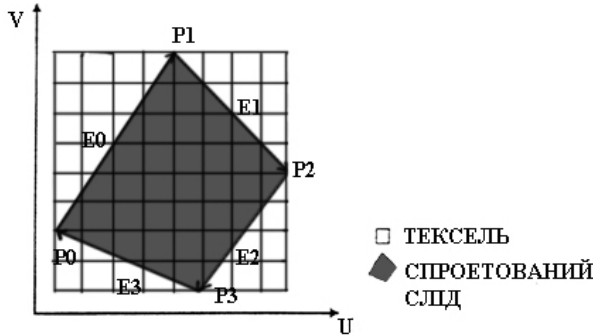


Рис. 5. Проекція сліду пікселя на текстурну площину

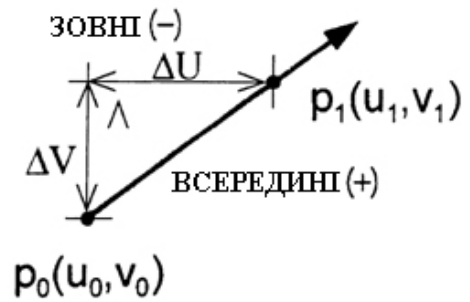


Рис. 6. Виразення напрямлюючої P₀P₁ через систему координат VOU

На рис. 5 зображено схему сліду, спроекційованого від пікселя на площину текстури.

Спроектований слід (рис. 5), має чотирикутну форму і кожна сторона задається чотирма рівняннями (E0, E1, E2, E3), P0, P1, P2, P3 – вершини сліду. На рис. 5 прямокутна ділянка, яка відображає спроектований слід, включає в себе 64 (8×8) текселів. Направляюча лінія від точки P0 до точки P1 виражається через рівняння 18-22.

$$E(u, v) = (u - u_0) * deu + (v - v_0) * dev \quad (18)$$

Коефіцієнти, наведені в формулі 18, визначаються за формулами:

$$deu * \Delta U + dev * \Delta V = 0, \quad (19)$$

$$deu = (\Delta V) / (|\Delta U| + |\Delta V|), \quad (20)$$

$$dev = (-\Delta U) / (|\Delta U| + |\Delta V|), \quad (21)$$

$$\Delta U = u_1 - u_0 \quad \text{і} \quad \Delta V = v_1 - v_0 \quad (22)$$

Значення отримується в результаті введення координат довільної точки у лінійне рівняння, що обраховує відстань від точки до лінії. Іншими словами, точка знаходиться всередині, якщо знак додатний і зовні, якщо знак від'ємний. Чотирикутник задано чотирма лінійними рівняннями, а отже коли вводяться координати точки і значення усіх лінійних рівнянь для цієї точки додатна, то точка знаходиться всередині чотирикутника.

На рис. 7 зображено взаємозв'язок форми і розміру покритого спроектованим слідом текселя. Нахил лінії і значення лінійного рівняння отримано в результаті введення у рівняння координат точки центру текселя.



Рис. 7. Взаємозв'язок форми і покритої площі текселя

Як показано на рис. 7, якщо значення лінійного рівняння менше ніж -0.5 або більше ніж +0.5, площа текселя або зовсім не покрита, або повністю покрита. Іншими словами, значення маски текселів задається комбінацією значень суб-текселів, які можуть мати значення або 1 (тобто покриті), або 0 (не покриті). Під час фільтрації, нахил і значення лінійного рівняння отримуються з адресної таблиці. Для вирахування ваги покритої площі, по-перше, отримується суб-тексельна маска шляхом вирахування нахилу і значення

чотирьох лінійних рівнянь, а потім біт за бітом виконується логічне перемноження і, нарешті, визначається загальне число суб-текселів, значення яких дорівнює 1.

Даний метод концептуально схожий з супер-семплінгом, який використовується для згладжування текстур, і має недолік – низьку точність через наближені обрахунки. Недоліком даного методу також є велика обчислювана складність, адже обрахунки здійснюються для кожного текселя і суб-текселя, що покриваються спроектованим слідом.

Головний недолік методу, який проявляється в ефектах алайзингу, це те, що лінія апроксимації, яка проходить через центр еліпса набагато коротша за головну ось еліпса і трилінійні семпли можуть розташовуватись занадто далеко один від одного.

Висновки

У статті наведено аналіз методів анізотропної фільтрації, яка широко використовується при формуванні високореалістичних зображень. Показано, що для високоякісного текстуровання необхідно враховувати позицію точки спостереження, що обумовлює розрахунок площини сліду пікселя на текстурній площині. Розглянуто різні підходи для визначення текселів за умови, що слід пікселя має форму еліпса. Наведено формули для розрахунків сліду пікселя на текстурну площину і процедури визначення кольору текселів.

Література

1. BJORKE K. High-quality filtering. In GPU Gems: Programming Techniques, Tips, and Tricks for Real-Time Graphics. / K. BJORKE. Addison Wesley. – 2004.
2. Heckbert Paul. Fundamentals of Texture Mapping and Image warping (Masters Thesis). / Paul Heckbert. Report No. UCB/CSD 89/516, Computer Science Division, University of California, Berkley. – 1989.
3. Landsdale Robert C. Texture Mapping and Resampling for Computer Graphics. / Robert C. Landsdale. Department of Electrical Engineering, University of Toronto, Toronto, Canada. – 1991.
4. Green Ned, Heckbert Paul. Creating Raster Omnimax Images from Multiple Perspective Views Using the Elliptical Weighted Average Filter. / Ned Green, Paul Heckbert. IEEE Computer Graphics and Applications, 6 (6). – 1986.
5. Mavridis Pavlos, Papaioannou Georgios. High Quality Elliptical Texture Filtering on GPU. / Pavlos Mavridis, Georgios Papaioannou. Departments of Informatics, Athens University of Economics & Business. – 2004.
6. McCormack Joel, Perry Ronald, Farkas Keith, Jouppe Norman P. Feline: Fast Elliptical Lines for Anisotropic Texture Mapping. / Joel McCormack, Ronald Perry, Keith I. Farkas, Norman P. Jouppe. Compaq Computer Corporation's Western Research Laboratory and Mitsubishi Electric Research Laboratory. – 1999.
7. Shin Hyun-Chul, Lee Jin-Aeon, Kim Lee-Sup. SPAF: sub-texel precision anisotropic filtering. / Hyun-Chul Shin, Jin-Aeon Lee, Lee-Sup Kim. HWWS '01: Processing of the ACM Siggraph/Eurographics workshop on Graphic hardware. – 2001.

Надійшла до редакції
8.6.2013 р.

УДК 004.925

С.О. РОМАНЮК, О.В. РОМАНЮК, Д.Л. БЛАГОДИР

Вінницький національний технічний університет

ВИЗНАЧЕННЯ СКАЛЯРНОГО ДОБУТКУ ДВОХ ВЕКТОРІВ, ЗАДАНИХ У ПОЛЯРНИХ КООРДИНАТАХ, ДЛЯ ЗАДАЧ КОМП'ЮТЕРНОЇ ГРАФІКИ

Запропоновано нову формулу для визначення скалярного добутку двох векторів, заданих у полярних координатах, яка дозволяє зменшити обчислювальні витрати та прискорити процес формування реалістичних зображень. Запропоновано структурну схему блока визначення скалярного добутку двох векторів, у якому реалізовано нову формулу.

Ключові слова: вектор, скалярний добуток, полярна система координат.

S.O. ROMANIUK, O.V. ROMANIUK, D.L. BLAGODYR

Vinnitsia National Technical University

PROCEDURE OF DETERMINING SCALAR PRODUCT OF TWO VECTORS GIVEN IN POLAR COORDINATES FOR THE TASKS OF COMPUTER GRAPHICS

There had been proposed new formula for determining the scalar product of two vectors given in polar coordinates, which reduces the computational cost and accelerate the formation of realistic images. There had been proposed a block diagram

Вступ

Сьогодні в галузі комп'ютерної графіки велика увага приділяється формуванню реалістичних просторових зображень, які максимально відтворюють конструктивні та образотворчі властивості об'єктів реального світу. Одним з найважливіших і трудомістких етапів процесу формування реалістичних зображень є етап зафарбовування [1-3], на якому для кожної точки зображення розраховується значення інтенсивності кольору відповідно до обраної моделі освітлення. Для різних моделей освітлення спільною є процедура визначення скалярного добутку двох векторів, яка виконується за формулою [3]

$$\vec{N} \cdot \vec{L} = \vec{N}_x \cdot \vec{L}_x + \vec{N}_y \cdot \vec{L}_y + \vec{N}_z \cdot \vec{L}_z, \quad (1)$$

де вектор нормалі \vec{N} і вектор до джерела світла \vec{L} подані у декартовій системі координат.

Найбільш поширеною є модель освітлення Бліна [2] з дифузним ламбертовим відбиттям, яка окрім знаходження скалярного добутку $\vec{N} \cdot \vec{L}$ потребує знаходження скалярного добутку вектора нормалі \vec{N} і вектора півшляху $\vec{H} = (\vec{L} + \vec{V}) / |\vec{L} + \vec{V}|$, де \vec{V} – вектор спостереження. Дана модель освітлення є емпіричною. На відміну від неї модель освітлення Торренса-Сперроу [1] базується на фізичних законах оптики та статистичному аналізу структури мікрограней поверхні, тому окрім скалярних добутків $\vec{N} \cdot \vec{L}$ і $\vec{N} \cdot \vec{H}$ вимагає розрахунку значень $\vec{N} \cdot \vec{V}$, $\vec{H} \cdot \vec{L}$ та $\vec{H} \cdot \vec{V}$. Оскільки такі розрахунки необхідно проводити для кожної точки зображення, то процес зафарбовування є досить трудомістким, що впливає на швидкість формування кінцевого зображення. Тому питання зменшення обчислювальної складності процесу зафарбовування є досить актуальним.

Аналіз відомих формул знаходження скалярного добутку двох векторів, заданих у полярних координатах

На сьогодні широкого поширення набули методи формування реалістичних зображень, які використовують полярну систему координат для завдання векторів [4-6].

Зокрема, Кім Дж. у роботі [5] для визначення добутку двох векторів, заданих у полярних координатах, запропонував таку формулу:

$$\vec{N} \cdot \vec{L} = \cos \alpha_N \cos \alpha_L + \sin \alpha_N \sin \alpha_L \cos (\beta_L - \beta_N). \quad (2)$$

Розрахунок формули (2) вимагає виконання 3 операцій множення, 2 операцій додавання та 5 тригонометричних операцій.

У роботі [6] Ікедо Т. запропонував таку формула для визначення скалярного:

$$\vec{N} \cdot \vec{L} = \cos \alpha_N \{ \cos \alpha_L [\cos (\beta_L - \beta_N) - 1] \} + \cos (\alpha_L - \alpha_N). \quad (3)$$

Для розрахунку формули (3) необхідно виконати 2 операції множення, 3 операції додавання, 1 операцію декрементування та 4 тригонометричних операцій.

Недоліком формул (2) і (3) є велика кількість операцій множення та тригонометричних операцій, які мають велику обчислювальну складність. Враховуючи, що для кожної точки зображення за різними моделями освітлення необхідно знаходити від одного до трьох скалярних добутків двох векторів, то формування реалістичних зображень є досить трудомістким процесом кінцевої візуалізації, який суттєво впливає на продуктивність формування графічних сцен. Тому, актуальним є питання зменшення обчислювальної складності процесу визначення скалярного добутку векторів.

Постановка задачі

Метою роботи є знаходження простішого виразу для визначення скалярного добутку векторів, заданих у полярних координатах, який, на відміну від відомих, характеризувався б меншою обчислювальною складністю та простотою апаратної реалізації.

Спрощення процедури визначення скалярного добутку двох векторів, заданих у полярних координатах

Розглянемо розрахунок значення $\vec{N} \cdot \vec{L}$ у випадку, коли вектори задано у полярних координатах.

Між декартовими та полярними координатами вектора мають місце такі співвідношення [3]:

$$N_x = \cos \alpha_N \cdot \sin \beta_N, \quad N_y = \sin \alpha_N, \quad N_z = \cos \alpha_N \cdot \cos \beta_N, \quad (4)$$

Замінімо у формулі (1) декартові координати векторів на полярні з урахуванням формули (4). Тоді отримаємо

$$\vec{N} \cdot \vec{L} = \cos \alpha_N \sin \beta_N \cdot \cos \alpha_L \sin \beta_L + \sin \alpha_N \sin \alpha_L + \cos \alpha_N \cos \beta_N \cdot \cos \alpha_L \cos \beta_L.$$

В останньому виразі винесемо за дужки спільний член $\cos \alpha_N \cos \alpha_L$

$$\vec{N} \cdot \vec{L} = \cos \alpha_N \cos \alpha_L (\sin \beta_N \sin \beta_L + \cos \beta_N \cos \beta_L) + \sin \alpha_N \sin \alpha_L.$$

Після застосування формули перетворення добутку на суму, отримуємо

$$\begin{aligned} \vec{N} \cdot \vec{L} = & \frac{1}{2} (\cos (\alpha_N - \alpha_L) + \cos (\alpha_N + \alpha_L)) \cos (\beta_N - \beta_L) + \\ & + \frac{1}{2} (\cos (\alpha_N - \alpha_L) - \cos (\alpha_N + \alpha_L)). \end{aligned} \quad (5)$$

Уведемо умовні позначення $G_1 = \cos (\alpha_N - \alpha_L)$ і $G_2 = \cos (\alpha_N + \alpha_L)$. Тоді формула (5) буде мати такий вигляд

$$\begin{aligned} \vec{N} \cdot \vec{L} = & \frac{1}{2} (G_1 + G_2) \cos (\beta_N - \beta_L) + \frac{1}{2} (G_1 - G_2) = \\ = & \frac{1}{2} ((G_1 + G_2) \cos (\beta_N - \beta_L) + (G_1 + G_2) - 2G_2). \end{aligned} \quad (6)$$

Після спрощення виразу (6) отримуємо кінцеву формулу для розрахунку $\vec{N} \cdot \vec{L}$

$$\vec{N} \cdot \vec{L} = \frac{1}{2} ((G_1 + G_2) (\cos (\beta_N - \beta_L) + 1)) - G_2. \quad (7)$$

Таким чином, запропонована формула (7) дозволяє спростити процедуру розрахунку скалярного добутку між векторами, заданих у полярних координатах, оскільки вимагає виконання лише 1 операції множення, 1 операції зсуву, 1 операції інкрементування, 5 операцій додавання та 3 тригонометричних операцій визначення косинусів кутів, які можна розрахувати з використанням таблиць з наперед прорахованими значеннями косинусів.

На рис. 1 наведено приклад зображення, синтезованого з використанням запропонованої формули.



Рис. 1. Приклад зображення, синтезованого з використанням запропонованої формули

Апаратна реалізація запропонованої формули

На рис. 2 наведено структурну схему однієї з можливих апаратних реалізацій запропонованої формули для знаходження скалярного добутку двох векторів, заданих у полярних координатах. Запропонований блок містить регістри RG1-RG7. У регістри RG1-RG4 заносяться значення полярних кутів двох векторів, у регістр RG5 – значення $\cos (\alpha_N + \alpha_L)$, у регістр RG6 – значення $\cos (\alpha_N - \alpha_L)$, а в регістр RG7 – значення $\cos (\beta_N - \beta_L)$. У суматорах SUM1-SUM6 виконуються операції $(\alpha_N + \alpha_L)$, $(\alpha_N - \alpha_L)$, $(\beta_N - \beta_L)$, $(G_1 + G_2)$, інкрементування та віднімання значення G_2 відповідно. Операція $\frac{1}{2}$ реалізована шляхом монтажного зсуву: кожний i -й розряд виходу суматора SUM4 під'єднано до $i+1$ -го розряду першого інформаційного входу блока множення MUL1. За допомогою мультиплексора MX1 на вхід блоку постійної пам'яті PROM1 передаються значення відповідних кутів, а на виході якого формуються значення косинусів цих кутів. Для зберігання значення косинусів при кроці квантування $1/1024$ і 12-бітній точності подання полярних кутів ємність блока PROM1 становитиме 1,5 Кб.

Апаратна реалізація формул (2) і (3) потребувала б значно більших апаратних витрат. Для прикладу, широко поширений завдяки своїй високій швидкодії 12-розрядний помножувач K1802BP4 містить 11998 інтегральних елементів [7], в той час як 12-розрядний суматор, побудований на трьох 4-розрядних суматорах K133ИМ3 або K134ИМ4, міститиме лише 540 інтегральних елементів [8]. Таким чином, зменшення операцій множення дозволяє суттєво знизити апаратні витрати, що є дуже актуально для мобільних обчислювальних пристроїв.

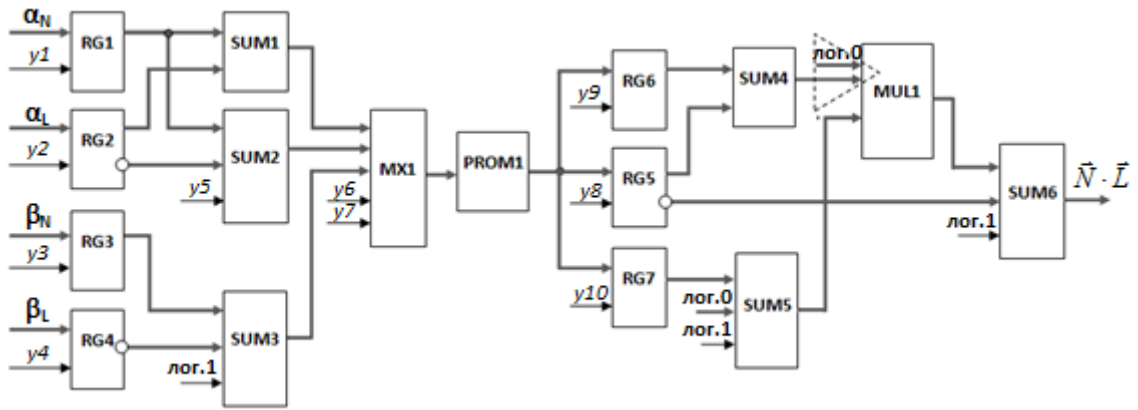


Рис. 2. Структурна схема блока визначення скалярного добутку двох векторів, заданих у полярних координатах

Висновки

У роботі запропоновано нову формулу для знаходження скалярного добутку двох векторів, заданих у полярних координатах, яка на відміну від відомих формул визначення скалярного добутку векторів, заданих в полярних координатах, містить лише одну операцію множення та три тригонометричні операції, що дозволяє суттєво зменшити обчислювальні та прискорити процес формування реалістичних зображень. Запропонована структурна схема блока визначення скалярного добутку характеризується простотою апаратної реалізації. Для знаходження трьох значень косинусів запропоновано використовувати блок постійної пам'яті, у якому містяться наперед прораховані значення косинусів.

Література

1. Романюк О. Н. Високопродуктивні методи та засоби зафарбовування тривимірних графічних об'єктів. Монографія. / О. Н. Романюк, А. В. Чорний. – Вінниця : УНІВЕСУМ-Вінниця, 2006. – 190 с.
2. Blinn J. F. Simulation of wrinkled surfaces / J. F. Blinn // Computer graphics and interactive techniques. – ACM Press, 1978. – P. 286–292.
3. Shirley P. Fundamentals of computer graphics / P. Shirley, S. Marschner. – AK Peters, 2009. – 752 p. – ISBN 13: 978-1568-8146-98.
4. Романюк О.Н. Метод прискореної імітації нерівностей на зображеннях поверхонь віртуальних об'єктів з використанням полярних координат / О. Н. Романюк, О.В. Романюк, Д.Л. Благодир // Наукові праці ДонНТУ. Серія: Інформатика, кібернетика та обчислювальна техніка. – 2012. – № 16 (204). – С. 91–94.
5. Kim J. S. A fast and efficient bump mapping algorithm by angular perturbation / J. S. Kim, J. H. Lee, K.H. Park // Computers and Graphics. – 2001. – № 25 (5). – P. 401-407.
6. Ikedo T. Illumination Engine for a Billion Pixels per Second / T. Ikedo // Technical Report HCIS-2203-03. – 2003. – 32 p.
7. Нефедов А.В. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги: Справочник. Т.11. – М.: ИП РадиоСофт, 2001. – 512 с.
8. Нефедов А.В. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги: Справочник. Т.1. – М.: ИП РадиоСофт, 2000. – 512 с.

Надійшла до редакції
22.6.2013 р.

ЗАСТОСУВАННЯ ДВОМІРНИХ ВЕЙВЛЕТ ПЕРЕТВОРЕНЬ В ЗАДАЧІ ВИЗНАЧЕННЯ ГРАНИЦЬ

В даній роботі запропоновано новий підхід визначення точок границь в задачі розпізнавання зображень за допомогою двомірних вейвлетів. На відміну від існуючих, новий підхід має ряд переваг: можливість реалізувати аналіз зображення в окремих обчислювальних потоках; одночасний аналіз як по осі X так і по осі Y; можливість вибору кратності розкладання та порогу фільтрації.

Ключові слова: двомірні вейвлети, визначення границь, розпізнавання зображень.

Y.V. POREMSKYI, A.V. VASKOVSKY

Vinnitsa national technical university

TWO DIMENSIONAL WAVELET USING FOR EDGE RECOGNISING

In this paper we propose a new approach for recognition points by using two dimensional wavelet of edge in image recognition problem. Unlike existing methods, this approach has next advantages: ability to implement image analyze in different evaluating threads; analyzing both X and Y axes at the same time; ability to set threshold for filtering and decomposition level.

Keywords: two dimensional wavelet, edge recognizing, image recognizing.

Вступ

Зазвичай зображення, сформовані різними інформаційними системами, спотворюються дією завад. Це ускладнює як їхній візуальний аналіз, так і автоматичну обробку. При вирішенні деяких завдань обробки зображень у ролі завад можуть виступати ті або інші компоненти самого зображення. Наприклад, при аналізі космічного знімка земної поверхні може стояти завдання визначення границь між її окремими ділянками – лісом і полем, водою й сушею тощо. З погляду цього завдання окремі деталі зображення всередині розділених областей є завадою [1].

Ослаблення дії завад досягається фільтрацією. При фільтрації яскравість (сигнал) кожної точки вихідного зображення, спотвореного завадою, замінюється деяким іншим значенням яскравості, яке в меншій мірі було спотворене завадою [2].

Існує цілий ряд методів, що використовують вейвлет фільтрацію для визначення граничних точок об'єктів та попередньої фільтрації, але вони крім очевидних переваг, таких як швидкодія, володіють і недоліками, такими як: коливання в області видалення вейвлетів, залежність вейвлетів від дисперсії сигналу, аліасинг, відсутність спрямованості вейвлетів [3].

Застосування двомірних вейвлетів в задачах обробки зображень

Двомірні вейвлети мають ряд переваг в порівнянні з одномірними. Перш за все, варто відмітити, що оскільки одномірне вейвлет розкладання при обробці зображень виконується спершу по осі X а потім по осі Y, то очевидно, що зв'язок між вейвлетами в різних осях відсутній. З метою усунення цього недоліку варто застосовувати двомірні вейвлети, які розкладають зображення одразу в двох напрямках, що дає змогу аналізувати отриманні дані з урахуванням обох напрямків [4]. Недоліком цього підходу є зменшення швидкодії вдвічі за рахунок збільшення кількості операцій, але його можна компенсувати за рахунок розмежування вейвлет розкладань в окремих потоках.

Для прикладу реалізації двомірних вейвлетів використаємо вейвлет Хаара.

В загальному випадку материнський вейвлет Хаара має вигляд:

$$\psi^H(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, 1/2) \\ -1, & t \in [1/2, 1) \\ 0, & t \notin [0, 1) \end{cases} \quad (1)$$

Класична апроксимація вейвлетом Хаара від функції двох змінних має вигляд:

$$H_{12n}f(x, y) = H_{1n}H_{2n}f(x, y) \quad (2)$$

Виходячи з виразу (2), розкладання по окремим осям буде мати вигляд:

$$H_{2n}f(x, y) = C_{20}f(x, y)H_{[0,1]}(y) + \sum_{l=0}^{n-1} \sum_{l=0}^{2^l-1} C_{2,l}f(x, y)H_{l,l}(y) \quad (3)$$

Материнський вейвлет Хаара для функції двох змінних матиме вигляд:

$$X^H(t) = \begin{cases} 1/2, & t = 0, \\ 1, & t \in (0, 1/2), \\ 0, & t = 1/2, \\ -1/2, & t = 1, \\ 0, & t \in [0, 1] \end{cases} \quad (5)$$

$$X_{i,k}(t) = X^H(2^i t - k); 1 \leq k \leq 2^i - 2, i = 1, 2, \dots, n \quad (6)$$

$$X_{i,0}(0) = \lim_{t \rightarrow 0+0} X_{i,0}(t), X_{i,2^i-1}(1) = \lim_{t \rightarrow 1-0} X_{i,2^i-1}(t) \quad (7)$$

Константа 2^i нормалізує вейвлет і утворює, таким чином ортонормований базис.

Найпростіший шлях утворити двомірний вейвлет – це використовувати смугові фільтри[3]. Двомірне вейвлет перетворення сигналу $F = (f_{i,j})$, де $i = 0, \dots, N_x - 1$ та $j = 0, \dots, N_y - 1$, складається з низькочастотної складової рівня n , v^n , та трьох каналів вейвлет коефіцієнтів $w_{xx}^l, w_{yy}^l, w_{xy}^l$ на всіх рівнях розкладання $l = 1, \dots, n$. Це вейвлет представлення утворюється поперемінним застосуванням одномірних низько та високочастотних фільтрів L та H в напрямках осей X та Y :

$$v^{l+1} = L(x) * L(y) * v^l \quad (8)$$

$$w_{yy}^{l+1} = L(x) * H(y) * v^l \quad (9)$$

$$w_{xx}^{l+1} = H(x) * L(y) * v^l \quad (10)$$

$$w_{xy}^{l+1} = H(x) * H(y) * v^l \quad (11)$$

Де початковим станом є $v^0 = F$ є цільове зображення. При виконанні вейвлет фільтрації коефіцієнти w_{xx}, w_{yy}, w_{xy} змінюються згідно вказаним умовам. Для задачі визначення границь доцільно працювати зі складовою w_{yx} , оскільки саме вона містить деталізацію об'єкту без вмісту низькочастотної складової.

Визначення границі двомірними вейвлетами

Отриману високочастотну матрицю варто додатково профільтрувати за заздалегідь обраним порогом, з метою позбутися зайвих коефіцієнтів, і, таким чином, уникнути можливої похибки першого роду.

$$w_{edge} = \sum_{i,j \in K} \tau(w_{yx}) \quad (12)$$

Де K – область зображення, i та j номер рядку та стрічки, τ – поріг обробки значень.

Тепер, в отриманій матриці містяться лише значення які належать порогові об'єкту, що дає нам можливість перейти до етапу групування точок залежно від відстані одна від одної та класифікація отриманих об'єктів методом, запропонованим в джерелі [6].

Отримане зображення міститиме відфільтровану матрицю коефіцієнтів, готову для використання в розпізнаванні.

Для виділення контурів утворимо матрицю, яка має такий самий розмір як і зображення. Значення які відповідають фону прирівнюємо до 0, а значення які визначено як граничні внаслідок вейвлет-розкладання до 1.

Нехай вхідне зображення подано у вигляді матриці $B^0(M, N)$ елементи $b^0(m, n)$ якої набувають значення нуля (фон) або одиниці (зображення).

1. Наведемо елементи бінарного зображення $B^0(M, N)$ значеннями власних зв'язностей із сусідніми елементами, тобто замість одиничного елемента зображення записується значення його зв'язності. Така модель зображення $Z(M, N)$ називається зв'язностним зображенням:

$$z(m, n) = \begin{cases} B^0(m, n) & \text{якщо } b^0(m, n) = 1 \\ 0 & \text{якщо } b^0(m, n) = 0 \end{cases} \quad (13)$$

2. Визначається стартова точка на зв'язностному зображенні. Це може бути будь-яка точка, що належить до контуру. Вона може бути визначена як перша ненульова точка при послідовному перегляді зображення. Їй присвоюється мітка контуру. Тобто: якщо $z(m, n) \neq 0$, то $z(m, n)$ – стартова і, відповідно, формується матриця контурного зображення $B^1(M, N)$: $b^1(m, n) = 1$.

3. Аналізуються значення точок, які межують із стартовою. Серед них обирається сусідня мінімальна за значенням ненульова точка.

$$z_{min} = \text{MIN} \left\{ \begin{matrix} z(m-1, n), z(m+1, n), z(m-1, n-1) \\ z(m-1, n+1), z(m, n), z(m+1, n-1) \\ z(m+1, n+1), z(m, n-1), z(m, n+1) \end{matrix} \right\} \quad (14)$$

Їй також присвоюється мітка контуру і здійснюється перехід.

4. Потім розглядаються точки, які межують з новою точкою. Серед них обирається сусідня мінімальна за значенням ненульова точка і за виключенням попередньої. Пункт 4 повторюється до тих пір,

поки в сусідні точки не попаде стартова. Тобто контур замикається.

Процес виділення завершений. Після цього ми матимемо набір контурів, які придатні до аналізу ознак їх належності до шуканого образу.

Підвищення швидкодії методу за допомогою CUDA технології

Очевидно, що фільтри діють незалежно один від одного, а це означає, що їх можна реалізувати в окремих потоках. Застосовуючи вейвлет розкладання повторно, до отриманої матриці деталізації, матимемо кратномасштабний аналіз зображення, тобто кількість однакових потоків обробки зростатиме зі збільшенням розмірності зображення. В такому випадку найкраще реалізувати розроблений підхід за допомогою технології CUDA, яка дозволяє застосовувати обчислювальні ресурси відеокarti для математичних операцій [5]. Розглянемо детальніше обчислювальну модель GPU.

Зовнішній шар ядра GPU складається з обчислювальних блоків, які формують мережу або «grid» з розмірністю $N_1 \times N_2 \times N_3$. Графічно це зображено на рисунку 1.



Рис. 1. Обчислювальний блок GPU

Кожен з блоків складається з потоків, які і виконують обчислення. Кожен потік всередині блоку сформований в вигляді тримірного масиву як це зображено на рисунку 2.

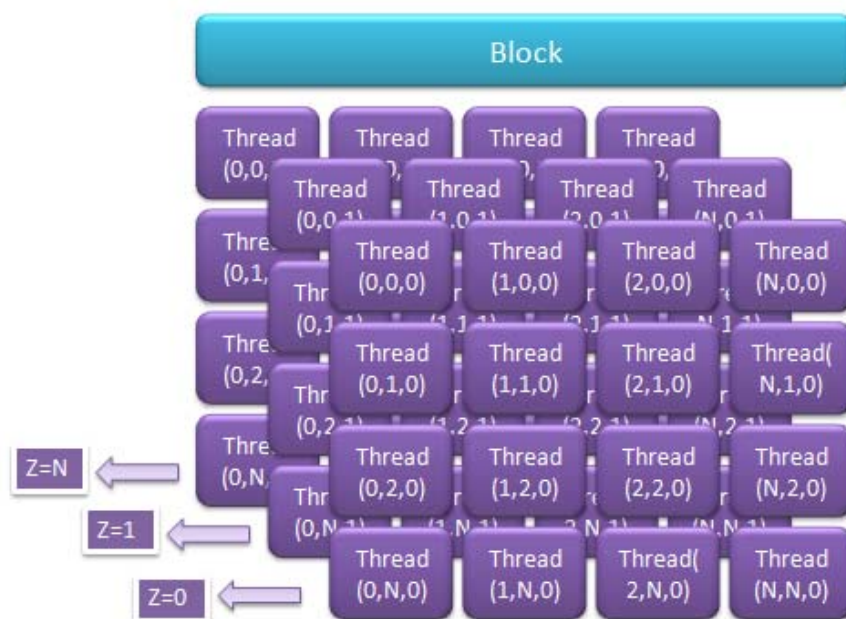


Рис. 2. Структура блоку GPU

Програмно, задача приймає наступні етапи:

1. Розбиття зображення на блоки, розміри яких не перевищують розмір одного блоку GPU
2. Скопіювати отримані дані в відповідні блоки GPU

3. Виконати обчислення всередині блоку за допомогою функції ядра
4. Скопіювати результат з GPU в ОЗП
5. Відновити цільове зображення.

Під час створення функції обробки додається функція `threadIdx` «назва поточної частини зображення» на кожному етапі. Таким чином, створення потоку відбувається кожного разу при запуску ядра.

Для виділення пам'яті існує інша функція `cudaMalloc`, яка містить два вказівника: адреса, за якою записуються дані та розмір цих даних. Для копіювання використовується `cudaMemcpy`.

Використання CUDA технології дозволяє прискорити обробку матриць та методу в цілому. Перевагою цього є можливість реалізувати всі вейвлет фільтрації одночасно в окремих потоках і, таким чином, звести час виконання аналізу до одноразового одномірного вейвлет розкладання.

Висновок

Виходячи з наведеного матеріалу видно, що двомірні вейвлети дають можливість проаналізувати зображення та визначити точки, що належать границі об'єкту. На відміну від одномірних вейвлетних методів, запропонований виконує розкладання одночасно по обох осях, що забезпечує більшу точність пошуку і фільтрації. Крім того, запропоновано застосовувати технологію CUDA для реалізації одночасного аналізу зображення на усіх рівнях розкладання, що дозволяє, при практичній реалізації, компенсувати втрати швидкодії.

Варто відмітити і недоліки двомірних вейвлетів. Це перш за все складність в реалізації та значна кількість обчислень в порівнянні з одномірними вейвлетами. По-друге, це відсутність алгоритмів, які аналізують зображення в області плавного переходу від осі x до y , наприклад в об'єктах, які зображуються у вигляді круга.

Література

1. Кветний Р.Н. Комп'ютерне моделювання систем та процесів. Методи обчислень / Кветний Р.Н., Богач І.В., Бойко О.Р., Софіна О.Ю., Шушура О.М // Частина 2
2. Фисенко В. Т. Компьютерная обработка и распознавание изображений: учеб. пособие / В. Т. Фисенко, Т. Ю. Фисенко. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2008. – 192 с.
3. R. A. Gopinath, Wavelet Based Post Processing of Low Bit Rate Transform Coded Images, Proc. ICIP'94, Nov. 1994. – p. 913 – 917.
4. B. Jeon, J. Jeong and J. Jo, Locking artifacts reduction in image coding based on minimum block boundary discontinuity, Visual Communications Proceedings, Image Processing, May 1995. – p. 198 – 209.
5. J. Sanders, E. Kandrot, An introduction to general-purpose GPU programming, Addison-Wesley, July 2010. – p. 60 – 75.
6. S. Wu, H. Yan and Z. Tan, An Efficient Wavelet Based Deblocking Algorithm for Highly Compressed Images, IEEE Trans. Circuits Syst. [Video Technol]., vol. 11, no. 11, Nov. 2001. – p. 1193 – 1198.

References

1. Kvyetnyy R.N., Bogatch I.V., Boyko A.R., Sofina O.Y., Shushura O.M., Computer simulations of systems and processes. Methods of computation. Part 2
2. Fisenko V.T., Computer image processing and recognition: studies allowance / V.T. Fisenko, T.O. Fisenko. – SPb: SPbGU ITMO, 2008. – 192 p.
3. R. A. Gopinath, Wavelet Based Post Processing of Low Bit Rate Transform Coded Images, Proc. ICIP'94, Nov. 1994. – p. 913 – 917.
4. B. Jeon, J. Jeong and J. Jo, Locking artifacts reduction in image coding based on minimum block boundary discontinuity, Visual Communications Proceedings, Image Processing, May 1995. – p. 198 – 209.
5. J. Sanders, E. Kandrot, An introduction to general-purpose GPU programming, Addison-Wesley, July 2010. – p. 60 – 75.
6. S. Wu, H. Yan and Z. Tan, An Efficient Wavelet Based Deblocking Algorithm for Highly Compressed Images, IEEE Trans. Circuits Syst. [Video Technol]., vol. 11, no. 11, Nov. 2001. – p. 1193 – 1198.

Надійшла до редакції
5.7.2013 р.

УДК 621.317.38

Я. В. САВЕНКО, Ф. М. РЕПА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»

ЛІКУВАЛЬНО-ДІАГНОСТИЧНИЙ КОМПЛЕКС МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ

У статті представлено результати роботи по створенню методології та методів для лікувально-діагностичного комплексу міліметрового діапазону. Представлено метод вимірювання надмалої потужності, методику проведення експерименту та результати експерименту. Запропоновано оригінальну схему стенда вимірювача потужності. Представлено результати дослідження функціональних та конструктивних особливостей радіометричної системи міліметрового діапазону із функцією аналізу спектральної характеристики випромінювання біооб'єкту. Розглянуто застосування спектродіаметричної системи для локального визначення біооб'єктів за їх спектральною характеристикою у міліметровому діапазоні.

Ключові слова: лікувально-діагностичний комплекс, радіометрична система, міліметровий діапазон, локалізація біооб'єкту, спектральна характеристика біооб'єкту

Y. V. SAVENKO, F. M. REPA

National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute»

THERAPEUTIC-DIAGNOSTIC SYSTEM IN MILLIMETER WAVE RANGE

The paper presents the results of research work to create methodologies and techniques for therapeutic-diagnostic system in millimeter wave range. There is presented the techniques for an extra low power measurement, techniques and results of experiment. It has been proposed the original schematic of power meter setup. It has been presented the results of investigation the functional and structural features of millimeter wave radiometric system with function of analyzing the spectral characteristic of the biological object radiation. It has been proposed the application of the spectral radiometric system for local determination of biologic objects based on their spectral characteristics in the millimeter range.

Keywords: therapeutic-diagnostic system, radiometric system, millimeter range, localization of biological objects, spectral characteristics of biological objects.

Вступ

На сьогодні для діагностики та лікування різних захворювань людини застосовують методи та системи міліметрового діапазону. Проте підвищення ефективності охорони здоров'я вимагає комплексної діагностики та лікування, яка можлива лише із застосуванням інформаційних технологій в медичній та інженерній галузях. Існує нагальна потреба створення єдиної методології для методів і лікувально-діагностичних комплексів (ЛДК) міліметрового діапазону та обґрунтування суворих медико-інженерних принципів, які будуть застосовуватись для проектування комплексів такого класу.

Постановка задачі дослідження та шляхи вирішення проблеми

На загальному медико-інженерному рівні задача дослідження полягає у своєчасному виявленні патологій, зокрема локальних місць захворювань за допомогою випромінювання здорових і хворих клітин. Здорові клітини випромінюють у міліметровому діапазоні і мають приблизно однакову величину. При захворюванні клітина змінює величину випромінювання. Цією зміною і можливо виявляти місця захворювань. Тому досить доцільно використати результати дослідження системи випромінювання малих потужностей у міліметровому діапазоні в області медицини для діагностування, дослідження явищ взаємодії випромінювання з біологічними об'єктами для подальшого застосування у медицині.

Вирішення такої задачі можливо на основі: проведення експериментальних досліджень механізмів інформаційної взаємодії на фізичному і біологічному рівнях; аналізу і систематизації методів діагностики і терапії в міліметровому діапазоні у суворій відповідності до підтверджених фізичних і біологічних механізмів інформаційної взаємодії; аналізу і систематизації технічних рішень, які застосовуються в медичній лікувально-діагностичній практиці та проведення всебічного метрологічного обстеження апаратури, що застосовується сьогодні. Створення такої методології для методів та лікувально-діагностичних комплексів міліметрового діапазону потребує вивчення сучасного стану клінічної діагностики патологій організму людини на мікрорівні, зокрема томографічної діагностики онкологічних захворювань, патологій головного мозку та серцево-судинних патологій організму людини.

Необхідно виділити в загальному комплексі медико-інженерних задач комплекс задач медичної галузі та комплекс задач інженерної галузі та зв'язки між ними, які визначають саме комплексність на загальному рівні.

Задачі медичної галузі створення методології для методів та лікувально-діагностичних комплексів міліметрового діапазону

До задач медичної галузі слід віднести: вивчення сучасного стану клінічної діагностики патологій організму людини на мікрорівні, зокрема томографічної діагностики онкологічних захворювань, патологій

головного мозку та серцево-судинних патологій організму людини; дослідження моделей біологічних об'єктів за даними результатів клінічної діагностики, зокрема головного мозку, серцево-судинної системи та інших органів і систем організму людини. Це дозволяє визначити шляхи підвищення ефективності діагностування організму людини через локальне визначення на ранніх стадіях патологій біологічних об'єктів на мікро- та нанорівнях. Результати клінічної діагностики сучасними томографічними методами та системами необхідно розглядати як моделі біологічного об'єкту у вигляді візуальних зображень. Слід відмітити, що клінічна ефективність інформації зростає при застосуванні мультимодальних зображень.

Задачі інженерної галузі створення методології для методів та лікувально-діагностичних комплексів міліметрового діапазону

Створення лікувально-діагностичних комплексів міліметрового діапазону потребує розв'язання наступних задач: дослідження моделей інформаційно-вимірювальних систем міліметрового діапазону для діагностування патологій організму людини; реєстрація власного випромінювання людини в міліметровому діапазоні дозволяє діагностувати стан організму та його окремих систем. В свою чергу створення надчутливих системи дистанційного зондування біологічних об'єктів потребує розв'язання основної задачі систем дистанційного зондування біологічних об'єктів – зібрати інформацію про розподіл зон норми та патології організму та відобразити її у видимому зображенні. До найбільш важливіших характеристик систем зондування біологічних об'єктів, що потребують особливої уваги, відносяться кутове розділення, швидкодія та чутливість. Радіохвилі, які випромінюють або розсіюють біологічні об'єкти, несуть інформацію про їхню будову та стан. Інформація міститься в розподіленні інтенсивності та фази радіохвиль, в характері їх поляризації, часі запізнення та таке інше. Радіохвилі міліметрового діапазону дозволяють розрізняти на зображенні деталі структури об'єкту.

Фізичні основи спектрорадіометричної локалізації об'єктів у міліметровому діапазоні

Спектрорадіометрична система призначена для проведення вимірювання й наступного аналізу спектру випромінювання об'єктів. Результатом аналізу є просторовий розподіл повної енергії об'єкта. За отриманими характеристиками об'єкту визначається його локальне положення. Система призначена для роботи в режимі реального часу й реєстрування швидких динамічних характеристик спектрів і застосовується як основна вимірювальна ланка системи локального визначення об'єктів у міліметровому діапазоні.

Сутність методу локалізації об'єкту, в якому використовується приймач, полягає в наступному. Випромінювання об'єкту, що перебуває в далекій зоні, приймається спрямованою антеною типу рупор, рупор-лінза, відкритий кінець надрозмірного хвилеводу. По надрозмірному хвилеводу (рис. 1) або квазіоптичній лінії передачі з малими втратами, випромінювання надходить на вхід приймача, за допомогою якого здійснюється аналіз спектра прийнятого випромінювання. За допомогою перемикача по тому ж тракту передається випромінювання з відомою радіаційною температурою для калібрування приймача.

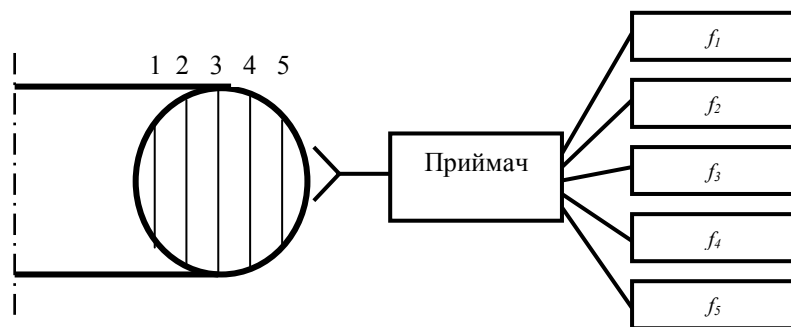


Рис. 1. Схема аналізу спектра потужності випромінювання об'єкта

У зв'язку з тим, що вартість проведення одного вимірювання дуже значна, із цих аналізаторів найбільш перспективними є ті, які забезпечують багаторазовий і досить швидкий аналіз спектра випромінювання розряду. По-перше, це Фур'є-спектрометр, супергетеродинний радіометр і скануючий поліхроматор. Разом з тим, оскільки профіль $T_c(r)$ зазвичай гладкий, для його визначення досить виміряти часові залежності радіаційної температури випромінювання одночасно на декількох частотах, що відповідають заздалегідь обраним точкам уздовж великого радіуса тора. Для ідентифікації випромінювання й визначення радіаційних втрат енергії із об'єкта необхідно провести панорамний аналіз випромінювання в широкому діапазоні частот. Це можна зробити за допомогою скануючого Фур'є-спектроскопа або набору радіометрів, які настроєні на окремі діапазони. Градування приймача впливає на точність вимірів у даному завданні. Здійснюється вона від антени до детектора, при цьому використовується широкоапертурний випромінювач із відомою радіаційною температурою.

Градування приймача здійснюється за потужністю випромінювання, яке накопичене в камері, де знаходиться об'єкт і нагріте до відомої температури. Якщо зв'язок спектрометра із цим випромінювачем і об'єктом залишається незмінним, то локальну температуру можна виміряти з похибкою, що не перевищує 10 %.

Використовуючи цей метод і застосовуючи для вимірювання супергетеродинні радіометри, на

багатьох установках було показано, що з відносних вимірів потужності випромінювання об'єкта можна визначити радіальний профіль температури з похибкою не більше 10 %, якщо використати для градування апаратури дані лазерної або рентгенівської діагностики про температуру центральної області.

Перші успішні абсолютні вимірювання профілю радіаційної температури випромінювання на частоті f_2 виконані на установці Alcatel. Ці дані виявилися в задовільній узгодженості з результатами лазерної, рентгенівської та зондової діагностик.

Функціональні особливості спектродіаметричної системи

Приймач побудований за супергетеродинною схемою з подвійним перетворенням частоти. Це дозволяє одержати високу чутливість, рівномірність характеристик у всьому частотному діапазоні й максимальній розв'язці між каналами. Спрощена структурна схема приймача представлена на рисунку 2.

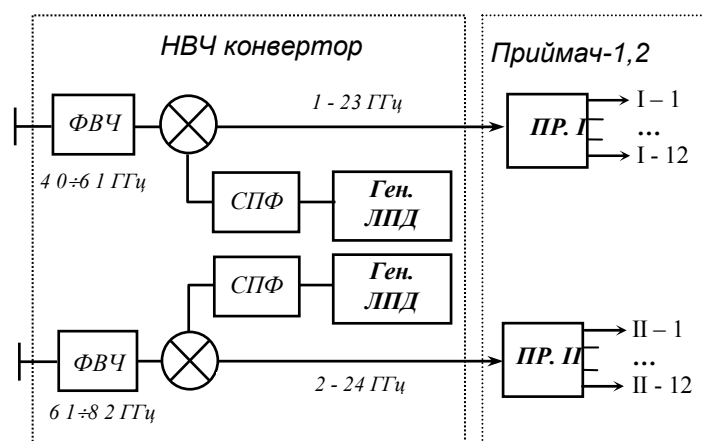


Рис. 2. Структурна схема приймача: СПФ – смугопропусні фільтри, ФВЧ – фільтр верхніх частот, БЗ – балансні змішувачі, ген. ЛПД – генератор на ЛПД-діоді, Пр. I, II – блоки 12-ти каналних приймачів

Він має високу стабільність характеристик. До складу приймача входить НВЧ конвертор (8 мм), також приймач може комплектуватися аналогічними конверторами, що працюють в діапазоні від 8 до 2 мм. Блоки 12-каналних приймачів можуть використатися як самостійні пристрої для аналізу ВЧ шумів плазми в діапазоні 1÷24 ГГц. Приймач за своїми технічними характеристиками відповідає сучасному рівню аналогічних західних моделей і може бути конкурентоспроможним, особливо з урахуванням його вартості стосовно аналогів.

На підставі проведеного аналізу відомих розробок обрані дві моделі аналогічних приймачів: Heterodyne Radiometer For ECE Measurements (розробка інституту Max-Planck, Німеччина) і Radiometer for diagnostics ECE (Франція). До уваги приймалися приймачі, які найбільш часто використовують для подібних вимірювань.

Розроблений приймач за сукупністю основних параметрів не поступається аналогам, а по модуляційній чутливості перевищує їх. Також у даному приймачі реалізовано ряд додаткових функцій: плавне регулювання коефіцієнта підсилення ППЧ; можливість підключення до одного конвертора двох блоків прийому для збільшення спектральної роздільності; електронне керування вхідним обмежником приймачів.

До складу приймача входять наступні блоки:

1) комплект приймально-перетворювальних НВЧ модулів-конверторів (ППМ), кожний із яких містить у собі балансний змішувач на основі бар'єрних діодів Шоткі, гетеродин на основі діода Ганна або лавино-пролітний діод, помножувач частоти гетеродина, широкосмуговий підсилювач проміжної частоти (ПЧ) і стабілізатори напруги живлення.

2) блоки приймачів– 1,2 призначені для поділу широкої смуги ПЧ, яка сформована в ППМ, на ряд різночастотних каналів з наступним детектуванням і посиленням сигналів у кожному каналі.

3) системи захисту апаратури від перевантаження сигналами, що надходять на входи ППМ і ППЧ.

Особливі умови роботи приймача – у режимі виміру для поліпшення спектральної роздільності в обмеженому діапазоні частот два блоки ППЧ можуть бути підключені до одного ППМ через узгоджений дільник потужності в діапазоні 1 – 24 ГГц.

Конструктивні особливості спектродіаметричної системи

Приймач установлюється на амортизованій платформі в захисний кожух. При установці у вимірювальний комплекс, до виходу кожного каналу приймача підключається система реєстрації. Реєстрація здійснюється за допомогою вбудованого у ПЕОМ (PC) багатоканальних плат аналогово-цифрових перетворювачів з тактовою частотою ~ 60 МГц і оперативною пам'яттю 256 Мегабайт.

Весь приймач виконаний у трьох корпусах: в одному розташований НВЧ конвертор, у двох інших приймачі: 1 та 2. Інформація з конструкції НВЧ конвертора є закритою. Конструктивно приймач-1 не відрізняється від приймача-2, відмінність складається в різних частотах приймання каналів і відповідно параметрів розгалужувача. Розглянемо конструкцію приймача-1.

Приймач виконаний по блочно-модульному принципу. Така побудова забезпечує легкий доступ до кожного каналу приймача при його налаштуванні і є оптимальною по електромагнітній сумісності між каналами усередині приймача (як показав досвід конструювання аналогічного приладу тільки при такій побудові виходить найбільша розв'язка між каналами приймання). У приймачі паралельно бічним стінкам у вертикальному положенні встановлені 12 блоків каналів прийому й один блок ширококутвого малошумного підсилювача МШП.

Кожний функціонально закінчений вузол приймача збирається в окремому закритому корпусі. Це

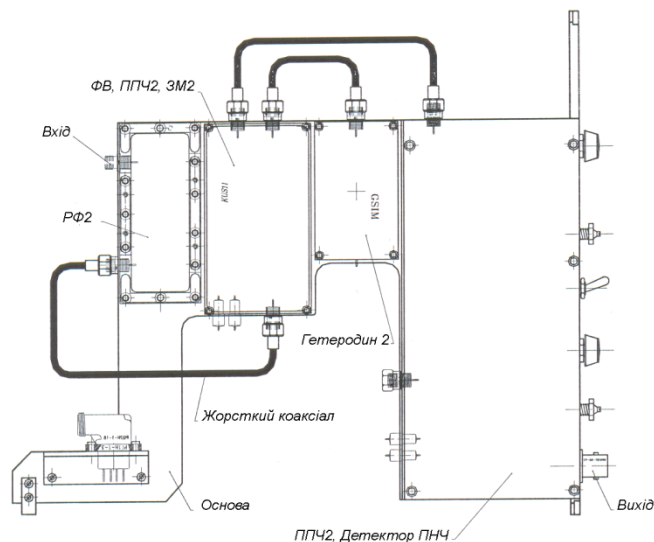


Рис. 3

потрібно для того, щоб уникнути наведень при роботі приймача (приймач працює в складних електромагнітних умовах). Також така побудова дозволяє досягти максимальної (розрахункової) чутливості приймача. Всі сигнальні з'єднання усередині приймача здійснюються твердим коаксіалом, радіус скривлення якого не менше 2 см.

Кожний канал прийому збирається на власній базі, яка являє собою пластину, де у трьох точках встановлені кріпильні елементи, два з них також є напрямними при установці й зніманні блоку. Загальний вид типового каналу прийому наведений на рисунку 3.

На базі модуля каналу змонтовано всі блоки каналу приймання починаючи із режекторного фільтра РФ і закінчуючи вихідним підсилювачем низької частоти ПНЧ. Ширококутвий МШП розташований у першому відсіку, на окремій основі. На цій

же основі розташовані обмежувач і вхід приймача.

Висновки

Дослідження інформаційно-вимірювальних системи міліметрового діапазону на основі класичних методів вимірювання потужностей НЗВЧ та на основі чутливих методів вимірювання потужності НЗВЧ дозволяє обґрунтувати вимоги, як медичного так і інженерного характеру до інформаційних ЛДК міліметрового діапазону.

Проведені дослідження інформаційних технологій для лікувально-діагностичних комплексів на основі інформаційно-вимірювальних систем міліметрового діапазону дозволило реалізувати системне об'єднання можливостей техніки і технології в галузі медицини та техніки і технології в галузі інженерії міліметрового діапазону електромагнітних хвиль.

Розроблений приймач застосовується в складі НЗВЧ системи ЛДК для реєстрації випромінювання біологічних об'єктів. Якщо в даному приймачі збільшити постійну часу інтегрування, після детектора, він може застосовуватися в ряді інших завдань таких як радіоастрономія, спектроскопія, аерономія, супутникова радіометрія – для визначення атмосферного забруднення, величини озонового шару, кліматичних змін.

Література

1. Яковенко В. М. Твердотельная электроника миллиметровых и субмиллиметровых волн. – Харьков: ИРЭ, 1988. – 173 с.
2. Измерения на миллиметровых и субмиллиметровых волнах: Методы и техника/ Р. А. Валитов, С. Ф. Дюбко, Б. И. Макаренко и др.; Под ред. Р. А. Валитова, Б. И. Макаренко. – М.: Радио и связь, 1984. – 296с
3. Пирогов Ю.А., Гладун В.В., Иванов В.С., Тищенко Д.А., Терентьев Е.Н. Многолучевые системы пассивного радиовидения миллиметрового диапазона. – М.: Издательство физического факультета МГУ, 1999.
4. Козлова А.И. Физические поля биологических объектов // Вестник Академии Наук СССР. – 1983. – № 8.

Надійшла до редакції
24.5.2013 р.

ДІАГНОСТИЧНІ ОБМЕЖЕННЯ МЮЛЛЕР-МАТРИЧНОЇ ТОМОГРАФІЇ ОПТИЧНО ТОВСТИХ БАГАТОШАРОВИХ БІОЛОГІЧНИХ ТКАНИН

В роботі досліджено діагностичні можливості Мюллер-матричної томографії багаторазово розсіяних лазерних полів у різних зонах дифракції. Визначено взаємозв'язки між зміною параметрів поляризації і особливостями будови біологічних тканин різної оптичної товщини.

Ключові слова: поляризація, біологічна тканина, оптично товсті шари, Мюллер-матрична томографія, статистичний аналіз, кореляційний аналіз, фрактальний аналіз.

N.I. ZABOLOTNA, S.V. KOSTYUK, O.V. DRONENKO

Vinnitsa National Technical University, Ukraine

DIAGNOSTIC LIMITATIONS OF MUELLER- MATRIX TOMOGRAPHY OF OPTICALLY THICK MULTILAYER BIOLOGICAL TISSUE

Diagnostic possibilities Mueller-matrix tomography of multiply scattered laser imaging fields in different areas diffraction are investigated in article. The relationship between the change of polarization parameters and structural features of biological tissues with different optical thickness are defined.

Keywords: polarization, biological tissue, optically thick layers, Mueller-matrix tomography, statistical analysis, correlation analysis, fractal analysis.

Вступ

Створення нового класу інтелектуальних оптико-електронних приладів та систем для контролю параметрів неоднорідностей структури біологічних тканин з високою інформативністю, точністю та широкими функціональними можливостями є важливою проблемою, вирішення якої сприяє підвищенню ефективності проведення медичної діагностики і лікування і, таким чином, покращенню здоров'я нації.

Одним із перспективних напрямків вирішення вказаної проблеми є розвиток сучасної поляризаційно-чутливої оптичної когерентної томографії з використанням методів лазерної поляриметрії [1-3]. Вимірювання матриць Мюллера світлорозсіюючих шарів надає можливість отримати найповнішу інформацію про поляризаційні властивості біологічного об'єкта. Впровадження двокомпонентної аморфно-кристалічної моделі біологічних тканин було покладено в основу встановлення взаємозв'язків розподілів сукупності елементів матриці Мюллера з розподілами орієнтацій та двоприменезаломлюючої здатності шарів біологічних тканин. У результаті сформульовані критерії діагностики м'язових дистрофій, передракових станів сполучної тканини, колагенозів та ін. [4-7].

Проте відомі методи Мюллер-матричної томографії [1-7] лише за умов одноразового розсіювання дозволяють визначити однозначно взаємозв'язки між набором параметрів, які характеризують оптичну анізотропію (мапи напрямів оптичних осей $\rho(X, Y)$ і мапи кутів двоприменезаломлення $\delta(X, Y)$) оптично тонких фазово- неоднорідних шарів, і координатними розподілами $f_{ik}(X, Y)$ елементів матриці Мюллера. Проте реальні досліджувані біологічні об'єкти являють собою більш складні багатошарові структури з різними оптичними товщинами шарів, де має місце багаторазове розсіювання лазерного випромінювання. Аналітично дана обставина унеможливило адекватне застосування методу Мюллер-матричного відтворення фазових [8] та орієнтаційних томограм [9] біологічних шарів.

Тому існує необхідність експериментального дослідження діагностичних можливостей Мюллер-матричної томографії у випадку поляризаційного зондування оптично товстих шарів біологічної тканини.

Метою роботи є розширення функціональних можливостей Мюллер-матричної томографії та встановлення її діагностичних меж при дослідженні оптично товстих шарів багатошарових біологічних тканин в умовах отримання багаторазово розсіяних лазерних полів у різних зонах дифракції.

Характеристика матеріалів та засобів дослідження

За досліджувани біологічні матеріали було взято гістологічні зрізи шийки матки (двошарова структура «гладкий м'яз – сполучна тканина») з різними фізіологічними станами («норма» і «патологія» (дисплазія)) для двох «граничних» оптичних товщин, де діагностика фізіологічних станів ще можлива ($\tau = 0,75$) і неможлива ($\tau = 1,5$).

Для проведення вимірювань застосовувалась описана в роботі [10] багатофункціональна система двовимірної Мюллер-матричної томографії шарів оптико-анізотропних БТ (рис. 1), що функціонувала в двох режимах вимірювання «орієнтаційних» і «фазових» Мюллер-матричних елементів з їх подальшим автоматизованим аналізом: у режимі безпосереднього експериментального вимірювання; у режимі поляризаційного відтворення структури «екранованого» біологічного шару гладкого м'яза двошарової структури «гладкий м'яз – сполучна тканина» [11]. Принцип роботи зазначеної схеми та режими роботи

детально описані в попередніх роботах [11] і в даній статті не розглядаються.

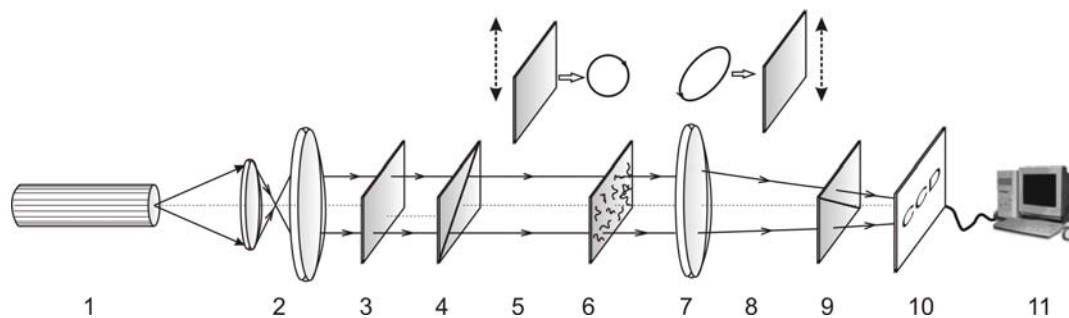


Рис. 1. Оптична схема системи двовимірної Мюллер-матричної томографії, де
 1 – напівпровідниковий лазер; 2 – коліматор; 3 – стаціонарна чвертьхвильова платівка;
 5, 8 – механічно рухомі чвертьхвильові платівки; 4, 9 – поляризатор та аналізатор відповідно;
 6 – об’єкт дослідження; 7 – мікроскоп; 10 – CCD камера; 11 – персональний комп’ютер

Аналіз структури експериментально виміряних та поляризаційно відтворених «орієнтаційних» і «фазових» Мюллер-матричних елементів оптично товстої тканини

Рис. 2 і рис. 3 ілюструють серії координатних ((а), (б)); 3D – розподілів ((в), (г)) та фазові $\delta(m \times n)$, $\delta^*(m \times n)$ ((д), (е)) томограми оптико – анізотропної полікристалічної мережі експериментально виміряних $y_{44}(m \times n)$ ((а), (в)) і поляризаційно відтворених $y_{44}^*(m \times n)$ ((б), (г)) «фазових» елементів матриці Мюллера шару гладкого м’яза оптично – товстої ($\tau = 0,75$) тканини здорової (рис. 2) та онкологічно зміненої (рис. 3) шийки матки.

Аналогічні серії вимірювань були проведені для отримання координатних розподілів, 3D – розподілів та орієнтаційних $\rho(m \times n)$, $\rho^*(m \times n)$ томограм оптико – анізотропної полікристалічної мережі експериментально виміряних $y_{22}(m \times n)$ і поляризаційно відтворених $y_{22}^*(m \times n)$ «орієнтаційних» елементів матриці Мюллера шару гладкого м’яза оптично – товстої ($\tau = 0,75$) тканини здорової та онкологічно зміненої шийки матки.

Порівняльний аналіз одержаних даних про структуру розподілів «орієнтаційного» y_{22} і «фазового» y_{44} елементів матриці Мюллера гладкого м’яза оптично – товстого шару тканини матки різного фізіологічного стану виявив значні відмінності між експериментально виміряними Мюллер – матричними зображеннями та відповідними томограмами ($y_{22}(m \times n) \rightarrow \rho(m \times n)$, $y_{44}(m \times n) \rightarrow \delta(m \times n)$) і, поляризаційно відтвореними ($y_{22}^*(m \times n) \rightarrow \rho(m \times n)$, $y_{44}^*(m \times n) \rightarrow \delta(m \times n)$), розподілами напрямів орієнтацій оптичних осей та величин фазових зсувів полікристалічних мереж.

Дана обставина свідчить про переважний вплив (за рахунок багаторазового розсіяння) статистичної інтерференції різнополяризованих хвильових фронтів на процеси формування розподілів $y_{22}(m \times n) \rightarrow \rho(m \times n)$, $y_{44}(m \times n) \rightarrow \delta(m \times n)$. Внаслідок цього і виникають розбіжності між експериментально визначеним і поляризаційно – відтвореними орієнтаційними і фазовими томограмами.

З метою визначення обмежень методу Мюллер – матричного відтворення та томографування структури полікристалічних протеїнових мереж багатоплощарових оптично – товстих біологічних тканин ми провели порівняльні дослідження серії гістологічних зрізів шийки матки з різними величинами коефіцієнту ослаблення τ .

В таблиці 1 приведені значення статистичних, кореляційних і спектральних моментів, які характеризують координатні розподіли безпосередньо виміряних і поляризаційно відтворених (двошарова структура «гладкий м’яз – сполучна тканина) матричних елементів $y_{22}^*(m \times n)$ і $y_{44}^*(m \times n)$ для двох «граничних» оптичних товщин, де діагностика фізіологічних станів ще можлива ($\tau_1 = 0,75$) і неможлива ($\tau_2 = 1,5$).

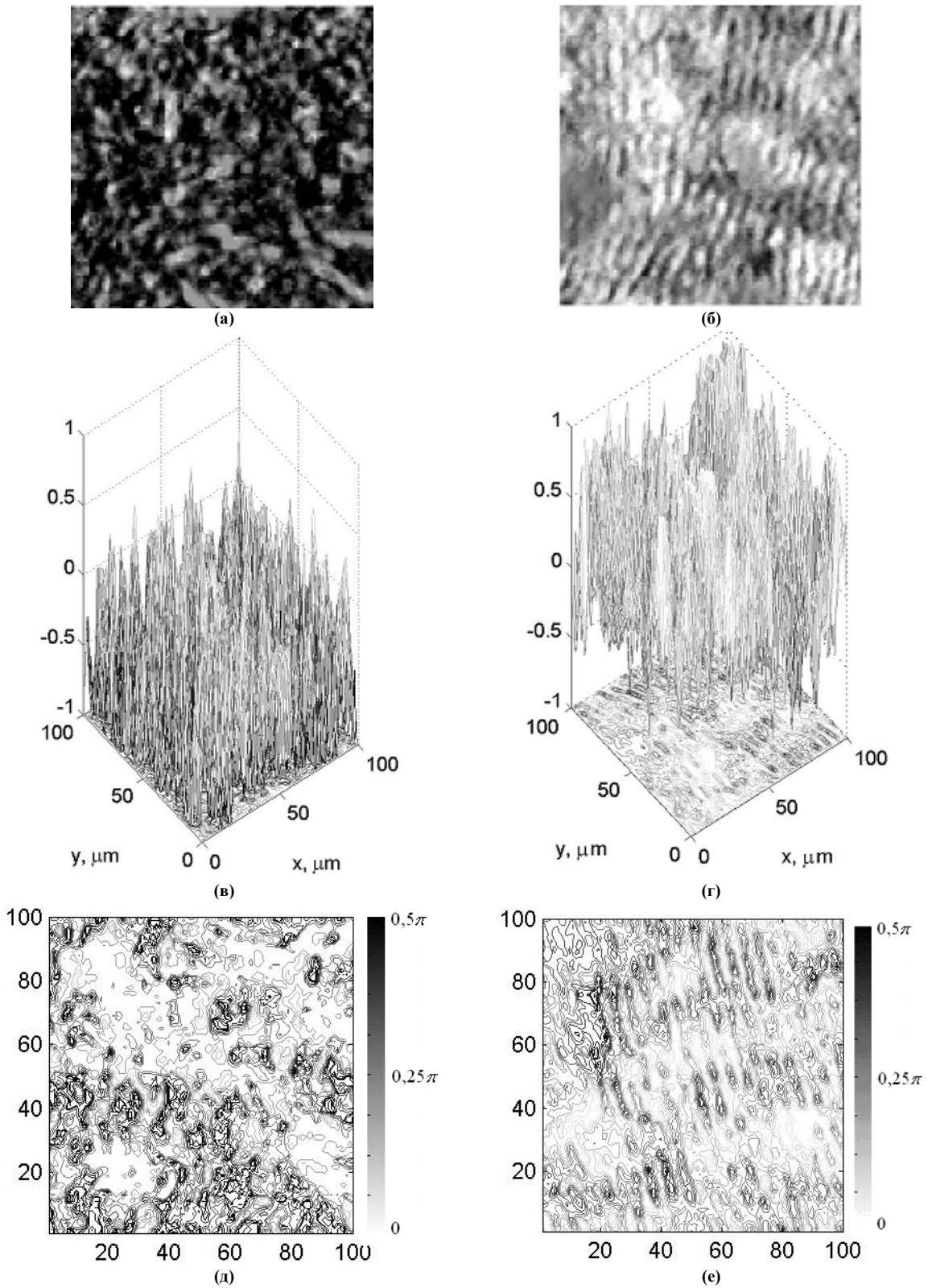


Рис. 2. Мюллер – матричні зображення $y_{44}(m \times n)$ та фазові томограми полікристалічної мережі гладкого м'яза оптично-товстої здорової тканини матки

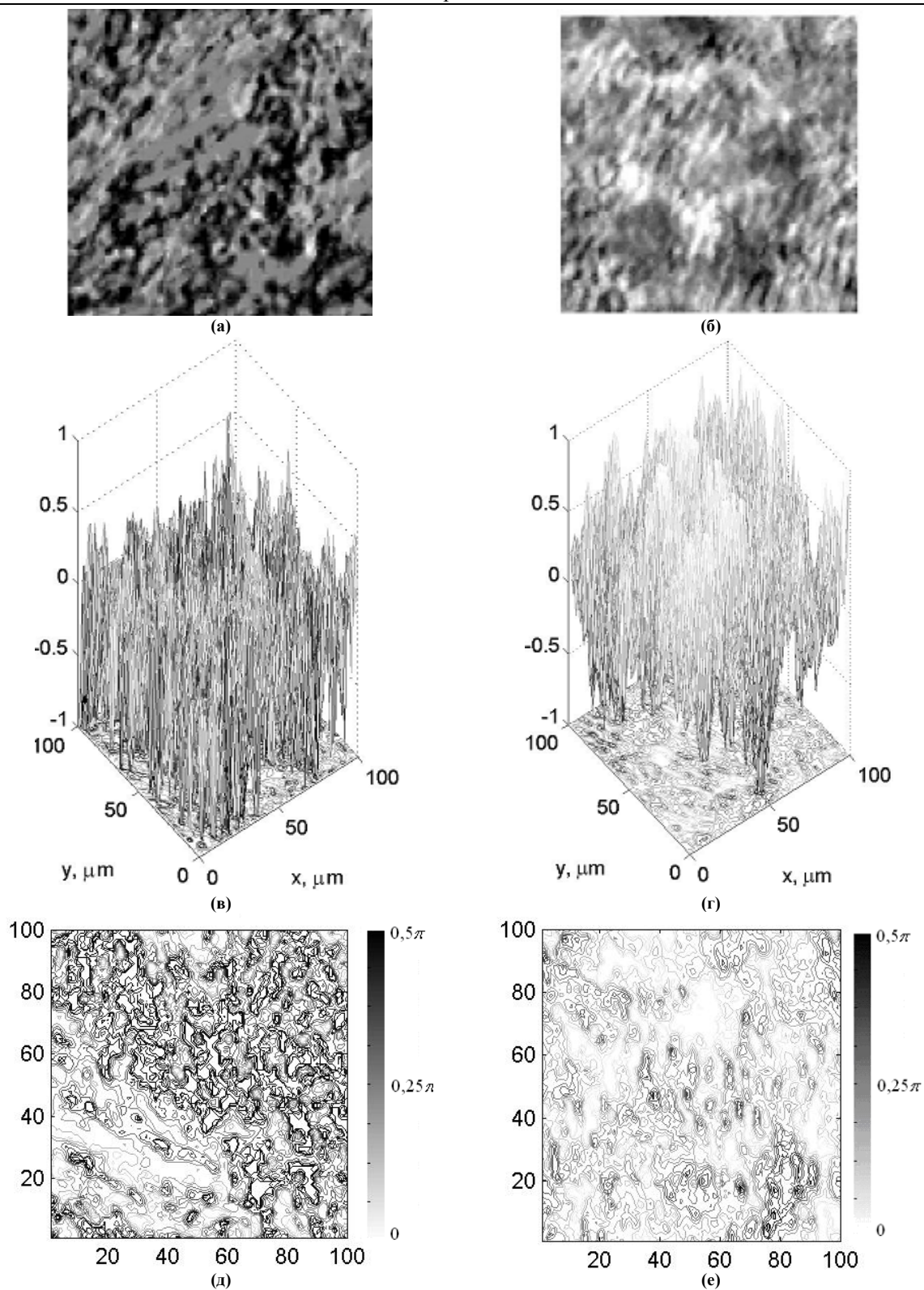


Рис. 3. Мюллер – матричні зображення $Y_{44}(m \times n)$ та фазові томограми полікристалічної мережі гладкого м'яза оптично-товстої тканини матки у стані дисплазії

Статистичні, кореляційні, спектральні моменти розподілів експериментально виміряних і відтворених елементів $y_{22}(m \times n)$ тканини м'яза шийки матки різної оптичної товщини τ

y_{22}	$\tau_1 = 0,75$				$\tau_2 = 1,5$			
	Норма		Патологія		Норма		Патологія	
$M^{(1)}$	0,43	0,27*	0,39	0,27*	0,21	0,18*	0,19	0,16*
$M^{(2)}$	0,24	0,18*	0,21	0,18*	0,13	0,41*	0,14	0,34*
$M^{(3)}$	0,53	0,25*	0,1	0,15*	0,09	0,01*	0,07	0,02*
$M^{(4)}$	1,45	0,64*	0,89	0,24*	0,14	0,07*	0,17	0,09*
$Q^{(2)}$	0,25	0,19*	0,22	0,29*	0,29	0,24*	0,24	0,26*
$Q^{(3)}$	0,16	0,54*	0,15	0,34*	0,03	0,09*	0,07	0,08*
$Q^{(4)}$	0,31	1,04*	0,54	0,47*	0,05	0,16*	0,08	0,19*
$J^{(1)}$	0,72	0,57*	0,7	0,59*	0,76	0,59*	0,78	0,51*
$J^{(2)}$	0,23	0,39*	0,26	0,33*	0,21	0,39*	0,23	0,36*
$J^{(3)}$	0,11	0,72*	0,13	0,66*	0,04	0,25*	0,05	0,32*
$J^{(4)}$	0,31	1,43*	0,36	1,65*	0,05	0,43*	0,07	0,51*

З аналізу даних, приведених у таблиці 1, видно, що відмінності між статистичними, кореляційними, спектральними моментами розподілів експериментально виміряних і поляризаційно відтворених елементів $y_{22}(m \times n)$ тканини гладкого м'яза шийки матки різної оптичної товщини τ досягають 2 – 9 разів.

Разом з тим, метод Мюллер – матричного відтворення поляризаційних властивостей орієнтаційної оптико – анізотропної структури гладкого м'яза багат шарової тканини матки дозволяє диференціювати її різні фізіологічні стани до оптичних товщин $\tau \leq 0,75$.

Установлено, що найбільш діагностично ефективним для диференціації оптичних властивостей здорового і онкологічно зміненого шару гладкого м'яза оптично товстої ($\tau \leq 0,75$) тканини шийки матки є:

- 3-й і 4-й статистичний моменти координатних розподілів $y_{22}^*(m \times n)$ – відмінності між ними лежать у межах від 1,5 (M_3) до 2 (M_4) раз;
- 4-й кореляційний момент Q_4 – відмінності між ними складають 2,5 рази, відповідно.

Для більших значень оптичної товщини $\tau \geq 1,5$ багат шарової біологічної тканини Мюллер – матричне томографування є неоднозначним і, внаслідок цього діагностично неефективним.

Результати Мюллер – матричного фазового томографування оптично товстих шарів тканини шийки матки різного фізіологічного стану ілюструє таблиця 2.

З аналізу даних, приведених у таблиці 2, видно, що діагностично ефективним для фазової диференціації оптичних властивостей здорового і онкологічно зміненого шару гладкого м'яза оптично товстої ($\tau \leq 0,75$) тканини шийки матки є:

- 4-й статистичний момент координатних розподілів $y_{44}^*(m \times n)$ – відмінності між їх значеннями досягають 2-х раз;
- 4-й кореляційний момент Q_4 – відмінності між ними складають 1,85 рази.

Для більших значень оптичної товщини $\tau \geq 1,5$ багат шарової біологічної тканини Мюллер – матричне фазове томографування (таблиця 2), як і у випадку орієнтаційного томографування (таблиця 1) є неоднозначним і, внаслідок цього діагностично неефективним.

Статистичні, кореляційні, спектральні моменти розподілів експериментально вимірених і відтворених елементів $y_{44}(m \times n)$ тканини м'яза шийки матки різної оптичної товщини τ

y_{44}	$\tau_1 = 0,75$				$\tau_2 = 1,5$			
	Норма		Патологія		Норма		Патологія	
$M^{(1)}$	0,13	0,21*	0,16	0,25*	0,1	0,18*	0,12	0,16*
$M^{(2)}$	0,32	0,15*	0,25	0,18*	0,14	0,24*	0,11	0,27*
$M^{(3)}$	0,15	0,29*	0,18	0,24*	0,04	0,02*	0,06	0,03*
$M^{(4)}$	0,24	0,41*	0,49	0,77*	0,07	0,05*	0,08	0,07*
$Q^{(2)}$	0,12	0,18*	0,15	0,21*	0,3	0,27*	0,29	0,28*
$Q^{(3)}$	0,21	0,44*	0,25	0,37*	0,04	0,08*	0,07	0,09*
$Q^{(4)}$	0,53	1,12*	0,94	1,97*	0,07	0,12*	0,08	0,14*
$J^{(1)}$	0,57	0,65*	0,62	0,69*	0,75	0,66*	0,78	0,51*
$J^{(2)}$	0,28	0,37*	0,24	0,31*	0,22	0,31*	0,23	0,36*
$J^{(3)}$	0,43	0,31*	0,35	0,34*	0,05	0,13*	0,09	0,15*
$J^{(4)}$	0,68	0,47*	0,56	0,38*	0,08	0,23*	0,12	0,25*

Висновки

Експериментально підтверджена ефективність методу поляризаційного відтворення Мюллер-матричних зображень внутрішніх шарів біологічних структур на прикладі дослідження двошарової тканини шийки матки типу «сполучна тканина – м'язова тканина». Це дозволило узагальнити принципи двовимірної Мюллер-матричної томографії на випадок оптично товстих шарів біологічних тканин.

Виявлено взаємозв'язки між тенденціями зміни величин набору статистичних, кореляційних і фрактальних параметрів, які характеризують розподіли «орієнтаційного» і «фазового» елементів матриці Мюллера, і особливостями побудови двоприменезаломлюючих сіток біологічних тканин при різних оптичних товщинах. Виявлено, що метод Мюллер-матричного відтворення поляризаційних властивостей орієнтаційної та фазової структури гладкого м'яза багатшарової тканини матки дозволив диференціювати її фізіологічні стани як «норма» і «патологія» при оптичних товщинах $\tau \leq 0,75$.

Література

1. Shuliang Jiao. Two-dimensional depth-resolved Mueller matrix of biological tissue measured with double-beam polarization-sensitive optical coherence tomography / Shuliang Jiao, Lihong V. Wang // Opt. Lett. – 2002. – Vol. 27. – P. 101-103.
2. Boer J.F. Review of polarization sensitive optical coherence tomography and Stokes vector determination / J.F. de Boer and T.E. Milner. // J. Biomed. Opt. – 2002. – V.7. – P.359-371.
3. Pierce M.C. Birefringence measurements in human skin using polarization-sensitive optical coherence tomography / M. C. Pierce, J. Strasswimmer, B. H.Park [et.al.] // J. Biomed. Opt. – 2004. – Vol. 9. – P. 287-291.
4. Ushenko A.G. Laser Polarimetry of Biological Tissue: Principles and Applications / Alexander G. Ushenko and Vasilii P. Pishak // Handbook of Coherent-Domain Optical Methods: Biomedical Diagnostics, Environmental and Material Science [ed. Valery V. Tuchin]. – Kluwer Academic Publishers, 2004. – Vol. 1. – P. 93-138.
5. Ushenko Yu.A., Dubolazov O.V., Karachevtcev A.O., Zabolotna N.I. The Mueller-matrix elements characteristic values of biological tissues // Applications of Optics and Photonics; Braga; Portugal, 3 – 7 May, 2011: Proceeding SPIE. – Vol. 8001. – 80010J.
6. Zabolotna N.I., Musiichuk, I.V. Principles and methods of Mueller-matrix tomography of multilayer biological tissues // 10th International Conference on Correlation Optics; Chernivtsi; Ukraine; 12-16 September, 2011: Proceeding SPIE. – Vol. 8338. – 833810
7. Angelsky O.V. Statistical and Fractal Structure of Biological Tissue Mueller Matrix Images / O. V. Angelsky, A. G. Ushenko, Yu. A. Ushenko [et. al.] // Optical Correlation Techniques and Applications, Oleg V. Angelsky, Ed. Washington: Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers, 2007. – P. 213-266.
8. Заболотна Н.І. Система фазової Мюллер-матричної томографії полікристалічних мереж біологічних тканин /Н.І. Заболотна, С.В. Павлов, Б.П. Олійниченко // Клінічна інформатика і теле-медицина. – 2011. – Т.7. – Вип.8. – С.68-75.
9. Заболотна Н.І. Система орієнтаційної Мюллер-матричної томографії полікристалічних мереж

біологічних кристалів // Н.І. Заболотна, С. В. Павлов, В.В. Шолота, С.С. Тужанський // Фотобіологія та фотомедицина. – 2011. – Т.8. – № 2– С.157-162.

10. Заболотна Н.І., Ушенко О.Г. Принципи і методи Мюллер-матричної томографії багат шарових оптично товстих біологічних тканин / Н.І. Заболотна, О.Г. Ушенко // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах – 2012. – № 1. – С.157-162.

11. Заболотна Н.І. Метод та система поляризаційного відтворення координатних розподілів елементів матриці Мюллера двошарових сіток біологічних кристалів/ Н.І. Заболотна // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2012. – № 1 (23). – С.99-109.

Надійшла до редакції
7.5.2013 р.

УДК 681.5:61

С.В. ПАВЛОВ, Д.В. ВОВКОТРУБ

Вінницький національний технічний університет

СТВОРЕННЯ БЛОКІВ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ БІОМЕДИЧНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ АНАЛІЗУ СТРУКТУРНИХ ЗМІН ПРИ ДІАГНОСТИЦІ ТОМОГРАМ ОКА ОКТ

Досліджено процес отримання томограм ока за допомогою оптичної когерентної томографії. Розглянуто стадії утворення ідіопатичних макулярних розривів при діагностиці дна ока. Визначені основні стадії прогресування патології сітківки. Створено блоки нечіткої логіки для отримання достовірних висновків, щодо результату діагностики.

Ключові слова: нечітка логіка, функції належності, оптична когерентна томографія, ідіопатичні макулярні розриви.

S.V. PAVLOV, D.V. VOVKOTRUB

Vinnitsia National Technical University, Vinnitsa

CREATING BLOCK FUZZY LOGIC BIOMEDICAL SYSTEM FOR ANALYSIS OF STRUCTURAL CHANGES IN EYEDIAGNOSIS SCANS OCT

The process of obtaining scans eye using optical coherence tomography. We consider the stage of formation of idiopathic macular breaks in eye bottom diagnosis. Defined the basic stages of retinal pathology progression. Creating fuzzy logic blocks for reliable conclusions about the outcome of diagnosis.

Keywords: fuzzy logic, membership function, optical coherence tomography, idiopathic macular break.

Вступ

Сучасний розвиток технологій діагностики ока сягнув високих можливостей. Поряд з цим існує ряд проблем, з якими повсякденно зустрічаються лікарі під час практики особливо при дослідженні дна ока. Для цих цілей в клінічній практиці використовують сучасні діагностичні методи: оптичну когерентну томографію (ОКТ), гейдельбергську ретинальну томографію, лазерну ретинальну поляриметрію, скандувальний аналізатор товщини сітківки. Вони можуть дати суттєву інформацію про структуру та склад дна ока, які дослідити неозброєним оком лікаря неможливо.

При проведенні аналізу існуючих патологій дна ока, було виділено основні проблемні напрямки, які вирішуються до цього часу провідними спеціалістами та фахівцями. Одним з таких порушень, що призводять до необоротного погіршення зору, є сенильні, або ідіопатичні макулярні розриви, які найдоцільніше діагностувати за допомогою ОКТ.

Основна частина

Оптична когерентна томографія (Optical Coherence Tomography) являє собою оптичний метод дослідження і дозволяє відображати структуру біологічних тканин організму в поперечному перерізі з високою роздільною здатністю, що забезпечує отримання прижиттєвої морфологічної інформації на мікроскопічному рівні [1]. В ОКТ основним інформативним параметром є модуль функції взаємної когерентності низькокогерентного випромінювання. Принципи пристрою і функціонування ОСТ-обладнання базуються на хвильових властивостях світла.

Принцип роботи ОКТ полягає у вимірюванні часу проходження пучка когерентного світла інфрачервоного діапазону з довжиною хвилі 800-1300 нм від джерела випромінювання до об'єкта та його зворотній рух до приймаючого пристрою. На більш коротких довжинах хвиль відбувається розсіювання або поглинання на рівні поверхні тканини, а при більш довгих довжинах хвиль світло поглинається рідинами в тканинах. Перевагою даного методу є те що, даний діапазон випромінювання малої потужності не має шкідливого впливу на тканини, які досліджуються. Даний метод – неінвазивний, який при цьому не має обмежень по стану здоров'я пацієнта. ОКТ дозволяє оцінити величину і глибину світлового сигналу, який відображається від різних за оптичними властивостями тканин. Осьова роздільна здатність в 10 мкм

забезпечує найкращу візуалізацію тканинних мікроструктур. При фокусуванні на цілі світлового променя, відбувається його розсіювання і часткове віддзеркалення від внутрішніх мікроструктур на різних глибинах.

За допомогою безлічі дрібних світлових пучків, кожен імпульс в яких має однакову тривалість і властивість когерентності – створюється низькокогерентне випромінювання джерела. У свою чергу, тривалість або «ширина» цих імпульсів є когерентною довжиною світлового джерела; чим вона менша, тим точніші інтерферометричні вимірювання і тим вища роздільна здатність методу. Низька когерентність пучка випромінювання можлива за рахунок широкої спектральної полоси $\Delta\lambda$, яка дає в свою чергу високу просторову роздільну здатність Δz в плечі зондування по всій глибині скану:

$$\Delta z = \frac{2 \cdot \ln(2) \cdot \lambda^2}{\pi \cdot \Delta\lambda} \approx 0,44 \frac{\lambda}{\Delta\lambda} \quad (1)$$

Локалізація поздовжньої компоненти вимірювального об'єму при використанні суперлюмінісцентного діоду з довжиною хвилі 800-1700 нм та $\Delta\lambda=20-100$ нм досягає $\Delta z= 5000-15000$ нм [2]. Такий короткий когерентний імпульс триває $(15\div 50) \cdot 10^{-15}$ с. Зображення в двох площинах у вигляді томограми представляється при скануванні тканини оптичним променем у різних напрямках [3]. На рівні 10-15 мкм диференціюються структури оптичних неоднорідностей, які залежать від варіації коефіцієнта зворотного розсіювання світла, що відбивається від клітинних структур тканин.

Оптичні когерентні томограми представляються у вигляді логарифмічної чорно-білої шкали. Для кращого сприйняття зображення, використовується програма, що трансформується в псевдокольорове зображення, де ділянкам з високим ступенем світловідбивання відповідають зелений і білий колір, а оптично прозорим – чорний.

Водночас отримані томограми містять цінну інформацію про ідіопатичні макулярні розриви (ІМР), які при ускладненні та прогресуванні можуть призвести до повної втрати зору. Тому створення системи, яка дає можливість допомогти лікарю при постановці діагнозу тієї чи іншої стадії прогресування ІМР є дуже важливим в сучасній діагностиці.

Інформація про стан тканини, що отримується за допомогою ОСТ, відображає не тільки структуру, але і її функціональні особливості. На рисунку 1 видно, що високий ступінь світлового відбиття характерний для шару нервових волокон, пігментного епітелію сітківки, хоріокапілярів, низький – для склоподібного тіла і фоторецепторів. Зовнішній край сітківки при ОСТ обмежений високофоторефлектуючим яскраво-зеленим шаром, який являє собою єдиний комплекс пігментного епітелію сітківки і шару хоріокапілярів, однак під фовеа, де пігментація найбільш насичена, відзначається дисоціація цих шарів [4]. Треба відзначити, що *in vivo* товщина шару хоріокапілярів більша, ніж це визначається при гістологічних дослідженнях, так як припинення кровотоку в судинах після смерті і порушення обмінних процесів в тканинах призводить до їх витончення. Більш темна смуга, яка визначається на томограмі безпосередньо перед комплексом пігментного епітелію сітківки – хоріокапілярів, представлена фоторецепторами. Різкий контраст між ними дозволяє проводити вимірювання товщини ретинальної тканини. У центрі жовтої плями вона складає в середньому 150 мкм, біля краю макули - близько 250 мкм. Яскраво зелена лінія на внутрішній поверхні сітківки відповідає шару нервових волокон. Склоподібне тіло в нормі оптично прозоре тому на томограмі має чорний колір.

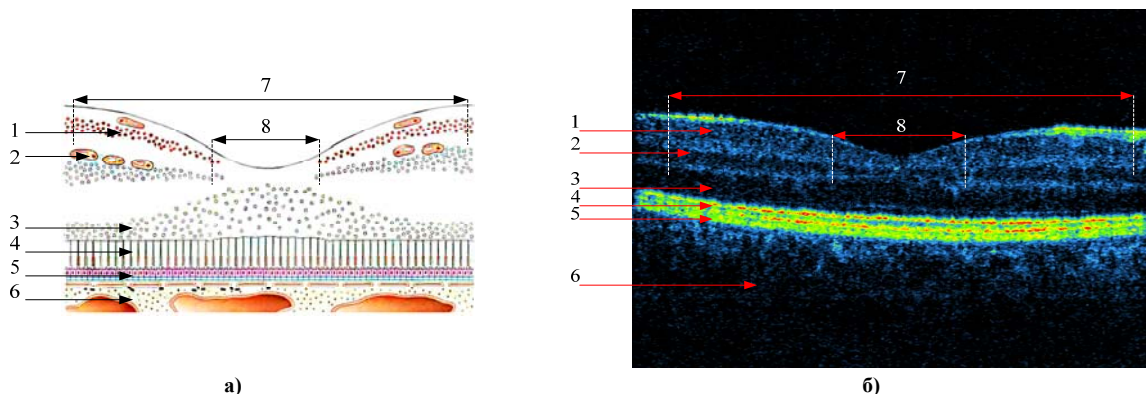


Рис. 1. Будова макулярної зони сітківки ока а) поперечний переріз фовеа; б) нормальна томограма сітківки макулярної зони; де 1 – внутрішній ядерний шар сітківки, 2 – внутрішня примежева мембрана з шаром нервових волокон, 3 – шар фоторецепторів, 4 – пігментний епітелій з прилягаючими до нього хоріокапілярами, 5 – біполярні клітини, 6 – хоріоїдеа, 7 – фовеа, 8 – фовеола

Ідіопатичний макулярний розрив (ІМР) є одним з найбільш поширених уражень центральної області сітківки, який припускає дефект сітківки в області жовтої плями, що виникає у пацієнтів похилого віку. Поширеність ІМР складає близько 0,05% і зустрічається серед 3% літніх людей (найчастіше хвороба спостерігається у жінок) [5]. У 22-59% випадків перебіг процесу двосторонній, при односторонньому ризик розвитку розриву на іншому оці протягом наступних п'яти років становить 15%. Прогноз, як правило, несприятливий зі стійким зниженням зору навіть до сотих. У зв'язку з цим, нерідко дане захворювання є причиною інвалідності. Ще в 1988 році Дональд Гесс, ґрунтуючись на даних біомікроскопії, висунув

гіпотезу утворення ІМР під дією тангенціальних тракцій, що виникають вздовж задньої поверхні склоподібного тіла. Дана теорія набула найбільшого поширення. Незважаючи на ряд досліджень, етіологія і патогенез ІМР представлені недостатньо. Основним приладом, що реєструє та проводить аналіз даних патологій є ОКТ. За даними ОКТ при ІМР спостерігаються: витончення шару хоріокапілярів, його нерівномірність, підвищення світловідбивання внаслідок ущільнення судинної стінки, що може побічно свідчити про порушення місцевої гемодинаміки.

Виділяють наступну класифікацію ІМР [6]:

1) Передрозрив – клінічно проявляється рідко, в основному у пацієнтів з повним макулярним розривом на іншому оці. Характеризується появою жовтої плями в зоні фовеоли (рис. 2 а).

2) Ламілярний розрив – дефект сітківки в центрі фовеа, коли ще зберігається шар фоторецепторів (рис. 2 б). Інколи виглядає як перед розрив, тому подекуди вчасно не діагностується. Скловидне тіло може при цьому повністю відшаруватись в зоні дефекту.

3) Наскрізний розрив – має округлий дефект сітківки діаметром більше 400 мкм, в якого задня гіалоїдна мембрана з псевдокришечкою або без неї, при цьому задня частина склоподібного тіла відшаровується (рис. 2 в). Гострота зору знижується до позначки 0,1 та менше, за рахунок втрати фоторецепторів.

Зміни сітківки навколо розриву відображається також наявністю набряку, розрізняють наступні його види:

- дифузний набряк
- дрібнокістозний набряк
- великокістозний набряк

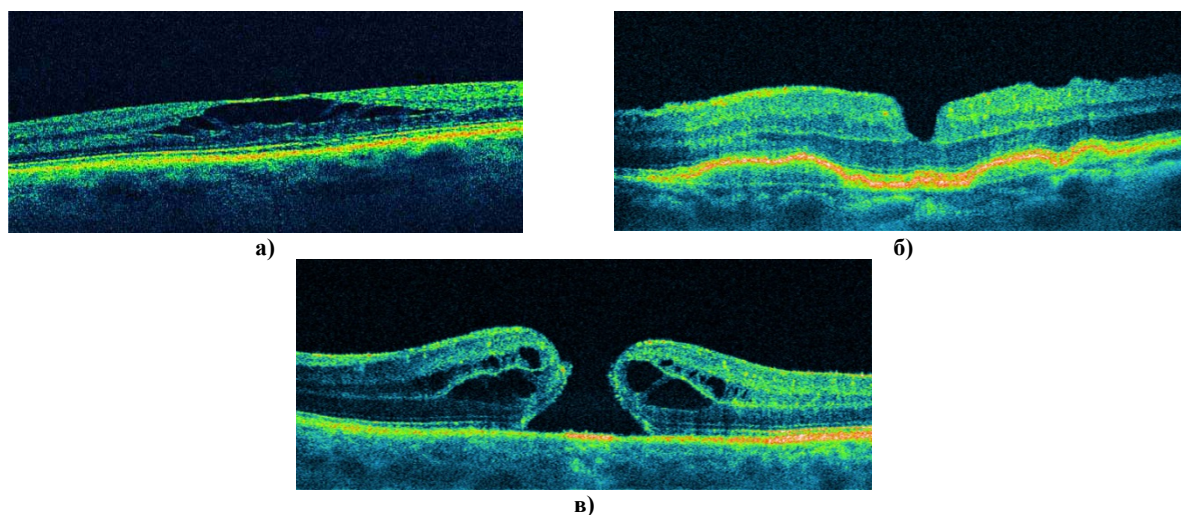


Рис. 2. Томограма макулярної області, що отримана за допомогою ОКТ
а) передрозрив б) ламінарний розрив в) наскрізний розрив

Алпатов виявив, що в наслідок інволюційних і гормональних перебудов організму, відбувається пошкодження клітинних елементів сітківки, зменшення обсягу склоподібного тіла, ущільнення задньої галоїдної мембрани і виникнення вітреомакулярних тракцій. Під дією тракцій утворюється інтраретинальна кіста, яка в подальшому розкривається з утворенням ламелярного, а в подальшому наскрізного ІМР. Під час розвитку захворювання відбувається руйнування фізіологічної функціональної системи зору. Ключовими механізмами патогенезу формування ІМР є зменшення обсягу склоподібного тіла, формування вітреомакулярних тракцій, утворення дефекту в сітківці, порушення пігментного епітелію і хоріокапілярів, кістозний набряк і дегенерація сітківки, утворення епіретинальних мембран [5].

Зображення томограм макулярної області сітківки ока, було отримано за допомогою приладу SOCT Sorneticus. Прогресування ІМР було розділено на 4 стадії (рис. 3):

1. Стадія 1а (передрозрив) – початкова форма ІМР, яку клінічно виявляють рідко, як правило її спостерігають у пацієнтів, що мали макулярний розрив на іншому оці. Стадія 1а проявляється в результаті тракцій, що призводять до натягування фовеолярної сітківки, це відображається появою жовтої плями в фовеолі, а на когерентній томограмі ока відображається інтраретинальна кіста.

2. Стадія 1б (прихований розрив) – результат зміщення фовеолярної сітківки від центру, характеризується появою жовтого кільця, що супроводжується зниженням гостроти зору та відсутністю фовеолярного рефлексу.

3. Стадія 2 (ранній повний макулярний розрив) – дефект сітківки ока, що може набувати різних форм, в загальному виділяють овальний, напівмісячний або підковоподібний, він має діаметр менше 400 мкм з псевдокришечкою або без неї. В середньому тривалість переходу від першої стадії до другої займає від 1 тижня до кількох місяців.

4. Стадія 3 (встановлений повний макулярний розрив) – характеризується наявністю круглого

дефекту сітківки діаметром більше 400 мкм з прилягаючою до нього, задньої гіалоїдної мембрани з псевдокришечкою або без неї.

5. Стадія 4 – характеризується збільшенням дефекту сітківки на всю її глибину, що спричиняє втрату фоторецепторів, також на дні розриву можна помітити дрібні частинки. Задня частина склоподібного тіла відшаровується, відбуваються дегенеративні зміни сітківки, що в загальному призводить до зниження гостроти зору.

Для детальної оцінки стану ока, було запропоновано оцінити ряд показників під час діагностики. Основними критеріями відмінності однієї стадії патології від іншої, які дають змогу детально дослідити томограму макулярної області сітківки ока, були наступними:

- наявність набряку в макулярній зоні;
- діаметр утвореного дефекту, в результаті прогресування ІМР;
- товщина сітківки з зони фовеола;
- товщина сітківки в зоні фовеа;
- стан центрального зору;
- наявність відшарування склоподібного тіла.

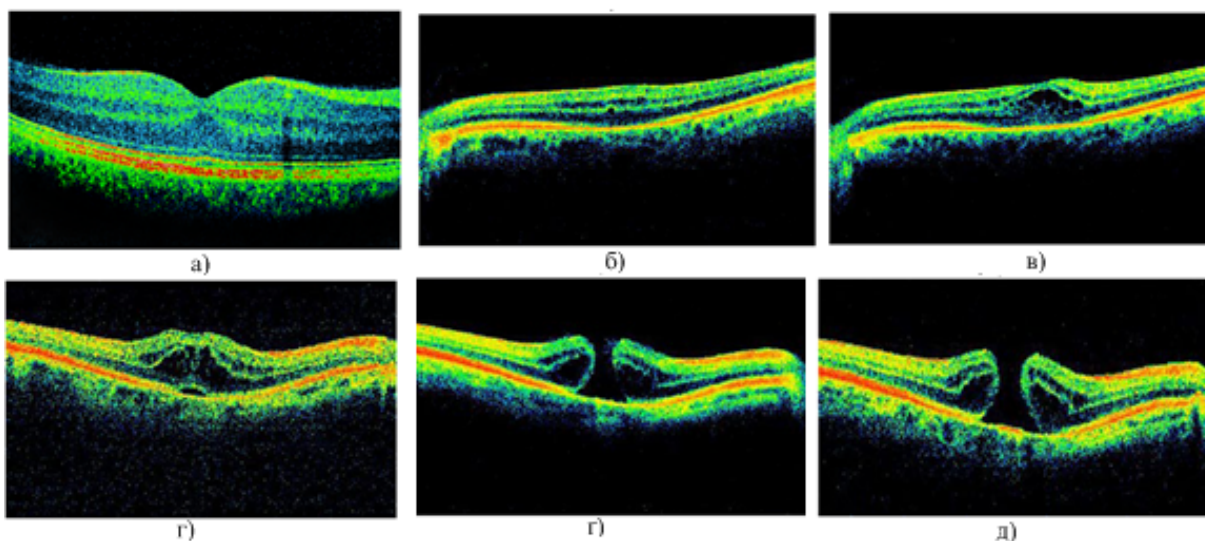


Рис. 3. Стадії розвитку макулярного розриву а) макула в нормі; б) стадія 1а; в) стадія 1б; г) стадія 2; д) стадія 3; е) стадія 4

Дані показники є усередненими, для оцінки різниці між стадіями у показниках діаметра утвореного дефекту, товщини сітківки з зони фовеола та товщини сітківки в зоні фовеа, було використано параметричний t-критерій Стюдента, де різниця вважалась несуттєвою при $t < 2$. При порівнянні значень гостроти зору, різниця вважалась несуттєвою при $t < 0,02$ (табл.1).

Таблиця 1

База даних по різним стадіям прогресування ІМР та їхніх основних характеристик

	Наявність набряку	Діаметр дефекту сітківки, мкм	Товщин а сітківки в фовеола, мкм	Товщина сітківки в фовеа, мкм	Центральний зір	Відшарування склоподібного тіла
Макула в нормі	відсутній	0	161-190	235-254	0,8-1	відсутнє
Стадія 1а	відсутній	0-20	228-242	300-470	0,7-1	відсутнє
Стадія 1б	дифузний	20-80	111-230	270-350	0,7-0,8	часткове
Стадія 2	дрібнокістозний з частинками менше 145 мкм	80-200	77-133	200-250	0,1-0,4	макулярне відшарування
Стадія 3	великокістозний з частинками більше 145 мкм	235-562	30-100	313-333	0,5-0,3	повне відшарування
Стадія 4	великокістозний	482-810	0-50	380-452	0,07-0,5	повне відшарування

Для того щоб прийняти рішення в умовах неповної інформації про стан сітківки ока, було створено модель, яка «описує» хід думок лікаря при постановці діагнозу. Для цього було запропоновано розробити та

реалізувати блок настроювання функцій належності, з використанням нечіткої логіки, зокрема нечітких множин.

Спочатку було розподілено всю існуючу множину даних на певні групи, задля коректного порівняння основних показників різних стадій прогресування ІМР. Для цих цілей, було використано множину термів, що являє собою назви кожної нечіткої змінної. В результаті для оцінки значення критеріїв стадій розвитку ІМР x_1-x_6 , було використано шкалу якісних термів: Н – низький, ВН- вище середнього, С- середній, ВС- вище середнього, В – високий, множина яких задається за допомогою функції належності, що змінюється від 0 до 1. Для відображення стадій розвитку ІМР було запропоновано позначити їх відповідно y_1 – макула в нормі, y_2 – стадія 1а, y_3 – стадія 1б, y_4 – стадія 2, y_5 – стадія 3, y_6 – стадія 4.

На основі вище викладеного була сформована база даних з відповідними термами (табл. 2).

Таблиця 2

База даних

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6
y_1	Н	Н	С	С	В	Н
y_2	Н	Н	В	Н	С	Н
y_3	НС	НС	ВС	ВС	ВС	НС
y_4	С	С	НС	НС	Н	С
y_5	В	ВС	НС	ВС	НС	В
y_6	В	В	Н	В	Н	В

Логічні рівняння для визначення наявного патологічного стану, виходячи з бази даних, будуть мати такий вигляд:

$$\begin{aligned} \mu^{y_1} = & \mu^H(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^C(x_3) \cdot \mu^H(x_4) \cdot \mu^{BC}(x_5) \cdot \mu^H(x_6) \vee \\ & \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^{BC}(x_3) \cdot \mu^H(x_4) \cdot \mu^B(x_5) \cdot \mu^H(x_6) \vee \\ & \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^B(x_3) \cdot \mu^{HC}(x_4) \cdot \mu^B(x_5) \cdot \mu^H(x_6) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \mu^{y_2} = & \mu^H(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^{BC}(x_3) \cdot \mu^C(x_4) \cdot \mu^{BC}(x_5) \cdot \mu^H(x_6) \vee \\ & \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^{BC}(x_3) \cdot \mu^{BC}(x_4) \cdot \mu^{BC}(x_5) \cdot \mu^H(x_6) \vee \\ & \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^B(x_3) \cdot \mu^B(x_4) \cdot \mu^B(x_5) \cdot \mu^H(x_6) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \mu^{y_3} = & \mu^{HC}(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^C(x_3) \cdot \mu^{HC}(x_4) \cdot \mu^{BC}(x_5) \cdot \mu^C(x_6) \vee \\ & \vee \mu^{HC}(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^{BC}(x_3) \cdot \mu^{HC}(x_4) \cdot \mu^{BC}(x_5) \cdot \mu^C(x_6) \vee \\ & \vee \mu^{HC}(x_1) \cdot \mu^{HC}(x_2) \cdot \mu^B(x_3) \cdot \mu^C(x_4) \cdot \mu^B(x_5) \cdot \mu^C(x_6) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \mu^{y_4} = & \mu^C(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^{HC}(x_3) \cdot \mu^H(x_4) \cdot \mu^H(x_5) \cdot \mu^{BC}(x_6) \vee \\ & \vee \mu^C(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^{HC}(x_3) \cdot \mu^H(x_4) \cdot \mu^{HC}(x_5) \cdot \mu^{BC}(x_6) \vee \\ & \vee \mu^C(x_1) \cdot \mu^{HC}(x_2) \cdot \mu^C(x_3) \cdot \mu^{HC}(x_4) \cdot \mu^C(x_5) \cdot \mu^{BC}(x_6) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \mu^{y_5} = & \mu^B(x_1) \cdot \mu^{HC}(x_2) \cdot \mu^H(x_3) \cdot \mu^{HC}(x_4) \cdot \mu^{HC}(x_5) \cdot \mu^B(x_6) \vee \\ & \vee \mu^B(x_1) \cdot \mu^C(x_2) \cdot \mu^{HC}(x_3) \cdot \mu^C(x_4) \cdot \mu^{HC}(x_5) \cdot \mu^B(x_6) \vee \\ & \vee \mu^B(x_1) \cdot \mu^{BC}(x_2) \cdot \mu^C(x_3) \cdot \mu^C(x_4) \cdot \mu^C(x_5) \cdot \mu^B(x_6) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \mu^{y_6} = & \mu^B(x_1) \cdot \mu^C(x_2) \cdot \mu^H(x_3) \cdot \mu^{BC}(x_4) \cdot \mu^H(x_5) \cdot \mu^B(x_6) \vee \\ & \vee \mu^B(x_1) \cdot \mu^{BC}(x_2) \cdot \mu^H(x_3) \cdot \mu^{BC}(x_4) \cdot \mu^{HC}(x_5) \cdot \mu^B(x_6) \vee \\ & \vee \mu^B(x_1) \cdot \mu^B(x_2) \cdot \mu^{HC}(x_3) \cdot \mu^B(x_4) \cdot \mu^C(x_5) \cdot \mu^B(x_6) \end{aligned} \quad (7)$$

Для розв'язання цих логічних рівнянь, необхідно визначити функції належності $\mu^y(x_n)$ нечітких термів у(Н, В) для усіх факторів x_n , де у – значення стадій розвитку ІМР, n – кількість факторів, $n = 1 \dots 6$.

Рівняння складаються для всіх п'яти нечітких термів (Н, НС, С, ВС, В). При цьому було зазначено \underline{x}_n і \overline{x}_n – як нижня та верхня межа діапазону змінювання фактора x_n відповідно, виражено інтервал $[\underline{x}_n, \overline{x}_n]$ через проміжок $U = [0, 4]$, на якому задані функції належності $\tilde{\mu}^y(u)$ для нечітких термів $y = Н, НС, С, ВС, В$.

Графічний вигляд функцій належності зображений на рис. 4.

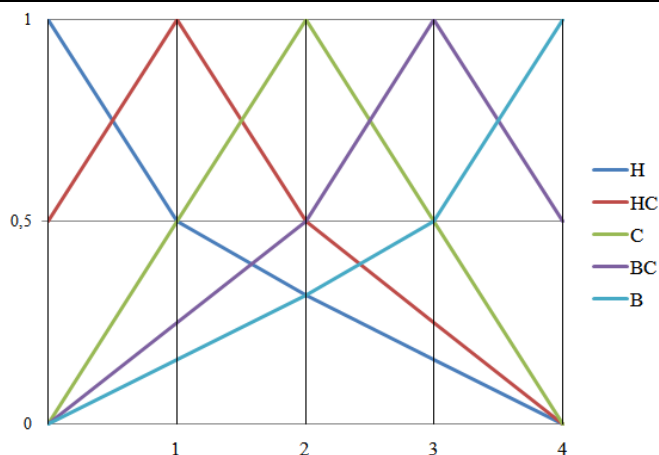


Рис. 4. Функції належності для кожного з термів

Вибір подібних кривих обумовлений тим, що вони є кусково-лінійними апроксимаціями експертних функцій належності $\mu^y(x_n)$, що були отримані для факторів $x_1 \div x_6$ методом попарних порівнянь.

Перехід від функції $\tilde{\mu}^y(u)$ до шуканих функцій $\mu^y(x_n)$ здійснюється таким чином:

$$u_i = 4 \frac{x_n - x_n}{x_n - x_n}, \tilde{\mu}^y(u_n) = \mu^y(x_n) \tag{8}$$

Аналітичні вирази цих функцій:

$$\tilde{\mu}^H(u) = \begin{cases} 1 - 0,5u, u \in [0,1] \\ \frac{4-u}{6}, u \in [1,4] \end{cases} \tag{9}$$

$$\tilde{\mu}^{HC}(u) = \begin{cases} 0,5 + 0,5u, u \in [0,1] \\ 1,5 - 0,5u, u \in [1,2] \\ 1 - 0,25u, u \in [2,4] \end{cases} \tag{10}$$

$$\tilde{\mu}^C(u) = \begin{cases} 0,5u, u \in [0,2] \\ 2 - 0,5u, u \in [2,4] \end{cases} \tag{11}$$

$$\tilde{\mu}^{BC}(u) = \begin{cases} 0,25u, u \in [0,2] \\ 0,5u - 0,5, u \in [2,3] \\ 2,5 - 0,5u, u \in [3,4] \end{cases} \tag{12}$$

$$\tilde{\mu}^B(u) = \begin{cases} \frac{1}{3}u, u \in [0,3] \\ 0,5u - 1, u \in [3,4] \end{cases} \tag{13}$$

Для реалізації роботи блоків настроювання, зберігання функцій належності та нечіткого оброблення та виведення експертної системи в основу були покладені принципи отримання достовірного діагнозу на основі нечітких множин. Основна ідеологія роботи блоків нечіткої логіки відображена на рис. 5.

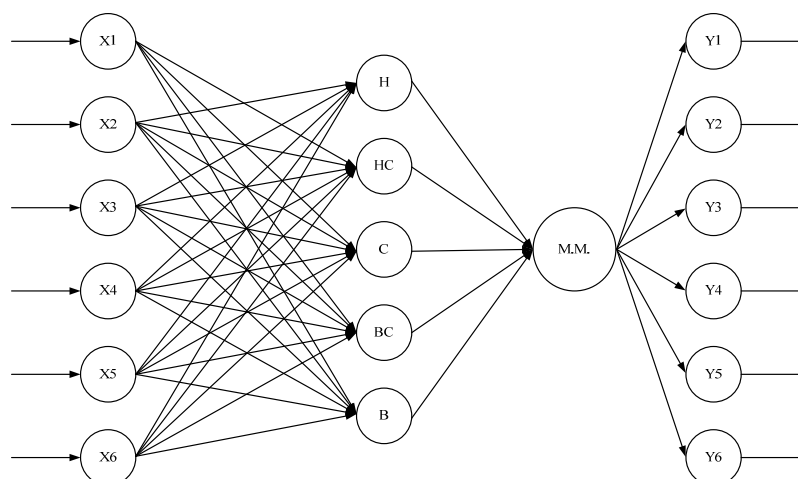


Рис. 5. Принципи роботи блоків нечіткої логіки

Висновок

В даній статті запропоновано використання блоків нечіткої логіки при вирішенні постановки діагнозу щодо стадії прогресування ІМР. Зокрема, було взято до уваги, процес отримання томограм макулярної області сітківки ока, за допомогою сучасного діагностичного методу ОКТ. Основними інформативними показниками прогресування патології були наступні: наявність набряку в макулярній зоні, діаметр утвореного дефекту, в результаті прогресування ІМР, товщина сітківки з зони фовеоли, товщина сітківки в зоні фовеа, стан центрального зору, наявність відшарування скловидного тіла. Для проведення розрахунків було створено базу даних на основі термів. В результаті було отримано принцип роботи блоків нечіткої логіки біомедичної системи для аналізу структурних змін при діагностиці сітківки ока.

Література

1. Tadrous P. J. Methods for imaging the structure and function of living tissues and cells. I. Optical Coherence Tomography / P. J. Tadrous // J. Pathol. 2000.-Vol. 191.-pp. 115-119.
2. Проскуров С.Г. Визуализация кровеносных сосудов при помощи оптической когерентной томографии / С.Г. Проскуров, С.В. Фролов // Медицинская техника - М., 2012. - №3. - с.9-13
3. Takada, K. New measurement system for fault location in optical waveguide devices based on an interferometric technique / Takada, K., Yokohama, I., Chida, K., and Noda, J. // Appl. Opt. – vol. 26. – pp. 1603–1606, 1987.
4. Кански Д. Клиническая офтальмология: систематизированный подход. Пер. с англ. / Д. Кански. – М.: Логосфера, 2006. – 744 с.
5. Алпатов, С.А. Патогенез и лечение идиопатических макулярных разрывов / С.А. Алпатов, А.Г. Щуко, В.В. Мальшев. – Новосибирск: Наука, 2005. – 191с.
6. Выдров А.С. Современные классификации заболеваний органа зрения [Учебно-методические рекомендации] / А.С. Выдров, А.Л. Штилерман // ГОУ ВПО амурская государственная медицинская академия – Благовещенск, 2010. – 96 с.

References

1. Tadrous P. J. Methods for imaging the structure and function of living tissues and cells. I. Optical Coherence Tomography / P. J. Tadrous // J. Pathol. 2000.-Vol. 191. – pp. 115-119.
2. Proskurov S.G. Visualization of blood vessels by means of optical coherence tomography / S.G. Proskurov, S.V. Frolov // Medical Equipment - M., 2012. - № 3. - pp.9-13.
3. Takada, K. New measurement system for fault location in optical waveguide devices based on an interferometric technique / Takada, K., Yokohama, I., Chida, K., and Noda, J. // Appl. Opt. – vol. 26. – pp. 1603–1606, 1987.
4. KANSKY D. Clinical Ophthalmology: systematizing approach. / D. KANSKY. - М.: Logosphere 2006. – P. 744.
5. Alpatov S.A. Pathogenesis and treatment of idiopathic macular breaks / S.A. Alpatov, A.G. Shuko, V.V. Malyshev. - Novosibirsk: Nauka, 2005. - P.191.
6. Vydrov A.S. Modern classification of eye diseases [Educational guidelines] / A.S. Vydrov, A.L. Shtilerman // State educational institution of higher education Medical Academy Amur State – Blagoveshchensk, 2010. – P.96.

Надійшла до редакції
22.5.2013 р.

УДК 681.32

S.V. PAVLOV, A.O. ROZHMAN, N.P. BABYUK, I.D. IVASYUK

Vinnitsia National Technical University

USING OF FUZZY EXPERT METHOD FOR DIAGNOSING GLAUCOMA

Abstract – In the article mathematical models are got for the estimation of biomedical images with the using of methods of unclear plurals on the basis of expert bases of knowledge's. It allowed to conduct complex high-quality diagnosticating and promote authenticity and operationability of diagnosticating. The method of analysis of biomedical images is developed on the basis of vehicle of unclear plurals, that allowed completer of diagnosing glaucoma. Architecture of information technology is developed for support of making decision at the analysis of biomedical information, that allowed to promote authenticity of processing of biomedical images by the account of structural features of bioobjects.

Анотація. У статті описано математичні моделі для оцінки біомедичних зображень з використанням методу оброблення при діагностуванні патологій ока на основі апарату нечіткої логіки. Це дозволяє провести комплекс високоякісного діагностування і сприяти достовірності та оперативності діагностування. Метод аналізу біомедичних зображень розроблений на основі методу нечіткої логіки, дозволяє більш якісно діагностувати глаукоми різних стадій. Архітектура інформаційних технологій, яка розроблена для підтримки прийняття рішень при аналізі медико-біологічної інформації, дозволяє досліджувати справжність обробки біомедичних зображень урахуванням структурних особливостей біооб'єктів.

Introduction

Diagnosis of pathologies of the eye – the most important step in treating eye. Because of inaccurate test

results may lead to inappropriate treatment assignment, and instead care and rehabilitation of only worsen it. So urgent is the task of developing an expert system diagnose abnormalities of the eye, including glaucoma, which makes it possible to use new information technology and biomedical image processing methods.

In general, the input variables used in the expert system may be presented in qualitative or quantitative manner. Using expert system provided entry input variables, the transformation of quantitative variables in quality. This expert system based on fuzzy logic input implements the functions of collection, storage, correlation analysis and using the knowledge obtained by experts for diagnosing glaucoma.

Method

Input function knowledge base is presented in tabular form. For our expert system as a table of knowledge are presented in Table 1.

Database value. When entered into the table of terms used interface. Or at any point add and delete individual rows in the table. For knowledge representation in an expert system uses an object-oriented approach, which provides storage as objects. Using the same facilities for recording tree structure and knowledge base provides a uniform flow of information and simplify processing of results.

Storage unit membership functions allows for time for different input data more correct decisions that take into account previous medical research. This information from the library allows you to monitor the reliability of the results of the expert system and, if necessary, make recommendations on whether a more precise adjustment of the expert system.

User data are processed based on the matrix of knowledge through fuzzy inference algorithms. Given the fact that during clinical studies quite often need to use not only crisp digital criteria, but also certain linguistic characteristics change parameters (terms), we conducted an analysis of some of them by using mathematical fuzzy logic. This approach allows to obtain explicit numerical expression for the criteria that are descriptive characteristics and, consequently, quality content, such as the following features: L – low, BA – below average, M – medium, IM – intermediate, H – high [Rothstein].

Each of these terms is a fuzzy set, which is given with special membership functions, and can be made configurable interval that has digital degrees from 0 to 1. On absolutely not belonging to the set indicates 0, and the absolute identity – 1.

Fuzzy sets may be supplemented, unite, intersect that simplifies the formalization process to digital (clear) expression.

Application of mathematical fuzzy logic is appropriate in cases of necessity diagnosing glaucoma.

To diagnose glaucoma take into account such factors

X_1 – Intra-ocular pressure, mmHg

X_2 – Field of view

X_3 – The ratio of the diameter to the diameter of the optic disc excavation

X_4 – The ratio of the area of excavation to the area OD (optic disc)

X_5 – The ratio of volume to the volume of excavation OD

X_6 – The area of excavation

X_7 – The volume of excavation

X_8 – The area neuroretinal belt

X_9 – The volume neuroretinal belt

X_{10} – The average thickness of the nerve fibers in limb

X_{11} – The cross-sectional area nerve fiber layer on the edge of the disc

An assessment database for rheological state.

Each degree of change is presented as a scale qualitative terms: low (L), below average (BA), medium (M), intermediate (IM), high (H).

For each database in order to formalize the parameters determined by the appropriate membership function [Rotshteyn].

To construct the equations necessary to determine the membership function $\mu^j(x_i)$ of all fuzzy terms j (H, IM, M, BA, L) for all factors x_i (in this case j – coefficient symmetry, i – space exploration $i = \overline{1, 4}$). If we consider the high level of alternative rules, it is necessary to build equations for the five fuzzy terms (H, IM, M, BA, L).

Each factor x_i must comply with its own five membership functions.

To simplify the modeling must take some action:

Let \underline{x}_i and \overline{x}_i – lower and upper bounds alterations x_i . Expression interval $[\underline{x}_i, \overline{x}_i]$ on the interval $U = [0, 4]$, which set membership function, $\tilde{\mu}^j(u)$, $u \in U$ to fuzzy terms $j = H, IM, M, BA, L$.

Graphical view of membership functions shown in Fig. 1. Choosing these curves due to the fact that they are piecewise linear approximations expert membership functions $\mu^j(x_i)$ obtained for the factors $x_1 \div x_4$ method of paired comparisons.

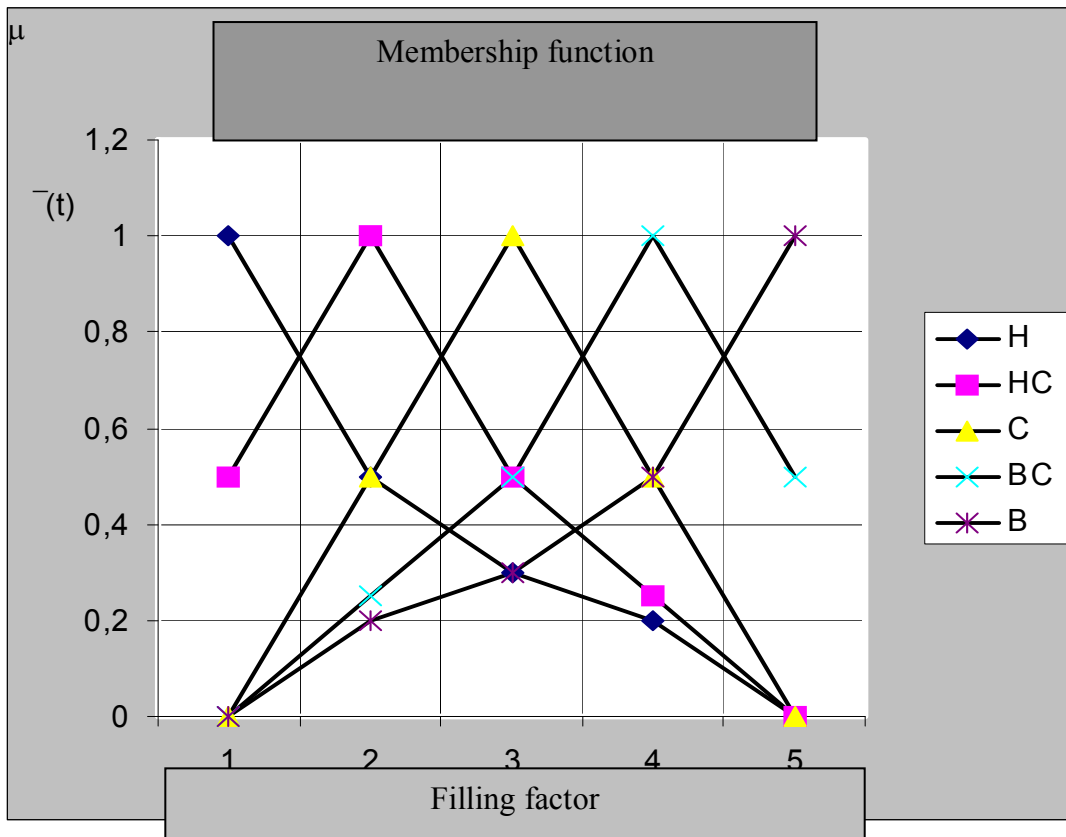


Figure 1. The functions of fuzzy terms

The transition from function $\tilde{\mu}^j(u)$ to desired functions $\mu^j(x_i)$ is as follows

$$u_i = 4 \frac{x_n - x_n}{x_n - x_n}, \quad \tilde{\mu}^j(u_n) = \mu^j(x_n). \quad (1)$$

Deciding on the severity of the disease can be done by the following algorithm [1-3]:

Step 1: fix the value factors for a particular patient x_n ($n = \overline{1, 4}$);

Step 2: The formulas (3) – (6) define the value of membership functions $\mu^j(x_n)$ for fixed values of factors x_n ;

Step 3: Using a logical equations compute the membership function $\mu^{d_n}(x_1, x_2, \dots, x_n)$ for all degrees of disease severity d_n , $n = \overline{1, 6}$. In this transaction I (\bullet) and OR (\vee) over membership functions $\mu(a)$ and $\mu(b)$ are replaced by operations min and max

$$\mu(a) \bullet \mu(b) = \min[\mu(a), \mu(b)]; \quad \mu(a) \vee \mu(b) = \max[\mu(a), \mu(b)];$$

Step 4: Determine the decision d_0 , for which

$$\mu^{d_0}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \max[\mu^{d_n}(x_1, x_2, \dots, x_n)]. \quad (3)$$

This decision will meet the desired range, which indicates the severity of the disease.

For example, the patient received the following information:

X_1 – Intra-ocular pressure, mmHg – 31,4

X_2 – Field of view – 32,1⁰

X_3 – The ratio of the diameter to the diameter of the optic disc excavation – 0,83

X_4 – The ratio of the area of excavation to the area OD (optic disc) – 0,54

X_5 – The ratio of volume to the volume of excavation OD – 6,42

X_6 – The area of excavation – 1,42

X_7 – The volume of excavation – 0,53

X_8 – The area neuroretinal belt – 0,74

X_9 – The volume neuroretinal belt – 0,1

X_{10} – The average thickness of the nerve fibers in limb – 0,09

X_{11} – The cross-sectional area nerve fiber layer on the edge of the disc – 0,49

Calculate the severity of disease:

for d_1

$$\mu^{d_1}(x_1 \div x_{11}) = \mu^L(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^L(x_3) \cdot \mu^L(x_4) \cdot \mu^L(x_5) \cdot$$

$$\begin{aligned}
 & \cdot \mu^L(x_6) \cdot \mu^L(x_7) \cdot \mu^{IM}(x_8) \cdot \mu^{BA}(x_9) \cdot \mu^M(x_{10}) \cdot \mu^M(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^{BA}(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^{BA}(x_3) \cdot \mu^{BA}(x_4) \cdot \mu^L(x_5) \cdot \\
 & \mu^{BA}(x_6) \cdot \mu^{BA}(x_7) \cdot \mu^H(x_8) \cdot \mu^M(x_9) \cdot \mu^{IM}(x_{10}) \cdot \mu^{IM}(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^{BA}(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^M(x_3) \cdot \mu^M(x_4) \cdot \mu^L(x_5) \cdot \\
 & \mu^M(x_6) \cdot \mu^{BA}(x_7) \cdot \mu^H(x_8) \cdot \mu^{IM}(x_9) \cdot \mu^H(x_{10}) \cdot \mu^H(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^{BA}(x_1) \cdot \mu^H(x_2) \cdot \mu^{IM}(x_3) \cdot \mu^M(x_4) \cdot \mu^L(x_5) \cdot \\
 & \mu^M(x_6) \cdot \mu^{BA}(x_7) \cdot \mu^H(x_8) \cdot \mu^H(x_9) \cdot \mu^H(x_{10}) \cdot \mu^H(x_{11})
 \end{aligned} \tag{3}$$

for d_2

$$\begin{aligned}
 \mu^{d_2}(x_1 \div x_{11}) &= \mu^L(x_1) \cdot \mu^M(x_2) \cdot \mu^M(x_3) \cdot \mu^{BA}(x_4) \cdot \mu^L(x_5) \cdot \\
 & \mu^{BA}(x_6) \cdot \mu^L(x_7) \cdot \mu^M(x_8) \cdot \mu^{BA}(x_9) \cdot \mu^{BA}(x_{10}) \cdot \mu^{BA}(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^{BA}(x_1) \cdot \mu^M(x_2) \cdot \mu^{IM}(x_3) \cdot \mu^M(x_4) \cdot \mu^L(x_5) \cdot \\
 & \mu^M(x_6) \cdot \mu^{BA}(x_7) \cdot \mu^{IM}(x_8) \cdot \mu^M(x_9) \cdot \mu^M(x_{10}) \cdot \mu^M(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^{BA}(x_1) \cdot \mu^M(x_2) \cdot \mu^{IM}(x_3) \cdot \mu^{IM}(x_4) \cdot \mu^L(x_5) \cdot \\
 & \mu^{IM}(x_6) \cdot \mu^M(x_7) \cdot \mu^H(x_8) \cdot \mu^{IM}(x_9) \cdot \mu^{IM}(x_{10}) \cdot \mu^{IM}(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^{BA}(x_1) \cdot \mu^M(x_2) \cdot \mu^{IM}(x_3) \cdot \mu^{IM}(x_4) \cdot \mu^L(x_5) \cdot \\
 & \mu^{IM}(x_6) \cdot \mu^M(x_7) \cdot \mu^H(x_8) \cdot \mu^{IM}(x_9) \cdot \mu^H(x_{10}) \cdot \mu^{IM}(x_{11})
 \end{aligned} \tag{4}$$

for d_3

$$\begin{aligned}
 \mu^{d_3}(x_1 \div x_{11}) &= \mu^H(x_1) \cdot \mu^L(x_2) \cdot \mu^M(x_3) \cdot \mu^{BA}(x_4) \cdot \mu^L(x_5) \cdot \\
 & \mu^{BA}(x_6) \cdot \mu^L(x_7) \cdot \mu^L(x_8) \cdot \mu^{BA}(x_9) \cdot \mu^{BA}(x_{10}) \cdot \mu^{BA}(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^{BA}(x_2) \cdot \mu^{IM}(x_3) \cdot \mu^M(x_4) \cdot \mu^{BA}(x_5) \cdot \\
 & \mu^M(x_6) \cdot \mu^{BA}(x_7) \cdot \mu^{BA}(x_8) \cdot \mu^M(x_9) \cdot \mu^M(x_{10}) \cdot \mu^M(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^M(x_2) \cdot \mu^H(x_3) \cdot \mu^{IM}(x_4) \cdot \mu^{BA}(x_5) \cdot \\
 & \mu^{IM}(x_6) \cdot \mu^M(x_7) \cdot \mu^M(x_8) \cdot \mu^{IM}(x_9) \cdot \mu^{IM}(x_{10}) \cdot \mu^{IM}(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^M(x_2) \cdot \mu^H(x_3) \cdot \mu^{IM}(x_4) \cdot \mu^{BA}(x_5) \cdot \\
 & \mu^{IM}(x_6) \cdot \mu^{IM}(x_7) \cdot \mu^{IM}(x_8) \cdot \mu^{IM}(x_9) \cdot \mu^{IM}(x_{10}) \cdot \mu^{IM}(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^M(x_2) \cdot \mu^H(x_3) \cdot \mu^{IM}(x_4) \cdot \mu^{BA}(x_5) \cdot \\
 & \mu^{IM}(x_6) \cdot \mu^{IM}(x_7) \cdot \mu^H(x_8) \cdot \mu^{IM}(x_9) \cdot \mu^{IM}(x_{10}) \cdot \mu^{IM}(x_{11})
 \end{aligned} \tag{5}$$

for d_4

$$\begin{aligned}
 \mu^{d_4}(x_1 \div x_{11}) &= \mu^H(x_1) \cdot \mu^L(x_2) \cdot \mu^{IM}(x_3) \cdot \mu^M(x_4) \cdot \mu^L(x_5) \cdot \\
 & \mu^{BA}(x_6) \cdot \mu^L(x_7) \cdot \mu^L(x_8) \cdot \mu^L(x_9) \cdot \mu^L(x_{10}) \cdot \mu^L(x_{11}) \vee \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^L(x_2) \cdot \mu^H(x_3) \cdot \mu^{IM}(x_4) \cdot \mu^{BA}(x_5) \cdot \\
 & \mu^M(x_6) \cdot \mu^{BA}(x_7) \cdot \mu^{BA}(x_8) \cdot \mu^{BA}(x_9) \cdot \mu^{BA}(x_{10}) \cdot \mu^{BA}(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^L(x_2) \cdot \mu^H(x_3) \cdot \mu^H(x_4) \cdot \mu^M(x_5) \cdot \\
 & \mu^{IM}(x_6) \cdot \mu^M(x_7) \cdot \mu^M(x_8) \cdot \mu^M(x_9) \cdot \mu^M(x_{10}) \cdot \mu^M(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^L(x_2) \cdot \mu^H(x_3) \cdot \mu^H(x_4) \cdot \mu^{IM}(x_5) \cdot \\
 & \mu^H(x_6) \cdot \mu^{IM}(x_7) \cdot \mu^{IM}(x_8) \cdot \mu^M(x_9) \cdot \mu^{IM}(x_{10}) \cdot \mu^{IM}(x_{11}) \vee \\
 & \quad \vee \mu^H(x_1) \cdot \mu^L(x_2) \cdot \mu^H(x_3) \cdot \mu^H(x_4) \cdot \mu^H(x_5) \cdot \\
 & \mu^H(x_6) \cdot \mu^H(x_7) \cdot \mu^H(x_8) \cdot \mu^M(x_9) \cdot \mu^{IM}(x_{10}) \cdot \mu^{IM}(x_{11})
 \end{aligned} \tag{6}$$

Results. Substituting our values:

$$\begin{aligned}
 \mu^{d_1} &= 0,05 \cdot 0,08 \cdot 0,18 \cdot 0,28 \cdot 0,55 \cdot 0,3 \cdot 0,42 \cdot 0,51 \cdot 0,83 \cdot 0,44 \cdot 0,4 \vee \\
 & \vee 0,14 \cdot 0,08 \cdot 0,25 \cdot 0,45 \cdot 0,55 \cdot 0,48 \cdot 0,7 \cdot 0,32 \cdot 0,46 \cdot 0,31 \cdot 0,2 \vee \\
 & \vee 0,14 \cdot 0,08 \cdot 0,32 \cdot 0,7 \cdot 0,55 \cdot 0,8 \cdot 0,7 \cdot 0,32 \cdot 0,29 \cdot 0,19 \cdot 0,13 \vee \\
 & \vee 0,14 \cdot 0,08 \cdot 0,5 \cdot 0,7 \cdot 0,55 \cdot 0,8 \cdot 0,7 \cdot 0,32 \cdot 0,19 \cdot 0,19 \cdot 0,13 = 0,05 \wedge 0,08 \wedge 0,08 \wedge 0,08 = 0,08
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mu^{d_2} &= 0,05 \cdot 0,21 \cdot 0,32 \cdot 0,45 \cdot 0,55 \cdot 0,48 \cdot 0,42 \cdot 0,8 \cdot 0,83 \cdot 0,82 \cdot 0,7 \vee \\ &\vee 0,14 \cdot 0,21 \cdot 0,5 \cdot 0,7 \cdot 0,55 \cdot 0,8 \cdot 0,7 \cdot 0,51 \cdot 0,46 \cdot 0,44 \cdot 0,4 \vee \\ &\vee 0,14 \cdot 0,21 \cdot 0,5 \cdot 0,63 \cdot 0,55 \cdot 0,68 \cdot 0,8 \cdot 0,32 \cdot 0,29 \cdot 0,31 \cdot 0,2 \vee \\ &\vee 0,14 \cdot 0,21 \cdot 0,5 \cdot 0,63 \cdot 0,55 \cdot 0,68 \cdot 0,8 \cdot 0,32 \cdot 0,29 \cdot 0,19 \cdot 0,2 = 0,05 \wedge 0,14 \wedge 0,14 \wedge 0,14 = 0,14 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mu^{d_3} &= 0,85 \cdot 0,9 \cdot 0,32 \cdot 0,45 \cdot 0,55 \cdot 0,48 \cdot 0,42 \cdot 0,38 \cdot 0,83 \cdot 0,82 \cdot 0,7 \vee \\ &\vee 0,85 \cdot 0,28 \cdot 0,5 \cdot 0,7 \cdot 0,8 \cdot 0,8 \cdot 0,7 \cdot 0,64 \cdot 0,46 \cdot 0,44 \cdot 0,4 \vee \\ &\vee 0,85 \cdot 0,21 \cdot 0,65 \cdot 0,63 \cdot 0,8 \cdot 0,68 \cdot 0,8 \cdot 0,8 \cdot 0,29 \cdot 0,31 \cdot 0,2 \vee \\ &\vee 0,85 \cdot 0,21 \cdot 0,65 \cdot 0,63 \cdot 0,8 \cdot 0,68 \cdot 0,5 \cdot 0,51 \cdot 0,29 \cdot 0,31 \cdot 0,2 \vee \\ &\vee 0,85 \cdot 0,21 \cdot 0,65 \cdot 0,63 \cdot 0,8 \cdot 0,68 \cdot 0,5 \cdot 0,32 \cdot 0,29 \cdot 0,31 \cdot 0,2 = \\ &= 0,32 \wedge 0,28 \wedge 0,2 \wedge 0,2 \wedge 0,2 = 0,32 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mu^{d_4} &= 0,85 \cdot 0,9 \cdot 0,5 \cdot 0,7 \cdot 0,55 \cdot 0,48 \cdot 0,42 \cdot 0,38 \cdot 0,54 \cdot 0,54 \cdot 0,62 \vee \\ &\vee 0,85 \cdot 0,9 \cdot 0,65 \cdot 0,63 \cdot 0,8 \cdot 0,8 \cdot 0,7 \cdot 0,64 \cdot 0,83 \cdot 0,82 \cdot 0,7 \vee \\ &\vee 0,85 \cdot 0,9 \cdot 0,65 \cdot 0,44 \cdot 0,45 \cdot 0,68 \cdot 0,8 \cdot 0,8 \cdot 0,46 \cdot 0,44 \cdot 0,4 \vee \\ &\vee 0,85 \cdot 0,9 \cdot 0,65 \cdot 0,44 \cdot 0,2 \cdot 0,43 \cdot 0,5 \cdot 0,51 \cdot 0,46 \cdot 0,31 \cdot 0,2 \vee \\ &\vee 0,85 \cdot 0,9 \cdot 0,65 \cdot 0,44 \cdot 0,15 \cdot 0,43 \cdot 0,32 \cdot 0,32 \cdot 0,46 \cdot 0,31 \cdot 0,2 = \\ &= 0,38 \wedge 0,63 \wedge 0,4 \wedge 0,2 \wedge 0,15 = 0,32 \end{aligned}$$

From these data we can conclude that in patients with glaucoma 3 degrees. That coincides with the diagnosis, which established doctor.

In the course of biomedical research problem arises tuning neuron fuzzy network (Fig. 2). To configure the network using recurrence relations proposed by prof. Rothstein [1-2]. The essence of the model setting is in the selection of the parameters of membership functions ($b_i^{jp}(t), c_i^{jp}(t)$) and weights of fuzzy rules ($w_{jp}(t)$) that provide the minimum difference between the models and diagnostic results

$$\sum_{i=1}^M (F_y(\hat{x}_1^l, \hat{x}_2^l, \dots, \hat{x}_{12}^l, W_i) - \hat{y}_i)^2 = \min_{w_i} \tag{7}$$

where $\langle \hat{X}_l, \hat{y}_l \rangle, l = \overline{1, M}$ – the experimental investigations; b – coordinate maximum; c – parameter compression and stretching.

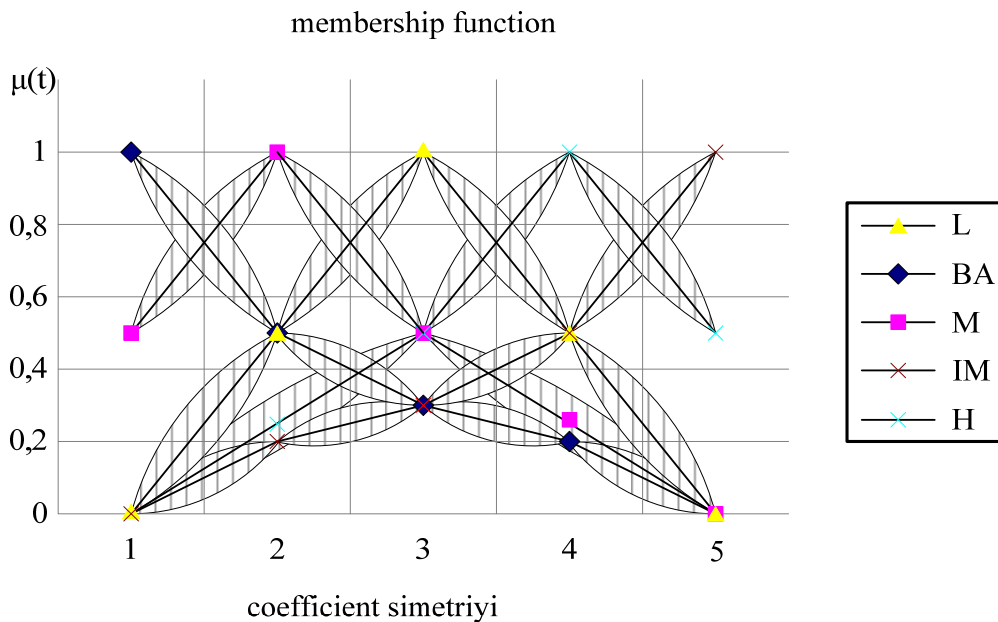


Figure 2. The functions of fuzzy terms after the procedure set

In our case $\hat{X}_l = (\hat{x}_1^l, \hat{x}_2^l, \dots, \hat{x}_{12}^l)$ – the results of previous biomedical research, \hat{y}_l – the result of the l-th trial.

To solve the nonlinear optimization problem (fig. 2) is applied algorithm "coarse" and "fine" setting [1-3] in the off-line and on-line.

To configure neuron fuzzy network used recurrence relations based on correlations [1-3]:

$$w_{jp}(t+1) = w_{jp}(t) - \eta \frac{\partial E_t}{\partial w_{jp}(t)}; c_i^{jp}(t+1) = c_i^{jp}(t) - \eta \frac{\partial E_t}{\partial c_i^{jp}(t)};$$

$$b_i^{jp}(t+1) = b_i^{jp}(t) - \eta \frac{\partial E_t}{\partial b_i^{jp}(t)}, \quad (8)$$

where $w_{jp}(t)$, $c_i^{jp}(t)$, $b_i^{jp}(t)$ - the weight of rules and parameters of membership functions for the t-th step of learning; η – learning option.

This ratio minimizes the criterion $E_t = \frac{1}{2}(\bar{y}_t - y_t)^2$ that is used to configure the network.

Summary

Mathematical models are got for the estimation of biomedical images with the using of methods of unclear plurals on the basis of expert bases of knowledges. It allowed to conduct complex high-quality diagnosticating and promote authenticity and operationability of diagnosticating. The method of analysis of biomedical images is developed on the basis of vehicle of unclear plurals, that allowed completer of diagnosing glaucoma. Architecture of information technology is developed for support of making decision at the analysis of biomedical information, that allowed to promote authenticity of processing of biomedical images by the account of structural features of bioobjects.

References

1. Rotshtein A. Design and Tuning of Fussy IF – THEN Vuly for Medical Didicol Diagnosis. In Fussy and Neuro-Fussy Systems in Medicine (Eds: N. Teodovescu, A. Kandel, I. Lain.). – USA. CRC-Press, 1998, pp. 235–295.
2. Ротштейн А.П. Интеллектуальные технологии идентификации: нечеткие множества, генетические алгоритмы, нейронные сети / Ротштейн А.П. – Винница.: Универсум – Винница, 1999. – 320 с.
3. Павлов С.В. Оптико-електронні технології аналізу біомедичних зображень. Павлов С.В., Кожем'яко В.П., Бурденюк І.І. Вінниця: Універсум-ВНТУ, 2012. 166 с.
4. Вуйцік В. Експертні системи : навчальний посібник / Вуйцік В., Готра О., Григор'єв В. – Львів: Ліга-Прес, 2006. –290с.
5. Прэтт У. Цифровая обработка изображений / Прэтт У. – М.: Мир, т.1,2. 1982.
6. Искусственный интеллект. Системы общения и экспертные системы : Справочник : в 3 кн. /под ред. Э.В. Попов и др. – М.: Радио и связь, Кн. 1. – 1990. – 464с.
7. Поспелов Д.А. Искусственный интеллект – основа новой информационной технологии / Поспелов Д.А. – М.: Наука, 1988. – 269с.
8. Продеус А.Н. Экспертные системы в медицине / Продеус А.Н., Захрабова Е.Н. – К.: ВЕК, 1998. – 320с.
9. Русин Б.П. Системы синтезу, обробки та розпізнавання складноструктурованих зображень / Русин Б.П. – Львів: Вертикаль, 1997. – 264 с.
10. Заде Л. Понятие лингвистической переменной и его применение к понятию приближенных решений / Заде Л. – М.: Мир, 1976. – 165 с.
11. Мельников В.Г. Медицинская кибернетика / В.Г. Мельников. – Киев: Вища школа, 1978. – 240 с.

Надійшла до редакції
26.5.2013 р.

В.Т. КОНДРАТОВ

Институт кибернетики им. В.М.Глушкова НАН Украины

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕССА МИКРОЦИРКУЛЯЦИИ КРОВИ В ПАЛЬЦАХ КОНЕЧНОСТЕЙ ЧЕЛОВЕКА НЕИНВАЗИВНЫМ СПЕКТРОФОТОМЕТРИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

В статье излагается сущность нового неинвазивного спектрофотометрического метода измерения параметров процесса микроциркуляции крови в пальцах конечностей человека. Приведены аналитические выражения и даны рекомендации по определению показателей микроциркуляции, по документированию и визуализации полученных результатов и данных, по представлению их в виде диагностической карты. Работа представляет интерес для биологов и разработчиков аппаратуры для неинвазивного исследования микроциркуляции крови в конечностях.

Ключевые слова: неинвазивный спектрофотометрический метод, микроциркуляция крови, параметры и показатели микроциркуляции.

V.T. KONDRATOV

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

MEASUREMENT OF PARAMETERS OF BLOOD MICROCIRCULATION PROCESS IN FINGERS OF FINITENESSES OF THE PERSON USING THE NONINVASIVE SPECTROPHOTOMETRIC METHOD

Abstract — In article a new noninvasive spectrophotometric method of redundant measurements of parameters of process of blood microcirculation at automatic imposing and removal normalized on value of pressure upon vessels of a finger during the set time interval with simultaneous registration of perfusion process of these vessels is described.

It is shown, that the offered method provides increase of measurements accuracy, expansion of functionality, information representation in a kind of «the Diagnostic card» and maintenance of the metrological control over a condition of the opto-electronic channel of the device realizing the given method.

The feature of a method is that after achievement of equality of capacities of the reflected streams of red and infra-red radiation, is allocated respiratory and pulse components of an informative signal by, for example, digital (or analogue) filtrations. In need of reception more information on a condition of the patient their frequency and-or the periods T_d and T_n is in addition measured.

It is shown, that for everyone microcirculatory channel the schedule of process of blood microcirculation with relative changes of instant values of a curve of process of blood microcirculation and with a binding of its top to true threshold value of pressure is under construction. It raises informational content of received data.

It is ascertained, that only relative data (it is better in percentage) it is possible to compare effectively among themselves for different microcirculatory channels, for different patients etc. Therefore all results of measurements, especially instant values of signals $u_{x1}(t)$ and $u_{x2}(t)$ are represented in the form of relative data.

The expediency of construction of schedules relative (in shares or in percentage) changes in time of process of blood microcirculation and introduction of two new scales is shown: scales of pressure and a time scale reflecting respiratory cycles of the patient.

Feature of the offered method is also that individual to the concrete person threshold values of pressure P_n ($\{P_n\} \neq \{P_r\}$) are defined prior to the beginning of researches microcirculatory channels, and by formation of linearly increasing pressure and its action on fingers of the left and-or right hand during the set interval of time Δt_B . These values it is remembered, visualized and used at a blood microcirculation estimation in finitenesses in a mode sparing (moderated or adequate) actions.

One more feature of a method is that the obtained data and results of their processing are visualized in systems of co-ordinates $100\%, t_x$ (or $(1, t_x)$), $(P_r, 0)$ and $(t_{x(60)}, 0)$ with designations: limiting value of pressure on a pressure scale; the values of pressure corresponding to the characteristic moments of time t_1, \dots, t_5 ; all impulses characterizing character of breath and number of respiratory cycles of the patient for one minute, and also characteristic points of blood microcirculation curve during the corresponding moments of time.

Affirms, that the received results of microcirculatory channels research of the person finitenesses are necessary for structuring on values and under forms and to display on the screen of the display or on the paper carrier in a kind «Diagnostic cards».

The expediency of representation of results of researches in the form of two graphic portraits of blood microcirculation processes (for fingers of the left and right brushes of hands separately) which is supplemented with the table with informative parameters and indicators is shown.

The real graphic portraits characterizing differences of parameters of curves, describing blood microcirculation process in fingers of the left and right brush are resulted. It confirms high информативность a method, necessity of creation of means of simultaneous measurement and research of the specified processes during same (set) time, at the same operating modes and influences of influencing factors.

Введение

В настоящее время особое внимание уделяется исследованиям микроциркуляции, т.е. движению

крови и лимфы в микроскопической части сосудистого русла, которое представляет собой структурно-функциональную единицу сердечно-сосудистой системы человека и называется микроциркуляторным руслом.

Микроциркуляция является не только структурно-функциональной единицей системы кровообращения, в которой происходит обмен между кровью и тканями, но и важнейшим источником информации о состоянии тканей, органов и организма в целом [1].

В работе [2] проведен анализ литературных данных о биофизических методах оценки микроциркуляции, определены достоинства и недостатки каждого из методов, предложена их классификация. Показано, что каждый метод исследования имеет определенные ограничения в применении, что обусловлено, с одной стороны, жесткими требованиями к неинвазивности и безвредности проведения исследований у человека, а, с другой – необходимостью получения максимальной информации о тех нарушениях регуляторных механизмов, которые подлежат коррекции. Однако в указанной работе отсутствует описание и положение в классификационной таблице неинвазивных спектрофотометрических методов измерения параметров процесса микроциркуляции крови. Это обусловлено, на наш взгляд, новизной данных методов и их недоступностью для широкого использования ввиду отсутствия соответствующих методик, сенсоров и средств измерений.

В работе [3] в общих чертах была рассмотрена сущность неинвазивных спектрофотометрических методов измерения параметров процесса микроциркуляции крови в пальцах левой и правой кисти человека, описаны причины и источники погрешностей измерения параметров процесса микроциркуляции крови в пальцах конечностей человека, предложена четырехэлементная модель пальца кисти человека, рассмотрено строение микроциркуляторного русла указательного пальца кисти человека и строение кожи человека, описаны оптические свойства биологической ткани и крови, а также возможности реализации данного неинвазивного метода измерений.

Однако методам измерения параметров процесса микроциркуляции крови в конечностях человека уделяется еще недостаточное внимание.

На сегодняшний день наиболее перспективными являются неинвазивные спектрофотометрические методы измерений избыточных измерений параметров процесса микроциркуляции крови при автоматическом наложении и снятии нормированного по значению давления на сосуды пальца в течение заданного промежутка времени с одновременной регистрацией процесса кровенаполнения этих сосудов. Рассмотрению данного метода и посвящена настоящая статья.

Объект исследований — процесс микроциркуляции крови в микроциркуляторных руслах пальцев конечностей человека до и после воздействия на них нормированного по значению давления.

Предмет исследований — измерение параметров процесса микроциркуляции крови в пальцах конечностей человека и показателей микроциркуляции.

Цель работы — представить научной общественности новый неинвазивный спектрофотометрический метод измерения параметров процесса микроциркуляции крови в пальцах конечностей человека с учетом современных требований по получению максимальной информации о состоянии микроциркуляции крови в конечностях.

Результаты исследований

На сегодня известны попытки ученых создать современные методы измерения параметров процесса микроциркуляции крови в конечностях человека (см., например, [4-6]).

Недостатками известных этих и других методов являются: ограниченные функциональные возможности, недостаточная информативность, низкая точность измерений, невозможность сравнения результатов текущих измерений с данными, полученными в другое время, при других условиях, для разно- или одноименных пальцев левой и/или правой руки человека или с нормированными по значению параметрами кривой (моделью) микроциркуляции или микрогемодинамики крови в конечностях. Результаты измерения зависят от цвета кожи человека. В методах не заложены элементы метрологического самоконтроля, что ограничивает их широкое использование для нужд современной медицины.

Ниже описан метод определения параметров процесса микроциркуляции крови в пальцах конечностей человека, обеспечивающий повышение точности измерений, расширение функциональных возможностей, отображение информации в виде «Диагностической карты» и обеспечения метрологического контроля за состоянием оптико-электронного канала прибора, реализующего данный метод. В данном методе для повышения информативности и точности предусматриваются измерения дополнительных информативных параметров процесса микроциркуляции крови: времени кровенаполнения «пустых» или не полностью наполненных кровью периферических сосудов, средней скорости и времени кровенаполнения в различных фазах процесса, максимального значения сигнала кровенаполнения, мощности потоков оптического излучения на заданных длинах волн, дрейфа нуля оптико-электронного канала, частоты дыхания и пульса, предусматривается синхронизация процессов установления давления с фазами частоты дыхания и пульсовой волна с целью исключения их воздействия на результаты измерений и т.д.

Отметим, что функция преобразования измерительного канала является линейной, то есть

$$U_x = S'_л \Phi_x + \Delta U'_{3М}, \quad (1)$$

где Φ_x — поток оптического излучения, $S'_л$ — крутизна преобразования, причем $S'_л = S_л(1 + \gamma_л)$, а

$S_{\text{л}}$ — номинальное значение крутизны преобразования, $\gamma_{\text{л}}$ — относительное отклонение крутизны преобразования под действием внешних дестабилизирующих факторов; $\Delta U'_{\text{ЗМ}}$ — смещение функции преобразования, причем $\{\Delta U'_{\text{ЗМ}}\} = \{\Delta U_{\text{ЗМ}}\} + \{\Delta_{\text{ад}}\}$, $\Delta U_{\text{ЗМ}}$ — номинальное значение смещения, $\Delta_{\text{ад}}$ — аддитивная погрешность преобразования, что является составной частью напряжения смещения.

Предложенный метод неинвазивного определения параметров процессов микроциркуляции крови в пальцах конечностей человека основан на формировании потоков красного и инфракрасного излучения с длинами волн λ_1 и λ_2 .

Априори сформированными потоками красного и инфракрасного излучения поочередно воздействуют на те или иные пальцы правой и/или левой руки человека в течение заданного интервала времени Δt_{Σ} , на протяжении которого осуществляется поглощение потоков оптического излучения не окисленным гемоглобином крови и меланином. Поток оптического излучения Φ_0 поступает через поверхностный слой конечности (меланин) на капиллярную кровь и поглощается гемоглобином крови.

Поглощение мощности потока оптического излучения осуществляется по закону Ламберта—Бугера—Бера. В этом случае напряжение на выходе измерительного канала может быть записано следующим образом:

$$U_x = S'_{\text{л}} \Phi_0 e^{-(k_{\text{г}\lambda} C_x + k_{\text{мл}}(C_{\Sigma} - C_x) + k_{\text{р}}) l_e} + \Delta U'_{\text{ЗМ}}, \quad (2)$$

где Φ_0 — нормированный по значению мощности поток оптического излучения с заданной длиной волны λ_1 или λ_2 и полушириной полосы пропуска $\pm \Delta\lambda$, причем $\Phi_0 = S_{\text{ф}\lambda} I_0$, а $S_{\text{ф}\lambda}$ — крутизна преобразования тока I_0 в поток Φ_0 ; $k_{\text{г}\lambda}$ — коэффициент поглощения гемоглобина крови; $k_{\text{мл}}$ — коэффициент поглощения меланина; C_{Σ} — общая концентрация гемоглобина и меланина; C_x — концентрация гемоглобина, $k_{\text{р}}$ — коэффициент рассеяния (считаем, что $k_{\text{р}}$ не зависит от длины волны, а зависит от структуры объекта); $l_e = V_e / s_e$ — эффективная толщина слоя меланина и гемоглобина, равная отношению эффективного объема V_e зондируемого пространства к эффективной площади s_e светового пятна.

Несмотря на то, что функция преобразования (1) измерительного канала является линейной, зависимость выходного напряжения от концентрации гемоглобина является нелинейной функцией (2). Мощности отраженных и ослабленных потоков инфракрасного и красного излучения поочередного, с частотой Ω_k , преобразуются в электрические сигналы

$$u_{x1}(t) = S'_{\text{л}} k_{\lambda 1} \Phi_0(t) e^{-(k_{\text{г}\lambda 1} C_x + k_{\text{мл}1}(C_{\Sigma} - C_x) + k_{\text{р}}) l_e} + \Delta U'_{\text{ЗМ}} \quad (3)$$

и

$$u_{x2}(t) = S'_{\text{л}} k_{\lambda 2} \Phi_0(t) e^{-(k_{\text{г}\lambda 2} C_x + k_{\text{мл}2}(C_{\Sigma} - C_x) + k_{\text{р}}) l_e} + \Delta U'_{\text{ЗМ}}, \quad (4)$$

где $k_{\lambda 1}$ и $k_{\lambda 2}$ — коэффициенты передачи оптических каналов на соответствующих длинах волн с учетом спектральной характеристики фотоприемника.

Сигналы (3) и (4) поочередно усиливаются и синхронно детектируются. Затем выделяется разностный сигнал частоты коммутации Ω_k , который усредняется во времени. В результате получают напряжение

$$\Delta U = S'_{\text{л}} \Phi_0 \left[e^{-(k_{\text{г}\lambda 1} C_x + k_{\text{мл}1}(C_{\Sigma} - C_x) + k_{\text{р}}) l_e} - e^{-(k_{\text{г}\lambda 2} C_x + k_{\text{мл}2}(C_{\Sigma} - C_x) + k_{\text{р}}) l_e} \right], \quad (5)$$

которое используется для управления силой тока I_1 и/или I_2 через светодиоды, от которых зависит мощность указанных потоков оптического излучения.

Затем изменяется сила тока через один из светодиодов до момента равенства мощностей отраженных от кости пальца и ослабленных потоков красного и инфракрасного излучений на длинах волн λ_1 и λ_2 , т.е. до обеспечения равенства $k_{\lambda 1} \{\Phi_{01}\} = k_{\lambda 2} \{\Phi_{02}\} = k_{\lambda} \{\Phi_0\}$, где $k_{\lambda 1}$ и $k_{\lambda 2}$ — коэффициенты пропуска отраженных потоков оптического излучения соответственно, $\Phi_{01} = S_{\text{ф}\lambda 1} I_1$, $\Phi_{02} = S_{\text{ф}\lambda 2} I_2$; $S_{\text{ф}\lambda 1}$ и $S_{\text{ф}\lambda 2}$ — крутизна преобразования токов в мощность потоков оптического излучения на длинах волн λ_1 и λ_2 .

Установленные значения мощностей потоков красного и инфракрасного излучений фиксируются в течение заданного интервала времени Δt_{Σ} ($\Delta t_{\Sigma} = (60 - 120) \text{ с}$).

Далее, согласно предложенного метода, практически мгновенно воздействуют на палец предельным давлением $P_{\text{г}}$ в пределах, например, 100 мм. рт. ст. — 500 мм. рт. ст.. Это необходимо для перекрытия пути крови через сосуды (артерии и вены) пальцев (микроциркуляторных русел).

Одновременно измеряется выходной разностный сигнал, полученный, соответственно, с первого и второго пальцев (микроциркуляторных русел) в течение времени Δt_{Σ} :

$$u_{x1}(t) = \Delta u_1(t) = S'_л \Phi_0(t) \left[e^{-(k_{r\lambda} C_{x1} + k_{m\lambda} (C_\Sigma - C_{x1}) + k_{p1}) \cdot l_{e1}} - e^{-(k_{r\lambda} C_{x1} + k_{m\lambda} (C_\Sigma - C_{x1}) + k_{p1}) \cdot l_{e1}} \right], \quad (6)$$

$$u_{x2}(t) = \Delta u_2(t) = S'_л \Phi_0(t) \left[e^{-(k_{r\lambda} C_{x2} + k_{m\lambda} (C_\Sigma - C_{x2}) + k_{p2}) \cdot l_{e2}} - e^{-(k_{r\lambda} C_{x2} + k_{m\lambda} (C_\Sigma - C_{x2}) + k_{p2}) \cdot l_{e2}} \right]. \quad (7)$$

где C_{x1} и C_{x2} — концентрация гемоглобина в первом и втором пальцах, соответственно; k_{p1} и k_{p2} — коэффициенты рассеяния для первого и второго пальцев, соответственно; l_{e1} и l_{e2} — эффективные толщины слоя меланина и гемоглобина для первого и второго пальцев, соответственно; $k_{r\lambda 1} = k_{r\lambda 2} = k_{r\lambda}$ и $k_{m\lambda 1} = k_{m\lambda 2} = k_{m\lambda}$.

Действие давления P_r выдерживается в течение априори определенного времени Δt_r . Обычно время $\Delta t_r = (10-30)$ с. Оно может быть выбранным любой продолжительности, но не более чем 60 с. По истечении времени Δt_r практически мгновенно снимается действие давления на пальцы. Это состояние (без воздействия давления) выдерживается в течение времени Δt_b восстановления капиллярного и венозного кровотока до стационарного уровня. Как правило, время восстановления кровотока Δt_b должен превышать время Δt_r действия давления больше, чем в 2 раза.

Мощности потоков красного излучения, отражающие процесс микроциркуляции крови в двух микроциркуляторных руслах, преобразуются в информативные сигналы $u_{x1}(t)$ и $u_{x2}(t)$ непрерывно в течение времени $\Delta t_\Sigma = \Delta t_r + \Delta t_b$. Одновременно мгновенные значения сигналов $u_{x1}(t)$ и $u_{x2}(t)$ преобразуются в коды чисел и запоминаются. Полученные данные математически обрабатываются (при необходимости фильтруются) и визуализируются.

Особенностью данного метода является то, что потоки красного и инфракрасного излучения с длинами волн λ_1 и λ_2 формируются с одинаковой полушириной полос пропускания $\pm \Delta \lambda_0$ ($\{\Delta \lambda_1\} = \{\Delta \lambda_2\} = \{\Delta \lambda_0\}$). Это необходимо для обеспечения одинаковой мощности потоков оптического излучения при одинаковых по значению полосах пропускания $\pm \Delta \lambda_0$.

Длина волны λ_1 выбирается такой, при которой коэффициенты поглощения гемоглобина и оксигемоглобина крови были бы практически равны между собой с заданной погрешностью, т.е. $k_{r\lambda 1} \approx k_{o\lambda 1} = k_{\lambda 1}$. Как пример, на рис. 1 приведены спектры поглощения гемоглобина и оксигемоглобина согласно [3].

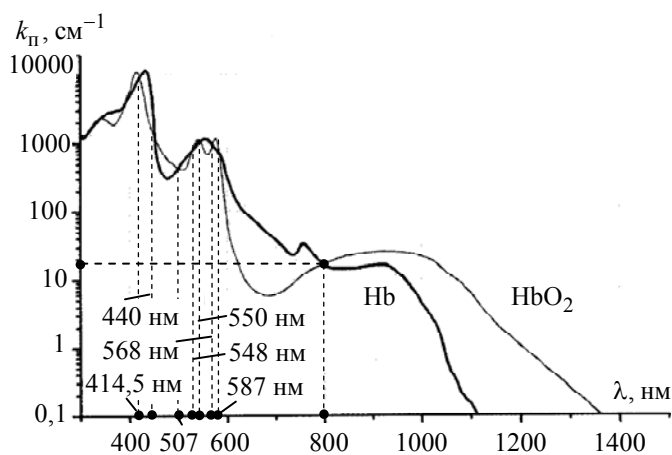


Рис. 1. Спектры поглощения гемоглобина и оксигемоглобина

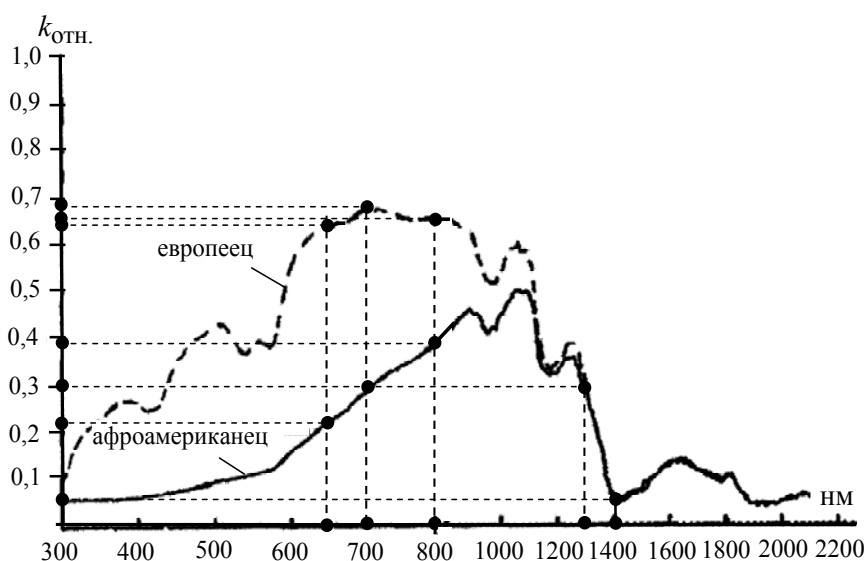


Рис. 2. Относительные коэффициенты отражения кожи европейца и афроамериканца

Необходимые длины волн можно выбрать из приведенных кривых. Как правило, длину волны λ_2 выбирается такой, при которой коэффициенты поглощения меланина для европейца и афроамериканца были бы практически равны между собой (с заданной погрешностью), т.е. $k_{e\lambda 2} \approx k_{a\lambda 2} = k_{\lambda 2}$. Для примера на рис. 2 приведены спектры отражения кожи европейца и афроамериканца в диапазоне длин волн от 300 нм до 2000 нм, по которым можно выбрать необходимую длину волны. Лучше выбрать длину волны $\lambda_2 = 1400$ нм, на

которой относительный коэффициент отражения кожи равен 0,05.

После воздействия на пальцы потоков инфракрасного и красного излучения с частотой Ω_k , поочередно преобразуются в сигналы $u_{x1}(t)$ и $u_{x2}(t)$ мощности отраженных и ослабленных гемоглобином и оксигемоглобином крови и меланином потоков инфракрасного и красного излучений в течение промежутка времени Δt_r , кратного периоду T_d дыхательного процесса. Это необходимо для точного определения функции, характеризующей процесс микроциркуляции крови и учета действия дыхательного процесса на кровенаполнение капилляров, артерий и вен.

Одновременно определяются и запоминаются пространственно-временные параметры характеристических точек O, A, B, C, D, E на графике процесса микроциркуляции крови, соответствующие изменению скорости наполнения сосудов кровью и восстановлению кровотока. Параметры этих точек являются наиболее информативными и используются для определения параметров и показателей процесса микроциркуляции крови в микроциркуляторном русле.

Практически мгновенно действуют на палец давлением P_r , дискретное значение которого выбирается в пределах 100 мм. рт. ст. – 500 мм. рт. ст. с целью перекрытия пути крови через артерии и вены пальцев. Следует отметить, что при начале действия давления в фазе вдоха (выдоха) и окончания действия давления в фазе выдоха (вдоха) будут получены недостоверные результаты. Необходимо, чтобы фазе совпадали, т.е. начало и конец действия давления были в фазе вдоха или выдоха и были привязаны к фазе пульсовой волны, как будет указано ниже.

После мгновенного установления значения предельного давления P_r для каждого пальца, дополнительно определяется и запоминается значение времени $\Delta t_k = t_{1|при\{u_x(t_1)\}=\{\Delta U\}} - t_{0|при\{u_x(t_0)\}=0}$ адаптации и кровенаполнения «пустых» или не полностью заполненных кровью периферических сосудов (капилляров и артерий) при внезапном повышении давления в манжете. Как видно из рис. 3, скачек сигнала в начальный момент времени как раз и характеризует этот процесс.

Далее, согласно предложенного метода, определяются и запоминаются мгновенные значения

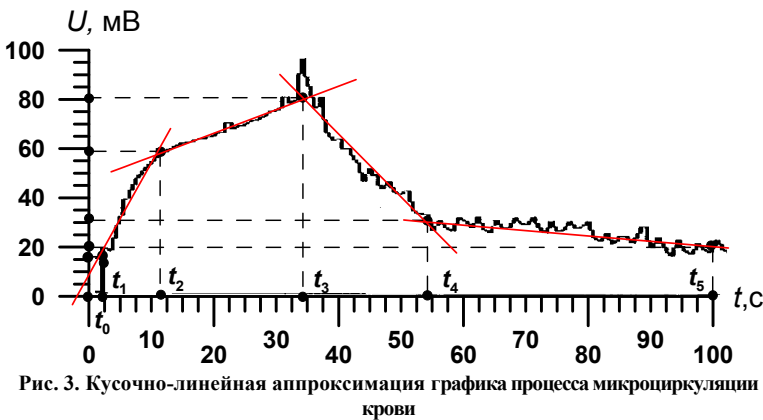


Рис. 3. Кусочно-линейная аппроксимация графика процесса микроциркуляции крови

сигналов $u_{x1}(t)$ и $u_{x2}(t)$ в начальный момент t_1 действия давления, то есть $U'_1 = u_{x1}(t_1)$ (и $U''_1 = u_{x2}(t_1)$) (см. рис. 3).

При заданном значении предельного давления, действующего в течение нормированного по значению времени $\Delta t_p = t_3 - t_0$,

дополнительно определяются и запоминаются значения интервалов времени быстрого $\Delta t_{н1}$ ($\Delta t'_{н1} = t'_2 - t'_1$ и $\Delta t''_{н1} = t''_2 - t''_1$) и медленного $\Delta t_{н2}$

($\Delta t'_{н2} = t'_3 - t'_2$ и $\Delta t''_{н2} = t''_3 - t''_2$, где t'_3 и t''_3 — моменты времени достижения сигналами $u_{x1}(t)$ и $u_{x2}(t)$ максимального значения U_m) наполнения сосудов (капилляров) кровью (см. рис. 5 для пальца правой руки). Это необходимо для дальнейшего определения показателей скорости кровенаполнения сосудов.

Одновременно определяются и запоминаются мгновенные значения сигналов в моменты времени t_2 и t_3 , то есть $U'_2 = u_{x1}(t_2)$ и $U''_2 = u_{x2}(t_2)$, ($U'_3 = U'_m = u_{x1}(t_3)$ и $U''_3 = U''_m = u_{x2}(t_3)$) (рис. 3).

В момент времени t_3 (t'_3 и t''_3) исключается действие предельного давления P_r на каждый палец. Определяются и запоминаются значения интервалов времени быстрого $\Delta t_{в1}$ ($\Delta t'_{в1} = t'_4 - t'_3$ и $\Delta t''_{в1} = t''_4 - t''_3$, где t'_4 и t''_4 — моменты времени изменения скорости восстановления кровенаполнения) и медленного $\Delta t_{в2}$ ($\Delta t'_{в2} = t'_5 - t'_4$ и $\Delta t''_{в2} = t''_5 - t''_4$) восстановления кровенаполнения сосудов (артерий и вен) кровью. Эти измерения необходимы для дальнейшего определения показателей микроциркуляции крови.

Затем определяются и запоминаются мгновенные значения сигналов $u_{x1}(t)$ и $u_{x2}(t)$ в момент времени t_4 (t'_4 и t''_4) изменения скорости кровенаполнения. В результате получают числовые значения напряжений $U'_4 = u_{x1}(t_4)$ и $U''_4 = u_{x2}(t_4)$. Аналогичным образом определяются и запоминаются мгновенные значения сигналов $u_{x1}(t)$ и $u_{x2}(t)$ в момент времени t_5 (t'_5 и t''_5) прекращения исследования процесса микроциркуляции. В результате получают значения напряжений $U'_5 = u_{x1}(t_5)$ и $U''_5 = u_{x2}(t_5)$, отвечающие минимальным значениям информативных сигналов $u_{x1}(t)$ и $u_{x2}(t)$.

После окончания общего времени $\Delta t_{\Sigma} = \Delta t_r + \Delta t_b$ исследования процесса микроциркуляции крови

или промежутка времени Δt_B ($\{\Delta t_B\} = \{\Delta t_{B1}\} + \{\Delta t_{B2}\}$) восстановление капиллярного и венозного кровотока, определяются напряжения смещения ΔU_{3M} ($\Delta U'_{3M}$ и $\Delta U''_{3M}$) при нулевых значениях мощностей потоков инфракрасного и красного излучений. Полученные значения напряжений смещения $\Delta U'_{3M}$ и $\Delta U''_{3M}$ запоминаются.

Затем осуществляется кусочно-линейная аппроксимация полученных графиков процесса микроциркуляции крови для каждого пальца с использованием координат характеристических точек *A* и *B*, *B* и *C*, *C* и *D*, *D* и *E* (см. например, графические построения на рис. 3 для пальца правой руки).

Это необходимо для дальнейшего получения усредненных данных о кровотоке в микроциркуляторных руслах и вычисления их параметров и показателей.

Далее определяется информативный сигнал, нормированный по значению амплитуды и приведенный к единичному значению или представленный в процентах. Этот сигнал отражает процесс микроциркуляции крови в пальце человека, согласно уравнению измерений

$$N'_x(t_i)[\text{в.о.}] = \frac{u_{x1}(t_i) - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} \quad \text{или} \quad N'_x(t_i)[\%] = \frac{u_x(t_i) - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} 100\%,$$

— для пальца правой руки или одного пальца и

$$N''_x(t_i)x[\text{в.о.}] = \frac{u_{x2}(t_i) - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} \quad \text{или} \quad N''_x(t_i)x[\%] = \frac{u_x(t_i) - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} 100\%,$$

— для пальца левой руки или для другого пальца,

где t_i — дискретные моменты времени преобразования в коды чисел мгновенных значений информативного сигнала (см. моменты времени t_1, t_2, t_3, t_4 и t_5 на рис. 6), U'_m и U''_m — максимальные значения сигналов $u_{x1}(t_i)$ и $u_{x2}(t_i)$ соответственно, $\Delta U'_{3M}$ и $\Delta U''_{3M}$ — напряжение смещения для первого и второго сигналов оптико-электронных каналов для пальцев левой и правой руки соответственно.

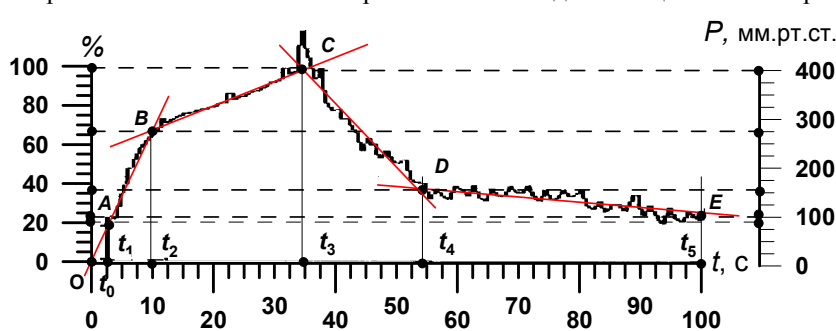


Рис. 4. График процесса микроциркуляции крови с относительными изменениями (в %) мгновенных значений кривой микроциркуляции крови и привязкой ее вершины к истинному пороговому значению давления

График процесса микроциркуляции крови с относительными изменениями (в %) мгновенных значений кривой микроциркуляции крови и привязкой ее вершины к истинному пороговому значению давления строят для каждого микроциркуляторного русла (см. рис. 4). Минимально — это два, а максимально — это пять графиков (для каждого пальца). Но в последнем случае необходимо наличие пяти сенсоров и пяти оптико-

электронных каналов.

Как уже было отмечено выше, при отсутствии понятия «норма» для всех людей, невозможно сравнивать результаты исследований по абсолютным значениям. Все результаты измерений, особенно мгновенных значений сигналов $u_{x1}(t)$ и $u_{x2}(t)$ должны быть относительными. Только относительные данные (лучше в процентах) можно эффективно сравнивать между собой для разных микроциркуляторных русел, для разных пациентов и т.д.

Согласно предложенному методу, относительные значения напряжений, полученные в характеристические моменты времени t_1, \dots, t_5 информативных сигналов $u_{x1}(t)$ и $u_{x2}(t)$, определяются по уравнению измерений:

а) для одного микроциркуляторного русла (пальца) (обозначено одним штрихом) –

$$\delta'_1 = \frac{u_{x1}(t_1) - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} 100\% = \frac{U'_1 - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} 100\%,$$

$$\delta'_2 = \frac{u_{x1}(t_2) - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} 100\% = \frac{U'_2 - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} 100\%,$$

$$\delta'_3 = \delta'_m = \frac{u_{x1}(t_3) - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} 100\% = \frac{U'_3 - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} 100\%,$$

$$\delta'_4 = \frac{u_{x1}(t_4) - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} 100\% = \frac{U'_4 - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} 100\%,$$

$$\delta'_5 = \frac{u_{x1}(t_5) - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} 100\% = \frac{U'_5 - \Delta U'_{3M}}{U'_m - \Delta U'_{3M}} 100\%,$$

б) для другого мікроциркуляторного русла (пальца) (обозначено двома штрихами) —

$$\delta''_1 = \frac{u_{x2}(t_1) - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} 100\% = \frac{U''_1 - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} 100\%,$$

$$\delta''_2 = \frac{u_{x2}(t_2) - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} 100\% = \frac{U''_2 - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} 100\%,$$

$$\delta''_3 = \delta''_m = \frac{u_{x2}(t_3) - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} 100\% = \frac{U''_3 - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} 100\%,$$

$$\delta''_4 = \frac{u_{x2}(t_4) - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} 100\% = \frac{U''_4 - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} 100\%,$$

$$\delta''_5 = \frac{u_{x2}(t_5) - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} 100\% = \frac{U''_5 - \Delta U''_{3M}}{U''_m - \Delta U''_{3M}} 100\%.$$

Затем определяются показатели интегрального пути кровенаполнения капилляров по уравнению числовых значений вида:

а) для одного пальца (обозначено одним штрихом) —

$$k'_{H1} = \sqrt{\Delta \delta'^2_{H1} + \{\Delta t'_{H1}\}^2} [\%], \quad k'_{H2} = \sqrt{\Delta \delta'^2_{H2} + \{\Delta t'_{H2}\}^2} [\%],$$

$$k'_{B1} = \sqrt{\Delta \delta'^2_{B1} + \{\Delta t'_{B1}\}^2} [\%], \quad k'_{B2} = \sqrt{\Delta \delta'^2_{B2} + \{\Delta t'_{B2}\}^2} [\%],$$

где $\{\Delta t'_{H1}\} = \{t'_2\} - \{t'_1\}$; $\{\Delta t'_{H2}\} = \{t'_3\} - \{t'_2\}$; $\{\Delta t'_{B1}\} = \{t'_4\} - \{t'_3\}$; $\{\Delta t'_{B2}\} = \{t'_5\} - \{t'_4\}$; $\{\Delta \delta'_{H1}\} = \{\delta'_2\} - \{\delta'_1\}$; $\{\Delta \delta'_{H2}\} = \{\delta'_3\} - \{\delta'_2\}$; $\{\Delta \delta'_{B1}\} = \{\delta'_4\} - \{\delta'_3\}$; $\{\Delta \delta'_{B2}\} = \{\delta'_5\} - \{\delta'_4\}$;

б) для второго пальца (обозначено двумя штрихами) —

$$k''_{H1} = \sqrt{\Delta \delta''^2_{H1} + \{\Delta t''_{H1}\}^2} [\%], \quad k''_{H2} = \sqrt{\Delta \delta''^2_{H2} + \{\Delta t''_{H2}\}^2} [\%],$$

$$k''_{B1} = \sqrt{\Delta \delta''^2_{B1} + \{\Delta t''_{B1}\}^2} [\%], \quad k''_{B2} = \sqrt{\Delta \delta''^2_{B2} + \{\Delta t''_{B2}\}^2} [\%],$$

где $\{\Delta t''_{H1}\} = \{t''_2\} - \{t''_1\}$; $\{\Delta t''_{H2}\} = \{t''_3\} - \{t''_2\}$; $\{\Delta t''_{B1}\} = \{t''_4\} - \{t''_3\}$; $\{\Delta t''_{B2}\} = \{t''_5\} - \{t''_4\}$; $\{\Delta \delta''_{H1}\} = \{\delta''_2\} - \{\delta''_1\}$; $\{\Delta \delta''_{H2}\} = \{\delta''_3\} - \{\delta''_2\}$; $\{\Delta \delta''_{B1}\} = \{\delta''_4\} - \{\delta''_3\}$; $\{\Delta \delta''_{B2}\} = \{\delta''_5\} - \{\delta''_4\}$.

Далее определяются значения показателей скорости ($k_{V_{H1}}$, $k_{V_{H2}}$, $k_{V_{B1}}$, $k_{V_{B2}}$) быстрого (индекс «1») и медленного (индекс «2») наполнения (индекс «н») сосудов (капилляров) кровью и быстрого (индекс «1») и медленного (индекс «2») восстановления (индекс «в») кровотока по уравнениям измерений:

а) для показателей скорости кровотока в одном микроциркуляторном русле (пальце) (обозначено одним штрихом) —

$$k_{V'_{H1}} = \frac{\sqrt{\Delta \delta'^2_{H1} + \{\Delta t'_{H1}\}^2}}{\Delta t'_{H1}} [\% / c], \quad k_{V'_{H2}} = \frac{\sqrt{\Delta \delta'^2_{H2} + \{\Delta t'_{H2}\}^2}}{\Delta t'_{H2}} [\% / c],$$

$$k_{V'_{B1}} = \frac{\sqrt{\Delta \delta'^2_{B1} + \{\Delta t'_{B1}\}^2}}{\Delta t'_{B1}} [\% / c], \quad k_{V'_{B2}} = \frac{\sqrt{\Delta \delta'^2_{B2} + \{\Delta t'_{B2}\}^2}}{\Delta t'_{B2}} [\% / c];$$

б) для показателей скорости кровотока во втором микроциркуляторном русле (пальце) (обозначено двумя штрихами) —

$$k_{v_{H1}} = \frac{\sqrt{\Delta\delta_{H1}^{\prime\prime 2} + \{\Delta t_{H1}^{\prime\prime}\}^2}}{\Delta t_{H1}^{\prime\prime}} [\% / \text{с}], \quad k_{v_{H2}} = \frac{\sqrt{\Delta\delta_{H2}^{\prime\prime 2} + \{\Delta t_{H2}^{\prime\prime}\}^2}}{\Delta t_{H2}^{\prime\prime}} [\% / \text{с}],$$

$$k_{v_{B1}} = \frac{\sqrt{\Delta\delta_{B1}^{\prime\prime 2} + \{\Delta t_{B1}^{\prime\prime}\}^2}}{\Delta t_{B1}^{\prime\prime}} [\% / \text{с}], \quad k_{v_{B2}} = \frac{\sqrt{\Delta\delta_{B2}^{\prime\prime 2} + \{\Delta t_{B2}^{\prime\prime}\}^2}}{\Delta t_{B2}^{\prime\prime}} [\% / \text{с}],$$

После этого определяют показатель (k_R) сопротивления сосудов давления крови (в мм.рт.ст. /с) в каждой фазе процесса микроциркуляции для первого и второго микроциркуляторного русла по уравнениям измерений:

а) для первого микроциркуляторного русла (обозначено одним штрихом) –

$$k_{R_{H1}} = \frac{\Delta P'_{H1}}{\Delta t'_{H1}} [\text{мм.рт.ст./с}], \quad k_{R_{H2}} = \frac{\Delta P'_{H2}}{\Delta t'_{H2}} [\text{мм.рт.ст./с}], \quad k_{R_{B1}} = \frac{\Delta P'_{B1}}{\Delta t'_{B1}} [\text{мм.рт.ст./с}], \quad k_{R_{B2}} = \frac{\Delta P'_{B2}}{\Delta t'_{B2}} [\text{мм.рт.ст./с}],$$

где $\{\Delta P'_{H1}\} = \{P'_2\} - \{P'_1\}$, $\{\Delta P'_{H2}\} = \{P'_3\} - \{P'_2\}$, $\{\Delta P'_{B1}\} = \{P'_3\} - \{P'_4\}$, $\{\Delta P'_{B2}\} = \{P'_4\} - \{P'_5\}$;

б) для второго микроциркуляторного русла (обозначено двумя штрихами) —

$$k_{R''_{H1}} = \frac{\Delta P''_{H1}}{\Delta t''_{H1}} [\text{мм.рт.ст./с}], \quad k_{R''_{H2}} = \frac{\Delta P''_{H2}}{\Delta t''_{H2}} [\text{мм.рт.ст./с}], \quad k_{R''_{B1}} = \frac{\Delta P''_{B1}}{\Delta t''_{B1}} [\text{мм.рт.ст./с}], \quad k_{R''_{B2}} = \frac{\Delta P''_{B2}}{\Delta t''_{B2}} [\text{мм.рт.ст./с}],$$

где $\{\Delta P''_{H1}\} = \{P''_2\} - \{P''_1\}$, $\{\Delta P''_{H2}\} = \{P''_3\} - \{P''_2\}$, $\{\Delta P''_{B1}\} = \{P''_3\} - \{P''_4\}$, $\{\Delta P''_{B2}\} = \{P''_4\} - \{P''_5\}$.

Затем определяются значение показателя пропускной способности микроциркуляторного русла для каждой из четырех участков по уравнениям измерений:

а) для первого микроциркуляторного русла (одного пальца) (обозначено одним штрихом) —

$$S'_{H1} = \text{tg}\alpha'_{H1} = \Delta\delta'_{H1}/\Delta t'_{H1} [\% / \text{с}], \quad S'_{H2} = \text{tg}\alpha'_{H2} = \Delta\delta'_{H2}/\Delta t'_{H2} [\% / \text{с}],$$

$$S'_{B1} = \text{tg}\alpha'_{B1} = \Delta\delta'_{B1}/\Delta t'_{B1} [\% / \text{с}], \quad S'_{B2} = \text{tg}\alpha'_{B2} = \Delta\delta'_{B2}/\Delta t'_{B2} [\% / \text{с}];$$

б) для второго микроциркуляторного русла (второго пальца) (обозначено двумя штрихами) —

$$S''_{H1} = \text{tg}\alpha''_{H1} = \Delta\delta''_{H1}/\Delta t''_{H1} [\% / \text{с}], \quad S''_{H2} = \text{tg}\alpha''_{H2} = \Delta\delta''_{H2}/\Delta t''_{H2} [\% / \text{с}],$$

$$S''_{B1} = \text{tg}\alpha''_{B1} = \Delta\delta''_{B1}/\Delta t''_{B1} [\% / \text{с}], \quad S''_{B2} = \text{tg}\alpha''_{B2} = \Delta\delta''_{B2}/\Delta t''_{B2} [\% / \text{с}].$$

По уравнениями числовых значений определяют асимметрию определенных показателей микроциркуляции крови между одним и вторым микроциркуляторными руслами (пальцами), в частности:

а) коэффициент асимметрии γ_{δ} относительных значений напряжений, полученных в характеристические моменты времени t_1, \dots, t_5 –

$$\gamma_{\delta 1} = \left(\frac{\delta'_1}{\delta'_1} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{\delta 2} = \left(\frac{\delta''_2}{\delta'_2} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{\delta 3} = \left(\frac{\delta''_3}{\delta'_3} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{\delta 4} = \left(\frac{\delta''_4}{\delta'_4} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{\delta 5} = \left(\frac{\delta''_5}{\delta'_5} - 1 \right) 100\%;$$

б) коэффициент асимметрии скоростей кровотока в сравниваемых микроциркуляторных руслах —

$$\gamma_{v_{H1}} = \left(\frac{k_{v_{H1}}}{k'_{v_{H1}}} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{v_{H2}} = \left(\frac{k_{v_{H2}}}{k'_{v_{H2}}} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{v_{B1}} = \left(\frac{k_{v_{B1}}}{k'_{v_{B1}}} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{v_{B2}} = \left(\frac{k_{v_{B2}}}{k'_{v_{B2}}} - 1 \right) 100\%;$$

в) коэффициент асимметрии показателей пропускной способностью микроциркуляторных русел для каждой из четырех участков —

$$\gamma_{S1} = \left(\frac{S''_1}{S'_1} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{S2} = \left(\frac{S''_2}{S'_2} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{S3} = \left(\frac{S''_3}{S'_3} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{S4} = \left(\frac{S''_4}{S'_4} - 1 \right) 100\%,$$

г) коэффициент асимметрии интегральных путей кровенаполнения капилляров для каждой фазы процесса микроциркуляции в сравнительных микроциркуляторных руслах, —

$$\gamma_{I_{h1}} = \left(\frac{k_{I_{h1}}^r}{k_{I_{h1}}^n} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{I_{h2}} = \left(\frac{k_{I_{h2}}^r}{k_{I_{h2}}^n} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{I_{b1}} = \left(\frac{k_{I_{b1}}^r}{k_{I_{b1}}^n} - 1 \right) 100\%, \quad \gamma_{I_{b2}} = \left(\frac{k_{I_{b2}}^r}{k_{I_{b2}}^n} - 1 \right) 100\%,$$

Только после этого полученные данные визуализируются в системах координат $100\%, t_x$ (или $(1, t_x)$),

$(P_T, 0)$ и $(t_{x(60)}, 0)$ с обозначениями: предельного значения давления на шкале давления; значений давления, соответствующие характеристическим моментам времени t_1, \dots, t_5 на шкале времени системы координат $100\%, t_x$ (или $1, t_x$); всех импульсов, характеризующие характер дыхания и число дыхательных циклов пациента за одну минуту, а также характеристических точек $(O, A, B, C, D$ и $E)$ кривой микроциркуляции крови в соответствующие моменты времени.

Полученные данные структурируются и сравниваются с данными, полученными в другое время, при других условиях, для разно- или одноименных пальцев левой и/или правой руки человека или с нормированным по значению параметров кривой (моделью) микроциркуляции или микрогемодинамики крови (см. рис. 5).

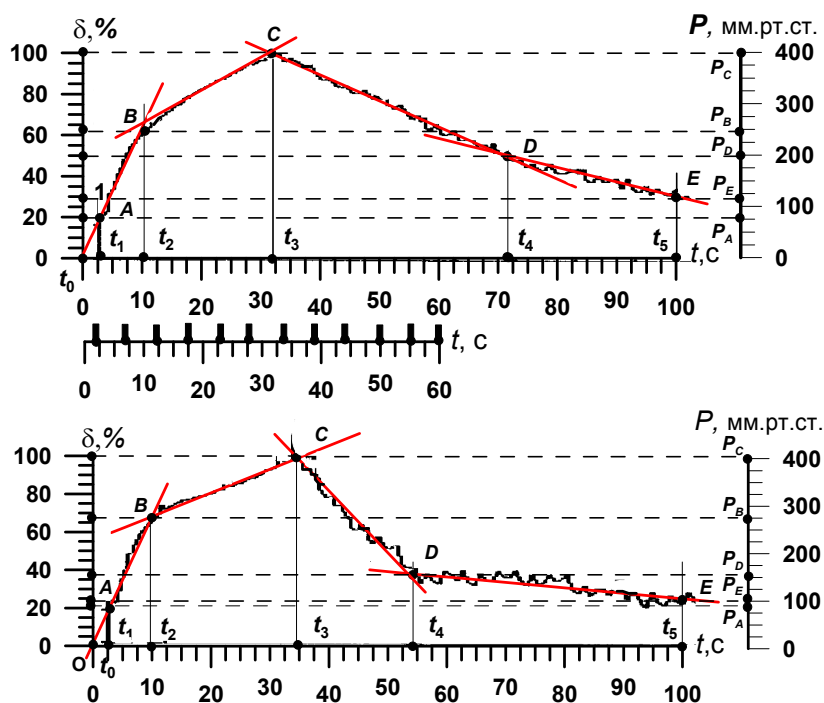


Рис. 5. Графический портрет процесса микроциркуляции крови в микроциркуляторных руслах (пальцах левой и правой рук)

Представленные на рис. 5 графические портреты процесса микроциркуляции крови в микроциркуляторном русле (пальцев левой и правой руки) отображаются на электронных или бумажных носителях информации. На рис. 5 дополнительно введена шкала времени, привязанная к шкале времени системы координат $(100\%, t_x)$ и отражающая характер дыхания и число дыхательных циклов пациента за одну минуту. Это расширяет функциональные возможности метода и информативность получаемых данных.

Современные требования к методам измерения, реализуемых в приборах шестого и седьмого поколений, обуславливают необходимость проведения дополнительных измерений информативных сигналов, характеризующих состояние самого прибора или важных его функциональных блоков. Поэтому в современных методах измерений предусматривается выполнение дополнительных измерительных операции.

В описываемом методе до осуществления последовательности действий потоков инфракрасного и красного оптического излучения на палец руки человека, сформированные потоки оптического излучения преобразуются в соответствующие напряжения. Полученные напряжения выравниваются между собой по амплитуде (уровню), усиливаются (нормируются) до заранее заданного значения $\{U_0\}$, измеряются, а полученные результаты запоминаются. Эта операция осуществляется для каждого оптико-электронного

канала.

Установленные значения токов I_1 и I_2 преобразуются в пропорциональные напряжения и измеряются. Полученные численные значения (коды чисел) запоминаются, визуализируются их значения и сравниваются с априори заданными допустимыми значениями метрологических чисел. По результатам сравнения судят о соответствии значений основных параметров процесса измерений априори заданным. Проведение дополнительных тактов измерений позволяет сравнивать состояние, например, лазерных источников монохроматического излучения, по значениям напряжений, пропорциональных токам через эти источники (лазерные диоды). Значение метрологических чисел или значения напряжений с заданными отклонениями их от оптимальных значений, как правило, получают при вводе прибора в эксплуатацию. Эти значения являются примерными. Поэтому значения напряжений, полученные в конкретный период эксплуатации прибора, сравниваются с образцовыми. При наличии разницы между напряжениями осуществляется изменение рабочего тока через лазерный диод до значений, при которых генерируется поток оптического излучения заданной (нормированной по значению) мощности. Это сокращает расходы на поверку приборов, увеличивает межповерочный интервал и дает возможность своевременного получения информации о метрологической исправности прибора.

Как было показано выше на графиках процесса микроциркуляции крови (см. рис. 4, рис. 5), на результат измерений основных показателей этого процесса оказывают влияние дыхательные циклы и пульсовая волна. Их действие приводит к дополнительному давлению на кровь, изменения ее скорости, а значит и к смещению характеристических точек на кривой процесса микроциркуляции крови. Поэтому есть два подхода к учету или исключению их действия: а) выделения дыхательных циклов и пульсовой волна путем, например, аналоговой или цифровой фильтрации сигналов с последующим исключением соответствующих составляющих из информативных сигналов и б) путем синхронизации начала и конца действия давления на сосуды с фазами дыхательного цикла и пульсовой волны.

Второй особенностью предложенного метода является то, что после достижения равенства мощностей отраженных потоков красного и инфракрасного излучения, выделяется дыхательная и пульсовая составляющие информативного сигнала путем, например, цифровой (или аналоговой) фильтрации. При необходимости дополнительно измеряется их частота и/или периоды T_d и T_n с целью получения дополнительной информации о состоянии пациента. Полученные значения запоминаются и визуализируются, т.е. отображаются на графическом дисплее или на бумажном носителе (на рис. 7 приведены графики с исключенными составляющими дыхательного цикла и пульсовой волны). Дыхательные импульсы приведены на дополнительной временной оси для оценки характера и количества циклов в минуту.

Согласно предложенному методу, синхронизация начала и конца процессов мгновенного установления и снятия предельного значения давления P_r осуществляется при непрерывном дыхании. Причем начальный и конечный момент времени действия предельного давления устанавливаются в те моменты времени, когда амплитуда пульсовой волны достигает минимального (или максимального) значения. Это обеспечивает исключение паразитных импульсов, которые искажают график.

Далее уточняется фактическое время действия $\Delta t'_r$ предельного значения P_r ($\{\Delta t'_r\} = \{\Delta t_r\} \pm \{T_n\}$). Результат запоминается, а полученное значение визуализируется. Следует отметить, что процесс синхронизации приводит к отклонению заданного времени действия давления на весьма малое значение, что обусловлено временем ожидания совпадения импульсов дыхания с импульсами пульсовой волны.

Третьей особенностью предложенного метода является то, что индивидуальные к конкретному человеку пороговые значения давления P_n ($\{P_n\} \neq \{P_r\}$) определяются до начала исследований микроциркуляторных русел, причем путем формирования линейно возрастающего давления и действия его на пальцы левой и/или правой руки в течение времени Δt_v . За это время амплитуда $U_{мп}$ пульсовой волны уменьшится до заранее заданного значения, например $(0,01 - 0,1)U_{мп}$. Полученное пороговое значение давления P_n запоминается, визуализируется и используется при оценке микроциркуляции крови в конечностях в режиме щадящего (умеренного или адекватного) действия. При проведении исследований состояния микроциркуляции крови в конечностях человека желательно, как мы считаем, осуществлять при дискретных значениях давления, но не больше порогового на 5—10 мм.рт.ст. В противном случае значительное по значению давление приведет к невозобновляемым нарушениям структуры микроциркуляторного русла, его сосудов.

Известно, что врачи (кардиологи, терапевты и другие) при обследовании часто просят задержать дыхание, сделать полный вдох или выдох. Поэтому в данном методе предложено исследование микроциркуляторного русла проводить как при непрерывном дыхании, так и при задержке дыхания, но для отдельных групп пациентов (спортсменов, военных и т.д.). В связи с этим определение параметров микроциркуляции крови в отдельных групп пациентов осуществляется и при задержке дыхания на 60—100 секунд на фазе выдоха или вдоха. Полученные результаты исследования представляются в форме документа, как показано ниже на рис. 6 и рис. 7.

ДІАГНОСТИЧЕСКАЯ КАРТА № 1 от 10 июля 2013 г.
РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ МИКРОЦИРКУЛЯТОРНЫХ РУСЕЛ
указательных пальцев левой и правой руки

ПАЦИЕНТ Кондратов В.Т., лет 68. Дата рождения: 13 августа 1945 г. Диагноз: нарушение микроциркуляции п.рук
Ф.И.О.

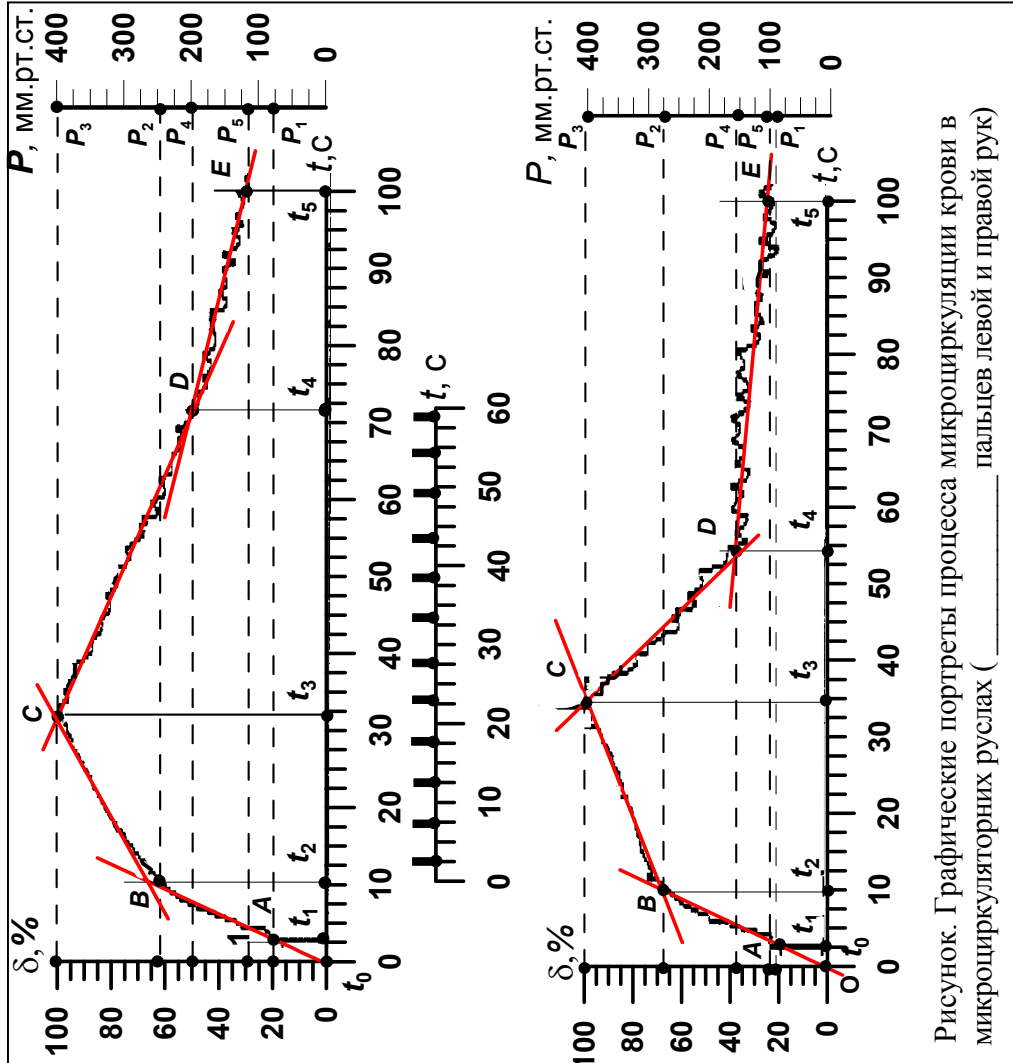


Рис. 6.

Рисунок. Графические портреты процесса микроциркуляции крови в микроциркуляторных руслах (указательных пальцев левой и правой руки)

В ы в о д ы

Установлено нарушение микроциркуляции крови в указательных пальцах левой и правой руки. Наибольшее нарушение имеет место в МЦР1.

Максимальные значения напряжений в руслах совпадают, что свидетельствует об одинаковой энергетической эффективности капиллярной крови в МЦР.

Кромонаполнение при действии давления несколько лучше в МЦР2 — 10% и 6,3% для первой и второй фаз соответственно. Восстановление кровотока после снятия действия давления происходит быстрее в МЦР2, чем в МЦР1 — на 25 и 14,3% соответственно.

Время наполнения капилляров кровью меньше в МЦР1. В МЦР2 время восстановления кровотока в первой фазе на 10% выше, чем в МЦР1.

ПШ1 и ПШ2 между собой отличаются не более, чем на 7,1% — при наполнении, и на 3,3% — при восстановлении кровотока.

По значению ПШ1 (для МЦР1) больший, чем для ПШ2 на 13,2% — при наполнении сосудов кровью, и меньший на 100% для первой фазы и на 20% — для второй фазы восстановления кровотока.

Сопротивление сосудов давления крови в МЦР1 меньше, чем в МЦР2 на 4,3% — при наполнении и на 10,1% — при восстановлении кровотока.

Пропускная способность сосудов нечетных звеньев МЦР1 хуже, чем сосудов МЦР2. Сосуды наполнены блясками в МЦР1 на 16% больше, чем в МЦР2, кровотоков нарушен.

Рекомендовано: препараты омега-3 и омега-6, толелый жир, наблюдение врача-терапевта.

Врач _____ «12» июля 2013 г.

№ п/п	Назва параметру чи показника	Числові значення параметрів та показників
1.1.	Напряження в характеристических точках графика 1 МЦК, мВ:	$U'_1 = 16,0$ $U'_2 = 50,4$ $U'_3 = 80,0$ $U'_4 = 40,0$ $U'_5 = 22,4$
1.2.	Напряжения в характеристических точках графика 2 МЦК, мВ:	$U''_1 = 17,6$ $U''_2 = 53,6$ $U''_3 = 80,0$ $U''_4 = 30,0$ $U''_5 = 19,2$
Выводы: Максимальные значения напряжений в руслах совпадают, что свидетельствует об одинаковой энергетической эффективности капиллярной крови в МЦР.		
1.1.	ВЗН1 (точное относит. значение напряжения для графика 1 МЦК), %:	$\delta'_1 = 20,0$ $\delta'_2 = 63,0$ $\delta'_3 = 100,0$ $\delta'_4 = 50$ $\delta'_5 = 28$
1.2.	ВЗН2 (точное относит. значение напряжения для графика 1 МЦК), %:	$\delta''_1 = 22,0$ $\delta''_2 = 67,0$ $\delta''_3 = 100,0$ $\delta''_4 = 37,5$ $\delta''_5 = 24$
1.3.	КАН (коэффициенты асимметрии напряжений), %:	$\gamma_{\delta 1} = 10,0$ $\gamma_{\delta 2} = 6,3$ $\gamma_{\delta 3} = 0,0$ $\gamma_{\delta 4} = -25$ $\gamma_{\delta 5} = -14,3$
Выводы: Кровенаполнение при действиях давления лучше в МЦР2 на 10% и 6,3%. Восстановление кровотока после снятия действия давления быстрее в МЦР2 на 25% и 14,3%.		
1.1.	ЗИВ1 (информативные значения интервалов времени кровотока), с:	$\Delta t'_{01} = 2,65$ $\Delta t'_{H1} = 7,5$ $\Delta t'_{H2} = 21,9$ $\Delta t'_{B1} = 39,5$ $\Delta t'_{B2} = 28$
1.2.	ЗИВ2 (информативные значения интервалов времени кровотока), с:	$\Delta t''_{01} = 2,6$ $\Delta t''_{H1} = 7,3$ $\Delta t''_{H2} = 24,1$ $\Delta t''_{B1} = 20,1$ $\Delta t''_{B2} = 45,9$
1.3.	КАСВ (коэффициенты асимметрии интервалов времени), %:	$\gamma_{t 1} = -1,9$ $\gamma_{t 2} = -2,7$ $\gamma_{t 3} = 10,0$ $\gamma_{t 4} = -49,1$ $\gamma_{t 5} = 63,9$
Выводы: Время наполнения капилляров кровью меньше в МЦР2. В МЦР2 время восстановления кровотока в первой фазе на 10% выше, чем в МЦР1.		
1.1.	ПИП1 (показатель интегрального пути кровенаполнения), %:	$k_{I'_{H1}} = 49,1$ $k_{I'_{H2}} = 43,0$ $k_{I''_{B1}} = 63,7$ $k_{I''_{B2}} = 35,6$ $k_{I'_{H1}} > k_{I'_{H2}}$
1.2.	ПИП2 (показатель интегрального пути кровенаполнения), %:	$k_{I''_{H1}} = 45,6$ $k_{I''_{H2}} = 40,9$ $k_{I''_{B1}} = 65,4$ $k_{I''_{B2}} = 47,8$ $k_{I''_{B1}} > k_{I''_{B2}}$
1.3.	КАСП (коэффициенты асимметрии пути кровенаполнения), %:	$\gamma_{kIH1} = -7,1$ $\gamma_{kIH2} = -4,9$ $\gamma_{kIB1} = 2,7$ $\gamma_{kIB2} = 3,3$ <i>і т.ін.</i>
Выводы: ПИП1 і ПИП2 между собой отличаются не олее, чем на 7,1% – при наполнении, и на 3,3% – при восстановлении кровотока.		
1.1.	ПС1 (показатель скорости в первом русле), %:	$k_{V'_{H1}} = 6,5$ $k_{V'_{H2}} = 1,96$ $k_{V'_{B1}} = 1,6$ $k_{V'_{B2}} = 1,3$ $k_{V'_{H1}} > k_{V'_{H2}}$
1.2.	ПС2 (показатель скорости во втором русле), %:	$k_{V''_{H1}} = 6,2$ $k_{V''_{H2}} = 1,7$ $k_{V''_{B1}} = 3,2$ $k_{V''_{B2}} = 1,04$ $k_{V''_{B1}} \geq k_{V''_{B2}}$
1.3.	КАС (коэффициенты асимметрии скорости кровенаполнения), %:	$\gamma_{VH1} = -4,6$ $\gamma_{VH2} = -13,2$ $\gamma_{VB1} = 100,0$ $\gamma_{VB2} = -20,0$ <i>і т.ін.</i>
Выводы: ПС1 больше ПС2 на 13,2% – при наполнении сосудов кровью, и меньше на 100% – 20% – при восстановлении кровотока.		
1.1.	ПСС1 (показатель сопротивления сосудов в 1-м русле), мм.рт.ст. / %:	$k_{R'_{H1}} = 5,3$ $k_{R'_{H2}} = 6,9$ $k_{R'_{B1}} = 5,1$ $k_{R'_{B2}} = 3,5$ $k_{R'_{H1}} > k_{R'_{H2}}$
1.2.	ПСС2 (показатель сопротивления сосудов во 2-м русле), мм.рт.ст. / %:	$k_{R''_{H1}} = 22,6$ $k_{R''_{H2}} = 5,2$ $k_{R''_{B1}} = 12,4$ $k_{R''_{B2}} = 0,9$ $k_{R''_{H1}} \gg k_{R''_{B2}}$
1.3.	КАСС (коэффициенты асимметрии сопротивления сосудов давлениемно крови), %:	$\gamma_{RH1} = 326,4$ $\gamma_{RH2} = -24,6$ $\gamma_{RB1} = 143,1$ $\gamma_{RB2} = -74,3$ <i>і т.ін.</i>
Выводы: Сопротивление сосудов давлению крови в МЦР1 меньше, чем в МЦР2 на 4,3% – при наполнении и на 10,1% – при восстановлении кровотока.		
1.1.	ППС1 (показатель пропускной способности 1-го русла), %/с:	$S'_{H1} = 5,7$ $S'_{H2} = 1,7$ $S'_{B1} = 1,3$ $S'_{B2} = 0,77$ $S'_{H1} \gg S'_{H2}$
1.2.	ППС2 (показатель пропускной способности 2-го русла), %/с:	$S''_{H1} = 6,3$ $S''_{H2} = 1,4$ $S''_{B1} = 3,1$ $S''_{B2} = 0,29$ $S''_{H1} \gg S''_{H2}$
1.3.	КАСП (коэффициенты асимметрии пропускной способности), %/с:	$\gamma_{SH1} = 10,5$ $\gamma_{SH2} = -17,6$ $\gamma_{SB1} = 138,5$ $\gamma_{SB2} = -62,3$ <i>і т.ін.</i>
Выводы: Пропускная способность сосудов нечетного звена МЦР1 меньше, чем сосудов МЦР2 при наполнении и больше для четного звена.		

Показатели качества работы прибора: $U_0 = 1B$ (норма $U_0 = (1 \pm 0,001)B$), $I_1 = 0,0154$ (норма $I_1 = 0,0154 \pm 0,001A$), $I_2 = 0,0144$ (норма $I_2 = 0,0154 \pm 0,001A$).

Рис. 7.

Четвертой особенностью метода является то, что полученные результаты исследования микроциркуляторных русел конечностей человека структурируют по значениям и по формам, и отображаются на экране дисплея или на бумажном носителе в виде «Диагностические карты». На ней изображаются два графических портрета процессов микроциркуляции крови в микроциркуляторном русле пальцев левой и/или правой руки пациента в реальном времени, а также динамика дыхательных циклов на отдельной оси текущего времени, привязанной по оси времени процесса микроциркуляции. На диагностической карте введена графа «Выводы» и результаты расчетов параметров и показателей процесса микроциркуляции крови для первого и второго микроциркуляторных русел конечностей пациента (см. рис. 6 и рис. 7).

Следует подчеркнуть, что различают первую (быструю) и вторую (медленную) фазы наполнения сосудов кровью и первую (быструю) и вторую (медленную) фазы восстановления кровотока в сосудах микроциркуляторных русел.

На рис. 6 и рис. 7 в качестве примера приведены примеры практических расчетов параметров и показателей микроциркуляции крови по результатам полученных сигналов (см. графические портреты).

Предложенный метод неинвазивного определения параметров процесса микроциркуляции крови в пальцах конечностей человека обеспечивает высокоточное определение параметров и показателей процесса микроциркуляции крови у пациентов, расширение функциональных возможностей, получения большего объема информации о состоянии периферических сосудов, его структурирование и графическое представление данных в новейшей, более информативной форме в виде соответствующего документа.

Выводы

Описан новый неинвазивный спектрофотометрический метод избыточных измерений параметров процесса микроциркуляции крови при автоматическом наложении и снятии нормированного по значению давления на сосуды пальца в течение заданного промежутка времени с одновременной регистрацией процесса кровенаполнения этих сосудов.

Показано, что предложенный метод обеспечивает повышение точности измерений, расширение функциональных возможностей, представление информации в виде «Диагностической карты» и обеспечение метрологического контроля за состоянием оптико-электронного канала прибора, реализующего данный метод.

Особенностью данного метода является то, что потоки красного и инфракрасного излучения с длинами волн λ_1 и λ_2 формируются с одинаковой полушириной полос пропускания $\pm\Delta\lambda_0$ ($\{\Delta\lambda_1\} = \{\Delta\lambda_2\} = \{\Delta\lambda_0\}$). Это необходимо для обеспечения равных по значению мощностей потоков оптического излучения в заданной полосе пропускания $\pm\Delta\lambda_0$.

В предложенном методе еще до осуществления последовательности действий потоков инфракрасного и красного оптического излучения на пальцы левой и правой кисти человека, сформированные потоки оптического излучения преобразуются в соответствующие напряжения. Полученные напряжения выравниваются между собой по амплитуде (уровню), усиливаются (нормируются) до заранее заданного значения $\{U_0\}$, измеряются, а полученные результаты запоминаются. Эта операция осуществляется для каждого оптико-электронного канала с целью контроля его состояния.

Другой особенностью метода является то, что после достижения равенства мощностей отраженных потоков красного и инфракрасного излучения, выделяется дыхательная и пульсовая составляющие информативного сигнала путем, например, цифровой (или аналоговой) фильтрации. При необходимости дополнительно измеряется их частота и/или периоды T_d и T_n с целью получения дополнительной информации о состоянии пациента.

Показано, что для каждого микроциркуляторного русла строится график процесса микроциркуляции крови с относительными изменениями мгновенных значений кривой процесса микроциркуляции крови и с привязкой ее вершины к истинному пороговому значению давления. Это повышает информативность получаемых данных.

Констатируется, что только относительные данные (лучше в процентах) можно эффективно сравнивать между собой для разных микроциркуляторных русел, для разных пациентов и т.д. Поэтому все результаты измерений, особенно мгновенных значений сигналов $u_{x1}(t)$ и $u_{x2}(t)$ представляются в виде относительных данных.

Показана целесообразность построения графиков относительного (в долях или в процентах) изменения во времени процесса микроциркуляции крови и введения двух новых шкал: шкалы давления и шкалы времени, отражающей дыхательные циклы пациента.

Особенностью предложенного метода является также то, что индивидуальные к конкретному человеку пороговые значения давления P_n ($\{P_n\} \neq \{P_r\}$) определяются до начала исследований микроциркуляторных русел, причем путем формирования линейно возрастающего давления и действия его на пальцы левой и/или правой руки в течение заданного интервала времени Δt_n . Эти значения запоминаются, визуализируются и используются при оценке микроциркуляции крови в конечностях в режиме щадящего (умеренного или адекватного) действия.

Предложено исследование микроциркуляторного русла проводить как при непрерывном дыхании, так и при задержке дыхания, но для отдельных групп пациентов (спортсменов, военных и т.д.).

Еще одной особенностью метода является то, что полученные данные и результаты их обработки визуализируются в системах координат $100\%, t_x$ (или $(1, t_x)$), $(P_T, 0)$ и $(t_{x(60)}, 0)$ с обозначениями: предельного значения давления на шкале давления; значений давления, соответствующих характеристическим моментам времени t_1, \dots, t_5 ; всех импульсов, характеризующих характер дыхания и число дыхательных циклов пациента за одну минуту, а также характеристических точек $(O, A, B, C, D$ и $E)$ кривой микроциркуляции крови в соответствующие моменты времени.

Утверждается, что полученные результаты исследования микроциркуляторных русел конечностей человека необходимо структурировать по значениям и по формам и отображать на экране дисплея или на бумажном носителе в виде «Диагностические карты».

Показана целесообразность представления результатов исследований в виде двух графических портретов процессов микроциркуляции крови (для пальцев левой и правой кистей рук в отдельности), который дополняется таблицей с информативными параметрами и показателями.

Приведены реальные графические портреты, характеризующие отличия параметров кривых, описывающих процесс микроциркуляции крови в пальцах левой и правой кисти, что подтверждает высокую информативность метода, необходимость создания средств одновременного измерения и исследования указанных процессов в одно и то же (заданное) время, при одних и тех же режимах работы и воздействия влияющих факторов.

Литература

1. Куприянов В.В. Микроциркуляторное русло / В.В. Куприянов, Я.Л. Караганов, В.И. Козлов. – М.: Медицина, 1975.– 213 с.
2. Чуян Е.Н. Современные биофизические методы исследования процессов микроциркуляции / Чуян Е.Н., Ананченко М.Н., Трибрат Н.С.. Режим доступа: http://archive.nbuv.gov.ua/portal/chem_biol/UZTNU_b_ch/2009_1/015_chuyan_anan.pdf.
3. Кондратов В.Т. Проблемы неинвазивного измерения параметров процесса микроциркуляции крови в пальцах конечностей человека и пути их решения / Кондратов В.Т. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2012.– № 2 – С. 116-128.
4. Боян В.П. и др. Способ неинвазивного измерения кровенаполнения участков тела и устройство для его реализации. Патент Украины №71984 А. Бюл. №1, 17.01.05. МПК А61В 5/026, G01N 21/25.
5. Корсунский В.М., Снегур О.О., Сычок А.М. Способ измерения общего гемоглобина крови. Патент Украины № 14937 А, МПК А61В 5/00, G01N 33/48 МПК (2006) от 04.03.1997. Промислова власність. Офіційний бюлетень №3, 1997.
6. Войтович І.Д., Дегтярук В.І., Брайко Ю.О. та ін. Спосіб неінвазивного визначення параметрів гемодинаміки системи кровообігу. Патент України № 98366 С2, МПК А61В 5/026, G01N 21/25, від 10.05.2012, Бюл. № 9.

References

1. Kupriyanov V.V., Karaganov Ja.L., Kozlov V.I. Mikrocirkulyatornoe ruslo. Moscow. Mediczina. 1975. 213 p.
2. Chuyan E.N. Ananchenko M.N., Tribirat N.S. Sovremennye biofizicheskie metody issledovaniya processov mikro-czyrkulyaczii. http://archive.nbuv.gov.ua/portal/chem_biol/UZTNU_b_ch/2009_1/015_chuyan_anan.pdf.
3. Kondratov V.T. Problemy neinvazivnogo izmereniya parametrov protsessa mikrocirkulyaczii krovi v palczakh konechnostej cheloveka i puti ikh resheniya. Khmelnytskyi. Measuring and Computing Devices in Technological Processes. 2012. № 2. P. 116-128.
4. Boyun V.P. Problemy neinvazivnogo izmereniya krovnapolneniya uchastkov tela i ustroystvo dlya ego realizaczii. Patent Ukrainy № 71984 A. Bul. № 1, 17.01.05. MPK A61B 5/026, G01N 21/25.
5. Korsunskij V.M., Snegur O.O., Sychok A.M. Sposob izmereniya obschego gemoglobina krovi. Patent Ukrainy № 14937 A, MPK A61B 5/00, G01N 33/48 MPK (2006) ot 04.03.1997. Promyslova vlasnist. Oficijalnyj byulleten №3, 1997.
6. Vojtovich I.D., Degtyaruk V.I., Brajko Yu.O. Sposob neinvazivnogo vyznachennya parametrov gemodynamiky systemy krovoobigu. Patent Ukrainy № 98366 C2. MPK A61B 5/026, G01N 21/25, vid 10.05.2012, Bull. № 9.

Надійшла до редакції
24.5.2013 р.

УДК 681.5.015

М.В. АНАНЬЄВ, О.Б. ЦЕЛІЩЕВ, М.Г. ЛОРІЯ, П.Й. ЄЛІСЄЄВ

Технологічний інститут Східноукраїнського національного університету імені В. Даля, м. Сєверодонецьк

АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ СПОСОБУ НАЛАШТУВАННЯ РЕГУЛЯТОРІВ З ВИКОРИСТАННЯМ КВАДРАТИЧНОЇ ОПТИМІЗАЦІЙНОЇ ФУНКЦІЇ

У статті висвітлюється спосіб знаходження оптимальних налаштувань регуляторів. Спосіб побудований на основі двох алгоритмів: алгоритм ідентифікації параметрів моделі з використанням характерних точок і алгоритм пошуку оптимальних налаштувань регулятора за квадратичною оптимізаційною функцією з урахуванням часу запізнення об'єкта керування. Виконано порівняльний аналіз запропонованого способу з найбільш поширеними інженерними методами пошуку налаштувань регуляторів для аперіодичних та коливальних об'єктів.

Ключові слова: об'єкт керування, перехідний процес, оптимальні налаштування регулятора, математична модель, показники якості.

M.V. ANANIEV, O.B. TSELISHCHEV, M.H. LORIIA, P.Y. YELISIEIEV

Technological Institute of East-Ukrainian National University named after Vladimir Dal (c. Severodonetsk)

ANALYSIS OF THE EFFECTIVENESS OF METHOD TO CONFIGURE CONTROLLERS USING A QUADRATIC OPTIMIZATION FUNCTION

The method of finding the optimal settings of the regulators is described in the article. The method is based on the two algorithms: the parameters identification algorithm of the model using the characteristic dots and the algorithm search of optimal regulator settings according to quadratic optimization function with the time delay control object. A comparative analysis of the proposed method with the most common methods of finding the settings of regulators for the aperiodic and oscillating objects has been done.

Введение

Проблема оптимізації є однією з найважливіших проблем як науки, так і повсякденному людській діяльності, тому що людині органічно притаманне прагнення до досягнення найкращого (оптимального) результату.

Оптимальне ведення технологічних процесів, економне використання сировини та енергоресурсів, якість продукції у великій мірі визначається якістю системи автоматизації. У свою чергу, ефективність роботи систем автоматизації визначається правильністю вибору налаштувань регулятора (НР).

Сьогодні відомо багато теоретичних і експериментальних методів пошуку НР. Однак універсального методу, який дозволив би визначити оптимальні налаштування регулятора (ОНР) для систем та об'єктів різного типу, не існує [1,2].

Часто в ПД-контролерах диференціальна компонента вимкнена тільки тому, що її важко правильно налаштувати. Користувачі нехтують процедурою калібрування, а брак інформації про динаміку регульованого процесу не дозволяє правильно вибрати параметри регулятора. Це призводить до істотного погіршення якості регулювання і, як наслідок, до матеріальних втрат і погіршенню якості продукції [3].

Більшість об'єктів хімічної і нафтохімічної технології є пожежо-вибухонебезпечними. Це робить неможливим пошук НР шляхом активного експерименту. Тому основні зусилля дослідників в даний час зосереджені на пошуку надійних методів автоматичної НР як вбудованих в ПД-контролер, так і тих, що функціонують на окремому комп'ютері. Для розв'язання цієї проблеми пропонується використовувати теоретичні методи пошуку НР з використанням математичної моделі (ММ) об'єкта керування (ОК) [1-7].

Основна частина

Основні вимоги, які пред'являються до методів розрахунку НР, є простота, надійність, універсальність, точність. Отримані ОНР, не підлягають подальшого підстроювання, повинні забезпечувати САР такі властивості, як точність, запас стійкості та належну швидкодію. Відомі методи пошуку НР у багатьох випадках не задовольняють цим вимогам. Крім того, незважаючи на їх простоту, вони мають ряд суттєвих недоліків, а саме:

- знаходження ММ ОК і подальше визначення НР шляхом проведення активного експерименту на самому об'єкті може призвести до втрати якості готової продукції, псування сировини, каталізаторів і навіть до виникнення аварійних ситуацій, включаючи пожежі, вибухи, викиди в навколишнє середовище шкідливих речовин;

- ОК описуються поліномами, які не враховують їх нелінійність;

- у формули для знаходження НР не входять оптимізаційні показники, тобто не можна заздалегідь сказати, якому критерію оптимальності відповідає перехідний процес (ПП) у системі за даних НР;

- відсутність в розрахункових формулах показників якості ПП призводить до того, що на практиці доводиться вручну змінювати отримані тим або іншим методом НР для того, щоб ПП відповідав регламентним нормам для конкретного технологічного процесу;

- відсутність універсальності існуючих методів: застосування конкретного методу стає неможливим, якщо відсутній його основний розрахунковий показник, застосовується тільки для певних видів регуляторів і ОК.

Без урахування цих недоліків неможливо подальше удосконалення методик визначення ОНР для систем та об'єктів різного типу, і поліпшення їх динамічних властивостей.

Всі ці недоліки враховує запропонований спосіб знаходження ОНР [6], який об'єднує в собі два алгоритму: алгоритм ідентифікації параметрів моделі з використанням точок глобальних екстремумів динамічних характеристик [4,7] і алгоритм пошуку ОНР за квадратичною оптимізаційною функцією [2]. Спосіб ґрунтується на тому, що аналізується крива розгону (КР) ОК, визначається її характер для апроксимації перехідної функції системи ланкою другого порядку з часом запізнювання за характерними точками, які визначаються як координати глобальних екстремумів функцій – похідних перехідної функції. Знайдене таким чином рівняння далі використовується для пошуку ОНР за квадратичним інтегральним критерієм. Пошук ОНР полягає в знаходженні таких параметрів регулятора, при яких квадратичний інтегральний критерій (квадрат динамічної похибки) був би мінімальним. Для пошуку екстремуму оптимізаційною функцією використовуємо метод сполучених градієнтів. Знайдені в такий спосіб значення і будуть ОНР.

Для ілюстрації роботи проведено порівняльний аналіз (рис. 1-4б-г) запропонованого способу знаходження ОНР і широко використовуваних в інженерній практиці методу трикутника, методу Зіглер-Нікольса (З-Н) і методу CHR [1,2,8]. Були розраховані НР П-, ПІ-, ПІД-регуляторів одноконтурних САР для аперіодических ОК на прикладі КР продувної колони у виробництві азотної кислоти за каналом витрата азотної кислоти → рівень в колоні (рис. 1а) та газового реактора за каналом витрата аміаку → температура (рис. 2а) у виробництві азотної кислоти і для коливальних ОК на прикладах КР газової турбіни ГТТ-3-М за каналом витрата газу → частота обертання (рис. 3а) і парової турбіни за каналом витрата пару → частота обертання (рис. 4а) в виробництві азотної кислоти.

Дослідження проводилися із застосуванням математичного пакету «MathCAD».

Показники якості ПП САР (перерегулювання σ , час регулювання T_p , статична $\Delta_{ст}$ і динамічна J похибки), в яких ОНР були розраховані за допомогою запропонованого способу знаходження ОНР, а також за методом трикутника, методом З-Н і методу CHR наведені у порівняльних табл. 1, 2.

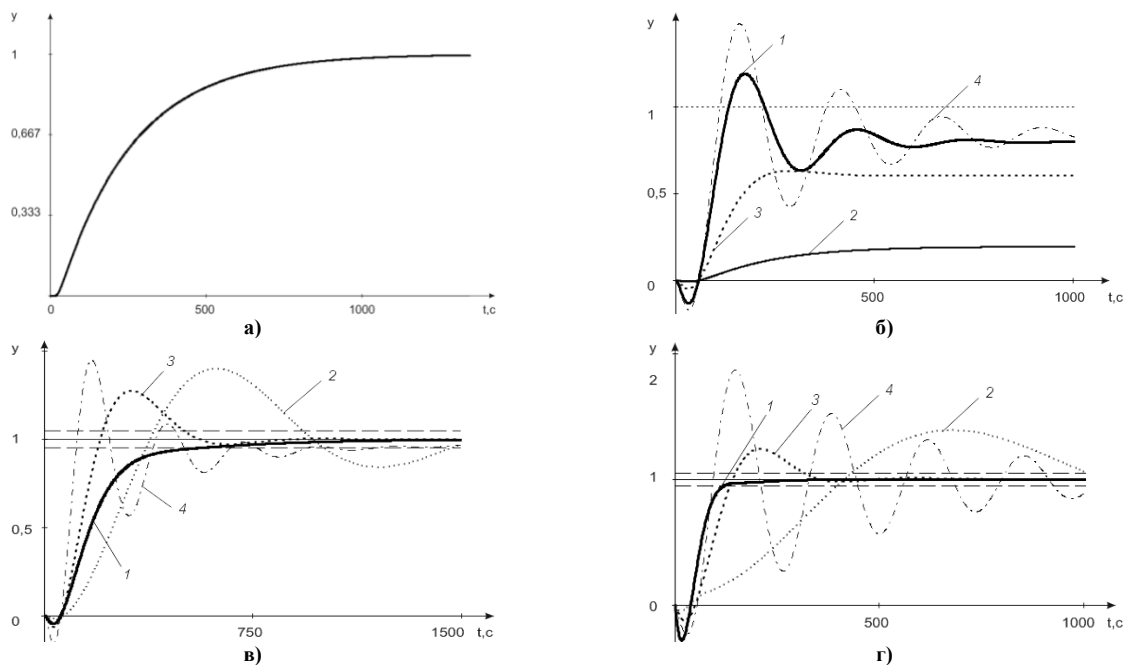


Рис. 1 – ПП САР продувної колони

(НР знайдені: 1-запропонованим способом, 2-методом трикутника, 3-методом CHR, 4-методом Зіглер-Нікольса):
а) КР ОК, б) ПП САР ПІ-регулятором; в) ПП САР з ПІД-регулятором; г) ПП САР з ПІД-регулятором

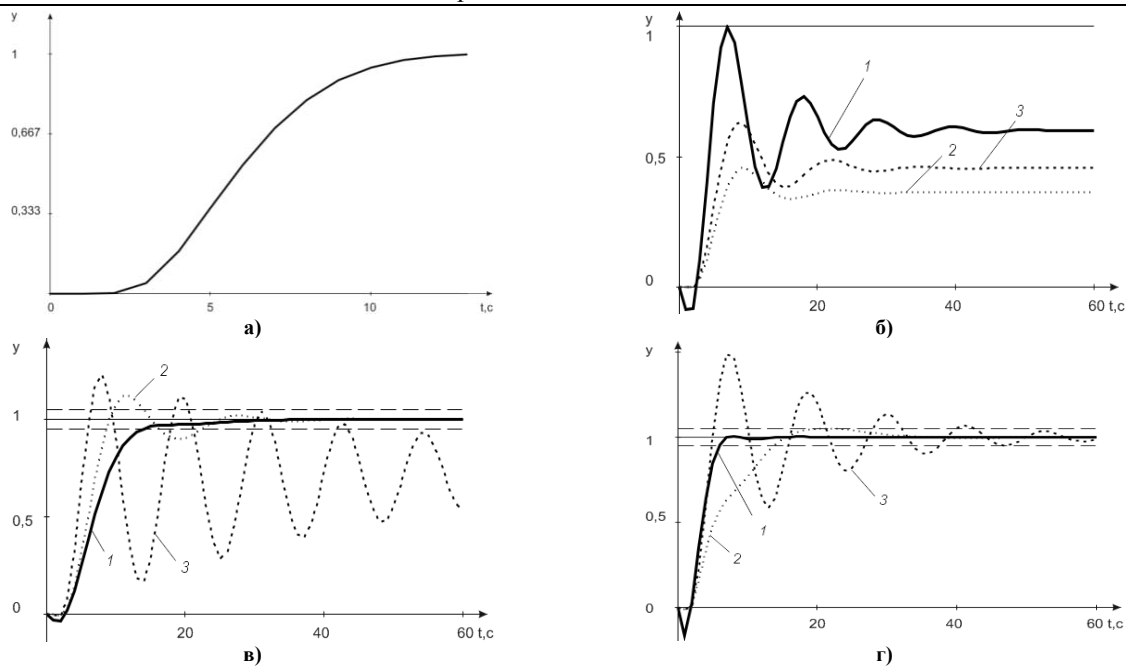


Рис. 2 – ПП САР газового реактора
 (НР знайдені: 1-запропонованим способом, 2-методом трикутника, 3-методом CHR):
 а) КР ОК, б) ПП САР П-регулятором; в) ПП САР з ПІ-регулятором; г) ПП САР з ПІД-регулятором.

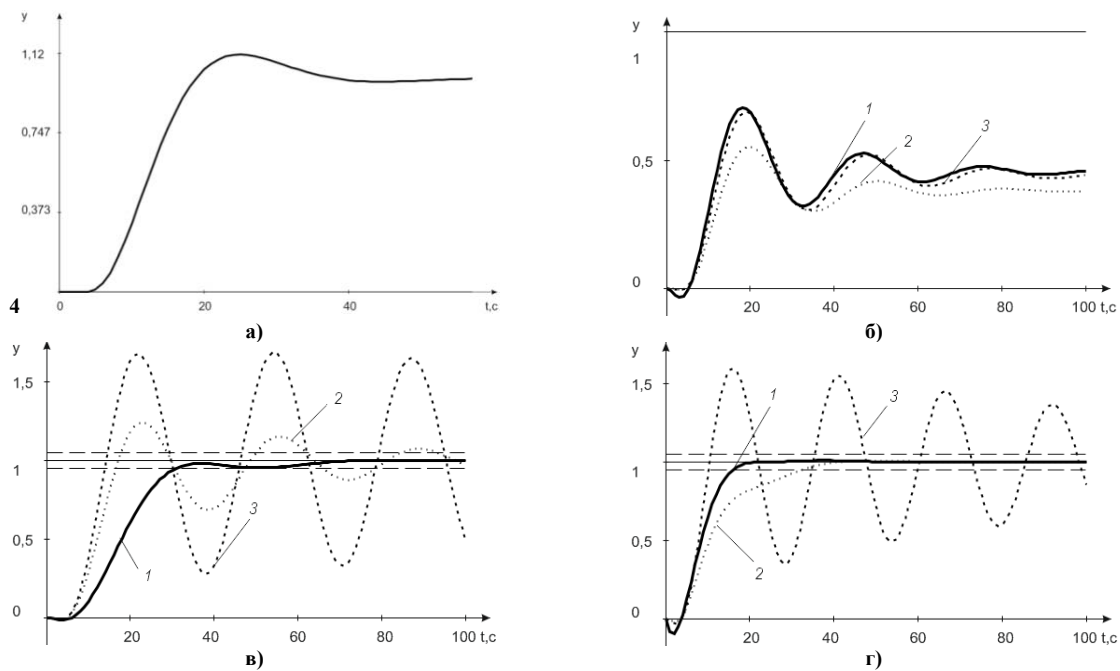


Рис. 3 – ПП САР турбіни ГТТ-3-М
 (НР знайдені: 1-запропонованим способом, 2-методом трикутника, 3-методом CHR):
 а) КР ОК, б) ПП САР П-регулятором; в) ПП САР з ПІ-регулятором; г) ПП САР з ПІД-регулятором.

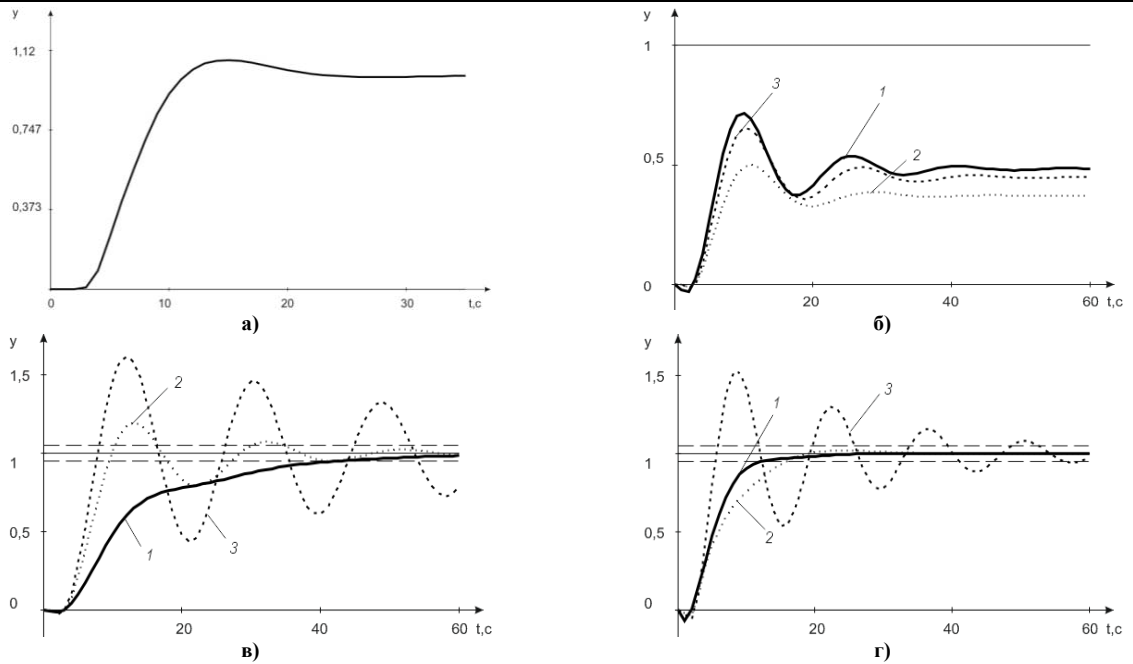


Рис. 4 – ПП САР парової турбіни
 (НР знайдені: 1-запропонованим способом, 2-методом трикутника, 3-методом CHR):
 а) КР ОК, б) ПП САР П-регулятором; в) ПП САР з ПІ-регулятором; г) ПП САР з ПІД-регулятором.

Таблиця 1

Порівняльна таблиця якості роботи САР для об'єктів управління аперіодичного характеру

Метод знаходження настроювань регулятора	Закон регулювання	Об'єкт керування	Настройки регулятора			Показники якості регулювання			
			K_p	T_i	T_d	σ	Δ_{cm}	T_p	J
Запропонований спосіб	П-регулятор	Продуктна колона	3.97	∞	0	49.07	20.11	501.58	130.61
Метод трикутника			0.24	∞	0	0	80.39	596.08	535.6
Метод 3-Н			1.54	∞	0	4.36	39.42	203.13	174.98
Метод CHR			5.12	∞	0	76.75	16.33	908.12	173.49
Запропонований спосіб		Газовий реактор	1.50	∞	0	65.95	40.06	30.05	12.86
Метод трикутника			0.57	∞	0	25.77	63.79	14.69	16.61
Метод 3-Н			Процес нестійкий						
Метод CHR			0.40	∞	0	39.61	54.49	23.33	15.95
Запропонований спосіб	ПІ-регулятор	Продуктна колона	1.34	217.92	0	0	0	552.15	81.36
Метод трикутника			0.29	135.56	0	40.11	0	1909.00	248.04
Метод 3-Н			4.61	203.34	0	44.84	0	1183.00	123.57
Метод CHR			1.79	81.34	0	27.44	0	499.50	124.15
Метод знаходження настроювань регулятора	Закон регулювання	Об'єкт керування	Настройки регулятора			Показники якості регулювання			
			K_p	T_i	T_d	σ	Δ_{cm}	T_p	J
Запропонований спосіб	ПІ-регулятор	Газовий реактор	0.45	7.82	0	0	0	13.86	3.22
Метод трикутника			0.68	6.07	0	12.25	0	22.33	5.106
Метод 3-Н			Процес нестійкий						
Метод CHR			0.97	3.64	0	23.27	0	441.47	21.11
Запропонований спосіб	ПІД-регулятор	Продуктна колона	3.51	80.15	110.21	0	0	119.36	23.11
Метод трикутника			0.20	135.56	30.12	39.14	0	2106.00	241.68
Метод 3-Н			6.15	61.00	33.89	87.12	0	1448.00	201.86
Метод CHR			3.07	67.78	33.89	24.04	0	313.82	92.24
Запропонований спосіб		Газовий реактор	1.11	3.91	1.40	0.56	0	5.94	1.21
Метод трикутника			0.47	6.07	1.35	5.10	0	20.17	4.56
Метод 3-Н			Процес нестійкий						
Метод CHR			1.67	3.04	1.52	49.90	0	42.57	4.84

Порівняльна таблиця якості роботи САР для об'єктів управління коливального характеру

Метод знаходження настроювань регулятора	Закон регулювання	Об'єкт керування	Настройки регулятора			Показники якості регулювання			
			Kp	Ti	Td	σ	Δ_{cm}	Tr	J
Запропонований спосіб	П-регулятор	Турбіна ГТТ-3-М	0.83	∞	0	55.10	54.59	57.07	21.03
Метод трикутника			0.61	∞	0	45.37	62.01	55.35	43.12
Метод 3-Н			Процес нестійкий						
Метод CHR			0.79	∞	0	55.44	55.75	36.35	79.61
Запропонований спосіб		Парова турбіна	0.93	∞	0	48.67	51.75	28.36	19.00
Метод трикутника			0.59	∞	0	35.05	62.96	23.16	18.44
Метод 3-Н			Процес нестійкий						
Метод CHR			0.81	∞	0	46.41	55.21	29.51	18.09
Запропонований спосіб	ПД-регулятор	Турбіна ГТТ-3-М	0.21	19.60	0	0	0	30.77	9.75
Метод трикутника			0.74	13.03	0	24.38	0	106.71	11.77
Метод 3-Н			Процес нестійкий						
Метод CHR			0.93	7.82	0	67.83	0	1593.00	89.32
Метод знаходження настроювань регулятора	Закон регулювання	Об'єкт керування	Настройки регулятора			Показники якості регулювання			
			Kp	Ti	Td	σ	Δ_{cm}	Tr	J
Запропонований спосіб	ПД-регулятор	Парова турбіна	0.31	15.10	0	0	0	42.43	5.87
Метод трикутника			0.71	7.05	0	19.65	0	41.39	6.12
Метод 3-Н			Процес нестійкий						
Метод CHR			0.95	4.23	0	62.15	0	139.88	11.64
Запропонований спосіб	ПДД-регулятор	Турбіна ГТТ-3-М	0.70	9.11	3.41	0.94	0	15.86	3.62
Метод трикутника			0.51	13.03	2.90	0.64	0	32.31	8.85
Метод 3-Н			Процес нестійкий						
Метод CHR			1.59	6.52	3.26	59.93	0	321.63	22.11
Запропонований спосіб		Парова турбіна	0.70	6.12	1.48	0	0	12.12	1.792
Метод трикутника			0.49	7.05	1.57	2.11	0	15.72	5.04
Метод 3-Н			Процес нестійкий						
Метод CHR			1.62	3.52	1.76	53.33	0	58.62	6.23

З аналізу результатів досліджень (рис. 1-4б-г і табл. 1, 2) можна констатувати поліпшення динамічних властивостей системи при використанні ОНР розрахованих запропонованим способом у порівнянні з найбільш поширеними інженерними методами пошуку настроювань регулятора для аперіодичних і коливальних ОК (зменшення на порядок перерегулювання, часу регулювання і динамічної похибки, зменшення в 2-3 рази статичної похибки системи).

Висновок

У роботі запропоновано спосіб знаходження ОНР враховуючий всі недоліки найбільш поширених інженерних методів пошуку НР. Він характеризується: простотою і універсальністю, що дозволяє визначити ОНР за одну ітерацію; високою точністю ідентифікації ОК з урахуванням його нелінійності, не вимагає проведення активного експерименту, забезпечує поліпшення динамічних властивостей систем.

Були знайдені НР запропонованим способом знаходження ОНР і найбільш поширеними інженерними методами пошуку НР для ОК. Крім наведених прикладів в роботі був досліджений цілий ряд ОК з різним ступенем коливач і інерційності.

Виконано порівняльний аналіз запропонованого способу з найбільш поширеними інженерними методами пошуку НР для ОК. Він показав, що знайдені запропонованим способом параметри регулятора, значно поліпшили динамічні властивості системи (перерегулювання зменшилася до 10 разів, час регулювання зменшилося порядку 30 %, статична і динамічна похибки зменшилися у 2-3 рази).

Література

1. Ананьєв М.В. Апроксимація перехідної функції об'єкта керування ланкою другого порядку /

- Ананьєв М.В., Целіщев О.Б., Лорія М.Г., Єлісеєв П.Й. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (міжнародний науково–технічний журнал). Хмельницьк. 2011. № 2. С. 209–213.
2. Ананьєв М.В. Оптимальне настроювання регулятора за квадратичною оптимізаційною функцією / Ананьєв М.В., Целіщев О.Б., Лорія М.Г., Єлісеєв П.Й. // Вісник Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля (науковий журнал). 2010. № 6 (148) Ч. 2. С. 134–141.
3. Денисенко В.В. Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием / В.В. Денисенко. – М.: Горячая линия. Телеком. 2009.
4. Ананьєв М.В. Алгоритм ідентифікації об'єктів керування / М.В. Ананьєв // Восточно–европейский журнал передовых технологий. Харьков. 2012. № 5/4 (59). С. 53–56.
5. Ананьєв М.В. Ідентифікація об'єктів керування / Ананьєв М.В., Целіщев О.Б., Лорія М.Г., Єлісеєв П.Й., Єрохіна О.В. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (міжнародний науково–технічний журнал). Хмельницький. 2010. № 2 (36). С. 178–181.
6. Патент України на корисну модель 77800. МПК (2012.01) G05D 19/00. Спосіб знаходження оптимальних настроювань регуляторів / Ананьєв М.В., Целіщев О. Б., Лорія М.Г., Єлісеєв П.Й., Павленко Ю.В.; заявл. 03.09.2012; опубл. 25.02.2013. Бюл. № 4.
7. Ананьєв М.В. Ідентифікація параметрів моделі з використанням точок глобальних екстремумів динамічних характеристик / Ананьєв М.В., Целіщев О.Б., Лорія М.Г., Єлісеєв П.Й. // Вопросы химии и химической технологи (общегосударственный научно–технический журнал). Днепропетровск. 2012. № 5. С. 188–191.
8. Стенцель Й.І. Автоматизація технологічних процесів хімічних виробництв: Підручник / Й.І. Стенцель, О.В. Поркуян. – Луганськ: вид-во Східноукр. нац. ун-ту ім. В. Даля. 2010.

References

1. Ananiyev M.V., Tselishchev O.B., Loriya M.H., Yelisyeyev P.Y. Aproxymatsiya perekhidnoi funktsii ob'yekta keruvannya lankoyu drugoho porjadku // Vymiryuvalna ta obchyslyuvalna tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh (mizhnarodnyy naukovy–tekhnichnyy zhurnal). Khmelnytskyi. 2011. № 2. S. 209–213.
2. Ananyev M.V., Tselishchev O.B., Loriya M.H., Yelisyeyev P.Y. Optymalne nastroyuvannya rehulyatora zakvadratychnoy optimizatsiynoy funktsiyeyu // Visnyk Skhidnoukrainskoho natsionalnoho universytetu imeni Volodymyra Dalya (naukovyy zhurnal). 2010. № 6 (148) CH. 2. S. 134–141.
3. Denisenko V.V. Komp'yuternoye upravleniye tekhnologicheskim protsessom, eksperimentom, oborudovaniyem. M.: Goryachaya liniya. Telekom. 2009.
4. Ananiyev M.V. Alhorytm identyfikatsii ob'yektiv keruvannya // Vostochno–evropeysky zhurnal peredovykh tekhnolohyy. Kharkov. 2012. № 5/4 (59). S. 53–56.
5. Ananiyev M.V., Tselishchev O.B., Loriya M.H., Yelisyeyev P.Y., Yerokhina O.V. Identyfikatsiya ob'yektiv keruvannya // Vymiryuvalna ta obchyslyuvalna tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh (mizhnarodnyy naukovy–tekhnichnyy zhurnal). Khmelnytskyi. 2010. № 2 (36). S. 178–181.
6. Patent Ukraїny na korysnu model 77800. MPK (2012.01) G05D 19/00. Sposib znakhodzheniya optymalnykh nastroyuvan rehulyatoriv / Ananiyev M.V., Tselishchev O. B., Loriya M.H., Yelisyeyev P.Y., Pavlenko YU.V.; zayavl. 03.09.2012; opubl. 25.02.2013. Byul. № 4.
7. Ananiyev M.V., Tselishchev O.B., Loriya M.H., Yelisyeyev P.Y. Identyfikatsiya parametriv modeli z vykorystannyam tochkohlobalnykh ekstremumiv dynamichnykh kharakterystyk // Voprosy khymyy y khymicheskoy tekhnolohyy (obshchegosudarstvennyy nauchno–tekhnychesky zhurnal). Dnepropetrovsk. 2012. № 5. S. 188–191.
8. Stentsel Y.I. Porkuyan O.V. Avtomatyzatsiya tekhnolohichnykh protsesiv khimichnykh vyrobnytstv: Pidruchnyk. Luhansk: vyd-vo Skhidnoukr. nats. un-tuim. V. Dalya. 2010.

Надійшла до редакції
29.5.2013 р.

Я. В. САВЕНКО

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»

А. Я. ШТЕНДЕРА

Київський національний економічний університет імені Вадима Гетьмана

**ДОСЛІДЖЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ УПРАВЛІННЯ
КОНКУРЕНТОСПРОМОЖНІСТЮ ПРОДУКЦІЇ**

У роботі представлено результати аналітичного дослідження особливостей управління конкурентоспроможністю продукції. Виявлено проблему підвищення ефективності управління конкурентоспроможністю продукції для загальних технологій управління. Проаналізовано шляхи вирішення проблеми підвищення ефективності управління через виявлення особливостей управління на різних етапах життєвого циклу продукції. Запропоновано схему застосування особливостей управління конкурентоспроможністю продукції для підвищення ефективності управління та загального рівня конкурентоспроможності продукції.

The paper presents the results of the analytical study of peculiarities of competitive products management specialties. There is discovered the problem of increasing the efficiency of competitive products for the general management technologies. It has been proposed the ways of solving the problem for increasing the efficiency of management through identifying specialties at different stages of the product life cycle. It has been proposed the application scheme for management specialties by the product competitiveness to improve management efficiency and product competitiveness as well.

Ключові слова: конкурентоспроможність продукції, управління конкурентоспроможністю, життєвий цикл продукції

Вступ

Управління конкурентоспроможністю продукції разом із спільними підходами також має певні особливості, що визначаються певними особливостями самої продукції та етапів життєвого циклу для такої продукції, а саме: проектування, виробництво та експлуатація продукції. До етапу експлуатації продукції необхідно включати поширення продукції на ринку та обслуговування продукції.

Особливості продукції та особливості етапів життєвого циклу продукції виступають складовими через які здійснюється управління конкурентоспроможністю продукції додатково до загальних підходів управління конкурентоспроможністю продукції, що дозволяє підвищити ефективність управління та конкурентоспроможність продукції.

Постановка задачі дослідження

Проведені аналітичні дослідження особливостей продукції та етапів її життєвого циклу дозволили визнати критичними фактори, які дозволяють через їх особливості реалізувати специфічне управління конкурентоспроможністю продукції, а саме:

- функціональність продукції;
- технологічність продукції;
- галузь господарства;
- розмір підприємства;
- технологічність виробництва продукції;
- торгова марка продукції;
- сервісне обслуговування;
- державне регулювання.

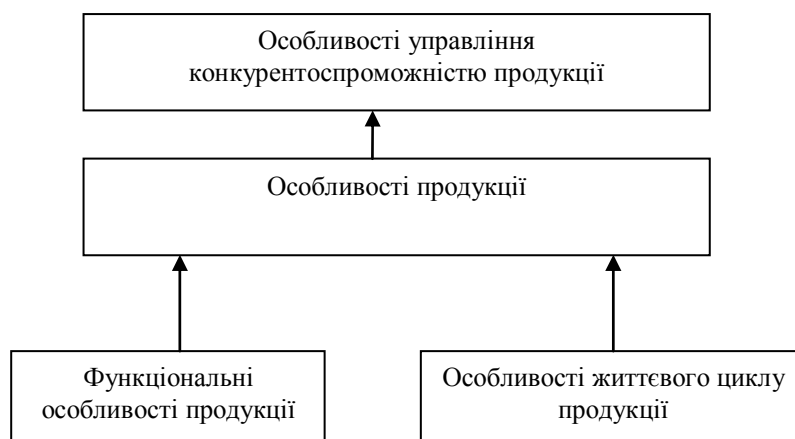


Рис. 1. Схема формування особливостей управління конкурентоспроможністю продукції.

Шляхи вирішення проблеми

Функціональність продукції закладається на етапі її проектування. Вона формує особливості продукції, які можуть бути характерними відмінностями одного продукту від іншого в межах виду продукції. Це дозволяє через такі відмінності реалізувати специфічне управління конкурентоспроможністю продукції.

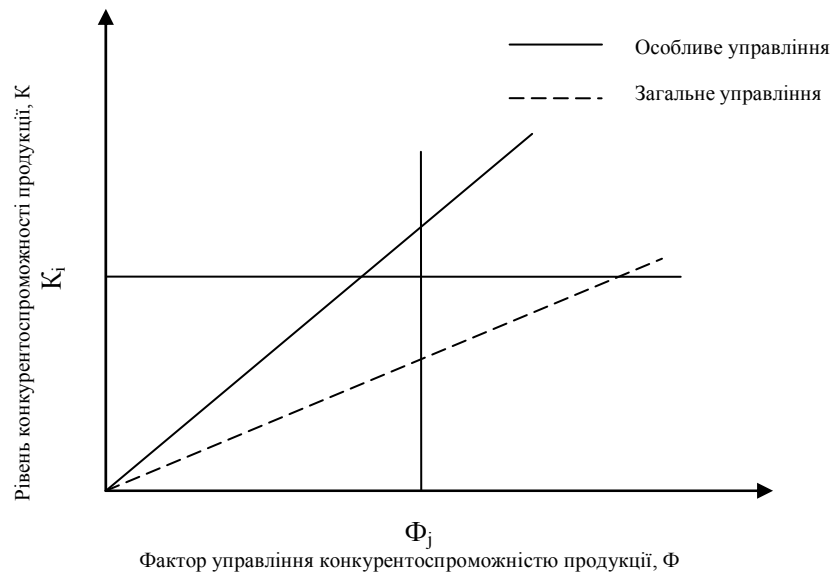


Рис. 2. Залежність рівня конкурентоспроможності продукції від особливостей управління в порівнянні із загальним управлінням

Прикладом такого випадку може бути сучасні контрольно-вимірювальні прилади (аналізatori спектра, осцилографи, тестери, генератори сигналів та ін.) провідних виробників таких як Tektronix, Keithley, Rodhe&Schwarz та інші.

Приміром, сучасні аналізатори спектра будують гістограму спектра апаратними або програмними засобами. Реальна швидкість відтворення гістограми є більшою для апаратних засобів.

Тому реалізація такої функціональної особливості дозволяє додатково управляти конкурентоспроможністю аналізаторів з апаратним відтворенням гістограми у порівнянні з генераторами з програмним відтворенням гістограми, в межах одного виду продукції – аналізаторів спектра.

Технологічність продукції характеризує особливість продукції реалізовувати сучасні високі технології. Рівень реалізації високих технологій у продукції буде грати роль рівня конкурентоздатності. Тобто технологічність продукції реалізує управління конкурентоспроможністю продукції.

Такий випадок є характерним для галузі машинобудування, зокрема для промислового обладнання. Обладнання в якому реалізовані високі технології, захищені патентами, буде мати більшу привабливість для споживача у порівнянні із обладнанням, яке реалізує менше кількісно і якісно сучасних технологій.

Галузь господарства характеризує особливість поєднання галузі створення продукції та галузі використання продукції. Таким чином особливості такого поєднання для різних галузей господарства створюють особливості управління конкурентоспроможністю продукції.

Так для харчової промисловості властивості одного виду продукції різних виробників можуть не відрізнятися, зокрема для товарів, які виготовляються у відповідності до певного ДСТУ, наприклад: молоко, вершкове масло, олія. В такому випадку особливість управління конкурентоспроможністю буде реалізовано в галузі торгівлі через маркетинг продукції.

Розмір підприємства доцільно визначати капіталом підприємства, що може бути пов'язано з технологічністю виробництва продукції та з поширенням продукції на споживчому ринку. Великі підприємства характеризуються більш високою технологічністю (застосування конвеєрного виробництва, можливість масового виробництва) та гнучкістю виробництва продукції, що дозволяє їм швидше реагувати на зміни привабливості для споживача. В поєднанні із власною мережею реалізації товарів великі підприємства не тільки швидко реагують, але і вчасно задовольняють потреби широкого кола споживачів.

В такому випадку особливість управління конкурентоспроможністю продукції буде полягати в реалізації певного рівня технологічності виробництва в поєднанні з системою реалізації товарів.

Аналіз показав, що такий випадок є характерним для легкої промисловості. Світовим представником, що реалізує таку особливість управління конкурентоспроможністю продукції є компанія Marks & Spencer.

Сервісне обслуговування продукції створює умови підтримання привабливості для споживача впродовж тривалого часу експлуатації продукції, чим обумовлює особливість управління конкурентоспроможністю такої продукції.

Прикладом такого управління, як показали результати аналітичних досліджень, можуть бути підприємства автомобільної промисловості. Гіганти автомобільної промисловості, такі як Mercedes, Audi, BMW для одного класу авто можуть суттєво управляти конкурентоспроможністю своєї продукції через створення фірмових сервісних центрів, що значно підсилює привабливість авто для споживачів і значно підвищує їх конкурентоспроможність. Така ситуація є характерною і для побутової техніки.

Державне регулювання має особливість, що створює привілеї поширення на ринку одної продукції по відношенню до іншої продукції. Так продукція, яка реалізується у державних установах окрім привабливості для споживача має задовольняти умовам тендеру. Забезпечення умов тендеру буде особливістю управління конкурентоспроможності продукції.

Характерним випадком особливого управління конкурентоспроможністю продукції через державне регулювання є продукція для галузі охорони здоров'я, зокрема: медичні препарати, медична техніка та інше. Привабливість продукції для охорони здоров'я формується, як особливість, також по відношенню до Міністерства охорони здоров'я, яке надає право реалізовувати продукцію на ринку охорони здоров'я в державі, а також може виступати безпосередньо замовником продукції від держави.

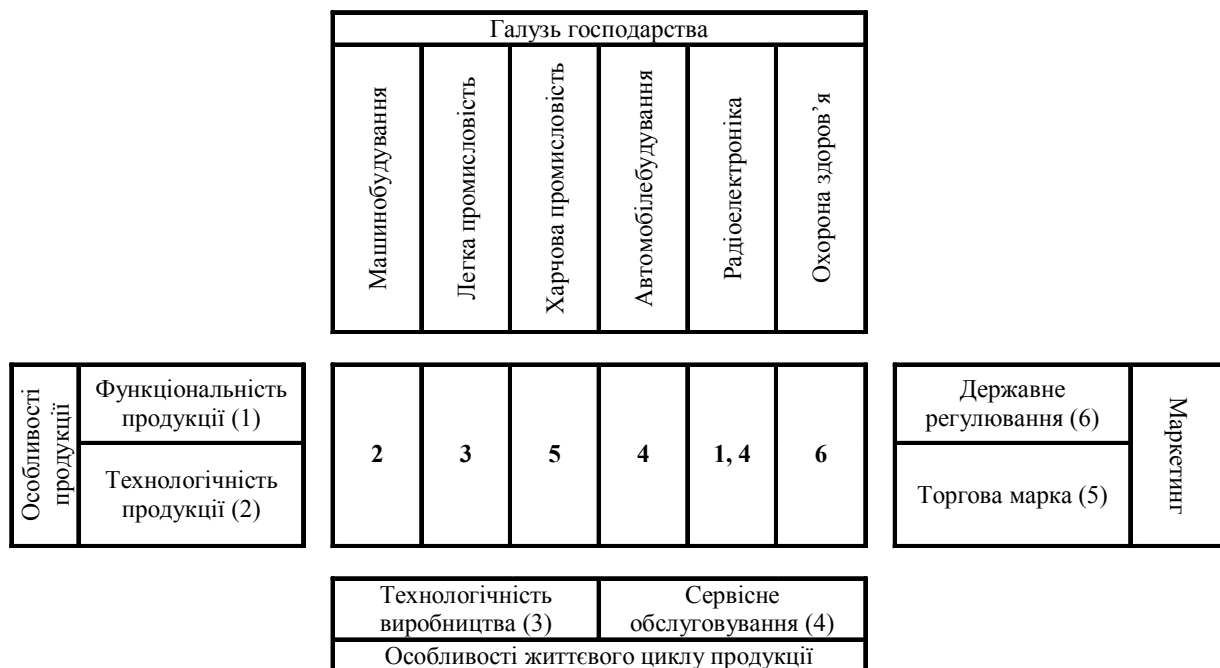


Рис. 3. Схема застосувань особливостей управління конкурентоспроможністю продукції

Інноваційний менеджмент як шлях ефективного управління конкурентоспроможністю продукції

Компаніям, які хочуть залишатися попереду своїх конкурентів в інноваційному менеджменті для ефективного управління конкурентоспроможності продукції, потрібно використовувати особливі аспекти інноваційного менеджменту, а саме: помірковані інновації, високошвидкісні/малоризиковані та інтегровані інновації.

Поміркована інновація, яку іноді називають "Реверсивна інновація", – це виникнення і розвиток інновацій з низьким рівнем доходу, на ринках, що розвиваються. беручи потреби бідних споживачів в якості відправної точки, потім трансформують та адаптують, використовують та поширюють їх в розвинених ринках. Це протилежність традиційному підходу інновацій, яка була для розвитку інновацій у вищому значенні "економіки знань" розвиненого світу, щоб використовувати нові ринки недорогих виробничих ресурсів, а іноді, щоб позбавити продукт непотрібних витрат і функціональності щоб вона могла конкурувати на ринках, що розвиваються. Прикладом поміркованої інновації продукту є ручний електрокардіограф (ЕКГ), яка був винайдений в Дженерал Електрик (GE) в лабораторії Бангалор. Це портативний, легкий, що працює від батареї або від мережі, надійний і дешевий (40 % від звичайного ЕКГ) апарат ЕКГ. Витрати на ЕКГ тест впали до рівня близько 1 долар США за ЕКГ, який багато людей в індустріальних країнах може собі дозволити. Цікаво, що після Індії і Китаю продукт в даний час також запущений в США. Поміркована інновація призводить до переосмислення природи інновації. Замість того, щоб прагнути до «більшого» прагнуть до «меншого» і за допомогою розумних технологій створюють шедеврів спрощення, зокрема в мобільних телефонах, комп'ютерах, автомобілях і електроніці. Поміркована інновація, безумовно, стосується не тільки інновації продукту, а змінює весь ланцюг, який включається до розгляду. Поміркована інновація має серйозні наслідки для компанії: Інноваційні системи швидко були реалізовані в глобальному – Ви повинні бути там, де дії зміщуються. "Поміркованість" повинна стати аспектом інноваційного мислення кожної компанії (концепція Філіпс (Philips) "Розумно і просто" являє собою цікавий приклад). Більш гнучкі та відкриті інноваційні підходи, необхідні як орієнтація на

«доступність», стають все більш важливим

Прагнення скоротити час виходу на ринок і вибірково збільшити швидкість циклу продукту не виявляє жодних ознак уповільнення. Один аспект, який тепер стане більш важливим є важливість отримання ринку не тільки швидко, але і точно і без недоліків. У зв'язку із зростанням світових брендів і появи яскравих, неконтрольованих, масових комунікацій з'являється потенціал для потужного захисту акціонерної вартості від будь-якого потенційного дефекту в товарі. Тому очікується подальший розвиток підходів та інструментів швидкого руху із знешкодження ризиків інновації продукції. Метод проб і експериментів використовують вже на етапі функціональної специфікації продукту. Наприклад, це буде за рахунок збільшення використання віртуального створення прототипу і програмного забезпечення із 3D візуалізацією для розробки продуктів. При цьому провідні клієнти будуть ставати все більш активними учасниками процесу. Одночасно ми побачимо «відкриті інновації», що стають все більш витонченими, коли провідні клієнти приймають участь як частина постачання продукту та послуги. Гугл (Google) і Майкрософт (Microsoft) є лише двома прикладами організацій, які вже прийняли це. Поступовий рух продукту очікує менше великих драматичних запусків і більше поступового розгортання нової продукції, яка випускається на ринок. Прикладом такої реалізації на практиці був поступовий запуск продукту Майкрософт «Офіс 2010 (Office 2010)» прогресував через бета-тестування і ранні версії, які потім могли бути оновлені до повної версії. Такий підхід знижує ризики виробника і користувача, і стає ключовим, коли системи стають більш складними і взаємопов'язаними.

Інтегрована інновація стосується прийняття інноваційних підходів, які були колись в галузі розробки нових продуктів такої, як ідея управління, етап входу і оптимізації – їх послідовне застосування в якості невід'ємної частини бізнес-стратегії для досягнення не тільки економічного зростання, але також конкурентоспроможності. Можна визначити такі особливі аспекти інтегрованої інновації, які є важливі в майбутньому, зокрема для підвищення ефективності управління конкурентоспроможністю продукції: інновації інтегральні до бізнес стратегії, системні інновації без розробки нової продукції.

Висновки

В результаті аналітичного дослідження особливостей управління конкурентоспроможністю продукції було визначено фактори через які реалізується додаткове управління конкурентоспроможністю продукції, що дозволяє підвищити ефективність управління в порівнянні із реалізацією загальних підходів.

Виявлено реалізації особливостей управління конкурентоспроможністю продукції для галузей господарства та видів продукції, що дозволяє створити порівняльну базу для створення інтенсивних технологій управління конкурентоспроможністю продукції.

Визначено особливість підвищення ефективності управління конкурентоспроможністю продукції шляхом застосування інноваційного менеджменту, що дозволяє скоротити термін виходу нової продукції на ринок із задоволенням сучасних потреб споживача.

Література

1. Александров І. О. Еволюція дефініції конкурентоспроможності продукції / І. О. Александров, Г.П. Бурук // Маркетинг і менеджмент інновацій, № 2, 2010, с.90-99
2. Перерва П.Г. Механізм управління конкурентоспроможністю продукції підприємства / П.Г. Перерва, Т.В. Романчик // Маркетинг і менеджмент інновацій, № 4, 20120, с.230-235
3. Кононенко І. Метод експрес – аналізу рівня конкурентоспроможності продукції / І. Кононенко // Економіка України. – 2008. – № 3.
4. Субботин М.Н. Некоторые направления обеспечения конкурентоспособности продукции / М.Н. Субботин, А.Е. Либерман // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Серия Экономика и финансы. Выпуск 2 (9). – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ, 2006, с.516-520
5. Бурцева Т.А. Управление маркетингом: Учебное пособие / Т. А. Бурцева, В.С. Сизов, О. А. Цень.. – 271 с., 2005
6. Eagar R. The Future of Innovation Management: Five Key Steps for Future Success / R. Eagar // Innovation Management, 2010. (http://www.innovationmanagement.se/wp-content/uploads/2011/10/The_Future_of_Innovation_Management_Eagar.pdf).

Надійшла до редакції
22.5.2013 р.

УДК 658.512.011.56.001.76

Г.М. КЛЕЩЁВ, О.И. ЛЕЩЕНКО, М.Г.КЛЕЩЕВ

Одесская государственная академия технического регулирования и качества, г. Одесса

УПРАВЛЕНИЕ ПОДГОТОВКОЙ ПРОИЗВОДСТВА СТАНДАРТИЗОВАННЫХ ДЕТАЛЕЙ ШТАМПОВ НА БАЗЕ СПЕЦСТАНКА В СРЕДЕ ИНТЕГРИРОВАННОЙ СКВОЗНОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТНЫХ РАБОТ

В работе рассматривается модель автоматизации процессов управления метрологическим обеспечением и модель технологического контроля с активной обратной связью в спецстанках в среде интегрированной сквозной системы подготовки производства и изготовления деталей штампов холодной листовой штамповки.

Ключевые слова: компьютерная технология, стандартизованные детали штампов, автоматизированное проектирование, активный технологический контроль, обратная связь в спецстанках.

G. M.KLESCHEV, O. I. LESHCHENKO, M. G.KLESCHEV

Odesa state academy of technical adjustments and internalss, Odesa

MANAGEMENT PREPRODUCTION OF THE STANDARTIZED DETAILS OF STAMPS ON BASE OF SPECIALMACHINE IN ENVIRONMENT OF COMPUTER-INTEGRATED THROUGH SYSTEM OF AUTOMATION OF PROJECT WORKS

The model of automation of management processes is in-process examined metrology providing and model of technological control with active reverse links in special machines in the environment of the computer-integrated through system of preproduction and making of details of stamps of the cold sheet stamping.

Keywords: computer technology, standartized details of stamps, automated planning, active technological control, feed-back in special machine.

Введение

Активный технологический контроль при изготовлении формообразующих поверхностей деталей штампов значительно уменьшает трудовые затраты на производство штампов холодной листовой штамповки (ХЛШ). В связи с прогрессивностью производства штампов ХЛШ и активным технологическим контролем (сокращающим трудозатраты), имеются сведения о тенденции перевода ряда процессов литья иковки на холодную листовую штамповку, что снижает вес детали на 50 % и уменьшает расход металла до 70 %. Поэтому вышесказанное приводит к выводу о необходимости дальнейших исследований и проведения экспериментальных работ в области автоматизированной подготовки производства штампов ХЛШ и спецстанков с активной обратной связью.

Состояние проблемы, анализ последних исследований и публикаций. Тенденция роста рынка к мелкосерийному (единичному) производству изделий заставила многих производителей обращаться к более гибким методам обработки, позволяющим чаще перестраивать производство, затрачивая на это минимум времени и трудозатрат. В связи с этим возникла необходимость в технически гибких системах и спецстанках с активной обратной связью, позволяющих повысить производительность при мелкосерийном производстве.

Рассмотренные последние публикации и в них исследования носят демонстрационный характер [2] с относительным приближением к реальному проектированию и изготовлению штампов ХЛШ.

Цель работы. Повышение эффективности изготовления деталей штампов холодной листовой штамповки за счет сокращения сроков, трудовых затрат, применения спецстанков с обратной связью и активным технологическим контролем.

Методика исследования. Учитывая изложенное разработана и исследована модель автоматизации процессов управления метрологическим обеспечением (Рис. 1). Модель позволяет автоматизировать процесс управления средствами измерения и контроля техническими устройствами при помощи ПЭВМ используя эталоны: допуски, посадки, зазоры и т.д.

Система технологического контроля при изготовлении формообразующих поверхностей деталей штампов, представленная на рис. 2, входящая в модель интегрированной сквозной компьютерной технологии управления подготовкой производства и изготовления деталей штампов [2]. В процессе исследования модели применялись: имитационный метод, метод системно-структурного анализа. Методика исследования апробирована в процессе опытно- промышленного внедрения.

Основные результаты исследования. Модель технологического контроля с активной обратной связью (МТКАОС) в спецстанках с ЧПУ (ОЦ) является составной частью интеллектуальной интегрированной адаптивной сквозной системы подготовки производства штампов (ИИАС СПШ) и создана для обработки высокоскоростного (контурного и объемного) фрезерования сложных формообразующих поверхностей инструмента. Обработка производится по программам для деталей типа, корпусов, штамповой оснастки, формообразующих поверхностей деталей штампов в автономном режиме, включая и ремонт инструмента штампов. Рассмотрим работу МТКАОС, представленную на рис. 2.

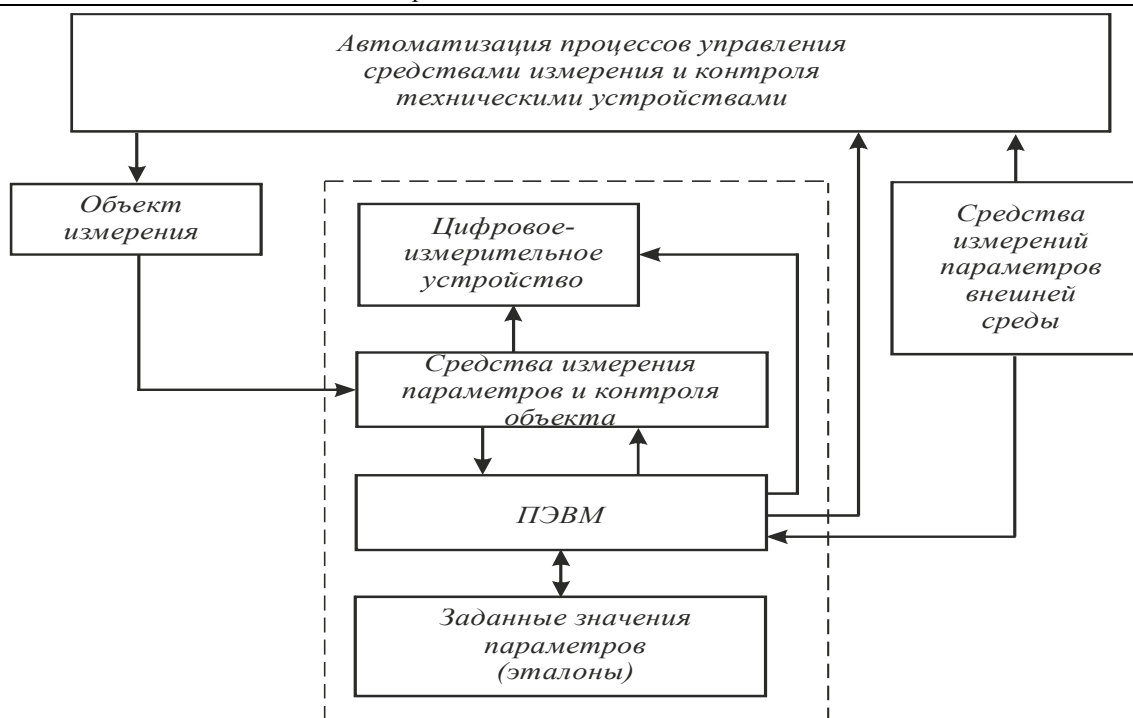


Рис. 1 Модель автоматизации процессов управления метрологическим обеспечением

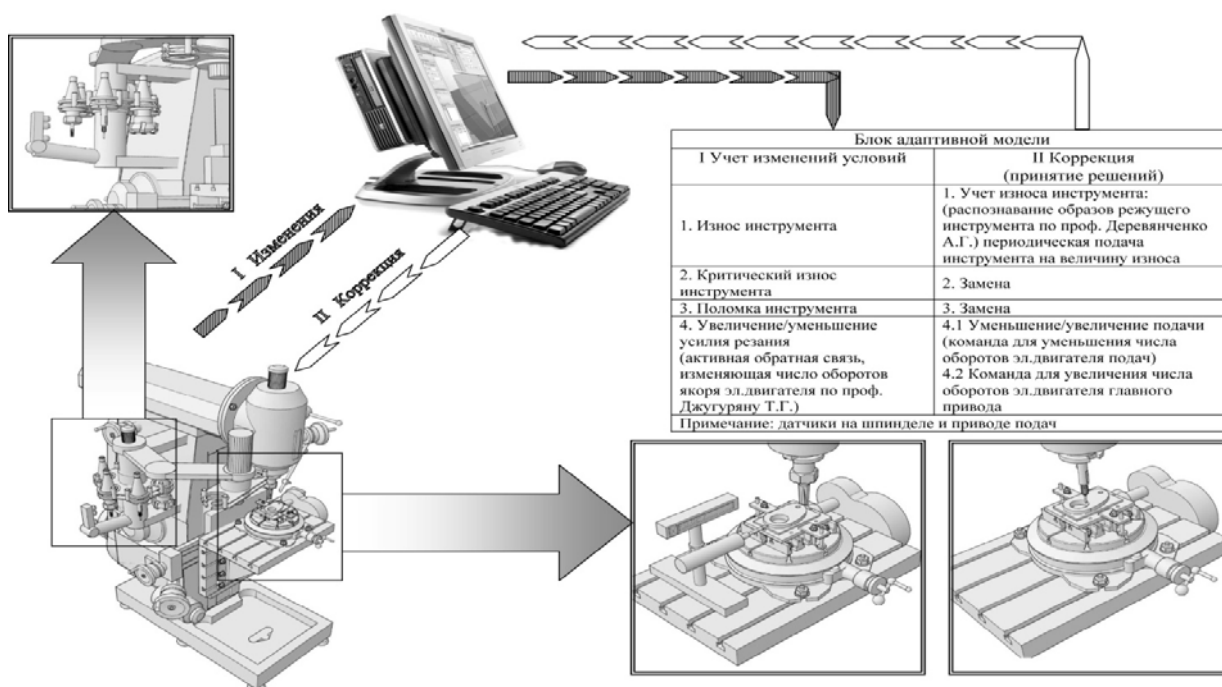


Рис. 2. Модель технологического контроля с активной обратной связью в спецстанках по изготовлению формообразующих поверхностей инструмента штампов

На рисунке 2 представлен спецстанок с магазином инструмента, обрабатывающий сложную формообразующую поверхность штампового инструмента: пуансон – матрицу с активным контролем по средствам электронного цифрового датчика. В случае отклонения размеров при обработке формообразующей поверхности по причине износа инструмента или его поломке, а также при необходимости изменения режимов резания (уменьшение/увеличение подачи или уменьшение/увеличение частоты оборотов шпинделя). Сигнал от станка подается (I поток изменения) в ПЭВМ, которая принимает оптимальное решение, используя систему управления базы данных и знаний (СУБДиЗ) и передает в спецстанок (II поток коррекция). На рисунке также изображена наладка на проверку центрального отверстия пуансон – матрицы контактным датчиком на том же спецстанке. В этом случае контактный датчик устанавливается в шпиндель спецстанка уменьшая, таким образом, погрешность замеров.

В тоже время на точность и качество выпускаемой продукции (деталей штампов) существенно влияют погрешности приводов самих спецстанков, о которой необходимо помнить и всячески их снижать

[1,3]. При изготовлении деталей штампов большое значение приобретает точность, а отсюда и качество их изготовления. В связи с указанным необходимо учитывать погрешности спецстанков, гибких производственных модулей (ГПМ) и их управляющих устройств. Следящий привод подач, который преобразует информацию, поступающую от устройств управления, в узел перемещения механизма и выполняет функцию преобразования электрической энергии в механическую. Микропроцессорные системы ЧПУ имеют существенно более высокое быстродействие по сравнению с электромеханической системой привода.

Поэтому управление ЧПУ позволяет, практически безинерционно, сформировать сигналы управления движения формообразующих и вспомогательных механизмов ГПМ. В этих условиях динамические и статические показатели привода имеют решающее значение для обеспечения производительности и точности движения отдельных агрегатов ГПМ и системы в целом [4].

Стремление к снижению погрешностей, потерь мощности и нагрева, увеличение надёжности, качества и упрощение обслуживания привело к замене гидравлических приводов подач электрическими. Это послужило, в дальнейшем, к замене коллектора со щётками на вентильные двигатели и привода с синхронными и асинхронными двигателями.

Выводы

Модель технологического контроля с активной обратной связью в спецстанках в среде интеллектуальной интегрированной сквозной системы подготовки производства и изготовления деталей штампов значительно повышает эффективность и качество выпускаемых штампов. Модель системы автоматизированного проектирования спецстанков даёт возможность создавать станки высокой производительности и повышенной точности с минимальными погрешностями. Гибкое производство наиболее выгодно в индивидуальном, мелкосерийном и серийном производстве, которое охватывает сейчас от 85 до 90 % всего производства машино- приборостроения и строительных работ. Кроме того позволяет:

1. Изготавливать самые разнообразные по форме детали в короткие сроки с минимальными затратами.
2. Обеспечивать удельный вес штампуемых деталей для основных отраслей промышленности и строительства до 60 % до 85 %.
3. Расширять номенклатуру холодноштампуемых деталей за счёт труднодеформируемых и малопластичных металлов, сплавов и неметаллических деталей.
4. Учесть сведения о тенденции перевода ряда процессов литья иковки на холодную листовую штамповку, что снижает вес детали на 50 % и уменьшает расход металла до 70 %.
5. Обеспечивать применение холодной листовой штамповки кроме серийного в мелкосерийном и единичном производствах.

В тоже время вопросы стоимости и экономичности занимают основное место в рыночных отношениях. Указанное выше свидетельствует о необходимости дальнейших исследований и применение спецстанков с активной обратной связью для производства деталей штампов в строительстве и архитектуре. Врезультате:

1. Создана модель теоретических и практических ИАС САПР и технологического контроля подготовки производства деталей штампов для ХЛШ с существенным сокращением времени, трудоемкости их изготовления.
2. Разработана и теоретически обоснована модель ИПК подготовки производства и изготовления деталей с продлением их «жизненного цикла».
3. Созданы структурная и математическая адаптивные модели процесса подготовки производства и многономенклатурного изготовления деталей с учетом неопределённости – изменяющихся производственных условий.
4. В производстве штампов по новой технологии централизованно 2-мя предприятиями – дублерами на ЭВМ, выдаются заказчику штампы только в металле, а ремонт производят там же централизованно на предприятиях – дублерах, используя сведения БДЗ о ранее разработанных штампах на той же ИАС САПР, на том же оборудовании и теми же рабочими, высвобождая десятки конструкторов, технологов и рабочих высокой квалификации.

5. Осуществлено опытно- промышленного внедрения ИПК, ИАС САПР и ее составляющих систем. В результате внедрения ИАС САПР и ИПК создана сквозная, безлюдная, безбумажная, конкурентоспособная система и получен суммарный экономический эффект от внедрения – 254 тыс. грн.

Работа изложена в 178 основных (после защиты кандидатской) научно- теоретических работах, прошла апробацию на 22 международных научно – технических конференциях и на 7-ми международных конференциях дальнего зарубежья

Разработка моделей, методик, методов, алгоритмов и частично программ по автоматизации процессов управления подготовкой производства штампов и станков, результаты научных, теоретических, экспериментальных и опытных исследований, которые представлены на защиту выполнены автором лично. Разработанный и внедрённый отраслевой стандарт по тематике диссертации и патент выполнены автором в соавторстве. В целом материалы диссертации изложены в 2 (двух) самостоятельных монографиях и в 178 научно- теоретических работах.

Автор, являясь научным идеологом и руководителем по указанной тематике диссертации, в течении

ряда лет лично проводил опытное и промышленное внедрение как локальных систем и интегрированного промышленного комплекса, так и опытно- промышленное внедрение интегрированной адаптивной сквозной системы конструкторско-технологической подготовки производства штампового инструмента и изготовления деталей штампов с использованием штамп – полуфабрикатов.

Литература

1. Пат.48027 Україна (UA), МПК, B21D 22/02 (2006.01), Метод інтегрованої наскрізної підготовки виробництва та виготовлення деталей штампів/ В, П, Квасніков, Г.М. Клещов, Л.В. Коломієць і др., заявник Одеський Державний Інститут Вимірювальної техніки, дата подання заявки 27.07.2009; опубл. 10.03.2010, Бюл. № 5
2. Kleshev G. Computer-integrated adaptive through computer technology of mechancultivation details of stamps of the cold sheet stamping /of G. Kleshev. Kyiv: Collection of scientific works of military institute of the Kyiv national university of the name of Taras Shevchenko. Issue.№ 30.2011. – С.110-114.
3. Клещев Г.М. Аспекты теории массового обслуживания в новой сквозной технологии автоматизации процессов управления изготовления штампового инструмента / Г.М. Клещев // Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». – Хмельницький. – 2013. – С.195-198.
4. Клещов Г.М. Безлюдна, безпаперова, наскрізна комп'ютерна технологія управління виробництвом штампів ХЛШ є критерієм якості / Г.М. Клещов, Л.В.Коломієць. Вісник Одеської державної академії будівництва та архітектури. Випуск № 37, Зовнішрекламсервіс. – Одеса: 2010. С.161-165.

References

1. Stalemate.48027 Ukraine (UA), МПК, B21D 22/02 (2006.01), Method of computer-integrated through preproduction and making of details of stamps/ В, П, Kvasnikov, G.M. Kleshev, Л. В. Kolomiez and др., a declarant is Odesa State Institute of the Measuring technique, date of presentation of request 27.07.2009; publik.. 10.03.2010, Bullet. № 5
2. Kleshev G. Computer-integrated adaptive through computer technology of mechancultivation details of stamps of the cold sheet stamping /of G. Kleshev. Kyiv: Collection of scientific works of military institute of the Kyiv national university of the name of Taras Shevchenko. Issue.№ 30.2011. – С.110-114.
3. Kleshev.G Aspects of theory of mass maintenance of in of new through technology of automation of processes of management of making of stamp instrument /of G.Kleshev.International scientifically – technical magazine «the Measuring and calculable technique in technological processes».Khmelnyskyi. 2013. С. 195-198.
4. Kleshev.G Uninhabited, paperless, through computer technology of management of operations of stamps of ХЛШ is the criterion of quality/of, G.Kleshev Л. Kolomiez. Announcer of the Odesa state academy of building and architecture. Producing № 37, 2010. С.161-165.

Надійшла до редакції
27.5.2013 р.

УДК 004.89

Т.О. САВЧУК, В.С. РОМАНОВ

Вінницький національний технічний університет

ОЦІНЮВАННЯ ФІНАНСОВОЇ СТАБІЛЬНОСТІ ПІДПРИЄМСТВА З ВИКОРИСТАННЯМ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ

В статті обґрунтовано доцільність використання нечіткої логіки для оцінювання фінансової стабільності підприємства, визначено основні типи змінних, які рекомендується враховувати при цьому, формалізовано задачу оцінювання фінансової стабільності підприємства та запропоновану базу знань для проведення такого оцінювання.

Ключові слова: фінансова стабільність підприємства, нечітка логіка.

T.O. SAVCHUK, V.S. ROMANOV

Vinnitsia national technical university

EVALUATION OF FINANCIAL STABILITY OF THE COMPANY WITH USING FUZZY INFERENCE

The article substantiates the feasibility of using fuzzy inference, to assess the financial stability of the company, the main types of variables that are recommended to take into account in assessing financial stability, the problem is formalized assessment of financial stability, and proposed a knowledge base to analyze the financial stability of the company.

Вступ

На сьогоднішній день фінансова стабільність підприємства є однією з найважливіших характеристик фінансового стану підприємства в умовах ринкової економіки, запорукою виживання та основою стабільного стану. Аналіз фінансового стану на ту або іншу дату дозволяє з'ясувати, наскільки правильно підприємство управляло фінансовими ресурсами протягом періоду, що передувє цій даті.

Однак, традиційний підхід до розв'язання задачі оцінювання фінансової стабільності підприємства обмежений відсутністю можливості враховувати характер змін зовнішніх факторів, що може призводити до накопичування похибки в кінцевих результатах. Ця проблема може бути розв'язана використанням методів, які базуються на застосуванні теорії штучного інтелекту, характерною рисою яких є здатність адаптуватися до зовнішніх змін, самонавчатись та передбачати вплив результатів діяльності підприємства на його фінансову стабільність [1].

Сучасний рівень розвитку засобів та методів оцінювання фінансової стабільності підприємства

Серед існуючих засобів розв'язку задачі аналізу фінансової стабільності підприємства особливої уваги заслуговують такі.

Методи, що базуються на теорії нечітких множин. Суть методів полягає в тому, що спершу обирається ряд окремих фінансових показників, що характеризують окремі сторони діяльності підприємства і при цьому утворюють певну закінчену сукупність, яка формує вичерпне уявлення про підприємство. Причому вважається, що зростання окремого фінансового показника X_i пов'язане зі зниженням ступеня ризику банкрутства підприємства і з поліпшенням його фінансової стабільності. Якщо для даного показника спостерігається протилежна тенденція, то в аналізі його слід замінити зв'язаним показником. Також слід враховувати те, що не існує єдиної системи показників для всіх підприємств. Кожному фінансовому показнику X_i ставиться у відповідність рівень його значущості в аналізі (r_i). Для оцінювання цього рівня, потрібно розташувати всі фінансові показники за убунанням значущості так, щоб виконувалось правило:

$$r_1 > r_2 > \dots > r_3 \quad (1)$$

Якщо система показників проранжована за убунанням їх значущості, то значущість (r_i) може бути визначеною за правилом Фішберна [2]:

$$r_i = \frac{2(n-i+1)}{(n+1)n} \quad (2)$$

Після ранжування фінансових показників, необхідно розподілити рівень значущості кожного показника, після чого можна визначити комплексний фінансовий показник:

$$V = \sum_j \frac{j}{10} \sum_{i=1}^n r_i a_{ij} \quad (3)$$

Наведений підхід дозволяє формалізувати фінансові показники з інтерпретацією їх нечітких значень у мову кількісних оцінок. Якщо експерт добре знає підприємство зсередини, то йому не складе ніяких труднощів виділити саме ті чинники, які є більш впливовими на процеси втрати платоспроможності, співставити ці фактори кількісним показникам і пронормувати їх [3].

Методи, що базуються на застосуванні комплексного показника. Суть методів полягає в тому, що множина станів А підприємства розбивається на п'ять нечітких підмножин виду: А1 – нечітка підмножина станів "граничне неблагополуччя (фактичне банкрутство)"; А2 – нечітка підмножина станів "неблагополуччя"; А3 – нечітка підмножина станів "середня якість"; А4 – нечітка підмножина станів "відносне благополуччя"; А5 – нечітка підмножина станів "граничне благополуччя". Тобто терм-множина лінгвістичної змінної "Стан підприємства" складається з п'яти компонент. Кожній з підмножин А1..А5 відповідають свої функції належності (V&M), де V&M - комплексний показник фінансової стабільності підприємства, причому, чим вище V&M, тим кращий стан підприємства.

Визначимось з базовою системою показників X. Якщо D(XI) - область визначення параметра XI (нескінченна множина точок осі дійсних чисел), то лінгвістичну змінну «Рівень показника XI» можна класифікувати віднесенням до однієї з п'яти нечітких підмножин множини D(XI): B1 - нечітка підмножина "дуже низький рівень показника XI"; B2 - нечітка підмножина "низький рівень показника XI"; B3 - нечітка підмножина "середній рівень показника XI"; B4 - нечітка підмножина "високий рівень показника XI"; B5 - нечітка підмножина "дуже високий рівень показника XI".

Задача опису підмножин {Y} зводиться до завдання формування відповідних функцій належності L1(XI) – L5(XI). Кожному XI-му показнику щодо кожного k-го рівня фінансової стабільності підприємства, можна розрахувати оцінку p_{ik} значущості даного показника для розпізнавання рівня фінансової стабільності підприємства. При цьому, побудова системи ваг p_{ik} повинна проводитися по кожному підприємству.

Система оцінок {P} нормується таким чином:

$$\sum_{i=1}^N p_{ik} = 1 \quad (4)$$

Якщо показники є рівнозначними, то $p_{ik} = 1/N$. Комплексний показник V&M будується як двовимірною множиною за сукупністю показників XI з вагами p_i і за сукупністю їх якісних станів з вагами $\{L\}$.

Визначення рівня фінансової стабільності підприємства за показником V&M подано у таблиці 1.

Таблиця 1

Визначення рівня фінансової стабільності підприємства за показником V&M

Значення показника V&M	Рівень фінансової стабільності підприємства
0 ... 0.15	Граничне неблагополуччя (фактичне банкрутство)
0.15 ... 0.45	Неблагополуччя
0.45 ... 0.65	Середня якість
0.65 ... 0.85	Відносне благополуччя
0.85 ... 1	Граничне благополуччя

Традиційні підходи до аналізу фінансової стабільності підприємства припускають її оцінку з використанням абсолютних і відносних показників.

Абсолютні показники фінансової стабільності характеризують стан запасів, і показують джерела коштів, які їх покривають.

У ході виробничого процесу на підприємстві відбувається постійне поповнення запасів, товарно-матеріальних цінностей. У цих умовах використовують як власні оборотні кошти, так і позикові (короткострокові і довгострокові позики і кредити). Серед джерел, які формують запаси, особливої уваги заслуговують: власні оборотні кошти на кінець розрахункового періоду; позикові джерела формування запасів; джерела формування запасів, включаючи надлишки та недоліки власних оборотних коштів; власні і довгострокові джерела фінансування запасів; джерела покриття запасів.

Аналіз фінансової стабільності підприємства за допомогою відносних показників можна віднести до аналітичних методів, поряд з аналітичними дослідженнями бюджету, витрат, балансу. При цьому методі використовується більш широкий набір показників таких, як коефіцієнт автономії, коефіцієнт фінансового левериджу, коефіцієнт забезпеченості власними оборотними коштами, коефіцієнт покриття інвестицій, коефіцієнт оборотності власного капіталу, коефіцієнт мобільності майна, коефіцієнт мобільності оборотних коштів, коефіцієнт забезпеченості запасів, коефіцієнт короткострокової заборгованості, тощо.

Результат порівняння методів оцінювання фінансової стабільності підприємства наведений в табл.2. Слід зауважити, що методи, які базуються на теорії нечітких множин, намагаються відтворювати процеси, засновані на суб'єктивних судженнях. Проте, актуальною задачею є створення моделі, яка б максимально відповідала реальному об'єкту підприємства, особливо, коли фінансові показники утворюють ієрархію, де ускладнюються умови класифікації станів стабільності підприємства, що динамічно змінюються, та формування критеріїв їх розпізнавання

Таблиця 2

Порівняльний аналіз методів оцінювання фінансової стабільності підприємства

Критерій	Врахування значущості показника фінансової стабільності підприємства	Використання нечітких правил, для визначення рівня фінансової стабільності підприємства	Використання бази знань для виз рівня фінансової стабільності підприємства.	Аналіз ієрархій фінансових показників стабільності підприємства
Метод				
Методи, що базуються на теорії нечітких множин	+	-	+	-
Методи, що базуються на застосуванні комплексного показника	+	+	+	-
Традиційні методи	-	-	-	+

Постановка задачі оцінювання фінансової стабільності підприємства

Нехай $c = \{c_1, \dots, c_n\}$ - множина класів, що містять відомості про відповідну фінансову стабільність підприємства, а $d = \{d_1, \dots, d_n\}$ - множина підприємств, для яких оцінюється фінансова стабільність. Невідома. Необхідно побудувати класифікатор F максимально наближений до

$$F : C \times D \rightarrow \{0,1\}^F, \quad (5)$$

де F – цільова функція.

Для нормування значень параметрів при оцінюванні фінансової стабільності підприємства опишемо підприємство як об'єкт з такими показниками: необоротні активи підприємства; оборотні активи підприємства; капітал підприємства; резерви підприємства; кредити підприємства; позики.

Області можливих значень кожного з показників задамо такими інтервалами:

- розмір необоротних активів підприємства може мати значення від 0 до ∞ тис. грн.;
- розмір оборотних активів підприємства може мати значення від 0 до ∞ тис. грн.;
- розмір капіталу підприємства може мати значення від 0 до ∞ тис. грн.;
- розмір резервів підприємства може мати значення від 0 до ∞ тис. грн.;
- розмір кредити підприємства може мати значення від 0 до ∞ тис. грн.;
- розмір позики може мати значення від 0 до ∞ тис. грн.;

Всі показники фінансової стабільності підприємства – лінгвістичні змінні.

Якщо початкова множина термів «Дуже малі, Малі, Середні, Великі, Дуже великі», то графіки відповідних функцій належності термів матиме вигляд, представлений на рисунках 1 - 5 :

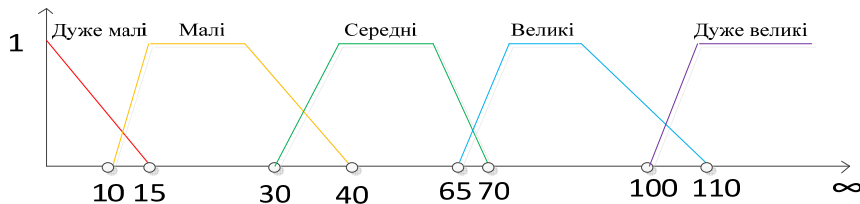


Рис. 1. Графік функцій належності лінгвістичної змінної «Необоротні активи»

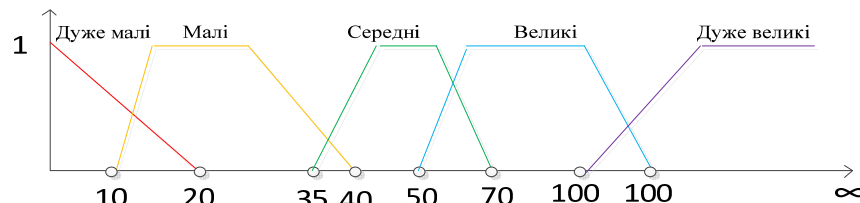


Рис. 2. Графік функцій належності лінгвістичної змінної «Оборотні активи»

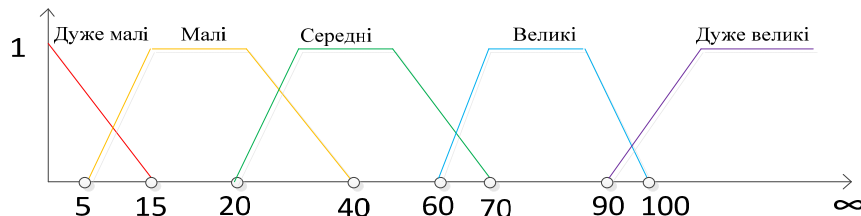


Рис. 3. Графік функцій належності лінгвістичної змінної «Капітал підприємства»

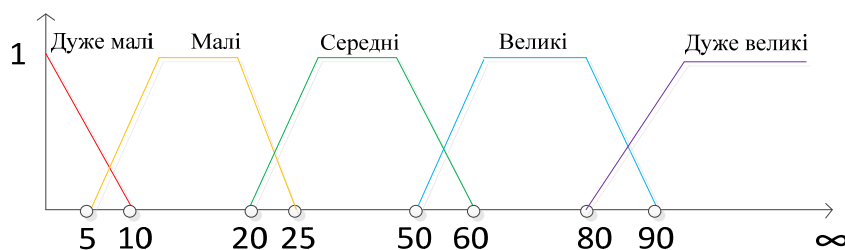


Рис. 4. Графік функцій належності лінгвістичної змінної «Резерви підприємства»

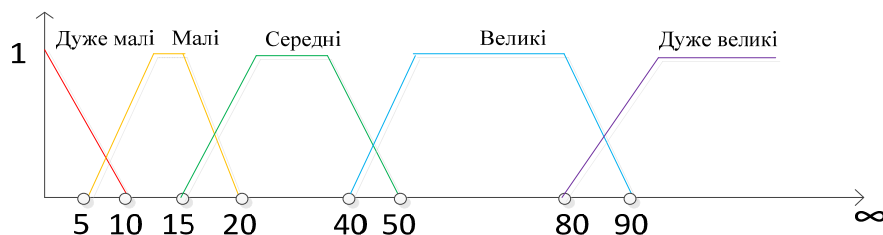


Рис. 5. Графік функцій належності лінгвістичних змінних «Кредити підприємства» та «Позики»

Формування бази знань для оцінюванні фінансової стабільності підприємства

Для оцінюванні фінансової стабільності підприємства, необхідно сформувати базу нечітких продукційних правил, що являє собою множину нечітких продукції "ЯКЩО А, ТО В" (IF A THEN B), де А і В – нечіткі лінгвістичні висловлювання [3], та відображає знання експертів про методи управління об'єктом в різних ситуаціях, характер його функціонування в різних умовах і т.п. [4].

Нечітке продукційне правило для оцінювання фінансової стабільності підприємства має вигляд:

$$i = \langle S; L; A \rightarrow B; Q \rangle \quad (6)$$

де (i) – ім'я нечіткої продукції для визначення рівня фінансової стабільності підприємства;

S – клас відповідного рівня фінансової стабільності підприємства;

L – умова застосування ядра продукції для оцінювання рівня фінансової стабільності підприємства, що являє собою логічний вираз - як правило, предикат. Активізація ядра продукції для оцінювання рівня фінансової стабільності підприємства є можливою тільки у разі істинності цієї умови [4];

$A \rightarrow B$ – ядро продукції, для оцінювання рівня фінансової стабільності підприємства, яке є центральним компонентом нечіткої продукції для оцінювання рівня фінансової стабільності підприємства і може бути представленим в одній з найбільш поширених форм: «ЯКЩО А, ТО В», де А і В – вирази нечіткої логіки (нечіткі висловлювання). В якості виразів можуть використовуватися складні логічні нечіткі висловлювання, тобто елементарні нечіткі висловлювання, з'єднані нечіткими логічними зв'язками, такими як нечітке заперечення, нечітка кон'юнкція, нечітка диз'юнкція [4];

Q – післяумова продукції для оцінювання рівня фінансової стабільності підприємства, що описує дії та процедури, які необхідно виконати в разі реалізації ядра продукції, для оцінювання рівня фінансової стабільності підприємства, тобто отримання інформації про істинність $A \rightarrow B$. Характер цих дій може бути самим різним і відображати обчислювальний чи інший аспект виробничої системи [4].

Узгоджена множина нечітких продукційних правил для оцінювання рівня фінансової стабільності підприємства, утворює нечітку продукційну систему. Таким чином, нечітка продукційна система, для оцінювання рівня фінансової стабільності підприємства – це список нечітких продукційних правил типу «ЯКЩО А, ТО В».

Прикладом нечіткого продукційного правила для оцінювання рівня фінансової стабільності підприємства може бути таке правило:

ПРАВИЛО <#>: ЯКЩО « $\beta 1 \in \acute{a}$ » І « $\beta 2 \in \text{НЕ } \acute{a}$ » ТО « $\beta 1 \in \text{НЕ } \beta 2$ »

(RULE <#>: IF « $\beta 1 \text{ IS } \acute{a}$ » AND « $\beta 2 \text{ IS NOT } \acute{a}$ » THEN « $\beta 1 \text{ IS NOT } \beta 2$ »).

Умови та висновки щодо визначення фінансового стабільності підприємства представлена таблицею 3.

Таблиця 3

Умови та висновки щодо визначення фінансового стабільності підприємства

Умова для визначення рівня фінансової стабільності підприємства	Рівень фінансової стабільності підприємства
«необоротні активи підприємства дуже малі або малі» І «оборотні активи підприємства дуже малі або малі» І «кредити підприємства великі або дуже великі» І «позики підприємства великі або дуже великі»	Дуже низький
«необоротні активи підприємства дуже малі або малі» І «оборотні активи підприємства дуже малі або малі» І «капітал підприємства великий або дуже великий» І «резерви підприємства великі або дуже великі» І «кредити підприємства великі або дуже великі» І «позики підприємства великі або дуже великі»	Дуже низький
«необоротні активи підприємства середні» І «оборотні активи підприємства дуже малі або малі» І «капітал підприємства великий або дуже великий» І «резерви підприємства великі або дуже великі» І «кредити підприємства малі» І «позики підприємства малі»	Низький
«н оборотні активи підприємства середні» І «оборотні активи підприємства великі» І «капітал підприємства великий або дуже великий» І «резерви підприємства великі» І «кредити підприємства малі» І «позики підприємства малі»	Середній
«необоротні активи підприємства великі» І «оборотні активи підприємства великі» І «капітал підприємства великий або дуже великий» І «резерви підприємства великі» І «кредити підприємства малі» І «позики підприємства малі»	Великий
...	...
«необоротні активи підприємства дуже великі» І «оборотні активи підприємства дуже великі» І «капітал підприємства великий або дуже великий» І «резерви підприємства великі» І «кредити підприємства малі» І «позики підприємства малі»	Великий

Оцінювання фінансової стабільності підприємства з використанням нечіткої логіки

Нечіткий логічний висновок, про рівень фінансової стабільності підприємства, формується за правилами бази знань таким чином:

$$\bigcup_{p=1}^{k_j} \left(\bigcap_{i=1}^n x_i = a_{i,jp} \right) \rightarrow y = d_j, j = \overline{1, m}, \quad (7)$$

в якій значення вхідних і вихідної змінної задані нечіткими множинами.

Введемо такі позначення:

$\mu_{jp}(x_i)$ - функція належності x_i нечіткому терму $a_{i,jp}$, тобто:

$$a_{i,jp} = \int_{\underline{x}_i}^{\overline{x}_i} \frac{\mu_{jp}(x_i)}{x_i}, x_i \in [\underline{x}_i, \overline{x}_i], \quad (8)$$

$\mu_{jp}(y_i)$ - функція належності y_i нечіткому терму $d_{i,jp}$, тобто:

$$a_{i,jp} = \int_{\underline{y}_i}^{\overline{y}_i} \frac{\mu_{jp}(y_i)}{y_i}, y_i \in [\underline{y}_i, \overline{y}_i]. \quad (9)$$

Тоді, ступені належності вхідного вектора $X^* = (x_1^*, x_2^*, \dots, x_i^*)$ нечітким термам d_j з бази знань розраховуються як:

$$\mu_{dj}(X^*) = \vee w_{jp}^* \wedge [\mu_{jp}(x_i^*)], j = \overline{1, m}, p = \overline{1, k}, \quad (10)$$

де $\square (\square)$ - операція знаходження максимуму для логічної операції АБО, та мінімуму – для операції І.

В результаті отримуємо нечітку множину \tilde{y} , що відповідає вхідному вектору X^* :

$$\tilde{y} = \frac{\mu d_1(X^*)}{d_1} + \frac{\mu d_2(X^*)}{d_2} + \frac{\mu d_m(X^*)}{d_m}, \quad (11)$$

Для переходу від нечіткої множини, що задана універсальною множиною нечітких термів $\{d_1, d_2, \dots, d_m\}$ до нечіткого значення фінансової стабільності підприємства, необхідно агрегувати функції належності:

$$\tilde{y} = \text{agg} \left(\frac{\int_{\underline{y}}^{\overline{y}} \min(\mu d_j(X^*), \mu d_j(y))}{y} \right), \quad (12)$$

де agg - агрегування нечітких множин, яке реалізується операцією знаходження максимуму[4]. Чітке значення фінансової стабільності підприємства (виходу y), відповідаючи вхідному вектору X^* можна визначити виконавши дефазифікацію нечіткої множини \tilde{y} :

$$y = \frac{\int_{\underline{y}}^{\overline{y}} y \mu_y(y) dy}{\int_{\underline{y}}^{\overline{y}} \mu_y(y) dy}, \quad (12)$$

В результаті проведених досліджень було оцінено фінансову стабільність підприємства (досліджено 5 підприємств із заздалегідь відомими рівнями фінансової стабільності) з використанням підходів, що базуються на алгоритмах Mamdani та Larsen, та запропонованого підходу для таких випадків:

оцінки для всіх критеріїв мають середній заданий рівень важливості (оцінки по кожному з критеріїв мають однаковий вплив на вихідне значення), (див. таблицю 4);

оцінки для кожного з критеріїв мають різний рівень важливості (див. таблицю 5).

Як видно з представлених у табл. 4 – 5 результатів досліджень, використання запропонованого підходу нечіткого оцінювання фінансової стабільності підприємства дає можливість підвищити точність оцінки рівня фінансової стабільності підприємства на 5%, в порівнянні із іншими методами.

Оцінки фінансової стабільності при однакових рівнях важливості всіх критеріїв

Підприємство	Рівень фінансової стабільності підприємства	Нечіткий висновок		
		Запропонований алгоритм	Mamdani	Larsen
Підприємство 1	8.175	8.386	6.409	8.395
Підприємство 2	7.825	7.593	8.5	8.5
Підприємство 3	7.700	7.055	8.5	8.5
Підприємство 4	7.150	6.961	7.985	8.009
Підприємство 5	6.900	6.295	7.790	7.938

Таблиця 5

Оцінки фінансової стабільності при різних рівнях важливості всіх критеріїв

Підприємство	Рівень фінансової стабільності підприємства	Нечіткий висновок		
		Запропонований алгоритм	Mamdani	Larsen
Підприємство 1	8.175	8.082	7.928	7.947
Підприємство 2	7.825	7.342	6.826	7.585
Підприємство 3	7.700	7.826	6.558	6.351
Підприємство 4	7.150	7.168	6.920	8.947
Підприємство 5	6.900	6.549	4.962	7.732

Висновки

Таким чином, запропонований підхід оцінювання фінансової стабільності підприємства підвищує точність результатів на 5% порівняно з існуючими підходами, що базуються на алгоритмах Mamdani та Larsen, за рахунок переходу від формально опису впливу показника фінансової стабільності до задання його впливу через нечітку базу знань. Запропонований алгоритм нечіткого висновку забезпечує високу гнучкість за рахунок можливості корегування критеріїв оцінки та правил логічного висновку. Розроблений підхід є універсальним і може застосовуватися не тільки для оцінювання фінансової стабільності підприємства, а й для аналізу його інших характеристик.

Література

1. Пясталов С.М. Экономический анализ деятельности предприятия: Учеб. пособие для вузов / С.М. Пясталов. М.: Академический Проект, 2007. 572 с.
2. Норвиг А.М., Турсон И.Б. Построение функций принадлежности. Нечеткие множества и теория возможностей. Последние достижения/ Перевод с английского под редакцией Р.Р. Ягера. – М.: Радио и связь, 1986.
3. Рыжов А.П. Элементы теории нечетких множеств и измерения нечеткости. – М.: Диалог – МГУ, 1998.
4. Штовба С.Д. Введение в теорию нечетких множеств и нечеткую логику. – М.: Вильямс, 2002. – 960 с.

References

1. Pjastalov S.M. Jekonomicheskij analiz dejatel'nosti predprijatija: Ucheb. posobie dlja vuzov / S.M. Pjastalov. M.: Akademicheskij Proekt, 2007. 572 s.
2. Norvig A.M., Turson I.B. Postroenie funkcij prinadlezhnosti. Nечetkie mnozhestva i teorija vozmozhnostej. Poslednie dostizhenija/ Perevod s anglijskogo pod redakciej R.R. Jagera. – M.: Radio i svjaz', 1986.
3. Ryzhov A.P. Jelementy teorii nechetkih mnozhestv i izmerenija nechetkosti. – M.: Dialog –MGU, 1998.
4. Shtovba S.D. Vvedenie v teoriju nechetkih mnozhestv i nechetkuju logiku. – M.: Vil'jams, 2002. – 960 s.

Надійшла до редакції
29.5.2013 р.

МЕТОД ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА КАНАЛА В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПРЕДНАМЕРЕННОЙ ПОМЕХИ

В статье обоснована целесообразность оперативного контроля качества дискретного канала в условиях воздействия на передаваемый сигнал преднамеренной помехи. Предложенный метод оценки качества обеспечивает по результатам декодирования кодовых блоков минимальное время измерения текущего стационарного состояния дискретного канала.

Ключевые слова: контроль, оценка, канал, помеха, качество.

V.V. KORCHINSKY, V.V. BEZZUBENKO, M.A. BOVTRIUK

Odessa national academy of telecommunication by O. S. Popov

QUALITY CHANNEL EVALUATION METHOD UNDER THE INTENTIONAL INTERFERENCE IMPACT

In the article the feasibility of operational monitoring of discrete channel quality under the impact on the transmitted signal of intentional interference is assigned. The proposed method of the quality evaluating is provided at the results of the code blocks decoding, minimum time measurement of the current steady state of a discrete channel.

Keywords: monitoring, evaluation, channel, interference, quality.

Вступлення

Одной из задач, возникающих при построении конфиденциальных систем передачи данных (ПД), является изыскание эффективной процедуры контроля качества канала связи в условиях воздействия преднамеренной помехи [1]. Оценка качества канала может осуществляться посредством измерения параметров аналогового и/или дискретного канала [2]. В данной работе рассмотрены вопросы оценки качества дискретного канала.

Обоснование оперативности контроля качества дискретного канала

Повышение средней относительной эффективной скорости передачи R в конфиденциальной системе ПД с обратной связью (ОС) [3], которая осуществляет свою работу в условиях преднамеренных помех, возможно за счет оперативного измерения качества дискретного канала и принятия решения о смене параметров передачи, например, переход на другую рабочую частоту, изменение избыточности корректирующего кода и др. Тем самым обеспечивается оптимальное согласование параметров передачи с условиями работы конфиденциальной системы ПД.

Очевидно, что работа таких систем возможна только при наличии устройства контроля качества текущего состояния канала [2]. Особые проблемы и трудности, связанные с обеспечением оперативности и точности измерения параметров канала, вызывает непрерывный контроль. При этом виде контроля источником осведомительной информации для принятия решения о качестве канала являются показатели степени искажения кодовых комбинаций за определенный промежуток времени на приемной стороне.

Оперативность контроля заключается в возможности получения осведомительной информации за минимально короткие промежутки времени и зависит от длины контрольной выборки, на основании анализа которой принимается решение о состоянии канала. Поэтому, определение минимально возможного объема выборки для получения результатов, позволяющих судить с заданной достоверностью о состоянии канала, является основным вопросом при организации контроля, определяющим его эффективность и результативность.

Точность получения статистических параметров канала зависит от времени их измерения. Чем больше время измерения параметра, тем точнее будет получена оценка. Однако, в связи с этим наблюдается следующее противоречие. Чрезмерно большое время измерения текущих параметров ведет к их усреднению, т.е.

$$\lim_{T_{\text{изм}} \rightarrow \infty} Y_j(T_{\text{изм}}) \rightarrow Y_{\text{ср}}$$

где Y_j – измеряемый j -й параметр дискретного канала; $Y_{\text{ср}}$ – некоторое среднее значение параметра дискретного канала; $T_{\text{изм}}$ – время измерения параметра. В этом случае система становится нечувствительной к изменяемым параметрам канала, а, следовательно, не будет оперативно обнаружено новое состояние канала. При уменьшении объема выборки возрастает погрешность, обусловленная конечной точностью измерений по ограниченной выборке.

Таким образом, выбор временного интервала должен быть обоснованным и учитывать скорость измерения параметров канала связи с учетом обеспечения необходимой достоверности контроля.

Целью статьи является разработка метода измерения качества дискретного канала в условиях

действия преднамеренной помехи.

Аналитическая часть исследования

Обобщенной характеристикой дискретного канала является вероятность передачи информации, которая оценивается вероятностью p_0 ошибочного приема единичного элемента. Для небольшого интервала времени измерения целесообразно использовать коэффициент ошибок по единичным элементам (кодовым комбинациям):

$$k_{\text{ош}(k)} = \frac{N_{\text{ош}(k)}}{N_{\text{изм}}} = \frac{N_{\text{ош}(k)}}{CT_{\text{изм}}} \quad (1)$$

где $N_{\text{ош}(k)}$ – число обнаруженных ошибочно принятых единичных элементов (кодовых комбинаций); $N_{\text{изм}}$ – общее количество оцениваемых символов или кодовых комбинаций; C – скорость передачи информации, бит/с. Величина $N_{\text{ош}(k)}$ может быть определена методом тестового или бестестового контроля. Таким образом, вероятность ошибки является объектом измерений и контроля в процессе разработки, изготовления и эксплуатации аппаратуры систем ПД с обратной связью (ОС). При этом измерение вероятностей ошибки порядка 10^{-5} необходимо оценивать в виде цифровой последовательности объема $N=A \cdot 10^5$ с учетом заданных доверительных вероятностей и доверительных интервалов, где A – некоторая постоянная. Критическую границу для отклонений в сторону «плюс» или «минус» от теоретической нормы легко определить, пользуясь нормальным приближением к биномиальному закону. Для определения доверительных границ погрешности результата измерения доверительную вероятность P_d принимают равной 0,95. При $N \gg 1$ определим интервал значений p_0

$$k_{\text{ош}} - t_p \cdot \sqrt{\frac{k_{\text{ош}}(1-k_{\text{ош}})}{N_{\text{изм}}}} < p_0 < k_{\text{ош}} + t_p \cdot \sqrt{\frac{k_{\text{ош}}(1-k_{\text{ош}})}{N_{\text{изм}}}}, \quad (2)$$

где t_p определяется выбранной доверительной вероятностью. При $P_d=0,95$ значение $t_p=1,96$. Для измерения с большей точностью в качестве доверительной вероятности используется значение 0,99, при котором $t_p=2,58$.

Определим ширину доверительного интервала

$$\Omega = 2t_p \sqrt{\frac{k_{\text{ош}}(1-k_{\text{ош}})}{N_{\text{изм}}}} \quad (3)$$

При условии, что при $k_{\text{ош}} \rightarrow 0$ выражение $(1-k_{\text{ош}}) \rightarrow 1$ получаем $\Omega \approx 2t_p \sqrt{\frac{k_{\text{ош}}}{N_{\text{изм}}}}$. С учетом (3)

окончательно получаем

$$\Omega \approx 2 \frac{t_p}{N_{\text{изм}}} \sqrt{N_0} \quad (4)$$

Из (4) относительная ширина доверительного интервала

$$\delta = \Omega / k_{\text{ош}} \quad (5)$$

Тогда с учетом (4) и (5) получим выражение для определения числа ошибок, которое обнаруживается при кодовом контроле, для заданной доверительной вероятности

$$N_{\text{ош}} = 4 \left(\frac{t_p}{\delta} \right)^2 \quad (6)$$

Из (6) видно, что для оценки p_0 по измеренной $k_{\text{ош}}$ с относительной погрешностью δ следует производить измерения до тех пор, пока не будет получено N_0 ошибок в соответствии с (4). В табл. 1 приведены значения N_0 при различной доверительной вероятности.

Таблица 1

Значения N_0 при различной доверительной вероятности

№	P_d	t_p	N_0
1	0,95	1,96	15
2	0,99	2,58	27

Если предположить, что ошибки в канале распределяются по равномерному закону распределения, то с учетом скорости передачи C можно приблизительно найти время измерения канала, необходимое для определения коэффициента ошибки k_0

$$T_{\text{изм}} \approx N_0 / (60 k_0), [c] \quad (7)$$

где 60 – количество секунд в минуте. При $P_d=0,99$ точность измерения будет выше [1] за счёт большего числа успешных событий N_0 . При этом время измерения $k_{\text{ош}}$ увеличится в 1,8 раз. Очевидно, что такая

точность измерения будет явно завышена особенно для состояния канала с малым значением $k_{\text{ош}} = 10^{-6} \dots 10^{-11}$. Вследствие чего время реакции системы передачи на изменившийся режим функционирования в связи с изменением текущего состояния канала, может быть неоправданно увеличено. С другой стороны, на стационарном состоянии канала с невысоким качеством желательнее продлить время измерения, чтобы принятие решение об изменении режима функционирования, связанное с изменением качества канала, было гарантировано с большей достоверностью.

Выводы

Предложенный метод оценка качества дискретного канала основан на определении минимального времени измерения потока ошибочных бит или кодовых блоков по результатам декодирования с учетом битовой скорости передачи и интенсивность ошибок в канале связи. Данный метод оценки качества рекомендуется использовать в конфиденциальных системах связи, осуществляющих свою работу в условиях действия преднамеренных помех [1].

Литература

1. Куприянов А.И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.
2. Коричнев Л.П. Статистический контроль каналов связи / Л.П. Коричнев, В.Д. Королев. – М.: Радио и связь, 1991. – 240 с.
3. Захарченко В.Н. Эффективность систем ПД с РОС и переменными параметрами корректирующего кода / В.Н. Захарченко, В.В. Корчинский, А.А. Гринь // Радиотехника, 2000. Вып. 110.

References

1. Kuprijanov A.I. Teoreticheskie osnovy radiojelektronnoj bor'by / A. I. Kuprijanov, A. V. Saharov. – M.: Vuzovskaja kniga, 2007. – 356 s.
2. Korichnev L.P. Statisticheskij kontrol' kanalov svjazi / L.P. Korichnev, V.D. Korolev. – M.: Radio i svjaz', 1991. – 240 s.
3. Zaharchenko V.N. Jefferktivnost' sistem PD s ROS i peremennymi parametrami korrrektirujushhego koda / V.N. Zaharchenko, V.V. Korchinskij, A.A. Grin' // Radiotehnika, 2000. Vyp. 110.

Надійшла до редакції
14.5.2013 р.

УДК 004.89

Т.О. САВЧУК, А. С. БУРЯК

Вінницький національний технічний університет

ВИКОРИСТАННЯ ФУНКЦІЇ В. ЛЕВЕНШТЕЙНА ПРИ ТЕМАТИЧНОМУ ПОШУКУ ІНФОРМАЦІЇ

У статті запропоновано використання функції В. Левенштейна при тематичному пошуку інформації, за алгоритмом Метафон.

Ключові слова: тематичний пошук інформації, функція В. Левенштейна, лінійний пошук, пошук за критерієм вартості.

T.O. SAVCHUK, A. S. BURIAK

Vinnitsia national technical university

USING FUNCTIONS V. LEVENSHTAIN WITH THE THEMATIC INFORMATION RETRIEVAL

The paper proposes using the V. Levenshtein for thematic information search, the algorithm Metafon.

Вступ

Зростання потужності мережі Інтернет привело до підвищення складності пошуку інформації у множині Web-сторінок і файлів. Нині для цього використовуються спеціальні пошукові системи, які містять постійно оновлювану інформацію у Web-сторінках і файлах на серверах Інтернету. Пошукові системи містять тематично організовану інформацію про інформаційні ресурси Всесвітньої павутини в базах даних. Спеціальні програми-роботи періодично «обходять» Web-сервери, зчитують інформацію, що зустрічається, виділяють в ній ключові слова і заносять в базу даних мережі Інтернет.

Принцип дії таких каталогів не відрізняється від тематичних каталогів бібліотек. Звернувшись на адресу пошукового каталогу, користувач знаходить на його основній сторінці перелік тематичних категорій, наприклад, таких, як Освіта, (Education), Наука (Science), Бізнес (Business), Мистецтво (Art) тощо. Як правило, такі каталоги є ієрархічними гіпертекстовими меню з визначеною тематикою сайтів, адреси яких містяться в цьому каталозі, з послідовним уточненням теми. Працювати з пошуковими каталогами просто - пошук інформації відбувається на інтуїтивному рівні і у більшості випадків закінчується успіхом. Однак, після цієї простої процедури слідє більш складна по створенню і веденню каталогу. При цьому, пошукові каталоги створюються вручну. Висококваліфіковані редактори переглядають інформаційний Web-простір, відбираючи те, що на їхню думку більше цікавить користувача, і заносять відповідні адреси до каталогу [2]. Але, при розробці інтелектуальних систем, знання про конкретну предметну область, для якої створюється система, рідко бувають повними й абсолютно достовірними (навіть кількісні дані, отримані шляхом досить точних експериментів, мають невисокі статистичні оцінки вірогідності, надійності). Цей факт значно ускладнює тематичний пошук інформації, оскільки не враховується відмінність двох послідовних символів (рядків). Обчислення відстані В.Левенштейна, як мінімальної кількості операцій вставки, видалення і заміни, необхідних для перетворення одної послідовності в іншу [3] при проведенні такого пошуку інформації, може значно вплинути на його ефективність.

Отже, актуальним, при вирішенні задачі пошуку інформації за визначеною тематикою, є використання функції В.Левенштейна, що сприятиме підвищенню результативності пошуку у потужних множинах файлів, документів та на Web-сторінках.

Порівняльний аналіз алгоритмів тематичного пошуку інформації

Серед основних алгоритмів що використовуються при тематичному пошуку інформації слід відзначити такі.

Поки найбільш поширеним є саме пошук за текстовими документами. Такими документами можуть бути Web-сторінки, документи в форматі doc, rtf, txt і інші. Останнім часом з'явився новий тип пошукових движків серед XML-даних різного типу, а також заснованих на технології RSS. При цьому, методи та алгоритми, що використовуються, базуються на різних підходах до вирішення проблеми - одні з них орієнтуються на точний пошук, інші аналізують властивості метрики для побудови різних просторових структур тощо [2].

1. Метафон є одним з найбільш поширених фонетичних алгоритмів перетворення вихідного слова з урахуванням правил англійської мови, використовуючи складні правила. В процесі перетворення втрачається значно менше інформації, так як букви не розбиваються на групи. На першому кроці алгоритму по вихідному тексту будується словник, що містить слова і їх позиції в тексті. Також, можна підраховувати частоти використання слів і словосполучень для поліпшення якості результатів пошуку. Залежність розміру словника від обсягу тексту не є строго лінійною - до деякого обсягу формується базовий каркас слів, що

становить від 15% на 500 тисячах слів до 5% на 5 мільйонів, і потім залежність наближається до лінійної, повільно прагнучи до 0,5% на 680 мільйонів слів. Подальше збереження зростання забезпечується здебільшого за рахунок рідкісних слів. На рисунку 1 зображена залежність розміру словника від обсягу тексту. Але при використанні алгоритму «Метафон» у результатуючому наборі можуть міститися слова які не відповідають тематичному пошуку. І при цьому залишається багато зайвих слів, в основному завдяки тому, що голосні не ігноруються, а перетворюються і використовуються в підсумковому коді

2. Лінійний пошук - алгоритм послідовного пошуку знаходження заданого значення довільної функції на деякому її відрізьку. Цей алгоритм є найпростішим алгоритмом пошуку і на відміну, наприклад, від двійкового пошуку, не накладає жодних обмежень на функцію і має просту реалізацію. Пошук значення функції здійснюється простим порівнянням чергового розглянутого значення (як правило пошук відбувається зліва направо, тобто від менших значень аргументу до більших) і, якщо значення збігаються (з тією або іншою точністю), то пошук вважається завершеним. Недоліком лінійного пошуку є те що, його зазвичай використовують лише тоді, коли відрізок пошукової системи містить дуже мало елементів, і при тому що його не можна застосувати при почному пошуку інформації він вимагає додаткової пам'яті або обробки/аналізу функції.

3. Пошук за критерієм вартості - враховується не кількість етапів, що вже наявні в шляху, а тільки їх сумарна вартість. Тому процедура цього пошуку може увійти в нескінченний цикл, якщо виявиться, що в ній розгорнутий вузол, що має дію з нульовою вартістю, які знову вказують на той же стан. Можна гарантувати повноту пошуку за умови, що вартість кожного етапу більше або дорівнює деякій невеликій додатній константі ϵ . Ця умова є також і достатньою для забезпечення оптимальності. Вона означає, що вартість шляху завжди зростає по мірі проходження по цьому шляху. Із заданої властивості легко визначити, що такий алгоритм розгортає шляхи в порядку зростання вартості шляху. Тому перший цільовий вузол, обраний для розгортання, представляє собою оптимальний розв'язок. (Нагадаємо, що в процедурі пошуку в дереві перевірка цілі застосовується лише до тих вузлів, які обрані для розгортання.) Проте використання цього алгоритму при тематичному пошуку інформації не є доцільним, тому що, чим більше інформації потрібно буде обробляти тим більше часу і ресурсів потребуватиме даний алгоритм. А в деяких випадках він може зациклитись, що призведе до небажаних результатів при роботі пошукової системи.

Результати порівняльного аналізу алгоритмів тематичного пошуку інформації.

Таблиця 1

Результати порівняльного аналізу алгоритмів тематичного пошуку інформації

Назва / Характеристики	Можливий обсяг оброблюваної інформації	Швидкодія	Можливість фонетичного аналізу	Складність реалізації
Метафон	Потужний	Велика	Так	Складно
Лінійний пошук	Малий	Мала	Ні	Складно
Пошук за критерієм вартості	Потужний	Середня	Ні	Складно

Покращити наведені у таблиці 1 характеристики можна, якщо врахувати тематичність чи направленість шуканої інформації. Цього можна досягти введенням додаткової функції аналізу відстаней шуканих довжин порівнювальних рядків, в якості якої може бути використаною функція В. Левенштейна [2].

Таким чином, актуальною задачею є підвищення ефективності тематичного пошуку інформації.

Постановка задачі тематичного пошуку інформації

Нехай i і j - довжини порівнюваних рядків або слів, а l – кількість порівнювальних рядків або слів.

При цьому, $d_{i,j}$ є відстанню між префіксами рядків x і y , довжини яких дорівнюють, відповідно, i та j , тобто:

$$d_{i,j} = d(x(l, i), y(l, j)). \tag{1}$$

позначимо через $w(a, b)$.

Введемо такі позначення:

$w(a, b)$ - це ціна заміни одного символу на інший коли $a \neq b$ (ціну перетворення символу a на символ b),

$w(a, \square)$ - ціна видалення з символу a ,

$w(\square, b)$ - ціна вставки в символ b .

Тоді, якщо

$$w(a, \epsilon) = 1, \tag{2}$$

$$w(\epsilon, b) = 1, \tag{3}$$

$$w(a, b) = 1, a \neq b, \tag{4}$$

$$w(a, b) = 0, a = b, \tag{5}$$

то $d_{i,j}^*$ є відстанню Левенштейна.

Результати обчислень відстані $d_{i,j}$ за допомогою рекурентного співвідношення:

$$d_{i,j} = \min\{d_{i-1,j} + w(x_i, \varepsilon), d_{i,j-1} + w(\varepsilon, y_j), d_{i-1,j-1} + w(x_i, y_j)\}. \quad (6)$$

формують масив розмірністю $(m + 1) * (n + 1)$,

Слід знайти мінімальну ціну перетворення $x(l, j)$ в $y(l, j)$, з урахуванням відстані В.Левенштейна $d_{i,j}^*$, що визначаються тематикою пошуку інформації.

Використання функції В. Левенштейна при тематичному пошуку інформації

Особливістю всіх алгоритмів нечіткого пошуку з індексацією є те, що індекс будується за словником, складеним за вихідним текстом або списком записів у будь-якій базі даних.

Якщо припустити, що відома ціна перетворення $x(l, i-1)$ в $y(l, j)$, то ціну перетворення $x(l, i)$ в $y(l, j)$ можна отримати, додавши до неї ціну видалення x_i .

Аналогічно, ціну перетворення $x(l, i)$ в $y(l, j)$ можна отримати, додавши ціну вставки y_j до ціни перетворення $x(l, i)$ в $y(l, j-1)$. Нарешті, з урахуванням ціни перетворення $x(l, i-1)$ в $y(l, j-1)$, ціну перетворення $x(l, i)$ в $y(l, j)$ можна отримати, додавши до неї ціну заміни x_i на y_j .

Перед тим, як почати обчислювати $d_{i,j}$, треба встановити граничні значення масиву. Значення $d_{i,0}$ першого стовпця масиву є сумою цін видалення перших символів x . Аналогічно, значення $d_{0,j}$ першого рядка масиву є сумою цін вставки перших j символів y :

$$d_{0,0} = 0 \quad (7)$$

$$d_{i,0} = \sum_{k=1}^i w(x_i, e), \text{ для } l < i < m \quad (8)$$

$$d_{0,j} = \sum_{k=1}^j w(e, j_k), \text{ для } l < i < n \quad (9)$$

Означений підхід реалізовано у модифікованому алгоритмі, що базується на алгоритмі Метафон з урахуванням функції В.Левенштейна», який, в свою чергу, покладено в основу функціонування запропонованого емулятора нечіткого пошуку з використанням засобами мови програмування PHP. Означений емулятор має функцію «Мабуть, ви мали на увазі...», яка реалізована у таких пошукових системах як Google, Yandex та ін.

Розглянемо приклад виконання тематичного пошуку інформації з використанням запропонованого підходу аби виконати поставлену задачу дослідження.

Щоб перетворити слово «небо» на слово «треба» необхідно зробити дві заміни та одну вставку, відповідно відстань В.Левенштейна становить 3:

1. небо → неба (замінюємо «о» на «а»)
2. неба → реба (замінюємо «н» на «р»)
3. реба → треба (вставляємо «т»)

Для розрахунку відстані В.Левенштейна найчастіше використовується простий алгоритм, в якому формується матриця розміром $(n + 1) * (m + 1)$, де n і m – довжини порівнювальних рядків. При цьому, вартість операції видалення, заміни та вставка вважається однаковою. Для конструювання матриці використовується таке рекурентне відношення:

$$d_{i,j} = \min \begin{cases} \Delta d_{i-1,j-1} & +0 \text{ (equal)} \\ \Delta d_{i-1,j} & +1 \text{ (replace)} \\ \Delta d_{i,j-1} & +1 \text{ (insert)} \end{cases} \quad (10)$$

Результат роботи запропонованого алгоритму визначення відстані В.Левенштейна між словами «корабель» і «бал» такий:

нехай ε - пусте слово (слово без літер). Тоді маємо

ε К О Р А Б Е Л Ь

ε 0 1 2 3 4 5 6 7 8 /*тобто відстань між пустим словом і словом К О Р А Б Е Л Ь = 8 (довжина слова корабель)*/

Б 1 1 2 3 4 4 5 6 7 /*між Б і К О Р А Б Е Л Ь відстань = 7 (літера Б в обох словах і може бути використана)*/

А 2 2 2 3 3 4 5 6 7 /* між БА і К О Р А Б Е Л Ь відстань = 7 (лише одну з літер Б або А можна використати)*/

Л 3 3 3 3 4 4 5 6 /* між БАЛ і К О Р А Б Е Л Ь відстань = 6 (можна використати дві літери (Б або А) +Л)*/

Для визначення послідовності операцій, необхідних для переходу від одного слова до іншого потрібно знайти найдешевший шлях від першого елемента масиву $[0,0]$ до останнього елемента масиву $[i, j]$. Як видно із прикладу, запропонований алгоритм не тільки пропонує рішення за обрахованою мінімальною відстанню, але й знаходить всі еквівалентні шляхи тематичного пошуку, використовуючи у кожному наступному кроці інформацію, здобуту у попередніх кроках (принцип динамічного програмування).

Основні етапи функціонування запропонованого емулятора представлено схемою відповідного алгоритму рисунку 2.

Перший крок - це виконання функції транслітерації російських слів на літери латинського алфавіту з метою коректного визначення відстані В. Левенштейна для слів. Вхідний вектор - рядок, який потрібно транслітерувати. В результаті функція буде повернута транслітеровано.

Другий крок - отримання всього словника з бази даних і його запис в масив, ключем якого буде російське слово, а значенням - транслітерація російського слова завдяки наведеній вище функції транслітерації. Цей етап забезпечує підвищення швидкодії процесу пошуку у словнику за рахунок зміни процедури пошуку, коли спочатку виконується пошук слова у базі даних, а потім його транслітерування.

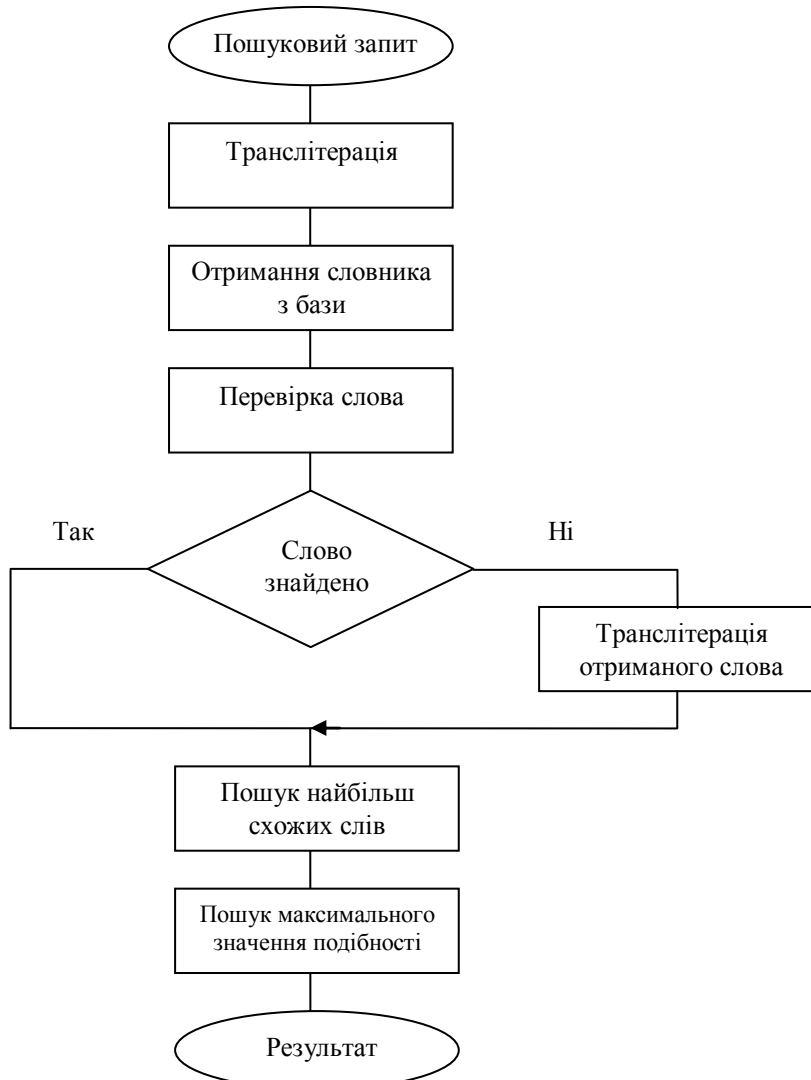


Рис. 1. Схема алгоритму виконання тематичного пошуку емулятором

Третій крок - перевірка введеного слова на наявність його у складеному словнику з транслітераціями. Якщо даного слова не було знайдено у словнику, то проводиться транслітерація отриманого слова. Після цього запускається цикл, який буде вибирати з масиву ті слова, відстань В.Левенштейна між Метафонами яких не буде перевищувати половину Метафону введеного слова (іншими словами, допускається до половини неправильнонаписаних приголосних букв). Серед обраних варіантів, знову обчислюється відстань В.Левенштейна, але не по всьому слову, а з його Метафону. В результаті, слова, які знайдено за умовами тематичного пошуку, записуємо в масив.

Четвертий крок - визначення змінних, де відстань В.Левенштейна буде рівною завідомо великому числу, а схоже слово - завідомо малому числу. Це потрібно для визначення максимального значення «подібності» між шуканим словом і словами в масиві, а також забезпечення мінімальної відстані В.Левенштейна. Після визначення мінімальної відстані В.Левенштейна, виконується пошук максимального значення «подібності» для тих слів, в яких відстань В.Левенштейна буде мінімальною.

П'ятий крок - запуск циклу, який підбере всі слова з найменшою відстанню В.Левенштейна і найбільшим значенням «подібності» одночасно.

Шостий крок - визначення максимального значення «подібності» між «метафонами» шуканого слова і слів у масиві, а також мінімальної відстані В.Левенштейна.

В результаті опрацювання інформації за запропонованим алгоритмом формується масив, який міститиме одне слово, після чого функція В.Левенштейна поверне «правильне» слово, яке зберігається як

ключ у масиві словника.

Таким чином, не зважаючи на потужність слоника, відмінок, рід та час, результат тематичного пошуку буде достатньо точним.

Тематичний пошук, проведений з використанням сучасних засобів, які базуються на класичних алгоритмах, та з використанням запропонованого засобу, який базується на алгоритмі, що враховує відстань В.Левенштейна, має характеристики, подані в таблиці 1.

Таблиця 1

Порівняльні характеристики підходів щодо тематичного пошуку інформації

Назва алгоритму, що лежить в основі засобу Характеристики	Можливий обсяг оброблюваної інформації	Швидкодія (слів за секунду)	Можливість фонетичного аналізу	Кількість операцій що забезпечують результативність пошуку
Метафон	Понад 500 000	500	Так	Не менше 10
Модифікований алгоритм з використанням функції В. Левенштейна	Понад 1 500 000	1000	Так	Не менше 2

Як видно з таблиці 1, врахування відстані В.Левенштейна в алгоритмах тематичного пошуку значно підвищить швидкодію розв'язування задачі, підвищить результативність пошуку у потужних множинах файлів, документах та на Web-сторінках, а, отже, підвищить ефективність тематичного пошуку інформації.

Висновки

Таким чином, застосування функції В.Левенштейна при тематичному пошуку інформації сприятиме підвищенню ефективності такого процесу, а саме, спростить реалізацію такого пошуку, підвищить його швидкодію і точність визначення шуканого слова за визначеною тематикою.

Література

1. Расстояние Левенштейна / - Режим доступу: http://ru.wikipedia.org/wiki/Расстояние_Левенштейна - 04.01.2012 г. - Загл. з екрану.
2. Fuzzy-search-tools / - Режим доступу: <http://code.google.com/p/fuzzy-search-tools/> - 03.01.2012 г. - Загл. з екрану.
3. Fast Text Searching with Agre / - Режим доступу: <http://www.at.php.net/utills/admin-tools/agrep/agrep.ps.1> - 07.01.2012 г. - Загл. з екрану.

References

1. Levenshtein distance / - Mode of access: http://ru.wikipedia.org/wiki/Расстояние_Левенштейна - 04.01.2012 city - Caps. s ekranu.
2. Fuzzy-search-tools / - Mode of access: <http://code.google.com/p/fuzzy-search-tools/> - 03.01.2012 city - Caps. s ekranu.
3. Fast Text Searching with Agre / - Mode of access: <http://www.at.php.net/utills/admin-tools/agrep/agrep.ps.1> - 07.01.2012 city - Caps. s ekranu.

Надійшла до редакції
31.5.2013 р.

**А.Г. ЛОЖКОВСЬКИЙ, Є. Б. КУЛІШ, О.В. ВЕРБАНОВ, В.
М. КОЛЧАР, В.Ю. ГОРДІЄНКО**

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова
Національна комісія, що здійснює державне регулювання у сфері зв'язку та інформатизації

ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ МУЛЬТИСЕРВІСНОЇ МЕРЕЖІ ЗВ'ЯЗКУ ТА АЛГОРИТМ ОПТИМАЛЬНОЇ МАРШРУТИЗАЦІЇ

В статті запропоновано імітаційну модель мультисервісної мережі зв'язку, в якій передбачено імітацію режиму комутації віртуальних каналів та режиму дейтаграм для пакетів даних. Розроблена імітаційна модель дає оцінки характеристик якості обслуговування повідомлень мультисервісної мережі зв'язку які можуть бути використані для розробки оптимального алгоритму маршрутизації та підвищення ефективності його використання.

Ключові слова: імітаційна модель, математичні методи, оптимальна маршрутизація.

A.G. LOSHKOVSKIY, E.B. KULISH, O.V. VERBANOV, V.M. KOLCHAR, V.Y. HORDIENKO

Odesa national academy of telecommunications named after O.S. Popov
National commission for the state regulations of communications and informatization

SIMULATION MODEL OF MULTI-SERVICE NETWORKS AND OPTIMAL ROUTING ALGORITHM

In this paper proposed a simulation model of multiservice communication network, which provides a simulation mode switched virtual circuits and datagram mode for packet data. The developed simulation model allows performance evaluation of service quality posts multiservice networks that can be used to develop the optimal routing algorithm and efficiency of its use.

Математичні підходи теорії телетрафіку дозволяють оцінити методи маршрутизації для мультисервісних мереж зв'язку, знайти чисельні характеристики якості обслуговування і функціонування мережі в цілому і рекомендувати раціональний для заданих умов метод маршрутизації для практичного застосування [1].

При рішенні задачі раціонального вибору маршруту зона пошуку вибирається в основному для умов великого навантаження ($\rho \rightarrow 1$), які є найбільш важко здійснюваними і, отже, найбільш загальними в плані доповнення отриманих результатів [2].

Підхід, використовуваний нижче для отримання чисельних оцінок методу оптимальної маршрутизації і порівняння його з іншими методами, включає:

- розробку імітаційної моделі мультисервісної мережі зв'язку, що дозволяє досліджувати різні методи маршрутизації, з метою отримання вибіркової характеристики якості обслуговування, у тому числі і при великому навантаженні;
- обмеження моделі умовами великого навантаження з відповідним вирашем за часом моделювання;
- розробку раціонального алгоритму вибору оптимальних маршрутів і порівняння його з іншими можливими.

Розробка алгоритму оптимальної маршрутизації вимагає для свого рішення використання методів математичного програмування, широко використовуваних у сучасній практиці [3, 4]. Ефективність методів оптимізації з погляду використання їх для знаходження найкращих маршрутів у мультисервісних мережах зв'язку доцільно оцінювати:

- по числу ітерацій, необхідних для досягнення мінімуму із заданою точністю;
- по обсягу обчислень на кожній ітерації й кількістю розрахунків значень цільової функції;
- по чутливості алгоритму до різного роду обчислювальних погрішностей.

Базова структура імітаційної моделі мультисервісної мережі зв'язку повинна забезпечити імітацію процесів комутації віртуальних каналів, і режиму дейтаграм для пакетів даних.

Згідно з вибраним алгоритмом встановлення з'єднання з «кінця в кінець», тобто від одного кінцевого абонента до іншого, при появі вимоги на встановлення з'єднання від комутаційного центру КЦ_i до комутаційного центру КЦ_j, відповідно до прийнятого методу маршрутизації на *i*-м КЦ визначається вітка шляху першого вибору по наявній на цьому комутаційному центрі матриці маршрутів. За наявності в цій вітці першого вибору вільних каналів один з них займається і по ньому проключається з'єднання до КЦ_j, а у разі зайнятості усіх каналів визначається шлях другого вибору і т.д.

У тому випадку, якщо комутаційний центр КЦ_i не є кінцевим, тобто $i \neq j$ операція повторюється до тих пір, поки не буде досягнутий комутаційний центр КЦ_j, тобто КЦ призначення.

Побудова імітаційної моделі для комутації віртуальних каналів припускає наявність функціональних сегментів, які повинні виконувати:

- генерацію вимоги відповідно до пуасоновського закону розподілу;
- визначення комутаційного центру джерела виклику і комутаційного центру призначення виклику по заданій матриці тяжінь;
- процедуру маршрутизації, яка включає функції ініціалізації і попереднього формування матриць маршрутів і їх корекцію;
- визначення шляху подальшої передачі виклику;
- імітацію заняття і звільнення віртуальних каналів у вітках мережі зв'язку.

Для розробки імітаційних моделей використовувалися мови імітаційного моделювання GPSS PC і Симпас.

Розроблений алгоритм моделі мультисервісної мережі зв'язку представлений на рис. 1 включає два сегменти: моделюючий комутаційний сегмент, сегмент управління часом моделювання і завдання початкових даних.

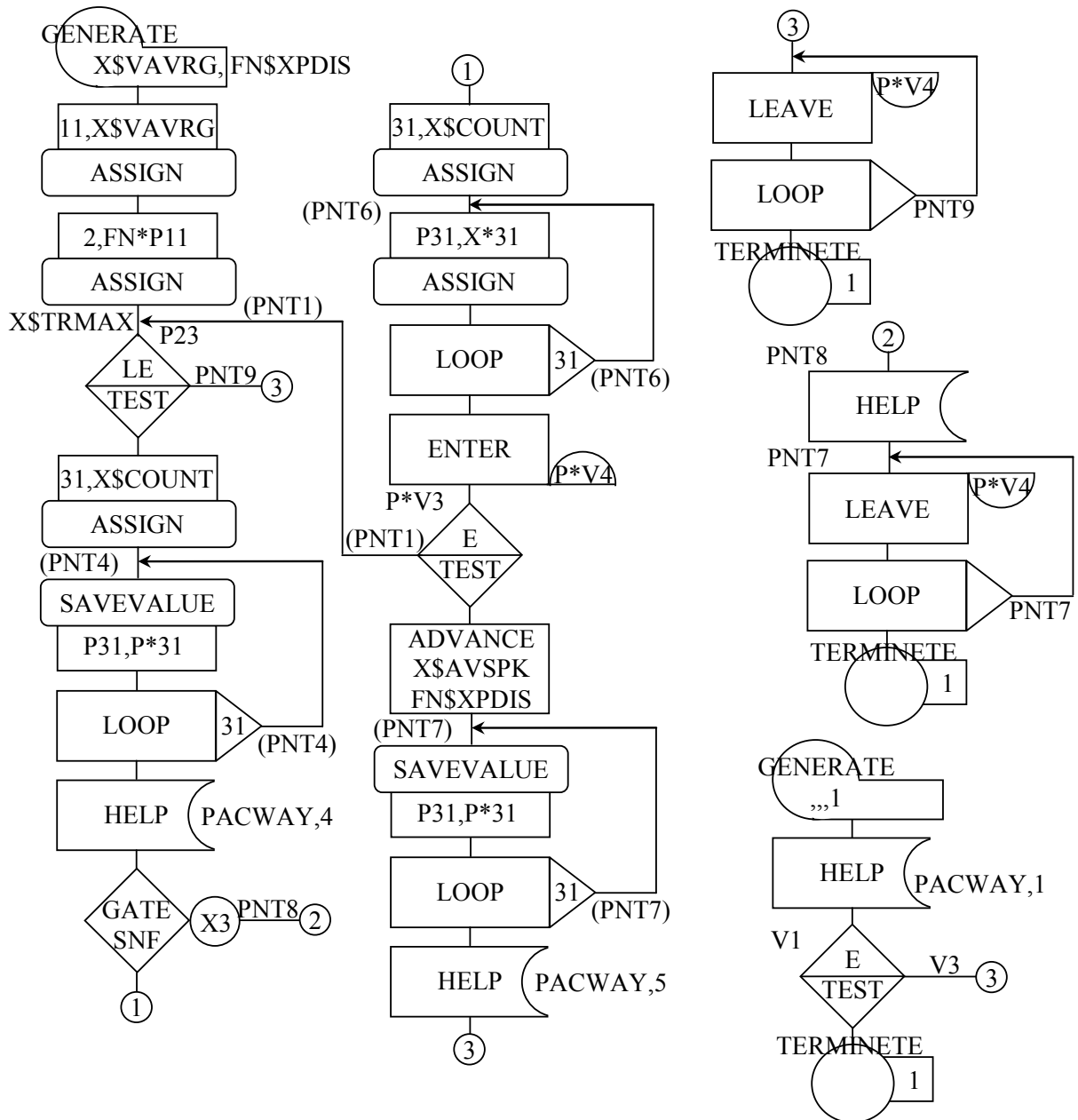


Рис. 1. Алгоритм моделювання мультисервісної мережі зв'язку

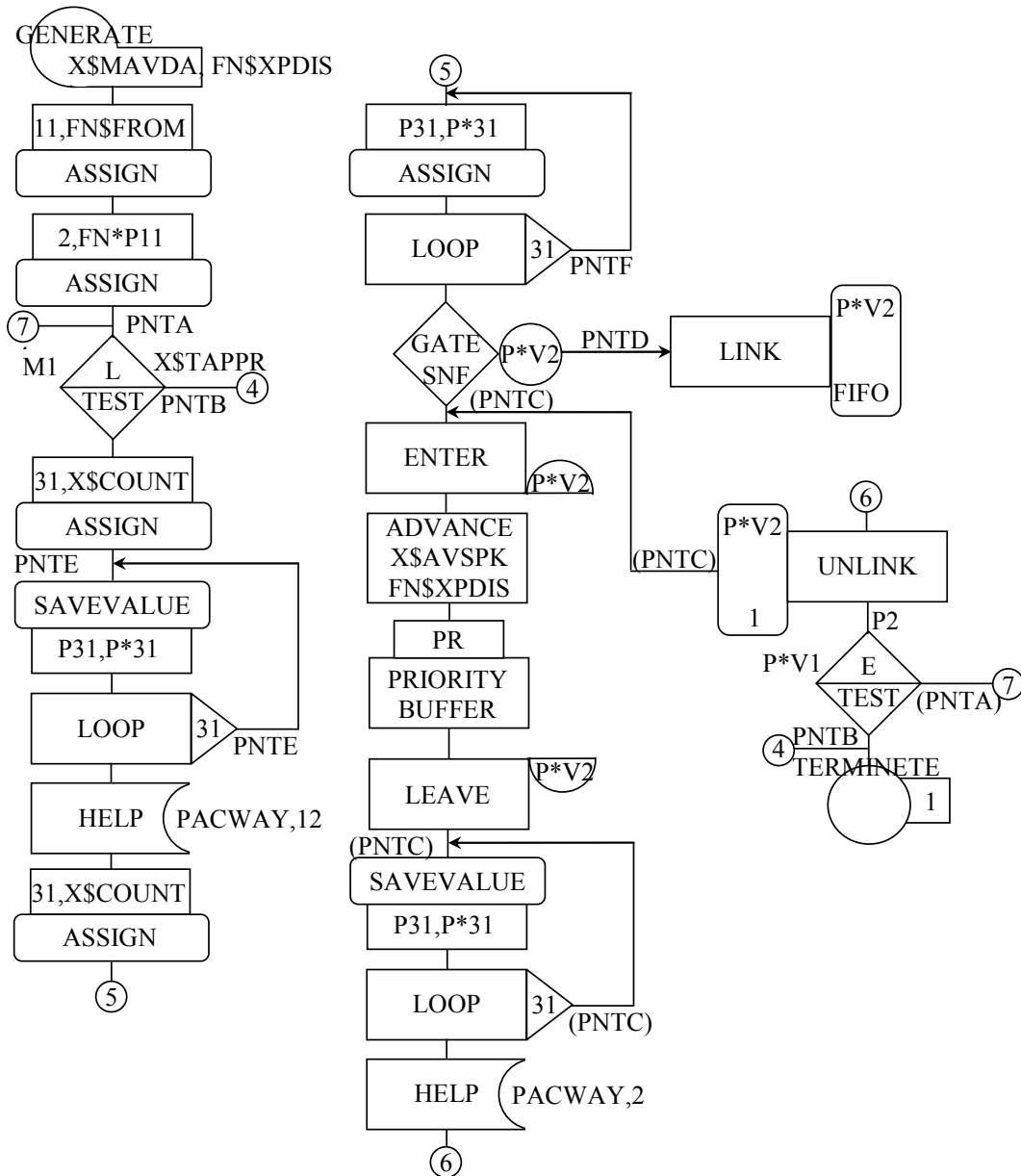


Рис. 1. Алгоритм моделювання мультисервісної мережі зв'язку (закінчення)

Виходячи із цього, а також умов фізичної реалізації нижче аналізуються основні методи оптимізації, окремо для рішення завдань лінійного й нелінійного програмування, з метою використання їх для досягнення оптимальної маршрутизації.

Загальний вид завдання відповідає завданню нелінійного програмування з наступною постановкою.

Знайти мінімум гладкої функції при обмеженнях $g_i(\bar{x}) \leq 0, i = \overline{1, m}, g_i(\bar{x}) = 0, i = \overline{1, p}$, де $g_i(\bar{x}), i = \overline{1, m+p}$ – гладкі функції.

В основі всіх розглянутих нижче методах оптимізації, вирішуючи завдання нелінійного програмування, лежить процес покрокового переходу з однієї точки \bar{x}_k в іншу \bar{x}_{k+1} з монотонним або немонотонним зменшенням цільової функції доти, поки не виконається умова мінімуму.

В обчислювальній практиці основне застосування знайшов принцип вибору напрямку по гіпотезі про поведінку функцій $\Phi(\bar{x})$ в околиці точки \bar{x}_k , тому розглянемо докладніше його основні властивості.

В околиці точки \bar{x} функцію $\Phi(\bar{x})$ звичайно апроксимують виразами:

$$\Phi(\bar{x}) \approx \Phi(\bar{x}^k) + (\alpha^k, \bar{x} - \bar{x}^k) - \text{лінійна апроксимація;}$$

$$\Phi(\bar{x}) \approx \Phi(\bar{x}^k) + (\alpha^k, \bar{x} - \bar{x}^k + 0,5(R^k(x - x^k), (x - x^k))) - \text{квадратична апроксимація,}$$

де α – k -мірний вектор, R_k – матриця $n \times n$.

$$\nabla D(x^*) = \begin{bmatrix} \frac{dD(x^*)}{dx_1} \\ \frac{dD(x^*)}{dx_n} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Якщо функція $\Phi(\vec{x})$ двічі неперервно диференційована, то апроксимацію можна представити як відрізок ряду Тейлора, що містить уже три члени. При цьому $\alpha^k = \nabla\Phi(x^k)$ та $R_k = \nabla^2\Phi(x^k)$.

Відповідно будь-який вектор p для якого $(\alpha^k, p) < 0$ вказує напрямку спуску. По наведених апроксимуючих виразах існують найкращі напрямки. Для обчислення цих напрямків необхідно знати або градієнт функції $\Phi(\vec{x})$ в точках \vec{x}^k , або градієнт і обернену матрицю Гессе в цих точках, відповідно на кожній ітерації виконувати більшу обчислювальну роботу. Прагнення зменшити обсяг обчислень при збереженні швидкості збіжності привело до розробки великої кількості методів, що відрізняються способами обчислення вектора \vec{p} .

Те ж завдання – скорочення обсягу обчислень – стимулювали розробку різних варіантів обчислення кроку α^k .

Розглянемо найпоширеніші з них, які необхідні в подальшому при викладі конкретних методів мінімізації:

1. Крок α^k приймається рівним const, але вибирається так, щоб забезпечити виконання умови $\Phi(x^{k+1}) < \Phi(x^k)$. Якщо на деякій ітерації умова порушується, ітераційний процес припиняється, α^k змінюється й обчислення відновляються. Даний спосіб ручного регулювання кроку використовується при початковому дослідженні завдання, або коли поведінка $\Phi(\vec{x})$ добре відома.

2. Крок знаходиться з умови мінімуму функції $\Phi(\vec{x})$ в напрямку руху, тобто в якості α^k вибирається точка мінімуму функції однієї змінної $\phi(\alpha) = \Phi(x^k + \alpha x^k)$.

Процедура одномірної мінімізації складається із двох частин – спочатку знаходиться область локалізації мінімуму, а потім точка мінімуму знаходиться із заданою точністю.

Для знаходження точки мінімуму на відрізку із заданою точністю використовуються методи половинного розподілу відрізка (дихотомії), Фібоначчі, золотого розрізу послідовної інтерполяції й ін. [1,2].

Вибирається довільне значення α й визначається точка $x = x^k + \alpha p^k$. Перевіряється виконання умови

$$\Phi(x) - \Phi(x^k) \leq \alpha \varepsilon (\nabla\Phi(x^k), p^k), \quad (2)$$

де $0 < \varepsilon < 1$ – довільно обрана константа. Якщо умова виконується, то покладається $\alpha^k = \alpha$. Якщо ж умова не виконується, то α дробиться шляхом множення на число $l < 1$ і перевірка повторюється доти, поки умова не виконується, після чого пропонується $\alpha^k = \alpha$ [3].

3. Крок α^k вибирається з умови,

$$\alpha^k (1 - \varepsilon) (\nabla\Phi(x), p^k) \leq \Phi(x^k + \alpha_k p^k) - \Phi(x^k) \leq \alpha^k \varepsilon (\nabla\Phi(x^k), p^k), \quad (3)$$

де $0 < \varepsilon < 0,5$. Звичайно приймають $\varepsilon = 0,4$.

Цей спосіб дає верхню й нижню оцінки величини α^k , тоді як попередній тільки верхню оцінку.

Процес вибору α^k є лінійний пошук або лінійна (одномірна) мінімізація. Процедури обчислення α^k тісно пов'язані з обчисленням значень цільової функції. Таких обчислень необхідно мати якомога менше, оскільки саме вони віднімають значну частку машинного часу.

Далі розглянемо методи, призначені для розв'язання задачі мінімізації функції $\Phi(x)$, за умови, що $G = E^n$, тобто припустима область є n -мірним евклідовим простором. Нехай $x^k \in E^n$ – деяка точка, що не є точкою мінімуму. У точці x^k існує нескінченно багато напрямків спуску \vec{p} , що задовольняють умові $(\nabla\Phi(x^k), p^k) < 0$, тобто являються напрямками спуску.

Для побудови методу, ефективного в швидкості збіжності, простіше всього вибрати такий напрямку \vec{p}^k , впродовж якого функція зменшується швидше всього. Таким вектором є $p^k = -\nabla\Phi(x^k)$. Ітераційний процес, у якому вектор спуску збігається з антиградієнтом, реалізує градієнтний метод або метод найшвидшого спуску. У координатній формі схема обчислень записується наступним чином:

$$x_i^{k+1} = x_i^k - \alpha^k \frac{d\Phi(x^k)}{dx_i} \quad i = \overline{1, n}. \quad (4)$$

Різні варіанти методу визначаються способами вибору кроку α^k . Цей метод широко розповсюджений завдяки своїй простоті та можливості використання для широкого класу функцій.

У градієнтному методі для визначення напрямку спуска використовується лише лінійний член з розкладання функції в ряд Тейлора. Якщо буде потреба уточнення напрямку якнайшвидшого спуска, відповідно, для підвищення швидкості збіжності необхідно поліпшити апроксимацію функції $\Phi(x)$.

Це вирішується методами, що використовують другу похідну, які розглянуті нижче.

Метод, заснований на схемі

$$x^{k+1} = x^k - \alpha^k \left(\nabla^2 \Phi(x^k) \right)^{-1} \nabla \Phi(x^k). \quad (5)$$

визначає метод Ньютона (Ньютона-Рафсона).

Для звичайного методу Ньютона $\alpha^k = 1$. Вибір кроку для узагальненого методу вибирається звичайно по способу 3, причому початкове значення α^k завжди береться рівним одиниці.

Даний метод може бути реалізований ще й у наступному виді

$$\nabla^2 \Phi(x^k) p^k = -\nabla \Phi(x^k), \quad x^{k+1} = x^k + \alpha^k \cdot p^k, \quad (6)$$

тобто для визначення вектора p^k можна вирішувати систему лінійних рівнянь замість того, щоб обернути матрицю $\nabla^2 \Phi(x^k)$.

Узагальнений метод Ньютона є найбільш ефективним у змісті швидкості збіжності серед відомих методів оптимізації.

Однак у багатьох випадках застосування узагальненого методу Ньютона викликає труднощі, пов'язані з більшим обсягом робіт по розрахунку других похідних цільової функції. У практичних завданнях рідко вдається одержати аналітичні вирази других похідних, а застосування кінцеворізнисних формул вимагає великої кількості розрахунків значень цільової функції та сполучено з виникненням похибки.

Внаслідок викладених обставин і з метою зменшення обсягу обчислень розроблений клас методів, близьких по швидкості збіжності до узагальненого методу Ньютона, але не використовуючи другі похідні, мінімізованої функції.

Такі методи відомі в літературі як методи сполучених (сопряжених) напрямків, методи зі змінною метрикою та методи двоїстих напрямків.

У методах цього типу використовується ітераційна схема

$$x^{k+1} = x^k - \alpha^k H_k \nabla \Phi(x^k), \quad (7)$$

де H_k – деяка квадратна матриця $n \times n$.

Для побудови H_k часто використовують так звані сполучені напрямки, за допомогою яких можна мінімізувати квадратичну форму за кінцеве число ітерацій, на відміну від безкінечного числа операцій при градієнтному методі. Побудова сполучених векторів здійснюється по рекурентним формулам. Різні рекурентні формули приводять до різних способів побудови матриці H_k . Розглянемо основні обчислювальні схеми.

Нехай x_i – початкове наближення до рішення, а H_i – довільна позитивно визначена матриця. В якості першого напрямку виберемо $p_i = -H_i \nabla \Phi(x_i)$, здійснимо уздовж нього спуск із вибором кроку по способу 2 та отримаємо

$$x^{i+1} = x^i - \alpha_i H_i \nabla \Phi(x_i). \quad (8)$$

Позначимо $\sigma_i = \alpha_i H_i \nabla \Phi(x_i)$ та $y_i = \nabla \Phi(x^{i+1}) - \nabla \Phi(x^i)$.

Пошук α_i з умови мінімуму функції $\Phi(x)$ впродовж напрямку p_i повинен здійснюватися з високою точністю, тому що цим визначається точність вибору подальших напрямків.

В якості наступних напрямків вибираються такі p_i , у яких матриця H_i будується по будь якій з наступних рекурентних формул (кожна формула визначає метод):

1. Давидон, Флетчер, Пауел

$$H_{i+1} = H_i + \frac{\sigma^i (\sigma^i)^t}{(\sigma^i)^t y^i} + \frac{H_i y^i (y^i)^t H_i}{(y^i)^t H_i y^i}. \quad (9)$$

2. Маккормик

$$H_{i+1} = H_i + \frac{(\sigma^i - H_i y^i)(\sigma^i)}{(\sigma^i)^t y^i}. \quad (10)$$

3. Гольдфарб

$$H_{i+1} = H_i + \frac{1}{(y^i)^t \sigma^i} \left[-\sigma^i (y^i)^t H_i - H_i y^i (\sigma^i)^t + \left(1 + \frac{(y^i)^t H_i y^i}{(y^i)^t \sigma^i} \right) \sigma^i (\sigma^i)^t \right]. \quad (11)$$

Наведені схеми відпрацьовані краще інших і частіше використовуються на практиці.

Зазначені методи вимагають зберігання в пам'яті машини всієї матриці H_i ; при вирішенні задач високої розмірності це може створити певні труднощі. Більше зручним у цьому змісті є метод сполучних градієнтів Флетчера та Рівса. У ньому передбачається на початковій ітерації

$$p^i = -\nabla \Phi(x^i), \quad (12)$$

а на наступних ітераціях

$$p^{i+1} = -\nabla \Phi(x^{i+1}) + p^i \frac{\|\nabla \Phi(x^{i+1})\|^2}{\|\nabla \Phi(x^i)\|^2}. \quad (13)$$

Всі розглянуті методи сполучених напрямків мінімізують квадратичну функцію не більш ніж за n кроків. Квадратична функція добре апроксимує довільну гладку функцію, і тому швидкість збіжності описаних методів сполучених напрямків також висока при мінімізації довільних функцій. Якщо функція, яка мінімізується, суворо опукла, то швидкість збіжності надлінійна.

Основна обчислювальна робота в розглянутих методах витрачається на пошук кроку α^k з високою точністю, однак відомі методи, дозволяють обійти це обмеження. Зокрема, як було показано, для визначення напрямку спуска використовується перша й друга похідні цільової функції. Однак у певних умовах обчислення похідних ускладнене або зовсім неможливе.

Для подібних випадків розглянемо методи мінімізації без розрахунків похідних[4].

Найпростішим з методів мінімізації без розрахунків похідних є метод Гауса-Зайделя (покоординатного циклічного спуска). Обчислювальна схема будується наступним чином. У точці початкового наближення фіксуються всі компоненти вектора x , крім i -ї. По ній і здійснюється спуск; тобто здійснюється мінімізація уздовж i -ї координати. Для знайденої точки x^i фіксуються всі компоненти, крім $(i+1)$ -ї та процес повторюється. Пошук мінімуму здійснюється уздовж координатних вісей. Достоїнством методу є його простота. Однак швидкість збіжності невелика, більше того, можливі зупинки в точках, що не є локальними мінімумами. Найпоширеніші методи мінімізації, що не використовують похідних описані в [5].

Для розв'язання задач мінімізації з обмеженнями є дві групи ітераційних методів:

- а) методи умовної мінімізації;
- б) методи безумовної мінімізації.

Розглянемо суть методів першої групи. Якщо точка x^k знаходиться всередині допустимої області G , то пошук мінімуму ведеться без обліку обмежуючих умов за допомогою описаних вище процесів. Особливості методів умовної оптимізації проявляються, коли точка x^k попадає на границю. У цьому випадку, або відшукується можливий напрямок руху усередину області або по її границі, на якому відбувається подальша мінімізація цільової функції, або робиться крок мінімізації, який виводить із допустимої множини G , та після цього повертається в G , таким чином щоб втрати ефекту мінімізації були мінімальні.

Операцію повернення в допустиму область називають проектування на G , а відповідну розрахункову процедуру – операцією проектування.

Дані процедури визначають методи умовної мінімізації гладких функцій з обмеженнями, основними з яких є:

- проєкційний метод сполучених градієнтів (для рішення завдання квадратичного програмування);
- метод проєкції градієнта (для опуклої функції з лінійними обмеженнями);
- метод узагальненого наведеного градієнта;
- метод можливих напрямків.

До методів групи δ , тобто безумовної мінімізації відносяться методи штрафних функцій:

- метод внутрішньої точки;
- метод зовнішньої точки;
- комбінований метод.

У випадку, коли в умові завдання оптимальної маршрутизації мають місце лінійні обмеження, ефективним методом рішення є метод проєкції градієнта, при цьому у формі проєкційних можуть використовуватися різні методи безумовної оптимізації, розглянуті раніше, якщо існують нелінійні

обмеження гарні результати дають метод узагальненого наведеного градієнта й метод можливих напрямків.

З метою збільшення швидкості збіжності використовуються ньютонівські та квазіньютонівські методи.

Методи штрафних функцій здійснюють перетворення умовної оптимізаційної задачі в безумовну звичайно на двох прийомах: за допомогою функції Лагранжа та за допомогою власних штрафних функцій [6].

У першому випадку завдання мінімізації $\Phi(x)$ при обмеженнях $g_i(x) \leq 0, i = \overline{1, m}$, зводиться до пошуку екстремальної точки функції

$$L(x, \lambda) = \Phi(x) + \sum_{i=1}^m \lambda_i g_i(x), x \in E^n, \lambda \in E^m. \quad (14)$$

Методи штрафних функцій зручні тим, що структура обмежень не відіграє принципової ролі при вирішенні задачі мінімізації. Крім того, вони можуть починати роботу із точки, що не є припустима для множини G . Однак за допомогою даних методів важко отримати рішення з високою точністю, що вимагає застосування комбінацій із проєкційними методами.

У висновках слід зазначити, що проведений аналіз математичних методів оптимізації дає теоретичні передумови по використанню їх при оптимальній маршрутизації. Вибір того або іншого методу залежить від обмежень заданих при постановці задачі та у підсумку які відображуються в лінійному або нелінійному виді обмежувальних функцій.

Суттєвим моментом імітаційного експерименту, окрім побудови моделі, яка адекватно відображає поведінку модельованої системи, являється планування експерименту з метою отримання обробки статистичних результатів.

Важливою перевагою розглянутої процедури визначення допустимих інтервалів є можливість знаходження останніх за один прогін моделі без необхідності використання додаткової пам'яті для накопичення вхідних даних.

Розроблений алгоритм моделювання має достатню універсальність при дослідженні методів маршрутизації в мультисервісних мережах зв'язку з використанням рухомої межі в кадрі.

Література

1. Ложковський А.Г. Теория массового обслуживания в телекоммуникациях / А.Г. Ложковський. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2012. – 112с.
2. Степанов С.Н. Основы телетрафика мультисервисных сетей / С.Н. Степанов. – М.: Эко-Трендз. – 2010. – 392 с.: ил.
3. Кулиш Е.Б. Разработка имитационных моделей центров коммутации мультисервисных сетей / Е.Б. Кулиш. – Друга міжнародна науково-практична конференція молодих вчених «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє», ОНАЗ ім. О.С.Попова. – Одеса, 11-12 жовтня 2012 р.
4. Химельблау Д. Прикладное нелинейное программирование / Д. Химельблау. : Пер. с англ. – М.: Мир, 1975. – 536с.
5. Минц М. Математическое программирование / М. Минц : Пер.с фр. – М: Наука, 1990. – 488с.
6. Бертсекас Д. Условная оптимизация и методы множителей Лагранжа / Д. Бертсекас: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987. – 400с.

Надійшла до редакції
30.5.2013 р.

УДК 621.32

О.О. СЕМЕНОВА, А.О. СЕМЕНОВ

Вінницький національний технічний університет

ВИКОРИСТАННЯ ФАЗИ-КОНТРОЛЕРА ДЛЯ МАРШРУТИЗАЦІЇ ПАКЕТІВ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖАХ

У статті розроблено фазі-контролер, який дозволяє обирати оптимальний шлях. Такий фазі-контролер пропонується використовувати для підвищення ефективності маршрутизації пакетів у телекомунікаційних мережах.

In the article a fuzzy-controller to choose the optimal path has been developed. The fuzzy-controller is proposed to be used for packet routing efficiency increasing in communicational networks.

Вступ

Як відомо, у сучасних телекомунікаційних мережах пакети даних можуть надходити від джерела до одержувача різними шляхами. Тому постає проблема пошуку найкращого шляху. Одним із способів вирішення такої проблеми є використання принципів нечіткого керування [1].

Метою роботи є обґрунтування доцільності використання фазі-контролера для маршрутизації пакетів у телекомунікаційних мережах різних стандартів. Для досягнення поставленої мети потрібно

вирішити такі задачі: 1) розробити фазі-контролер та виконати аналітичний опис функцій належності для множин термів; 2) розробити базу правил фазі-контролера на основі експертних знань; 4) провести моделювання роботи розробленого фазі контролера.

Розробка фазі-контролера

Для обрання найкращого із доступних шляхів введемо поняття рейтингу шляху [2].

Рейтинг шляху залежить від кількості переходів між транзитними вузлами мережі. Чим більше переходів, тим, відповідно, менший рейтинг шляху.

Також рейтинг шляху залежить від завантаженості буфера сервера (у відсотках). Чим більше завантажено буфер, тим менше рейтинг шляху.

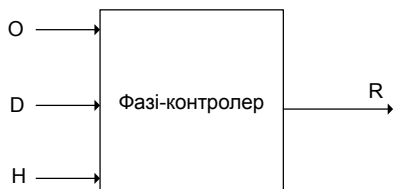


Рис. 1. Фазі-контролер доступу

Окрім того, на рейтинг шляху впливає затримка сигналу (вимірюється у мікросекундах). Чим більшою буде сумарна затримка поширення сигналу на даному шляху, тим, відповідно, нижчим буде рейтинг шляху.

Розроблений фазі-контролер має три вхідні змінні: завантаженість буфера O , сумарна затримка D , кількість переходів H , а його вихідної змінною є рейтинг шляху R (рис. 1).

Спочатку визначимо терми та функції належності для вхідних лінгвістичних величин. Для опису завантаженості буфера O використовуються терми «низька», «середня» та «висока». Таким чином, множина значень для завантаженості буфера O є такою:

$$T(O) = \{Низька (L), Середня (M), Висока (H)\}.$$

Функції належності для множини термів $T(O)$ зображені на рис. 2.

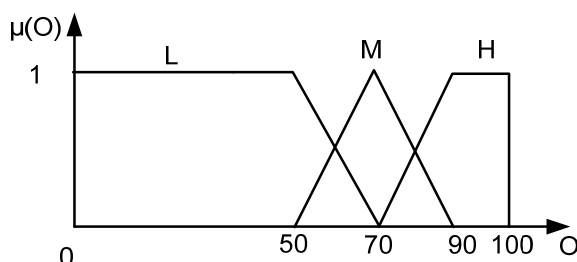


Рис. 2. Функції належності для величини завантаженості буфера

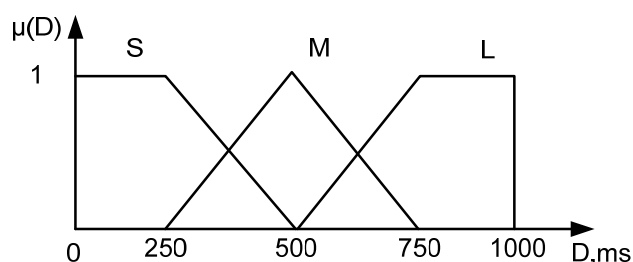


Рис. 3. Функції належності для величини затримки

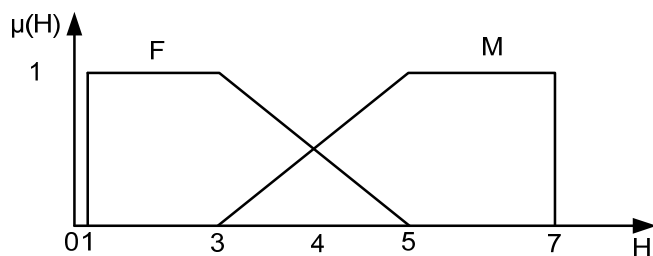


Рис. 4. Функції належності для величини кількості переходів

Для опису кількості переходів H використовуються терми "мало" та "багато". Таким чином, множина значень для кількості переходів H є такою:

$$T(H) = \{Мало (F), Багато (M)\}.$$

Функції належності для множини термів $T(H)$ наведені на рис. 4.

Тепер визначимо терми та функції належності для вихідної лінгвістичної змінної рейтингу шляху. Множина значень для рейтингу шляху є такою:

$$T(O) = \{найнижчий (ML), дуже низький (VL), низький (L), середній (M), високий (H), дуже високий (VH), найвищий (MH)\}.$$

Функції належності для множини термів $T(R)$ наведені на рис. 5.

Фазі-контролер доступу є контролером типу Мамдані, використовує метод інференції «максимум-мінімум» для здійснення логічного висновку, оскільки він розроблений для роботи у масштабі реального часу. Для дефазіфікації використовується метод Цукамото [3].

База правил створюється на основі експертних знань і складається з вісімнадцяти правил (табл. 1).

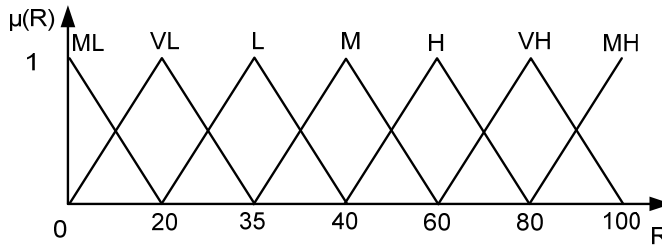


Рис. 5. Функції належності для величини рейтингу

Таблиця 1

База правил фазі-контролера

Номер правила	Вхідні величини			Вихідна величина
	Завантаженість буфера	Сумарна затримка	Кількість переходів	Рейтинг шляху
1	низька	мала	мало	найвищий
2	низька	мала	багато	дуже високий
3	низька	середня	мало	дуже високий
4	низька	середня	багато	високий
5	низька	велика	мало	високий
6	низька	велика	багато	високий
7	середня	мала	мало	високий
8	середня	мала	багато	середній
9	середня	середня	мало	середній
10	середня	середня	багато	середній
11	середня	велика	мало	середній
12	середня	велика	багато	низький
13	висока	мала	мало	низький
14	висока	мала	багато	низький
15	висока	середня	мало	низький
16	висока	середня	багато	дуже низький
17	висока	велика	мало	дуже низький
18	висока	велика	багато	найнижчий

Моделювання фазі-контролера

Для моделювання роботи розробленого фазі-контролера використано програму Matlab 6.5. Вигляд фазі-контролера у програмі Matlab 6.5 подано на рис. 6. Маємо три вхідні величини і одну вихідну.

Спочатку задаємо функції належності для величини завантаженість буфера (рис. 7). Потім задаємо функції належності для величини сумарної затримки (рис. 8). Тепер задаємо функції належності для величини кількості переходів (рис. 9).

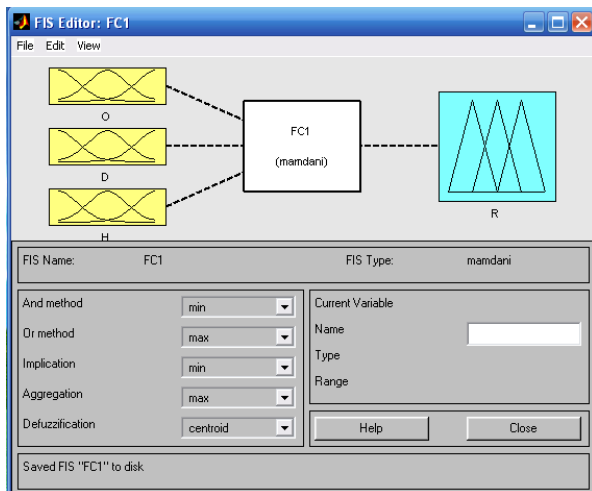


Рис. 6. Вигляд фазі-контролера у програмі Matlab 6.5

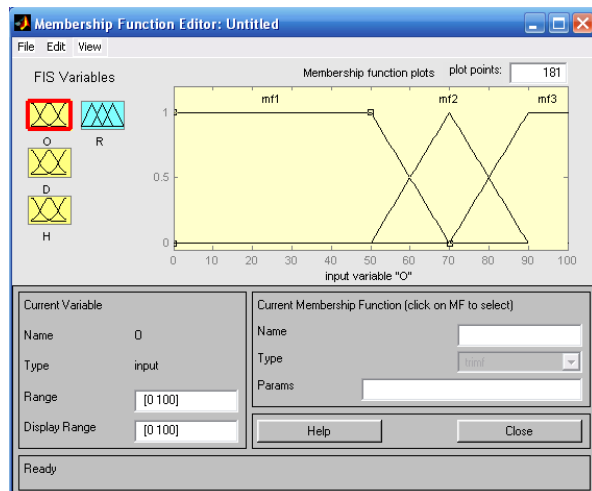


Рис. 7. Функції належності для величини завантаженість буфера

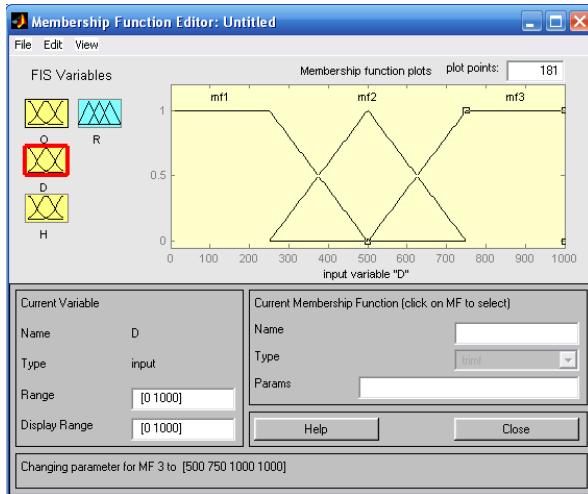


Рис. 8. Функції належності для величини сумарної затримки

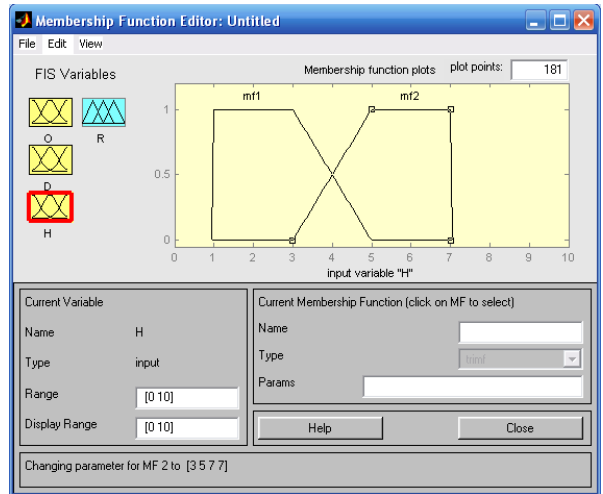


Рис. 9. Функції належності для величини кількості переходів

На рис. 10 подано вигляд функцій належності для вихідної величини – рейтингу шляху. Задаємо базу правил – рис. 11.

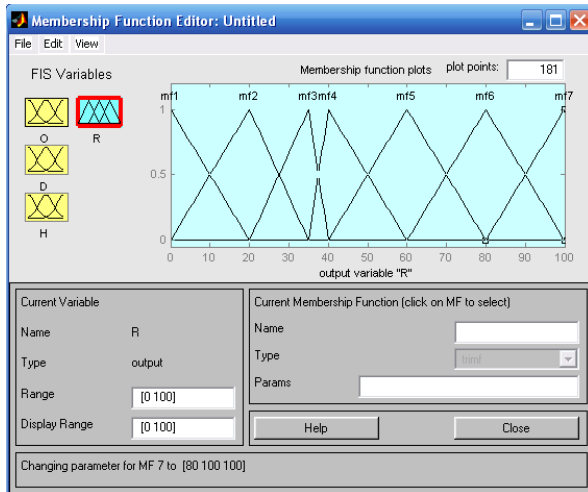


Рис. 10. Функції належності для величини рейтингу шляху

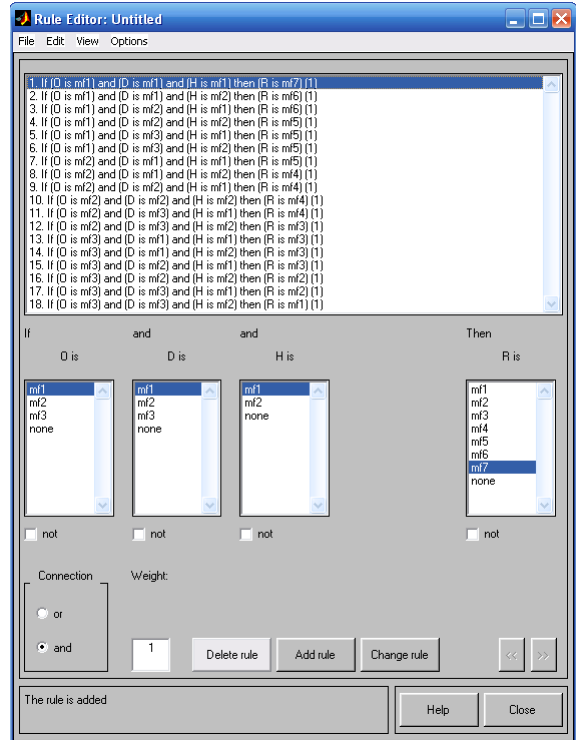


Рис. 11. База правил для фазі-контролера

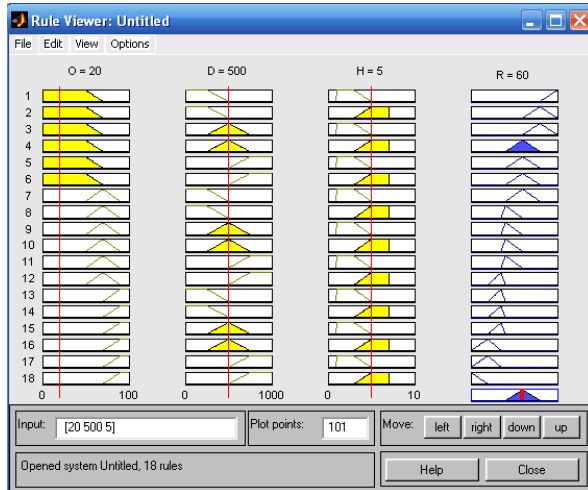


Рис. 12. Моделювання роботи фазі-контролера (перший випадок)

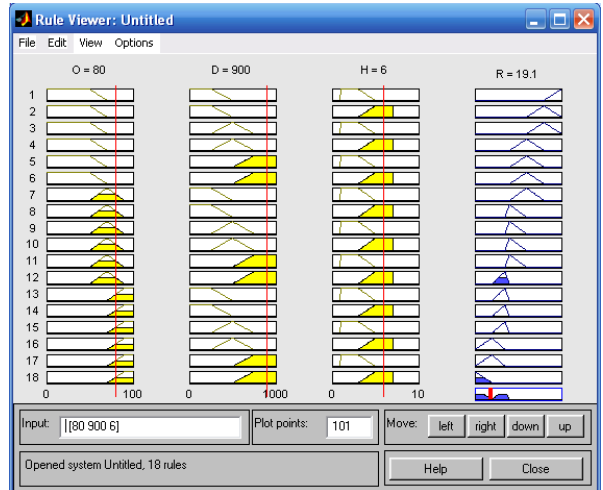


Рис. 13. Моделювання роботи фазі-контролера (другий випадок)

Тепер змодельюємо функціонування фазі-контролера. Задаємо значення вхідних величин: завантаженість буфера $O = 20\%$, сумарна затримка $D = 500$ мкс, кількість переходів $H = 5$. Проведене моделювання видає рейтинг даного шляху як 60% (рис. 12).

Задаємо значення вхідних величин: завантаженість буфера $O = 80\%$, сумарна затримка $D = 900$ мкс, кількість переходів $H = 6$. Проведене моделювання видає рейтинг даного шляху як $19,1\%$ (рис. 13).

Задаємо значення вхідних величин: завантаженість буфера $O = 30\%$, сумарна затримка $D = 100$ мкс, кількість переходів $H = 2$. Проведене моделювання видає рейтинг даного шляху як $93,7\%$ (рис. 14).

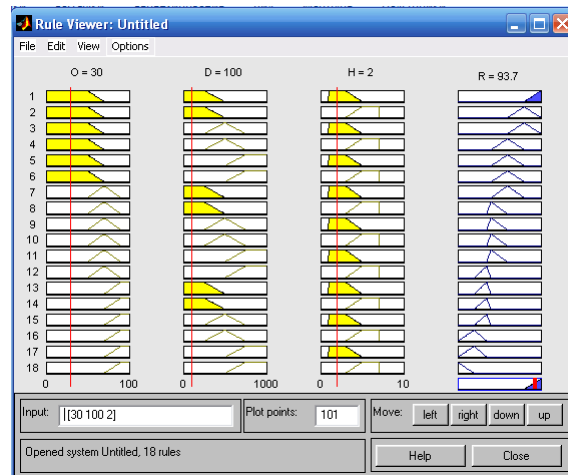


Рис. 14. Моделювання роботи фазі-контролера (третій випадок)

Висновки

Розроблено фазі-контролер для маршрутизації пакетів у телекомунікаційних мережах. Проведено моделювання його роботи та показано підвищення ефективності маршрутизації пакетів у телекомунікаційних мережах.

Література

1. Семенова О. О. Фазі-контролер трафіка для телекомунікаційних мереж / О. О. Семенова, О. О. Войцеховська // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2007. – № 2. – С. 128-131.
2. Fuzzy cost based multipath routing for mobile ad-hoc networks [Електронний ресурс] / Naga Raju, S. Rmachandram // Journal of Theoretical and Applied Information Technology, – 2008. – Р 319-326. – Режим доступу: <http://http://www.jatit.org/volumes/research-papers/Vol4No4/6vol4no4.pdf>.
3. Robert Fullér. On fuzzy reasoning schemes / Robert Fullér // The State of the Art of Information Systems Applications in 2007, TUCS General Publications, Vol. 16, Turku Centre for Computer Science, Åbo, 1999. – Р. 85– 112.

Надійшла до редакції
16.5.2013 р.

СТРУКТУРНА ІДЕНТИФІКАЦІЯ ІНТЕРВАЛЬНОЇ МОДЕЛІ ПРОЦЕСУ СУШІННЯ ГІПСОКАРТОНУ

В статті розглянуто задачу побудови математичної моделі процесу сушіння гіпсокартону. Запропоновано використати макромодель у вигляді інтервального різницевого оператора (ІРО). Для побудови ІРО на основі інтервальних даних розв'язано задачі структурної та параметричної ідентифікації.

Ключові слова: структурна ідентифікація, інтервальный різницевий оператор, розподіл вологості на листі гіпсокартону.

N. P. OCHERETNYUK, M. P. DYVAK

Ternopil national economic university

STRUCTURE IDENTIFICATION OF INTERVAL MODEL FOR THE DRYING PROCESS OF DRYWALL

The article considers the problem of building the mathematical model of drying process of drywall. A macromodel used in the form of interval difference operator (IDO). For construction of IDO, which is based on interval data, the problems of structure and parametric identification are solved.

Keywords: structure identification, interval difference operator, the distribution of moisture on a sheet of drywall.

Вступ

У ході виробництва гіпсокартону постає задача забезпечення якості продукції та управління процесами, основним із яких є контроль розподілу вологості на завершальній стадії сушіння. Для розв'язування цієї задачі необхідно побудувати математичну модель розподілу вологості на поверхні листа гіпсокартону в залежності від технологічних чинників. У такому випадку зазвичай використовують диференціальні рівняння в частинних похідних, для побудови яких необхідний детальний опис середовища, у якому відбуваються процеси зміни вологості. За цих умов, взамін використання диференціальних рівнянь з подальшою їх дискретизацією, доцільно використати різницеві схеми, ідентифікацію (налаштування) яких можна провести із використанням експериментальних даних [1].

Зважаючи на вищезазначене, доцільно будувати математичну модель розподілу вологості на листі гіпсокартону, властиву для серійного виробництва продукції, із використанням стохастичного, або теоретико-множинного підходів. Як відомо, основною особливістю зазначених підходів є постулат: чим менш точні дані, тим простіша має бути модель. У праці [1] розглянуто задачу параметричної ідентифікації зазначеної макромоделі, однак запропонований у цій праці підхід побудований на недостатньо обґрунтованому виборі структури моделі, а саме виходячи тільки з фізичних міркувань. У кінцевому результаті це призводить до ускладнення моделі у вигляді різницевого оператора. Тому метою даної праці є побудова математичної моделі процесу сушіння гіпсокартону спираючись на строго формалізований процес структурної ідентифікації.

Постановка задачі

Зважаючи на те, що розподіл вологості на поверхні листа гіпсокартону можна відтворити за допомогою диференціальних рівнянь в частинних похідних, будемо шукати макромодель зазначеного об'єкта у вигляді деякого дискретного аналога цих рівнянь, який у науковій літературі називають різницевим оператором (РО). Макромодель розподілу вологості на листі гіпсокартону представимо у вигляді лінійного РО:

$$v_{i,j,k} = \vec{f}^T(v_{0,0,0}, \dots, v_{0,0,k-1}, v_{i-1,0,0}, \dots, v_{0,j-1,0}, \dots, v_{0,j-1,k-1}, u_{1,0}, \dots, u_{1,k}, u_{2,0}, \dots, u_{2,k}) \cdot \vec{g} \quad (1)$$

$$i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad k = 1, \dots, K,$$

де $\vec{f}^T(\bullet)$ - вектор невідомих базисних функцій, що задає структуру РО; $v_{i,j,k}$ - відносна вологість в точці з дискретними координатами i, j на поверхні листа гіпсокартону та в k - тий момент часу; $u_{1,k}$ - температура в сушильній камері в k - тий момент часу; $u_{2,k}$ - швидкість переміщення листа в сушильній камері в k - тий момент часу; \vec{g} - вектор невідомих параметрів різницевого оператора.

Слід зазначити, що загальний вигляд РО (1) отримуватимемо не шляхом дискретизації деяких диференціальних рівнянь в частинних похідних, а на основі аналізу експериментальних даних, які представлено в інтервальному вигляді [1] та отримано для декількох листів або для обмеженої кількості K_0

часових дискрет за умов різних значень чинників технологічного процесу. При цьому вектор оцінок $\widehat{\vec{g}}$ параметрів \vec{g} та вектор базисних функцій $\vec{f}^T(\bullet)$ у різницевому операторі (1) отримуватимемо із умови забезпечення заданої точності моделі у межах допустимого розподілу відносної вологості та похибок вимірювальних пристроїв:

$$[\widehat{v}_{i,j,k}] \in [z_{i,j,k}^-; z_{i,j,k}^+], \quad i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad k = 1, \dots, K_0, \quad (2)$$

де $[z_{i,j,k}^-; z_{i,j,k}^+]$ - інтервал допустимих значень відносної вологості в точці з дискретними координатами i, j на поверхні листа гіпсокартону та в k - тий момент часу; $[\widehat{v}_{i,j,k}]$ - інтервальні оцінки прогнозованого значення відносної вологості, які обчислюватимемо на основі такої різницевої схеми:

$$[\widehat{v}_{i,j,k}] = [\widehat{v}_{i,j,k}^-; \widehat{v}_{i,j,k}^+] = \vec{f}^T([\widehat{v}_{0,0,0}], \dots, [\widehat{v}_{i-1,0,0}], \dots, [\widehat{v}_{0,j-1,0}], \dots, [\widehat{v}_{i-1,j-1,k-1}], \vec{u}_{i,j,0}, \dots, \vec{u}_{i,j,k}) \cdot \widehat{\vec{g}}, \quad i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad k = 1, \dots, K. \quad (3)$$

Оскільки, усі обчислення у різницевої схемі (3) необхідно проводити із застосуванням правил інтервальної арифметики, то різницевий оператор (3) будемо називати інтервальним різницевим оператором (ІРО) [1].

Складність задачі налаштування різницевої схеми (3) полягає в тому, що невідомими є не тільки параметри, але і її загальний вигляд, тобто структура.

Позначимо за λ_s поточну структуру ІРО. Задача структурної ідентифікації полягає у пошуку структури λ_s ІРО у вигляді (3) із умов (2), щоб забезпечити належність інтервальних оцінок прогнозованого значення відносної вологості до інтервалів допустимих значень відносної вологості на множині усіх точок. Варто зазначити, що параметрична ідентифікація, в даному випадку є етапом структурної ідентифікації. Як відомо, у випадку інтервальних даних цей етап полягає у формуванні деякого вектора базисних функцій (поточної структури λ_s ІРО) і знаходженні оцінок параметрів ІРО у спосіб розв'язування інтервальної системи нелінійних алгебричних рівнянь (ІСНАР) [1].

Якість поточної структури ІРО оцінюватимемо значенням показника $\delta(\lambda_s)$, який кількісно визначає наближеність поточної структури до задовільної в сенсі забезпечення умов (2). Значення зазначеного показника обчислюватимемо із таких виразів:

$$\delta(\lambda_s) = \max_{i=1..I, j=1..J, k=1..K_0} \{mid([\widehat{v}_{i,j,k}(\lambda_s)]) - mid([z_{i,j,k}])\}, \quad (4)$$

якщо $[\widehat{v}_{i,j,k}(\lambda_s)] \cap [z_{i,j,k}] = \emptyset \exists i = 1, \dots, I, \exists j = 1, \dots, J, \exists k = 1 \dots K_0$;

$$\delta(\lambda_s) = \max_{i=1..I, j=1..J, k=1..K_0} \{wid([\widehat{v}_{i,j,k}(\lambda_s)]) - wid([\widehat{v}_{i,j,k}(\lambda_s)] \cap [z_{i,j,k}])\}, \quad (5)$$

якщо $[\widehat{v}_{i,j,k}(\lambda_s)] \cap [z_{i,j,k}] \neq \emptyset \forall i = 1, \dots, I, \forall j = 1, \dots, J, \forall k = 1 \dots K_0$,

де $mid(\bullet)$, $wid(\bullet)$ - операції визначення центру та ширини інтервалів, відповідно.

Вираз (4) описує «грубу» наближеність поточної структури до задовільної, тобто на початкових ітераціях. Тим часом як вираз (5), у випадку $\delta(\lambda_s) = 0$ забезпечує виконання умов (2).

Тепер задачу структурної ідентифікації ІРО запишемо формально у вигляді задачі знаходження мінімуму функції $\delta(\lambda_s)$:

$$\delta(\lambda_s) \xrightarrow{\vec{g}, \vec{f}^T(\bullet)} \min \quad (6)$$

Відповідно, чим менше значення $\delta(\lambda_s)$, тим «краща» поточна структура ІРО. Якщо $\delta(\lambda_s) = 0$, то поточна структура ІРО дає можливість побудувати адекватну модель, для якої інтервальні оцінки прогнозованого значення відносної вологості належать до інтервалів допустимих значень відносної вологості в усіх точках на поверхнях листів гіпсокартону.

Пошук структури ІРО будемо здійснювати із застосуванням методу структурної ідентифікації, наведеного у праці [2]. Для оцінки вектора невідомих параметрів ІРО скористаємося методами параметричної ідентифікації, які ґрунтуються на процедурах випадкового пошуку [1].

Особливості методу структурної ідентифікації макромоделі

Для проведення структурної ідентифікації макромоделі скористаємося методом, наведеним у праці [2], для реалізації якого використовують генетичний алгоритм (ГА). Уведемо наступні означення: ген – структурний елемент у вигляді базисної функції; хромосома – поточна структура ІРО; популяція – множина структур ІРО на поточній ітерації ГА.

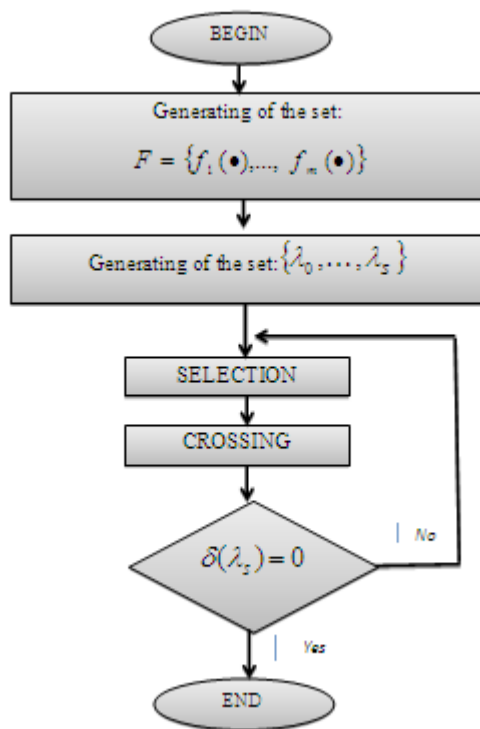


Рис. 1 – Блок-схема реалізації методу структурної ідентифікації IPO

Як показано на рис.1, на першому кроці реалізації методу структурної ідентифікації, формуємо набір F структурних елементів (генів) - компонент вектора базисних функцій $\vec{f}^T(\bullet)$, який гарантовано включає усі елементи шуканої структури різницевого оператора:

$$F = \{f_1(v_{0,0,0}, \dots, v_{0,0,k-1}, v_{i-1,0,0}, \dots, v_{0,j-1,0}, \dots, v_{0,j-1,k-1}, u_{1,0}, \dots, u_{1,k}, u_{2,0}, \dots, u_{2,k}), \dots, f_m(v_{0,0,0}, \dots, v_{0,0,k-1}, v_{i-1,0,0}, \dots, v_{0,j-1,0}, \dots, v_{0,j-1,k-1}, u_{1,0}, \dots, u_{1,k}, u_{2,0}, \dots, u_{1,k})\} \quad (7)$$

Припущення щодо наявності у множині F структурних елементів, які формуватимуть шукану структуру хоча і є досить жорстким, проте у випадку його виконання забезпечується збіжність алгоритму.

Варто зазначити, що у випадку малої потужності L множини структурних елементів часто неможливо отримати шукану (субоптимальну) структуру λ_o IPO. Однак суттєве збільшення потужності L множини структурних елементів підвищить обчислювальну складність розв'язування задачі структурної ідентифікації.

На другому кроці реалізації методу структурної ідентифікації, випадковим чином здійснюємо формування хромосом, що задають множину структур IPO (2). Позначимо за S потужність множини сформованих структур $\{\lambda_0, \dots, \lambda_s\}$. Зауважимо, що кількість генів m для кожної хромосоми на цьому кроці генеруємо випадковим чином – як число з інтервалу $[I_{\min}; I_{\max}]$, який своєю чергою задаємо як параметр налаштування методу структурної ідентифікації.

Потужність множини отриманих структур S залежить лінійно від кількості елементів у кожній структурі, як наслідок того факту, що згенерований набір структур повинен включати усі елементи множини F . Потужність множини структурних елементів обчислюємо за формулою

$$L = I_{\min} \cdot k_0 + \dots + (I_{\min} + n) \cdot k_n + \dots + I_{\max} \cdot k_{I_{\max} - I_{\min}}, \quad (8)$$

а потужність множини структур за такою формулою:

$$S = \sum_{i=0}^{I_{\max} - I_{\min}} k_i \quad (9)$$

де k_n - кількість структур з $I_{\min} + n$ елементами, де $n \in [0; I_{\max} - I_{\min}]$.

Варто зазначити, що на відміну від відомого методу структурної ідентифікації [2], запропоновано генерувати хромосоми у такий спосіб, щоб уникнути повторення одного гену у кількох хромосомах, що забезпечує зниження обчислювальної складності реалізації методу.

Далі здійснюємо параметричну ідентифікацію IPO на основі отриманих на попередньому кроці структур. Для цього користуємося методом, що ґрунтується на процедурах випадкового пошуку [1] і переходимо на третій крок генетичного алгоритму, де здійснюємо оцінювання якості згенерованих структур.

Якщо на цьому кроці отримано хоча б одну структуру різницевого оператора, для якої $\delta(\lambda_s) = 0$, тоді завершуємо процедуру структурної ідентифікації. В протилежному випадку формуємо упорядкований набір структур відповідно до зростання значення показника якості: $\delta(\lambda_1) \leq \delta(\lambda_2) \leq \dots \leq \delta(\lambda_s)$. Із упорядкованого набору проводимо селекцію популяції найкращих особин (з найменшими значеннями $\delta(\lambda_s)$) у кількості, яку обираємо з діапазону від 30% до 50% усього набору.

На четвертому кроці здійснюємо схрещування відібраних особин популяції із застосуванням оператора схрещування [2], який побудовано на принципі «розіграшу лотереї». Варто зазначити, що на відміну від існуючого методу, в запропонованому - хромосоми схрещуємо не випадковим чином, а попарно у відповідності до упорядкованого набору $\delta(\lambda_1) \leq \delta(\lambda_2) \leq \dots \leq \delta(\lambda_s)$. Після завершення процедури схрещування повертаємося на третій крок.

Якщо на певній ітерації методу структурної ідентифікації знайдено не 1, а кілька структур IPO, для який виконується умова $\delta(\lambda_s) = 0$, тоді серед них обираємо простішу.

Ідентифікація макромоделі розподілу вологості на листі гіпсокартону на стадії сушіння

Розглянемо процес виробництва листів гіпсокартону стандартних розмірів: товщина 9,5мм, довжина 2500мм та ширина 1200мм. Відомо, що прилади для вимірювання вологості відзначаються точністю в межах 5%. Тому в процесі ідентифікації макромоделі необхідно забезпечити, щоб інтервальні оцінки прогнозованого значення відносної вологості були в межах цієї похибки. Крім того значення відносної вологості на поверхні листів гіпсокартону, для забезпечення виробництва якісної продукції повинні належати інтервалу від 0,6% до 0,9%. В протилежному випадку продукція відбраковується

Результати вимірювань вологості за умов двох режимів технологічного процесу, наведено у табл. 1.

У таблиці 1 використано такі позначення: i -дискретне значення координати x з кроком $\Delta x=300$ мм (перша дискрета на відстані 200 мм від краю листа); j -дискретне значення координати y із кроком $\Delta y=300$ мм, початкові точки зазначено на відстані 150 мм від краю листа.

Таблиця 1

Виміряні значення відносної вологості $z_{i,j,k}$ на листі гіпсокартону

для заданих технологічних чинників

$u_{1,0} = 120^\circ, u_{2,0} = 0.25 \text{ м/хв.}$								
$I \backslash j$	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0,6	0,63	0,66	0,66	0,68	0,65	0,62	0,61
1	0,68	0,74	0,78	0,82	0,85	0,83	0,79	0,71
2	0,72	0,78	0,82	0,85	0,86	0,82	0,78	0,73
3	0,62	0,63	0,68	0,7	0,71	0,67	0,66	0,65
$u_{1,1} = 125^\circ, u_{2,1} = 0.28 \text{ м/хв.}$								
$I \backslash j$	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0,71	0,75	0,76	0,79	0,79	0,75	0,73	0,69
1	0,76	0,8	0,87	0,91	0,96	0,94	0,89	0,82
2	0,78	0,89	0,93	0,97	0,98	0,96	0,88	0,82
3	0,73	0,75	0,78	0,79	0,8	0,77	0,76	0,71

Користуючись даними таблиці 1 та відомими значеннями похибок вимірювань $\varepsilon=5\%$, інтервальні дані $[z_{i,j,k}^-, z_{i,j,k}^+]$, $i = 0, \dots, 3$, $j = 0, \dots, 7$, $k = 0, 1$, отримаємо із виразів $z_{i,j,k}^- = z_{i,j,k} - z_{i,j,k} \cdot \varepsilon$ та $z_{i,j,k}^+ = z_{i,j,k} + z_{i,j,k} \cdot \varepsilon$, де $z_{i,j,k}$ - виміряні значення відносної вологості гіпсокартону.

Для реалізації генетичного алгоритму структурної ідентифікації макромоделі розподілу вологості на листі гіпсокартону на стадії сушіння, згенерували множину структурних елементів у кількості $L=188$.

У результаті отримано таблицю 2 – упорядковану множину структурних елементів. Для отримання цієї множини використали поліноміальні функції не вище другого степеня для різницевого оператора не вище другого порядку.

Множина структурних елементів макромоделі розподілу вологості на листі гіпсокартону на стадії сушіння

№ пп	Структурний елемент	№ пп	Структурний елемент	№ пп	Структурний елемент
1	$v_{i-1,j,k} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	73	$v_{i-1,j,k}^2$	125	$v_{i,j-1,k} \cdot v_{i-1,j,k} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,0})$
2	$v_{i,j-1,k} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	74	$v_{i,j-1,k}^2$	126	$v_{i,j-1,k} \cdot v_{i,j-2,k} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,0})$
...
37	$v_{i,j-1,k} \cdot v_{i-1,j,k}$	81	$v_{i-1,j,k} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$	153	$v_{i-1,j,k} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
38	$v_{i,j-1,k} \cdot v_{i,j-2,k}$	82	$v_{i,j-1,k} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$	154	$v_{i,j-1,k} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
...
65	$v_{i-1,j,k}$	117	$v_{i-1,j,k} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,0})$	161	$v_{i,j-1,k} \cdot v_{i-1,j,k} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
66	$v_{i,j-1,k}$	118	$v_{i,j-1,k} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,0})$
...	188	$v_{i-2,j-1,k} \cdot v_{i-2,j-2,k} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$

Далі, згідно з алгоритмом структурної ідентифікації, на основі таблиці 2 згенерували множину структур моделей-претендентів (де $S=1...20$) та обчислили для кожної з них значення функції мети $\delta(\lambda_s)$. У результаті отримали упорядковану за значеннями функції мети множину сформованих структур із закодованими структурними елементами. Елементи отриманої множини наведено в таблиці 3. Код структурного елемента відповідає його номеру в таблиці 2.

Таблиця 3

Множина структур моделей-претендентів для першої ітерації реалізації генетичного алгоритму структурної ідентифікації

№ пп	Структура макромоделі	$\delta(\lambda_s)$
1	102 133 23 93 49 32 58 132	0.187
2	7 104 102 33 87	0.288
3	132 30 110 52 61 109 158	0.33
4	92 122 149 143	0.341
5	50 36 82 150 42 111	0.359
6	107 55 46 93	0.465
7	57 54 151 120	0.571
8	61 8 157 120 80	0.588
9	105 102 75 63 92 103	0.634
10	88 143 43 92 100 49	0.797
11	130 124 52 155 148 66 138 136	0.829
12	134 22 69 99 101 67 34	0.84
13	38 106 86 16 30	0.859
14	24 10 132 145 155 20	0.859
15	148 13 61 35 92 75 146 37	0.859
16	8 41 80 120 32 108	0.859
17	40 121 33 136	0.86
18	17 78 96 156 44 46 9	0.86
19	10 119 155 81 19	0.86
20	14 82 28 158	0.86

Після цього, спираючись на оцінки якості отриманих структур, відсіяли 40% з них. На наступному кроці алгоритму реалізували оператор «схрещування» найкращих структур. Результати «схрещування» наведено в таблиці 4.

Результати схрещування структур на першій ітерації генетичного алгоритму структурної ідентифікації

№ схрещуваних структур згідно таблиці 3	Номер структури	Отримані нові структури
1-2	1	102 133 93 49 58 132 104 102 87
	2	102 23 93 58 7 33
3-4	3	92 109 158 61
	4	110 122 149 158 143
5-6	5	111 107 42 50 46 55
	6	36 82 55 111 42 93
7-8	7	57 54 151 120
	8	61 8 157 120 80
9-10	9	102 88 92 103 100 49
	10	75 143 88 100 43 92
11-12	11	124 148 69 101 66 67 34
	12	136 22 101 148 138 124 52
13-14	13	106 10 155 16 86 30
	14	24 106 16 145 20
15-16	15	80 37 146 108 32 120
	16	37 92 120 75 41 80 92

В ході досліджень було проведено чотири ітерації ГА, в результаті реалізації яких отримано IPO у вигляді:

$$[\hat{v}_{i,j,k}^-; \hat{v}_{i,j,k}^+] = \hat{g}_1 + (u_{1,0}/u_{2,0}) \cdot \hat{g}_2 \cdot [\hat{v}_{i,j-1,k}^-; \hat{v}_{i,j-1,k}^+] \cdot [\hat{v}_{i-1,j,k}^-; \hat{v}_{i-1,j,k}^+] + \hat{g}_3 \cdot [\hat{v}_{i,j-1,k}^-; \hat{v}_{i,j-1,k}^+] \cdot [\hat{v}_{i-2,j-2,k}^-; \hat{v}_{i-2,j-2,k}^+] + \hat{g}_4 \cdot [\hat{v}_{i-2,j-1,k}^-; \hat{v}_{i-2,j-1,k}^+] \quad (10)$$

де $[\hat{v}_{i,j,k}^-; \hat{v}_{i,j,k}^+] = (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i,j,k=0}^-; \hat{v}_{i,j,k=0}^+] \subset [z_{i,j,k=0}^-; z_{i,j,k=0}^+] = [z_{i,j,k=0}^- - z_{i,j,k=0}^- \cdot 0,01; z_{i,j,k=0}^- + z_{i,j,k=0}^- \cdot 0,01]$, $\{i=0, j=0, \dots, 7\} \vee \{i=0, \dots, 3, j=0, \dots, 1\}$ – задані початкові умови;

де $\hat{g}_1 = 0.5711$; $\hat{g}_2 = 0.0017$; $\hat{g}_3 = -0.153$; $\hat{g}_4 = -0.3972$ – оцінки значень параметрів IPO.

Тим часом у праці [1] для розв’язування аналогічної задачі застосовано структуру, яку обрано на основі фізичних міркувань за допомогою евристичного підходу у такому вигляді:

$$[\hat{v}_{i,j,k}^-; \hat{v}_{i,j,k}^+] = \hat{g}_1 + (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \hat{g}_2 \cdot [\hat{v}_{i-1,j,k}^-; \hat{v}_{i-1,j,k}^+] + \hat{g}_3 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i,j-1,k}^-; \hat{v}_{i,j-1,k}^+] + \hat{g}_4 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \hat{v}_{i-1,j-1,k}^+] + \hat{g}_5 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i,j-2,k}^-; \hat{v}_{i,j-2,k}^+] + \hat{g}_6 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i-1,j-2,k}^-; \hat{v}_{i-1,j-2,k}^+] + \hat{g}_7 \cdot [\hat{v}_{i,j-1,k}^-; \hat{v}_{i,j-1,k}^+] \cdot [\hat{v}_{i-1,j-2,k}^-; \hat{v}_{i-1,j-2,k}^+] \quad i=1, \dots, 3, j=2, \dots, 7 \quad (11)$$

де $[\hat{v}_{i,j,k}^-; \hat{v}_{i,j,k}^+] = (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i,j,k=0}^-; \hat{v}_{i,j,k=0}^+] \subset [z_{i,j,k=0}^-; z_{i,j,k=0}^+] = [z_{i,j,k=0}^- - z_{i,j,k=0}^- \cdot 0,01; z_{i,j,k=0}^- + z_{i,j,k=0}^- \cdot 0,01]$, $\{i=0, j=0, \dots, 7\} \vee \{i=0, \dots, 3, j=0, \dots, 1\}$ – задані початкові умови; де $\hat{g}_1 = 0.350$; $\hat{g}_2 = 0.079$; $\hat{g}_3 = 1.082$; $\hat{g}_4 = 0.189$; $\hat{g}_5 = -0.447$; $\hat{g}_6 = -0.496$; $\hat{g}_7 = 0.156$; $\hat{g}_8 = 0.037$; $\hat{g}_9 = -0.385$ – оцінки значень параметрів IPO.

Порівнюючи математичні моделі у вигляді (10) та (11), бачимо, що отримана структура за допомогою формального підходу є простішою. Крім того, комп’ютерне моделювання показало, що отриманий IPO із розв’язку задачі структурної ідентифікації, на відміну від IPO (11), дає можливість досліджувати процес сушіння гіпсокартону при більшому діапазоні зміни управляючих чинників технологічного процесу.

Висновки

Розглянуто задачу побудови математичної моделі процесу сушіння гіпсокартону. Запропоновано для цих цілей використати макромодель у вигляді інтервального різницевого оператора. Для його побудови на основі аналізу інтервальних даних удосконалено метод структурної ідентифікації IPO. У результаті проведених досліджень встановлено:

- отримана, в результаті застосування формального методу структурної ідентифікації, макромодель процесу сушіння гіпсокартону є простішою у порівнянні із макромоделлю,

- отриманою виходячи виключно із фізичних міркувань;
- отримана макромодель дає можливість досліджувати процес сушіння гіпсокартону при більшому діапазоні зміни управляючих чинників технологічного процесу у порівнянні із відомою моделлю.

Література

1. Дивак Т. М. Параметрична ідентифікація інтервального різницевого оператора на прикладі макромоделі розподілу вологості у листі гіпсокартону в процесі його сушіння / Т. М. Дивак // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія : міжнар. Наук.-техн. журнал. - 2012. – Вип. 3. – С. 79-85.
2. Войтюк І. Ф. Метод та генетичний алгоритм структурної ідентифікації інтервальних різницевих операторів в задачах екологічного моніторингу / І. Ф. Войтюк, М. П. Дивак, В. М. Неміш // Збірник наукових праць Донецького національного технічного університету серії „Інформатика, кібернетика та обчислювальна техніка“. – 2011. - Вип. 14 (188). - С. 8-17.

References

1. Dyvak T., Parametric identification of interval difference operator on the example of macromodel for distribution of humidity in the drywall sheets in the process of drying / T. Dyvak // Information Technologies and Computer Engineering: international Scientific Journal. - 2012. - Vol. 3. - pp. 79-85.
2. Voytyuk I., Method and genetic algorithm for structure identification of interval difference operators in the tasks of environmental monitoring / I. Voytyuk, M. Dyvak, V. Nemish // Collected Works of Donetsk National Technical University Series "Information, cybernetics and computer science." - 2011. - Vol. 14 (188). - pp. 8-17.

**Рекомендовано до друку рішенням вченої ради
Хмельницького національного університету,
протокол № 11 від 26.06.2013 р.**

Підп. до друку 26.06.2013 р. Ум.друк.арк. 19,34 Обл.-вид.арк. 18,5
Формат 30x42/4, папір офсетний. Друк різнографією.
Наклад 100, зам. № 337/11

Тиражування здійснено редакційно-видавничим центром
Хмельницького національного університету
29016, м. Хмельницький, вул. Інститутська, 7/1. тел (0382) 72-83-63