

ICACIT'2019



Cracow University of Technology
Department of Automation and
Information Technologies



Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute
Department Automatics and Control
in Technical Systems



**Lviv Polytechnic
National University**
Department of Computerized
Automatic Systems

ICACIT'2019

Theses of reports

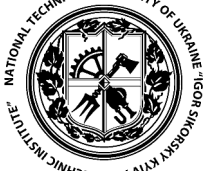
The Fifth International Conference
on Automatic Control and Information Technology

From 20th till 22th of June, 2019, Lviv

Lviv
Lviv Polytechnic Publishing House
2019



Краківський технологічний університет
Факультет автоматизації
та інформаційних технологій



Національний технічний університет України
“Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського”



Національний університет
“Львівська політехніка”
Інститут комп’ютерних технологій,
автоматики та метрології

ISACIT’2019

Тези доповідей

V Міжнародної конференції
з автоматичного управління та інформаційних технологій

20–22 червня 2019, Львів

УДК 681.004
Т 11

Т 11 **Тези доповідей V Міжнародної конференції з автоматичного управління та інформаційних технологій.** – Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2019. – 1 електр. опт. диск (DVD).
ISBN 978-966-941-360-4

У збірнику тез вміщено матеріали V Міжнародної конференції з автоматичного управління та інформаційних технологій.

УДК 681.004

Відповідальний за випуск **М. В. Степаняк**

Матеріали подано в авторській редакції

PROGRAM COMMITTEE

Co-Chairmen

prof. Adrian Nakonechnyy (Lviv Polytechnic, Ukraine)

prof. Volodymyr Samoty (Cracow University of Technology, Poland)

Members

prof. Sergii Telenyk (Ukraine)
 prof. Krzysztof Kluszczyński (Poland)
 prof. Anatoliy Saczenko (Ukraine)
 prof. Zenovij Mychuda (Ukraine)
 prof. Leonid Moroz (Ukraine)
 prof. Piotr Drozdowski (Poland)
 prof. Alexander Gegov (United Kingdom)
 prof. Janusz Gołdasz (Poland)
 prof. Adam Jagiełło (Poland)
 prof. Janusz Kacprzyk (Poland)
 prof. Heikki Koivo (Finland)
 prof. Witold Mazgaj (Poland)
 prof. László T. Kóczy (Hungary)
 prof. Anatoliy Melnyk (Ukraine)
 prof. Oleksandr Rolik (Ukraine)
 prof. Witold Pedrycz (Canada)
 prof. Subarna Shakya (Nepal)
 prof. Ryszard Tadeusiewicz (Poland)
 prof. Guy De Tré (Belgium)
 prof. Lipo Wang (Singapur)
 prof. PK Mieczysław Zajac (Poland)
 dr. Igor Kirenko (Holand)

Secretary of the Program Committee

dr. Ulyana Dzelendzyak (Lviv Polytechnic, Ukraine)

ORGANIZING COMMITTEE

Co-Chairmen

prof. Igor Buchma (Ukraine)

dr. Zbigniew Kokosiński (Poland)

Members

1. dr. Andriy Pavelchak (Ukraine)
2. dr. Galyna Vlakh (Ukraine)
3. dr. Ivan Kovala (Ukraine)
4. dr. Oleg Ivanyuk (Ukraine)
5. dr. Krzysztof Tonczyk (Poland)
6. dr Grzegorz Pędrak (Poland)
7. dr Marek Sieja (Poland)
8. Grzegorz Nowakowski (Poland)

Secretary of the Program Committee

dr. Mykhaylo Stepanyak (Lviv Polytechnic, Ukraine)

Зміст Content

Адріан Наконечний. Взаємне опрацювання широкосмугових сигналів	7
Volodymyr Samotyuy, Ulyana Dzelendzyak, Andriy Pavelchak. The Parametric Optimization of voltage regulator based on multiplier	9
Сергій Теленик, Едуард Жаріков, Олександр Ролік. Підхід «повзучих евристик» при управлінні ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД	13
Ігор Бучма. Порівняння різницевих алгоритмів вимірювання малих фазових зсувів за чутливістю	19
Зиновій Мичуда, Леся Мичуда, Ганна Єлісеєва. Слідкуючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з імпульсним зворотним зв'язком	21
Анатолій Мельник, Денис Лихотоп. Дистанційне керування через бездротову мережу приводами багатовимірної гіростабілізованої платформи	23
Krzysztof Schiff. Algorithm for the one kind inventory-production optimization problem	25
Andriy Salo. The automated testing system of parking meter control board	32
Петро Гаранюк, Ігор Гаранюк. Спосіб компенсації впливу температури на коефіцієнт перетворення кілець Гельмгольца	35
Галина Влах-Вигриновська, Мішель Вигриновський, Олег Іванюк. Порівняльний аналіз технологій LPWAN для масштабного розгортання мереж Інтернету речей	37
Ілона Лагун, Адріан Наконечний, Роман Стахів. Програмна реалізація однокритеріального та багатокритеріального методів вибору базових вейвлет-функцій у середовищі GUI Matlab	39
Ростислав Наконечний. Особливості оцінки енергетичних характеристик сигналів у вейвлет області	43
Юрій Кинаш, Наталія Антоняк, Олександр Вітер, Роман-Богдан Проць, Володимир Мищишин. Моделювання кредитних ризиків у діяльності небанківських фінансових установ	45
Роман Модла. Особливості використання оптимізаторів палива для чіп тюнінгу двигуна автомобіля	47
Маркіян Наконечний, Михайло Степаняк, Роман-Богдан Проць. Аналіз систем автоматичного управління нелінійними об'єктами другого порядку з використанням нейронних контролерів	49
Михайло Степаняк, Микола Степаняк, Маркіян Наконечний. Вимірювання початкової температури в кристалооптичному методі для інформаційних технологій	53

Взаємне опрацювання широкосмугових сигналів

Адріан Наконечний

Національний університет «Львівська політехніка» кафедра комп'ютеризованих систем автоматики
79-013 Львів, вул. Ст. Бандери, 12

Abstract. Many theoretical and practical investigations require the processing of wideband, non-periodic signals. The application of the wavelet theory for signal analysis in such cases is very effective. In this paper is justified the use of wavelet transform both for wideband signal analysis and for analysis of signals described by the mutual wideband functions of two variables widely used in practical investigations.

I. Вступ

Перетворення, які здійснюються в біомедицині, синтезі та розпізнаванні мови, геофізиці, океанографії, системах зондування та інших акустично чутливих системах вимагають широкосмугового, багатоктавного сигнального опрацювання.

Використання малохвильової теорії для аналізу сигналів в таких випадках є дуже ефективним для вищезгаданих областей [1,2]. Відзначимо, що малохвильова теорія може поширюватися не лише на представлення областей перетворення сигналів, а й на функції їх оброблення. Здебільшого малохвильове перетворення визначають як широкосмугову взаємну функцію і таку подібність і її вплив поширюють на теорію функцій двох змінних.

У випадку взаємного опрацювання сигналів у малохвильовій області беруть участь базова малохвильова функція і два вхідні сигнали. В основному взаємний аналіз функцій двох змінних, представлених у малохвильовій області, використовується для визначення властивостей розкладу, а також розпізнавання та діагностування сигналів. З огляду на це певне зацікавлення представляє формування такого взаємного перетворення.

II. Широкосмугові функції

Переважаючо широкосмугова модель сигналу використовується в системах, в яких відбуваються значні зміни протягом інтервалу спостереження: відбитий імпульс змінюється в часі. Якщо відповідним чином враховувати зміну часу, тоді складова час-ширина смуги для цієї характеристики також буде великою, що приводить в моделях систем до забезпечення високого рівня розкладу на складові.

Таким чином, аналізуючи загалом початкову форму неперервної в часі ШВФДЗ між $r(t)$ і $s(t)$ сигналами можна записати [3]

$$\text{ШВФДЗ}(a,b) = \sqrt{a} \int_{T_1}^{T_2} r(t) s^*(at-b) dt, \quad (1)$$

де $r(t)$ – прийнятий сигнал, а $s(t)$ – другий прийнятий сигнал (можливо, цей самий сигнал), a – часовий масштаб, а b – часова затримка або зміщення.

Крім представлення ШВФДЗ згідно рівнянню (1), можливе й інше її представлення

$$\text{ШВФДЗ}(a,b) = \sqrt{a} \int_0^T r(t) s^*(a(t-b)) dt. \quad (2)$$

Так як малохвильове перетворення затримує, а потім масштабує сигнал, то малохвильове перетворення і ШВФДЗ за рівнянням (2) в основному ідентичні.

Попередньо функція ШВФДЗ трактувалася як малохвильове перетворення, вхідні сигнали якої розглядалися як функції часу. Далі пропонується виконання формування ШВФДЗ двох сигналів, кожний з яких вже представлений в малохвильовій області. Таке використання малохвильової області перетворення забезпечує ефективну обробку функції двох змінних і одночасно краще відображає характеристики сигналів для їх подальшого розпізнавання або інших досліджень.

III. Формування взаємної малохвильової функції двох сигналів

Представлення двох сигналів в малохвильовій області відносно базової малохвильової функції g створює дві групи коефіцієнтів малохвильового перетворення $W_g r_i(a, b)$, які представляють вхідні $r_1(t)$ і $r_2(t)$ сигнали. Таким чином, тепер обидва прийнятих сигнали представлені у малохвильовій області.

Представлення ШВФДЗ через функції малохвильових перетворень двох отриманих сигналів має наступний вигляд [3]:

$$\text{ШВФДЗ}(S, t) = W_{r_2} r_1\left(\frac{1}{S}, \frac{t}{S}\right) = \frac{1}{c_g} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{da}{a^2} \int_{-\infty}^{\infty} [W_g r_1(a, b)] [W_g^* r_2(Sa, Sb - t)] db, \quad (3)$$

де S і t - параметри масштабу і зміщення відповідно; c_g - константа, яка повинна бути визначеною і знаходиться як

$$c_g = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|G(w)|^2}{|w|} dw < \infty,$$

де $G(w)$ – перетворення Фур'є від g .

Обидва сигнали, які подані в часовій області $r_1(t)$ і $r_2(t)$, зазнають малохвильового перетворення відносно вищезгаданої базової малохвильової функції $g(t)$. Далі здійснюється масштабування (S) і зміщення (t) одного з перетворень, яке розглядається як базове (аналогічно масштабуванню і зміщенню базової функції при звичайному малохвильовому перетворенні) в малохвильовій області. Завершуються перетворення перемноженнями і підсумовуваннями в двовимірному просторі.

Таким чином, ШВФДЗ двох невідомих сигналів може бути обчислена в області малохвильових перетворень. Якщо r_2 задовольняє вимоги, встановлені для базових функцій, то така ШВФДЗ представлятиме малохвильове перетворення відносно нової базової малохвильової функції r_2 і одночасно виражатиметься як дія деякого інтегрального оператора на два сигнали малохвильових перетворень.

Отже, великою перевагою наведеного вище окремого малохвильового перетворення є те, що воно враховує нестационарні короткотривалі (перехідні) характеристики сигналу і дозволяє використовувати їх для оцінки просторових нестационарних систем [4]. Така одночасна обробка нестационарності в просторі і часі ілюструє важливе узагальнення широкосмугової часо-просторової обробки.

Таким чином, часові і просторові виміри невіддільні в даній структурі і при цьому будується багатовимірне просторово-часове малохвильове перетворення, яке може характеризувати як короткотривалі (перехідні) нестационарності сигналу (дві функції в (a, b) плані), так і просторову структуру (ШВФДЗ в (S, t) плані). Ключовим для нового багатовимірного малохвильового перетворення в рівнянні (3) є те, що воно представляє дві двовимірні функції в одну двовимірну функцію так, що розмірність при цьому не збільшується.

Список літератури

- [1]. Young R.K. Wavelet Theory and its Applications / Young R.K. – Pennsylvania State University, 1994. – (Kluwer Academic Publishers).
- [2]. Наконечний А.Й. Теорія малохвильового (wavelet) перетворення та її застосування / Наконечний А.Й. – Львів : Фенікс, 2001. – 278 с.
- [3]. Наконечний А.Й. Моделювання широкосмугового сигналу і його кореляційне оброблення на основі малохвильового перетворення / Наконечний А.Й., Самотий В.В. / „Технічна електродинаміка”: науково-прикладний журнал – 2004, №5. – С.70-74.
- [4]. Nakonechnyy A., Berezhnyi I. “Identification of Drones in a Defined Territory” Збірник праць XXV Міжнародної конференції з автоматичного управління «Автоматика 2018», Львів, 18-19 вересня 2018 р. С.201-202.

The Parametric Optimization of voltage regulator based on multiplier

Volodymyr Samotyy^{1,2}, Ulyana Dzelendzyak³, Andriy Pavelchak³

¹ Department of Automatic Control and Information Technology, Cracow University of Technology,
Warszawska 24, Cracow, 31155, Poland, vsamotyy@pk.edu.pl

² Department of Information Security Management, Lviv State University of Life Safety,
Kleparivska 35, Lviv, 79000, Ukraine

^{2,3} Department of Computer Systems and Automatic, Lviv Polytechnic National University
Bandery 12, Lviv, 79013, Ukraine, dzendzyak@gmail.com, bilyj@ukr.net

Abstract. The evolutionary model of voltage multiplier parametric optimization which includes 5 diodes and 5 capacitors have been reviewed. It executes the transformation of alternating voltage into constant using the five times larger amplitude. This transformer could be used as analog voltage regulator. It would be enough to change the capacity of condenser. The valve work has been modeled according to the scheme of ideal key. It takes into account the open valve resistance.

Keywords. evolutionary model, parametric optimization, ideal key, voltage multiplier, voltage regulator, logical variables.

I. Introduction

The tasks in which the voltage transformation should be executed are widespread in praxis. The frequency and amplitude are the parameters of voltage. The devices which execute two transformations at the same time are already exist It is transformation of AC voltage into constant increasing amplitude of output voltage. These devices are voltage multipliers. The amplitude multiplying executes using cyclic charging of capacitors. To investigate the devices' work dynamic the mathematical model should be created. After completing the numerical integration of these equations during preset time interval the calculation of transition process would be executed. If the integration was executed during the significant amount of time the stable regime would be received. The investigated multiplier includes 5 diodes, so the mathematical model should be chosen. The model of ideal key, which is simple in realization and has satisfactory precision, has been chosen. If the diodes have been modeled using the scheme of ideal key the changeable structure of electric circle could be received. Our model provides the existence of additional logical variables in dynamic equation. It takes value 0, ± 1 depending on diodes condition. The additional logical variables change its meaning depending on open and close valves conditions.

II. Analysis of Publications

The electronic devices requires the DC voltage sources. So, in the large amount of scientific works the DC voltage sources are investigated. For example in [1] the electronic convector dynamic properties are analyzed in specific usage. The analysis of parameters influence on convector work dynamic is absent. In [2] the rectifier of DC voltage with triple band is proposed. In comparison with other similar construction it is characterized by high efficiency and compactness. The analysis of active transistor rectifier for railway transport is reviewed in [3]. In this device the three-phase voltage rectifies and then it turns into alternating voltage of another frequency. The result of this development is approved by experimental data. In [4] the transformer which has several regulated voltages at the input is reviewed. For this transformer with several output signals the parametric optimization should be executed. The active topology of a three-phase rectifier is described in [5]. The proposed topology is tested experimentally. It characterized by the less power loss during unbalanced loads. The mild thyristors switch in invertors is described in [6]. In proposed scheme the marginal overload connected with discharge capacitor is proposed. DC voltage transformer into DC voltage of other amplitude (converter) on field transistor is described in work [7]. The known parallel invertor scheme which is supplemented by additional transformer is used. The disadvantage is the absence of mathematical model for dynamic characteristic analyses Four cell voltage multiplier is reviewed in [8]. The proposed scheme includes 10 thyristors and 5 capacitors. To receive the high voltage at input the resonance is used. In this work the experimental charts are used but the dynamic equations, which described the work of this multiplier are absent. The convector with voltage multiplier is described in [9]. All description reflects the advantages of proposed scheme. To calculate the frequency, inductance and amplitude of the output voltage the several formulas are

used. The large amount of experimental results gives an opportunity to understand the dynamic processes in converters. The disadvantage is the absence of dynamic equations and the conditions of diodes switch. The problems of parametric optimization is described in [10] where the analysis of DC voltage motor system dynamic have been performed. To sum up the publications review the appropriate mathematical model does not exist. That's why the parametric five-cell voltage multiplier publications are absent. This conclusion is unquestioning approve the actuality of this article.

III. The Dynamics Equation of the Five-Cell Voltage Multiplier

The converter of DC into AC with five time amplitude multiplying at the same time is reviewed. It should be noticed that such transformation is possible when capacity has a great resistance (several k Ω). The principal scheme of such transformer is performed on Figure 1. It includes transformer (Tr), 5 diodes (D_1, D_2, D_3, D_4, D_5) and 5 capacitors (C_1, C_2, C_3, C_4, C_5) and capacity (r_L). The cyclic capacitors charge is executed by the thyristors switching. On C_1 capacitor the single voltage is accrue and on the others the double voltage is accrue. So, when the resistance of charge was connected to capacitors C_1, C_3, C_5 the voltage multiplied on 5 would be received.

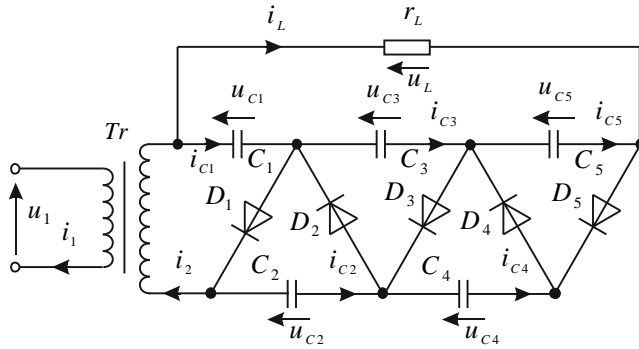


Figure. 1. Basic diagram of five-cell voltage multiplier.

To derivate the dynamic equations the logical variables k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 which modeled the diodes work D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 should be used. The logical variables k_i takes value 0 when diode D_i is opened. To sum up all variants of diodes switching the common equations system will be received. It should be written in matrix form

$$\frac{dX}{dt} = BZ(t), \quad (1)$$

where $X = (\psi, i_2, u_{C1}, u_{C2}, u_{C3}, u_{C4}, u_{C5})^T$ – variables state vector; $B = \text{diag}(D, C^{-1})$ – coefficient matrix; $Z(t) = (E, I_C)^T$ – time functions vector.

The introduced denotations should be described bellow

ψ – the working transformer flow; i_2 – output transformers current; $u_{C1}, u_{C2}, u_{C3}, u_{C4}, u_{C5}$ – the capacitors voltage;

$$D = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 \\ a_1 & a_2 \end{bmatrix}; \quad (2)$$

$$g_1 = \alpha_1 / g, \quad g_2 = k_{15} \alpha_2 / g, \quad g = \alpha'' + \alpha_1 + k_{15} \alpha_2, \quad a_1 = -k_{15} \alpha_2 g_1, \quad a_2 = k_{15} \alpha_2 (1 - g_2),$$

$$C = \text{diag}(C_1, C_2, C_3, C_4, C_5), \quad E = (u_1 - r_1 i_1, U_C - r_2 i_2)^T, \quad U_C = -u_{C1} + k_{25} u_{C2} - k_{35} u_{C3} + k_{45} u_{C4} - k_5 u_{C5},$$

$$I_C = (i_{C1}, i_{C2}, i_{C3}, i_{C4}, i_{C5})^T, \quad i_{C1} = i_2 - i_L, \quad i_{C2} = (k_1 - 1) i_2, \quad i_{C3} = k_{12} i_2 - i_L, \quad i_{C4} = -k_{13} i_2, \quad i_{C5} = k_{14} i_2 - i_L,$$

$$i_L = (u_{C1} + u_{C3} + u_{C5}) / r_L, \quad k_{15} = \sum_{i=1}^5 k_i, \quad k_{25} = \sum_{i=2}^5 k_i, \quad k_{35} = \sum_{i=3}^5 k_i, \quad k_{45} = k_4 + k_5,$$

α_1, α_2 – the transformer windings scattering inductance; α'' – the inverse differential transformer inductance; r_1, r_2 – the transformer windings resistance; r_L – the capacity resistance; C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 – capacitor's receptivity; $i_{C1}, i_{C2}, i_{C3}, i_{C4}, i_{C5}$ – capacitors currents; u_1 – the voltage transformer feeding;

The conditions of valves closing

$$\text{if}((k_1 == 1) \& \& (i_2 < 0)) \text{ then } k_1 = 0, \quad (3) \quad \text{if}((k_2 == 1) \& \& (i_2 > 0)) \text{ then } k_2 = 0, \quad (4)$$

$$\text{if}((k_3 == 1) \& \& (i_2 < 0)) \text{ then } k_3 = 0, \quad (5) \quad \text{if}((k_4 == 1) \& \& (i_2 > 0)) \text{ then } k_4 = 0, \quad (6)$$

$$\text{if}((k_5 == 1) \& \& (i_2 < 0)) \text{ then } k_5 = 0. \quad (7)$$

The conditions of valves opening

$$\text{if}((k_i == 0) \& \& (u_{Di} > 0)) \text{ then } k_i = 1, \quad (8)$$

$$u_{Di} = (-1)^{i+1} \sum_{j=1}^i (-1)^j u_{Cj} + (-1)^i \frac{d\psi}{dt}. \quad (9)$$

where $i = \overline{1, 5}$.

IV. The Parametric optimization

To develop the mathematical model of voltage multiplier the program have been written using C# language and the simulation of its dynamic processes have been executed.

Transformer feeding voltage is performed by equation

$$u_1 = U_m \sin(2\pi ft), \quad (10)$$

where $U_m = 311$ V, $f = 50$ Hz.

The mathematical model's calculation have been executed using the following device parameters $r_1 = r_2 = 0.1$ Ω ; $r_0 = 1000$ Ω ; $\alpha_1 = 100$ H^{-1} ; $\alpha_2 = 200$ H^{-1} ;

The magnetization curve is approximated by these equations

$$\varphi(\psi) = \begin{cases} m_1 \psi & \text{if } |\psi| > \psi_1 \\ S_3(\psi) & \text{if } \psi_1 \leq |\psi| \leq \psi_2 \\ m_2 \psi - m_0 & \text{if } |\psi| > \psi_2 \end{cases}, \quad (11)$$

where $m_1 = 0.25$ H^{-1} ; $m_2 = 3$ H^{-1} ; $m_0 = 1.9$ A; $\psi_1 = 0.2$ Wb; $\psi_2 = 0.9$ Wb; $\varphi(\psi_1) = 0.05$ A; $\varphi(\psi_2) = 0.9$ A; $S_3(\psi)$ is cubic spline

To receive the optimal characteristic of voltage multiplier the capacitor parametric optimization C_1 - C_5 has been executed using the classic genetic algorithm with real numbers genes representation. [10]. During the model simulation it was discovered that capacitors meaning influence on the amount of output signal pulsations and on its periodicity. To search the optimum the final area of transitional process is used.

The integration of model's dynamic equation have been executed on the time span $T = 5$ seconds. As a criteria for the fitness function meaning the output voltage pulsation amount has been chosen. on $0.9T$ interval. The fitness meaning is calculated using the following formula:

$$\begin{aligned} \text{Fitness} &= U_{o \max} - U_{o \min} \\ \text{if } (U_{o \min} < 1200) & \\ \text{then: } \text{Fitness} &= \text{Fitness} + 1200 - U_{o \min} \end{aligned} \quad (12)$$

During the fitness meaning calculation the additional condition which provide the parameters rejection when the output signal is less than 1200 V has been used.

In Figure 2 the result of optimum research for dynamic device characteristic according to conditioned fitness function criteria have been performed using the settled capacitors meaning $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 = [10^{-6}; 0.005]$ F. The amplitude in a stable order is 26 V.

For genetic algorithm the population settings of 60 chromosomes have been chosen and the mutation probability within 3-15 % and the coefficient of pleasure selection 1.7 or 1.8 have been adopted. The 1 chromosome have been chosen for elitism.

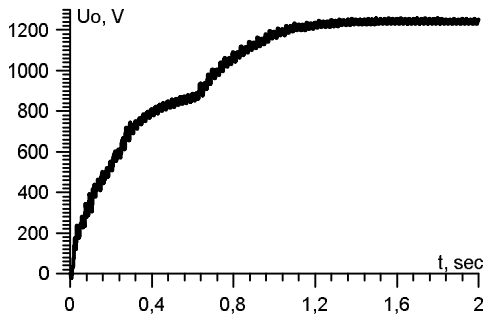


Figure 2. Transient response of the voltage multiplier with $C_1=4.985$ mF, $C_2=228$ μ F, $C_3=4.985$ mF, $C_4=4.985$ mF, $C_5=4.985$ mF

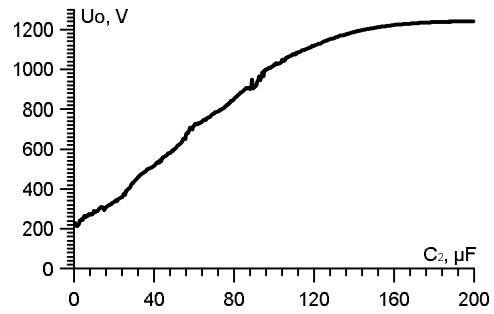


Figure 3. The dependence $U_o(C_2)$

In the process of device model investigation it was detected that the direction voltage level depends on capacitor meaning C_2 (Figure 3). In Figure 4 the result of model simulation on $C_2=50.5$ μ F meaning is performed. The amplitude fluctuation is 19 V in stable regime.

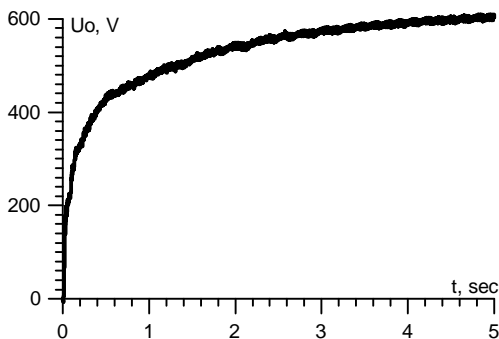


Figure 4. Transient response of the voltage multiplier with $C_1=4.985$ mF, $C_2=50.5$ μ F, $C_3=4.985$ mF, $C_4=4.985$ mF, $C_5=4.985$ mF

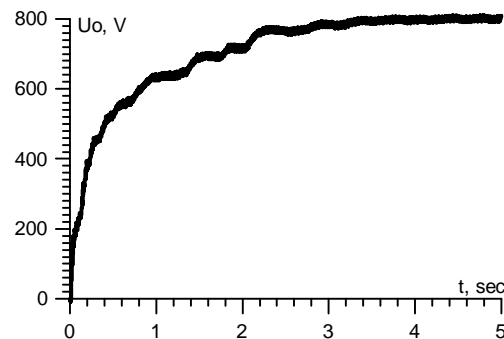


Figure 5. Transient response of the voltage multiplier with $C_1=4.985$ mF, $C_2=74$ μ F, $C_3=4.985$ mF, $C_4=4.985$ mF, $C_5=4.985$ mF

The amplitude fluctuation is near 20.5 V in stable regime. In Figure 5 the result of device model simulation is performed in meaning $C_2=74$ μ F.

References

- [1] Suntio T., Viinamäki J., Jokipii J., Messo T., Kuperman A. *Dynamic characterization of power electronic interfaces*. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 2, 2014, pp. 949 – 961.
- [2] Liu J., Zhang X.Y., *Compact triple-band rectifier for ambient RF energy harvesting application*. IEEE Access, Vol. 6, 2018, pp. 19018-19024.
- [3] Fan M., Shi L., Yin Z., Li Y. *A Novel pulse density modulation with semi-bridgeless active rectifier in inductive power transfer system for rail vehicle*. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, Vol. 1, No. 3, 2017, pp. 397-404.
- [4] Adam G.P., Abdelsalam I., Xu L., Fletcher J., Burt G., Williams B. *Multi-tasking dc-dc and dc-ac converters for dc voltage tapping and power control in highly meshed multi-terminal HVDC networks*. IET Power Electronics, Vol. 10, 2017, pp. 2217 – 2228.
- [5] Li Y., Junyent-Ferre A., Rodriguez-Bernuz J-M., *A three-phase active rectifier topology for bipolar DC distribution*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, 2018, pp. 1063-1074.
- [6] Mazgaj W., Rozegnał B., Szular Z. *Trójfazowy dwupoziomowy falownik napięcia z łagodnym przełączaniem tranzystorów odpornym na zakłócenia sterowania*. Przegląd Elektrotechniczny. R. 92, Nr 3, 2016, pp. 148-153.
- [7] Bor-Ren Lin. *Hybrid full-bridge converter for DC microgrids: analysis and implementation*. IET Power Electronics, Vol. 11, 2018, pp. 817-824.
- [8] Kawa A., Stala R., Mondzik A., Pirog S., Penczek A. *High-power thyristor-based DC-DC switched-capacitor voltage multipliers: basic concept and novel derived topology with reduced number of switches*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 10, 2016, pp. 6797-6813.
- [9] Ming Shang; Haoyu Wang. *LLC converter with reconfigurable voltage multiplier rectifier for high voltage and wide output range applications*. Industrial Electronics Society , IECON 2017 – 43rd Annual Conference of the IEEE, 29 Oct.-1 Nov. 2017, Beijing, China.
- [10] Samoty V., Pavelchak A., Dzelendzyak U. *The method selection of control system's parametric optimization*. Technical Transactions, vol. 3–E/2016, Cracow University of Technology Press, 2016, pp. 237-249.

Підхід «повзучих евристик» при управлінні ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД

Сергій Теленик

Краківська політехніка імені Тадеуша Костюшка, кафедра теоретичної електротехніки та інформатики
31-155 Краків, вул. Варшавська 24, E-mail: stelenyk@pk.edu.pl

Едуард Жаріков, Олександр Ролік

КПІ ім. Ігоря Сікорського, факультет інформатики та обчислювальної техніки
03056, м.Київ-56, проспект Перемоги, 37, E-mail: zharikov.eduard@acts.kpi.ua

Хмарний центр оброблення даних (ЦОД) являє собою складний, ієрархічний, багаторівневий об'єкт управління. Показники якості і продуктивності хмарних сервісів в значній мірі залежать від ефективності роботи рівня інфраструктури хмарного ЦОД. Постійне змінення структури і параметрів об'єкта не дозволяє в повній мірі використовувати традиційні підходи і методи до управління процесами, які забезпечують надання хмарних послуг. Для управління ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД пропонується інформаційна технологія, яка базується на визначенні і реалізації стратегій управління. Визначення стратегій управління відбувається шляхом реалізації трьох стадій: оцінки стану ІТ-інфраструктури за допомогою метрик, отримання завдань і запитів з боку користувача та прогнозування навантаження. Реалізація визначеної стратегії виконується шляхом планування та наступного визначення і застосування евристик управління для подальшого вибору того чи іншого методу управління об'єктами ІТ-інфраструктурного рівня (фізичними серверами, віртуальними машинами, контейнерами, сховищами, мережевими пристроями). Таким чином, зміна складу та порядок застосування методів управління об'єктами ІТ-інфраструктурного рівня і методів прогнозування відповідного навантаження отримав назву «повзучі евристики».

I. Вступ

Функціонування хмарних ЦОД характеризується множиною обставин, які обумовлені галузевими, географічними, міжнародними і політичними особливостями реалізації інформаційних процесів і надання послуг із сфери інформаційного обслуговування. Ці обставини впливають на склад і якість інформаційних і хмарних послуг, а також суттєво впливають на функціональність системи управління ресурсами ІТ-інфраструктури.

Ще однією важливою обставиною є суттєві характеристики хмарних обчислень [1], які впливають на формування вимог до функціональності системи управління хмарною інфраструктурою:

- *надання інструментів самообслуговування за вимогою споживача*, що означає розробку і впровадження інтерфейсів доступу споживача хмарних послуг до інструментів управління споживанням послуг;
- *реалізація інструментів вимірювання споживання хмарних послуг*, що забезпечується розробкою і впровадженням систем моніторингу і тарифікації з боку провайдера хмарних послуг з метою інформування СХП про спожиті хмарні послуги;
- *надання мережевого доступу до хмарних послуг*, що означає організацію доступу споживачів хмарних послуг (СХП) за допомогою мережових технологій і для широкого спектру пристроїв;
- *організація обчислювальних ресурсів у вигляді пулу і доступу до нього*, що означає надання можливості СХП отримувати інформаційні послуги від хмарної інфраструктури провайдера разом з іншими СХП без втручання в низькорівневі механізми і системи управління хмарною інфраструктурою;
- *швидка еластичність реалізації хмарних послуг*, означає можливість поступового збільшення або зменшення обсягу використовуваних ресурсів в автоматичному режимі реального часу в залежності від потреб СХП і наявного навантаження.

Аналіз наукових праць вітчизняних і зарубіжних авторів показав [2], що ІТ-інфраструктура хмарних ЦОД знаходиться в стадії інтенсивного розвитку і модернізації, що потребує покращення роботи існуючих систем управління ІТ-інфраструктурою (СУІ) і впровадження нових підходів і методів для підвищення ефективності систем управління ІТ-інфраструктурою з метою забезпечення заданої якості надання послуг при раціональному використанні ресурсів. Складність організації процесів

взаємодії елементів ІТ-інфраструктури не дозволяє створити їх адекватні моделі без додаткових обмежень, інструментальних засобів і галузевих стандартів. Системні властивості елементів ІТ-інфраструктури не досліджені належним чином.

Аналіз основних концепцій і підходів до управління ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД дозволив зробити такі висновки:

- сучасний ЦОД, що реалізує концепцію хмарних обчислень, характеризується складністю, ієрархічністю, багатовимірністю і багатоаспектністю;
- існуючі підходи і методи управління ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД часто не передбачають врахування взаємозв'язків і взаємного впливу на всіх рівнях ієрархії побудови інформаційних процесів, не адаптуються до інтенсивності використання та вивільнення ресурсів, а орієнтуються лише на вирішення певного завдання на певному рівні (інфраструктури, платформи або програмного забезпечення);
- недостатньо уваги приділяється розробленню методів і моделей управління ІТ-інфраструктурою з використанням прогнозів споживання обчислювальних ресурсів і прогнозів навантаження на елементи інфраструктури, а використані методи і моделі прогнозу орієнтовані на певну комбінацію навантажень і не адаптуються до поточних умов роботи ЦОД;
- недостатньо уваги приділяється розробленню інтегрованих методів управління ІТ-інфраструктурою, які б враховували одночасно аспекти віртуалізації, програмно-визначеного функціонування ІТ-інфраструктури, особливості взаємодії обчислювальних ресурсів, сховищ даних і мереж, а також впливу гіперконвергентних архітектур.

Зроблені за результатами аналізу висновки обумовлюють необхідність вирішення завдань управління ресурсами ІТ-інфраструктури ЦОД провайдера хмарних послуг із застосуванням новітніх підходів, моделей і методів, що базуються на методах інтегрованого і ієрархічного управління, штучного інтелекту, моделях і методах прогнозування навантажень і споживання ресурсів ІТ-інфраструктури.

II. Узагальнена схема реалізації функцій управління ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД

Поставлені завдання обумовлюють розробку інформаційної технології управління (ІТУ) ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД на базі ієрархічного адаптивного декомпозиційно-компенсаційного підходу, який, з одного боку дозволяє досягти заданої якості надання хмарних послуг в ієрархічній структурі інформаційних процесів, а з іншого – адаптуватися до змін навантаження шляхом прогнозування споживання обчислювальних ресурсів ІТ-інфраструктури.



Рис. 1. Узагальнена схема ІТ-інфраструктури хмарного ЦОД

Схема ІТ-інфраструктури хмарного ЦОД показана на рис. 1. Хмарний ЦОД являє собою ієрархічну програмно-апаратну систему, що складається з трьох рівнів, які відповідають трьом сервісним моделям надання хмарних послуг. ІТУ включає в себе: підсистему диспетчеризації, моніторингу і прогнозування; підсистему визначення стратегій управління і вибору методів управління; підсистему генерації керуючих впливів, що впливають на програмно-апаратні засоби ЦОД.

З урахуванням особливостей ІТ-інфраструктури сучасного хмарного ЦОД запропонована узагальнена схема реалізації функцій управління, яка включає в себе: систему управління, що реалізує запропоновану інформаційну технологію; систему управління хмарними ресурсами провайдера, яка базується на спеціалізо-

ваному підході до управління ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД. Система управління хмарними ресурсами провайдера, яка базується на спеціалізованому підході до управління ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД, включає в себе: систему управління, що реалізує запропоновану інформаційну технологію; систему управління хмарними ресурсами провайдера, яка базується на спеціалі-

ваному програмному забезпеченні інтеграції сервісів і надання послуг користувачеві; мережу ЦОД; сховище ЦОД; множини ФС, які безпосередньо обробляють навантаження згідно сервісних моделей IaaS, PaaS, SaaS [1].

Концепція управління IT-інфраструктурою ЦОД провайдера хмарних послуг орієнтована на створення програмно-визначеного середовища інтегрованого управління IT-процесами, розподіленими застосунками та ресурсами хмарного ЦОД для трьох сервісних моделей хмарних обчислень. Концепція управління IT-інфраструктурою хмарного ЦОД як система шляхів і методів вирішення поставленої в роботі проблеми об'єднує такі положення та принципи: урахування програмно-визначених контролерів управління трьома основними ресурсами ЦОД (обчислення, сховище, мережа); застосування виділення стратегій управління ресурсами і навантаження хмарного ЦОД; декомпозиція хмарної IT-інфраструктури на три рівні (інфраструктури, платформи та застосунків); врахування традиційної, конвергентної і гіперконвергентної архітектур сучасних хмарних ЦОД; застосування комбінованого адаптивного методу прогнозування навантаження для визначення керуючих впливів на IT-інфраструктуру хмарного ЦОД; використання моделі інтегрованого управління гетерогенними ресурсами ЦОД з урахуванням порушень SLA, споживання електроенергії і необхідної потужності на наступному кроці управління; застосування методів стохастичного пошуку (променевий пошук, відпал, навчання з підкріпленням) для реалізації визначених стратегій управління IT-інфраструктурою хмарного ЦОД; застосування методу управління розподіленим дворівневим сховищем з реплікацією для гіперконвергентних систем; врахування нових метрик стану IT-інфраструктури (миттєвий і середній коефіцієнти життєздатності VM, індикатор дисбалансу ФС, коефіцієнт відношення необхідних ресурсів до середнього об'єму ресурсів, поріг вільних ресурсів) для визначення поточної стратегії управління; використання комбінації централізованого управління за допомогою глобального менеджера ЦОД і децентралізованого управління на рівні ФС в залежності від обраної стратегії управління на поточний момент часу [2-6].

III. Визначення стратегій управління IT-інфраструктурою і їх реалізація підходом «повзучих евристик»

Сервісна модель IaaS дозволяє більш ефективно використовувати апаратне забезпечення фізичного сервера (ФС) за рахунок віртуалізації його локальних ресурсів. Фізичний сервер надає такі ресурси, як процесорний час, пам'ять, локальну підсистему зберігання даних та підсистему доступу до мережі. При цьому, клієнтові надається частина ресурсів ФС у вигляді віртуальної машини (VM) або контейнеру. Для реалізації сучасних хмарних послуг клієнт розгортає одну або декілька VM необхідної конфігурації, яка визначена провайдером хмарних послуг. Кожній VM гіпервізор надає частку ресурсів ФС. З точки зору управління ресурсами хмарного ЦОД, ресурси всіх ФС об'єднуються в пул і надаються віртуальним машинам для використання. Таким чином, виникає комплекс завдань, пов'язаних з управлінням ресурсами хмарного ЦОД. Один із варіантів перерозподілу ресурсів пулу між VM полягає в реалізації процесу консолідації віртуальних машин (virtual machine consolidation) або розміщення віртуальної машини (virtual machine placement). Консолідація VM – це розміщення VM на ФС на базі технологій віртуалізації з метою досягнення певних показників ефективності використання ресурсів ЦОД в цілому при забезпеченні заданої продуктивності. При цьому, управляючі впливи виробляються для віртуальних машин, фізичних серверів, мережевих пристроїв, сховищ, застосунків та інших об'єктів на кожному рівні IT-інфраструктури ЦОД.

Таким чином, одним з головних завдань при управлінні ресурсами IT-інфраструктури хмарного ЦОД є розміщення і перерозміщення VM таким чином, щоб задіяти меншу кількість фізичних серверів, зменшити кількість міграцій VM та забезпечити задану продуктивність роботи застосунку, що виконується у кожній VM. Цей процес розподілу/перерозподілу VM є функцією багатьох чинників, змінних, обмежень і критеріїв і являє собою комплекс оптимізаційних задач управління навантаженням в реальному часі для яких неможливо зафіксувати і прийняти рішення з управління на базі фіксованої групи моделей і методів.

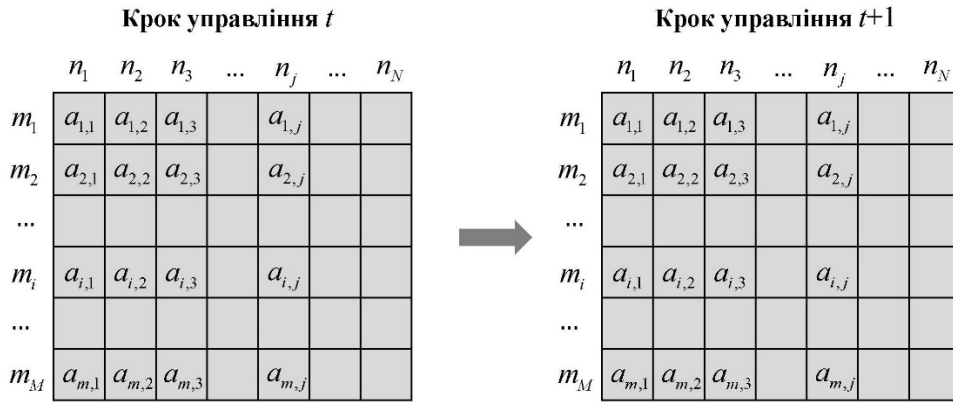


Рис. 2. Матриця розміщення VM, де m_i – ідентифікатор ФС, n_j – ідентифікатор VM, N і M – змінні

На основі моделі динаміки хмарного ЦОД, запропонованої в [6], для кожного кроку управління t визначимо матрицю $\mathbf{A} : M \times N$ (рис. 2), елементами якої є цілочисельні змінні $a_{ij}^h(t) \in \{0, 1\}$, $h = \overline{1, H}$, які вказують, чи працює j -а VM типу h на i -му ФС ($a_{ij}^h(t) = 1$), або не використовується ($a_{ij}^h(t) = 0$). Кількість змін значень в стовпчиках матриці \mathbf{A} з 0 на 1 дорівнює кількості завершених міграцій VM між ФС. Тобто, для кожного n_j виконується рівняння $\sum_{i=1}^M a_{ij} = 1$. При цьому враховуються типи ФС і VM: $h_{ij}(t)$ – тип j -ї VM, що працює на i -му ФС; H – число типів VM, $g = \overline{1, G}$ – тип ФС, G – кількість типів ФС. Використання k -го ресурсу j -ю VM на i -му ФС позначимо як $r_{ij}^k(t) \in [0, 1]$, $i = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, N}$, $k \in K$, де K – це набір типів ресурсів, M – кількість ФС, N – кількість VM. VM перестає існувати, якщо для кожного k $r_{ij}^k(t) = 0$. Використання k -го ресурсу на i -му ФС позначається як $R_i^k(t) \in [0, 1]$, $i = \overline{1, M}$.

При розподілі VM на ФС використовуються два основних підходи: без перепідписки та з використанням перепідписки (oversubscription). Розподіл без перепідписки означає, що об'єм запитуваного VM ресурсу виділяється на ФС повністю, таким чином, наприклад, сума процесорного ресурсу, що вимагають всі VM не перевищує наявну кількість процесорного ресурсу ФС, на якому ці VM розподілені. Але при цьому, як показує практика, віртуальний процесор багатьох VM виявляється недовантаженим і весь процесорний ресурс ФС використовується неефективно. Використання перепідписки дає можливість виділити для всіх VM на ФС більше ресурсу, чим є в наявності. Крім того, при зміні параметрів VM (необхідний процесорний час або розмір пам'яті) в бік збільшення треба прийняти рішення – залишити цю VM на тому самому ФС, або мігрувати її на ФС з достатньою кількістю ресурсів.

Завдання управління навантаженням і ресурсами IT-інфраструктури хмарного ЦОД характеризується такими особливостями: *великий розмір*, N обраховується сотнями тисяч VM, M обраховується тисячами ФС; *зміна структури матриці \mathbf{A}* , M і N змінюються з часом; *динаміка навантажень і неможливість визначення їх розподілу*, $r_{ij}^k(t)$ і $R_i^k(t)$ змінюються на кожному кроці під впливом запитів клієнтів; *нелінійна залежність показників якості SLA від використаних ресурсів* $r_{ij}^k(t)$ і $R_i^k(t)$. Вказане завдання вирішується в публікаціях автора [3-6].

Суттєво зменшити невизначеність при управлінні ресурсами IT-інфраструктури хмарного ЦОД дозволяє застосування прогнозування. Обґрунтування необхідності прогнозування навантаження на ресурси IT-інфраструктури пов'язане з пошуком компромісу між бажанням вивільнити максимально можливу кількість ФС або залишити їх в активному стані з метою зменшення штрафів за порушення SLA, які виникають в результаті нестачі ресурсів. Точний прогноз дозволяє зменшити енергоспоживання і штрафи за рахунок прийняття випереджаючих управлінських рішень щодо розміщення нових VM та міграції існуючих.

Оскільки вибрати параметри і коефіцієнти моделі прогнозування споживання ресурсів при будь-яких комбінаціях навантажень не уявляється можливим, залишається на кожному кроці управління створювати нову модель, застосовуючи нові дані, отримані з підсистеми моніторингу. Кількість необхідних для отримання моделі прогнозу даних моніторингу визначається підбором в процесі роботи запропонованого в [5] методу прогнозування.

Відсутність строгого критерію застосування того чи іншого методу прогнозування навантаження обумовлює використання комбінованого методу з адаптацією параметрів моделі. Комбінований метод полягає у застосуванні декількох (альтернативних) методів прогнозування з адаптацією розміру тренувальної вибірки і подальшим вибором прогнозу на основі визначеного критерію. Склад альтернативних методів прогнозування визначається в результаті попередніх досліджень їх застосування до тестових вибірок з реальних трейсів, наприклад з [7, 8]. Для визначення управління на поточному кроці вибирається прогноз, отриманий методом і розміром тренувальної вибірки, що дали мінімальну середню абсолютну похибку прогнозу в процентах на попередньому кроці. Для варіанту методу з використанням комбінування враховується не одна пара «метод-вікно», а декілька пар з попереднього, а також з декількох попередніх кроків управління. Такий підхід для визначення управління на основі результатів прогнозування отримав назву «повзучі евристики».

Підхід до управління ресурсами ІТ-інфраструктури хмарного ЦОД в цілому реалізується послідовно на трьох рівнях: стратегічному рівні, рівні планування і рівні управління. Рівень стратегій визначає наступні стратегії управління: з надлишком ресурсів при змінному навантаженні; з надлишком ресурсів при стаціонарному навантаженні; з нестачею ресурсів при змінному навантаженні; з нестачею ресурсів при стаціонарному навантаженні; з надлишком ресурсів і трендом на збільшення навантаження; з надлишком ресурсів і трендом на зменшення навантаження. Визначення стратегії управління відбувається шляхом реалізації трьох стадій: оцінки стану ІТ-інфраструктури за допомогою метрик, отримання завдань і запитів з боку користувача та прогнозування навантаження.

Кожна стратегія управління реалізується вирішенням наступних завдань планування: обчислення метрик, які відображають тенденції навантаження і складу ІТ-послуг, що надаються провайдером в поточний час; прогнозування навантаження на трьох рівнях сервісної моделі хмарних обчислень; визначення оптимізаційних методів, які необхідно застосувати в поточний час, за допомогою операторного підходу з урахуванням специфіки ЦОД провайдера, складу методів оптимізації і поточних умов роботи ЦОД.

Результатом роботи рівня планування є підмножина завдань управління, реалізація яких призводить до досягнення мети визначеної стратегії управління. Визначені завдання реалізуються за допомогою програмно-визначених методик і технологій на трьох рівнях сервісної моделі хмарних обчислень.

IV. Архітектура і складові інформаційної технології управління ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД

Архітектура ІТУ базується на концепції управління ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД і існуючих поширених практиках розробки і надання хмарних послуг, використовуваних на практиці. Архітектура ІТУ (рис. 3) включає в себе основні блоки програмного забезпечення СУІ, які опрацьовують управляючі впливи адміністраторів, працюючих в локальній мережі ЦОД, і запити на управління і обслуговування з боку споживачів (користувачів) хмарних послуг, працюючих в



Рис. 3. Архітектура ІТУ ІТ-інфраструктурою хмарного ЦОД

мережі Інтернет. Функції управління хмарними послугами на всіх рівнях сервісної моделі виконуються через портал провайдера після відповідної аутентифікації і авторизації.

Провайдер хмарних послуг використовує систему надання хмарних послуг, яка створюється за модульним принципом з метою залучення тільки тих модулів управління, які забезпечують виконання певної множини хмарних послуг користувачеві і сервісних (забезпечуючих) послуг. При необхідності розгортання нових хмарних послуг або нових службових сервісів система надання хмарних послуг дозволяє підключити відповідний модуль і за рахунок використання відповідних API інтегрувати його в СУІ.

Структура ІТУ IT-інфраструктурою хмарного ЦОД включає в себе модулі управління, які вже впроваджені в систему надання хмарних послуг, і модулі управління, які реалізують інформаційну технологію. Концепція, інформаційна технологія, методи і алгоритми управління реалізуються у вигляді окремих модулів: глобальний менеджер ЦОД і менеджер фізичного сервера. Глобальний менеджер ЦОД розгортається і інтегрується на рівні центральної частини системи надання хмарних послуг, а менеджер фізичного сервера розгортається на кожному ФС, який знаходиться в пулі хмарних ресурсів.

V. Висновки

Сучасний хмарний ЦОД є складним об'єктом управління і характеризується ієрархічністю, багатовимірністю і багатоаспектністю. При цьому недостатньо уваги приділяється розробленню методів і моделей інтегрованого управління IT-інфраструктурою з використанням прогнозів навантаження. Запропонована концепція і інформаційна технологія управління IT-інфраструктурою хмарного ЦОД. Запропоновано підхід «повзучі евристики» для визначення впливів управління на основі результатів прогнозування на попередньому кроці управління. При цьому підхід до управління ресурсами IT-інфраструктури хмарного ЦОД в цілому реалізується послідовно на трьох рівнях: стратегічному рівні, рівні планування і рівні управління. Визначені особливості завдань управління навантаженням і ресурсами IT-інфраструктури хмарного ЦОД: великий розмір задачі оптимізації; зміна структури системи; динаміка навантажень і неможливість визначення їх розподілу; нелінійна залежність показників якості SLA від використаних ресурсів. Запропонована архітектура ІТУ, яка базується на концепції управління IT-інфраструктурою хмарного ЦОД і існуючих поширених практиках розробки і надання хмарних послуг.

Список використаних джерел

[1] P. Mell and T. Grance, "The NIST definition of cloud computing," Gaithersburg, USA, Special Publication 800-145, vol. 800, no. 145, 2011, p. 7.

[2] Telenyk S., Zharikov E., Rolik O. Architecture and conceptual bases of cloud IT infrastructure management // *Advances in Intelligent Systems and Computing*. – Springer, Cham, 2017. – Vol. 512. – С. 41-62.

[3] Telenyk S., Zharikov E. and Rolik O., "Modeling of the Data Center Resource Management Using Reinforcement Learning," 2018 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T), Kharkiv, Ukraine, 2018, pp. 289-296.

[4] Zharikov E., Rolik O., Telenyk S. A Decomposition Approach to Hierarchical Management of Cloud Data Center Services // 2018 IEEE 13th International Scientific and Technical Conference on Computer Sciences and Information Technologies (CSIT). – IEEE, 2018. – Т. 1. – С. 42-47.

[5] Жаріков Е. В., Структурна оптимізація моделей прогнозу споживання обчислювальних ресурсів в умовах віртуалізації // *Електронне моделювання*. – 2018. – №5. – С. 49-66.

[6] Жаріков Е. В. Інтегроване управління ресурсами хмарного центру обробки даних на основі віртуальних машин // *Матем. машини і системи*, 2018. – № 2. – с. 21-32.

[7] GWA-T-12 Bitbrains [Online] Available from: <http://gwa.ewi.tudelft.nl/datasets/gwa-t-12-bitbrains> [Accessed June 01, 2019].

[8] C. Reiss, J. Wilkes, and J. L. Hellerstein, "Google cluster-usage traces: format+schema," Google Inc., Mountain View, CA, USA, Technical Report, 2011.

Порівняння різницевих алгоритмів вимірювання малих фазових зсувів за чутливістю

Ігор Бучма

Національний університет „Львівська політехніка”, кафедра комп’ютеризованих систем автоматики
79-013 Львів, вул. Ст. Бандери, 12, E-mail: ibuchma1@gmail.com

Abstracts. Two algorithms for measuring small phase shifts are considered: with binary sampling of two signals and with the conversion of a differential signal. On the basis of expressions, which calculates the phase shift for each algorithm, expressions for sensitivity are obtained. It is shown that the sensitivity of the algorithm with the conversion of the difference signal is twice the sensitivity of the algorithm with binary sampling.

Анотація. Розглядаються два алгоритми вимірювання малих фазових зсувів: з бінарною дискретизацією двох сигналів та з перетворенням різницевого сигналу. На основі виразів, за якими розраховується фазовий зсув для кожного алгоритму, отримано вирази для чутливостей. Показано, що чутливість алгоритму з перетворенням різницевого сигналу у два рази перевищує чутливість алгоритму з бінарною дискретизацією.

I. Вступ

Вихрострумові наземні та аероелектророзвідувальні станції використовують гармонічні електромагнітні поля низьких та інфранизьких частот. Робота їх базується на вимірюванні або відносного значення квадратурної компоненти вторинного магнітного, або відношення півосей еліпса поляризації магнітного поля. А ці параметри є рівнозначні з вимірюванням малих фазових зсувів між двома сигналами, що створені зондуємим (первинним) полем та сигналом, створеним сумарним магнітним полем, тобто сумою магнітних полів первинного та вторинного, створеного вихровими струмами, збудженими первинним полем. Оскільки рівні вимірюваних сигналів на таких частотах дуже низькі, то намагаються використовувати методи вимірювання, що забезпечують найвищу чутливість. Крім цього на таких частотах рівень низькочастотних флікер-шумів перевищує рівень білого шуму в тисячі разів, то для зменшення впливу, зокрема, флікер-шумів використовують різні методи перетворення сигналів. Одним з таких методів є бінарна дискретизація сигналів вхідних сигналів [1]. Подібний результат може забезпечити і частотне перетворення різниці вхідних сигналів. Тому порівняння цих двох методів за чутливістю є справою актуальною.

II. Виклад основного матеріалу

1. *Методи бінарної дискретизації. перетворення різницевого сигналу.* Суть методу бінарної дискретизації полягає в тому, обидва сигнали між якими вимірюється фазовий зсув подаються на аналоговий комутатор з двома входами і одним виходом, який керується послідовністю імпульсів з шпаруватістю 2, частота слідування яких набагато більша ніж частота вхідних сигналів. Перетворюючи певним чином вихідний сигнал комутатора і вимірюючи амплітуду отриманого вихідного сигналу знаходимо формулу для обчислення фазового зсуву j_x (1) [2].

$$j_x = \frac{p^2}{8} \frac{U_{mw2}}{K_{FVCH} U} \quad (1)$$

де U_{mw2} , – амплітуда перетвореного вихідного сигналу; K_{FVCH} – коефіцієнт передачі фільтра верхніх частот та всього тракту; U – амплітуда одного з вхідних сигналів.

2. *Метод перетворення різницевого сигналу.* Віднімаючи вхідні гармонічні сигнали отримуємо їх різницю. Перетворемо цю різницю в балансно-модульований сигнал перемноженням її з послідовністю прямокутних імпульсів з шпаруватістю 2, частота слідування яких набагато більша ніж частота різниці. Потім застосувавши певні перетворення на основі вихідного сигналу отримуємо формулу для обчислення фазового (2)

$$j_x = \frac{p^2}{16} \frac{U_{m0}}{F_{FVCH} U} \quad (2)$$

де U_{m0} – амплітуда обвідної балансно-модульованого сигналу після її виділення.

Вимірюючи амплітуду обвідної U_{mO} та амплітуду одного з порівнюваних сигналів U обчислюємо за виразом (2) фазовий зсув j_x

3. *Порівняння чутливостей розглянутих методів.* Для порівняння чутливостей цих алгоритмів надамо прирости для фазового зсуву і визначимо прирости амплітуд сигналу на виході. За відношенням приросту амплітуди вихідного сигналу до приросту фазового зсуву знаходимо чутливість. Отже для алгоритму з бінарною дискретизацією на підставі Виразу (1) отримуємо

$$\Delta j_x = \frac{p^2}{8} \frac{\Delta U_{mw2}}{K_{FVCH} U} \quad (3)$$

Аналогічним чином на підставі виразу (2) отримуємо вираз для приросту амплітуди обвідної від приросту фазового зсуву.

$$\Delta j_x = \frac{p^2}{8} \frac{\Delta U_{mO}}{K_{FVCH} U} \quad (4)$$

На підставі (3) і (4), вважаючи, що коефіцієнт передачі фільтра верхніх частот та всього наступного тракту для обох методів однакові, визначимо їх чутливість:

а) чутливість методу з бінарною дискретизацією

$$S_1 = \frac{\Delta U_{mw2}}{\Delta j_x} = \frac{8}{p^2} K_{FVCH} U \quad (5)$$

і

б) методу з перетворенням сигналу різниці

$$S_2 = \frac{\Delta U_{mw2}}{\Delta j_x} = \frac{16}{p^2} K_{FVCH} U \quad (6)$$

Таким чином, порівнюючи між собою вирази (5) і (6) бачимо, що чутливість методу з перетворенням різницевого сигналу є в два рази вищою ніж методу з бінарною дискретизацією.

Література

- [1]. Кондратов В.Т. Алгоритмические методы измерения мгновенных значений фазового сдвига инфранизкочастотных сигналов. Препринт 04-47. Киев, 1984.-40с.
- [2]. Ihor Buchma. Measurement of Phase Shift between the harmonic signals using binary sampling. Computer Printing Technologies, v.1, Nr 37, 2017.-P.78-91.
- [3]. Патент на корисну модель №133216 UA, Україна. МПК G01R 25/00, (2019.01). Пристрій для вимірювання фазового зсуву/ Бучма І.М, Федюшко П.І. (Україна). № заявки u 2019 10709, Заявл. 29.10.2018, Опубл. 25.03.2019. Бюл.№ 6, 2019.-9с.

Слідкуючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з імпульсним зворотним зв'язком

Зиновій Мичуда¹, Леся Мичуда², Ганна Єліссєва¹

¹ Національний університет „Львівська політехніка” кафедра комп'ютеризованих систем автоматики,

² Національний університет „Львівська політехніка”, кафедра автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій
79013 Львів, вул. Ст. Бандери, 12, E-mail: z_mychuda@ukr.net

Abstract. New principle of building monitoring logarithmic ADC is offered, the singularities of realization are considered, the valuation of accuracy and speed are given.

Анотація. Запропоновано новий принцип побудови слідкуючих логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів, розглянуто особливості реалізації, дано оцінку точності та швидкодії.

I. Вступ

Відбір і передача сигналів від сенсорів найрізноманітніших фізичних величин до комп'ютеризованих систем відбувається виключно за допомогою аналого-цифрових перетворювачів (АЦП). Річ у тому, вихідні сигнали сенсорів мають аналогову форму, а комп'ютери сприймають цифрові сигнали. Серед двох видів АЦП, лінійних і нелінійних (останні в основному є логарифмічними), особливу увагу привертають логарифмічні АЦП, які поряд з аналого-цифровим перетворенням забезпечують додаткові можливості, зокрема: стиснення динамічного діапазону вхідних сигналів, лінеаризацію характеристик сенсорів, сталі значення відносної похибки у всьому діапазоні перетворення і, що особливо важливе – це забезпечення можливості обчислень у логарифмічній арифметиці, в якій повільні в лінійній арифметиці операції множення та ділення зводяться до швидких операцій додавання та віднімання.

Логарифмічні АЦП на комутованих конденсаторах [1-4], які вперше [2] були реалізовані на кафедрі автоматики та телемеханіки Національного університету “Львівська політехніка”, на даний час мають найвищі метрологічні характеристики, зокрема, дають змогу досягти точності та швидкодії такої ж, як і у лінійних АЦП, і, завдяки своїм значно ширшим функціональним можливостям, починають створювати реальну конкуренцію лінійним АЦП. Серед різних класів ЛАЦП на комутованих конденсаторах найменш вивченими є слідкуючі ЛАЦП. Найбільшою проблемою цих перетворювачів є створення наростаючої розгортки компенсаційної напруги [3] через негативні впливи параметрів аналогових ключів конденсаторних комірок.

Метою даної статті є розроблення нового принципу побудови слідкуючих ЛАЦП на основі використання імпульсного зворотного зв'язку та дослідження особливостей його реалізації.

II. Виклад основного матеріалу

Реалізація ЛАЦП з наростаючою розгорткою відкрила можливість створення слідкуючих ЛАЦП, оскільки слідкуючий ЛАЦП є фактичною комбінацією ЛАЦП зі спадною та ЛАЦП з наростаючою розгорткою.

Як ЛАЦП зі спадною, так і ЛАЦП з наростаючою розгорткою реалізовані за одною і тою ж схемою перетворювача з імпульсним зворотним зв'язком [4]. Внаслідок цього стало можливим об'єднання переважної більшості функціональних вузлів, а для реалізації слідкуючого режиму роботи введено додатково схему віднімання СВ, другий RS-тригер Т2, два елементи затримки Е31 і Е32, елемент АБО, два елементи збігу І1 і І2 та два інвертори.

На перші входи компараторів КМ1 і КМ2 подається сигнал з виходу схеми віднімання СВ, який рівний різниці (U_p) вхідної напруги та компенсаційної напруги. На другі входи компараторів подається порогова напруга, абсолютне значення якої вибирається рівним мінімальному значенню компенсаційної напруги, причому на один компаратор подається додатна, а на другий – від'ємна порогова напруга.

Під час запуску ЛАЦП імпульс з виходу одновібратора ОВ устанавлює вузли схеми у початковий стан і перекидає другий тригер Т2 у стан логічної одиниці на прямому виході, яка дозволяє проходження тактових імпульсів через елемент збігу І1.

Коли тактові імпульси проходять через елемент збігу І1, то схема працює у режимі роботи ЛАЦП із спадною розгорткою. При цьому включений перетворювач напруга-струм ПНС1 і при цьому основа логарифму (z) задається меншою від одиниці. Вихідний код рівний кількості тактових імпульсів, що поступили на реверсивний лічильник в цьому режимі:

$$N = \frac{1}{\ln z} \ln \frac{U_{BX}}{U_o}, \quad (1)$$

де

$$z = \frac{1 - Yt / 2C}{1 + Yt / 2C}, \quad (2)$$

Y – коефіцієнт перетворення перетворювача напруга-струм ПНС1; t – тривалість тактових імпульсів; C – ємність накопичуючого конденсатора, U_{BX} – вхідна напруга, U_o – опорна напруга.

При проходженні тактових імпульсів через другий елемент збігу І2 схема працює у режимі ЛАЦП з наростаючою розгорткою із включеним перетворювачем напруга струм ПНС2 і при цьому основа логарифму (a) задається більшою від одиниці.

Початково слідкуючий ЛАЦП переводиться в режим роботи зі спадною розгорткою, а в подальшому – режим визначається різницею між вхідною і компенсаційною напругами:

при $U_p > U_n$ компаратор КМ1 у стані логічної одиниці – режим спадної розгортки;

при $-U_p < -U_n$ компаратор КМ2 у стані логічної одиниці – режим наростаючої розгортки.

Оскільки, як згадувалося вище, слідкуючий ЛАЦП є комбінацією ЛАЦП із спадною та ЛАЦП з наростаючою розгорткою, то всі висновки у відношенні метрологічних характеристик і властивостей цих ЛАЦП будуть справедливими і для слідкуючого ЛАЦП.

Під час роботи ЛАЦП накопичуючий конденсатор C розряджається струмами витікання під'єднаних до нього елементів схеми. Тому для зменшення інструментальної похибки доцільно періодично переривати процес слідкування і повторно запускати ЛАЦП. Періодичність повторних запусків залежить, звичайно, від потрібної точності та якості використаних елементів. Без особливих вимог період повторного запуску становить одиниці хвилин.

При заданні $z = 0,999$ і $a = 1,001$ похибка перетворення слідкуючого ЛАЦП не перевищує 0,1%, а час установа менший 10 мс. У режимі слідкування час перетворення становить 1-2 періоди тактової частоти, тобто 2,5-5 мкс.

При необхідності підвищення швидкодії (у першу чергу за рахунок зменшення часу установа) треба перейти до реалізації слідкуючого ЛАЦП на ЛАЦП з меншим числом тактів перетворення, наприклад – порозрядних ЛАЦП. Це одночасно сприятиме і підвищенню точності.

Література

- [1]. Мичуда З.Р. Логарифмічні Аналого-Цифрові Перетворювачі – АЦП майбутнього.- Л.: Простір, 2002.- 242 с.
- [2]. Мычуда З.Р., Дудыкевич В.Б. Способ определения логарифма: А.с.819948 СССР.- 1982, Б.И. 29.
- [3]. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Костів І.А. Слідкуючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач// Вісник НУЛП – Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2016, вип.852, с. 77-82.
- [4]. Patent 227862 Polska. Logarytmiczny przetwornik analogowo-cyfrowy/ Myczuda Z., Myczuda Ł., Antoniów U., Szczesniak A., 2018, WUP 01/18.

Дистанційне керування через бездротову мережу приводами багатовимірної гіростабілізованої платформи

Анатолій Мельник, Денис Лихотоп

Кафедра електронних обчислювальних машин, Національний університет «Львівська політехніка»
м.Львів, вул. Степана Бандери, 28А, E-mail: aomelnyk@gmail.com, walden@meta.ua

Анотація: Розглянуто організацію комп'ютерної мережі, через яку здійснюється дистанційне керування гіростабілізованою платформою. Наведено переваги та недоліки централізованого та децентралізованого підходу до вирішення проблеми проектування систем керування гіростабілізованою платформою.

Ключові слова: дистанційне керування, гіростабілізована платформа, комп'ютерна мережа, централізоване та децентралізоване керування.

I. Вступ

Дистанційне керування та автоматизація процесів широко використовуються в даний час у різних сферах нашого життя. Рівень сучасної елементної бази сприяє цьому. Якщо ще декілька років тому завдання дистанційного керування пристроями через бездротові мережі породжувало необхідність використання високопродуктивних процесорів, що збільшувало вартість кінцевого виконавчого пристрою в рази, то зараз є можливість використовувати дешеві, прості й ефективні вбудовані засоби, ринок яких постійно зростає.

Сьогодні розроблювана система повинна з легкістю приймати всі поправки, змінюватися, перебудовуватися, збільшуватися. Потрібно забезпечити можливість поступового її доповнення новими модулями, щоб в кінцевому підсумку отримати єдиний інтелектуальний простір, де все працює з максимальним комфортом для користувача. По суті, це спеціалізована розподілена система, що реагує на зміни в навколишньому середовищі і динамічно змінює свою поведінку. Вона містить велику кількість пристроїв, кожен з яких виконує свою частину загального алгоритму, всі взаємодіють з усіма, реагують на зовнішнє середовище, передають дані та сигнали і визначають свою поведінку в залежності від отриманої інформації.

II. Апробація мережі на базі гіростабілізованої платформи

У попередніх працях [1,2] нами було досліджено принципи побудови мобільної локальної комп'ютерної мережі для систем на базі спеціалізованих мікропроцесорів з бездротовим інтерфейсом, досліджено проблему організації комутації ансамблю кіберфізичних пристроїв у мережі між собою за допомогою централізованих реконфігурованих та децентралізованих мереж.

Апробація мереж проводилась з використанням макетного взірця багатовимірної гіростабілізованої платформи. Гіростабілізована платформа – гіроскопічний пристрій для просторової стабілізації об'єктів та приладів (в нашому випадку відеокамери). Побудована на безколекторних двигунах, вона здатна забезпечувати компенсацію кутових зміщень по 3-х осях таким чином, що лінія візування залишається нерухомою в просторі щодо інерціальної системи координат, а також швидко реагує, плавність і точність позиціонування. Платформа у вигляді підвісу для відеокамери оснащена мікроконтролером, який відповідає за просторову орієнтацію, та додатковим модулем, який дозволяє організувати можливість бездротової передачі даних.

III. Використання централізованої мережі

При зміні приладів на гіростабілізованій платформі поставала потреба у зміні налаштувань системи (потужності двигунів, швидкості реакції, кутів зміщень і т.д.). Для зручного користування у систему було інтегровано розроблену локальну Wi-Fi мережу на з конфігуруванням за допомогою bluetooth. Завдяки використанню цієї мережі з'явилась можливість відмовитись від встановлення на комп'ютері програмного забезпечення для відлагодження, що додає системі властивостей мобільності та ширшої функціональності. Мобільний пристрій (смартфон, планшет), під'єднавшись до однієї точки доступу Wi-Fi, дозволяє налаштувати та дистанційно керувати системою, а також і допоміжними пристроями, які використовують дану мережу (освітленням, дистанційним керуванням фокусом та зумом і т.д.).

Як результат, був створений програмно-апаратний комплекс мобільної локальної мережі, яка є централізованою та підтримує до 16 клієнтів на одну точку доступу, які є одночасно під'єднаними і мають

можливість передавати дані. Відразу поставало питання втрати клієнтами мережі зв'язку між собою у разі відмови серверу (точки доступу). Для вирішення цих проблем було внесено модифікації у мережу, після чого з'явилась можливість її автоматичної реконфігурації. При втраті сигналу з точкою доступу вузли автоматично переконфігуровуються у нову мережу та можуть продовжувати свою роботу. Кожен модуль системи містить комплекс програмного забезпечення, яке підвантажується частинами в залежності від ситуації та дозволяє працювати вузлу як у режимі точки доступу (серверу) так і клієнта.

Створений програмно-апаратний комплекс мережі може бути вбудований в пристрої та системи як мобільного, так і стаціонарного призначення, а також працювати без використання додаткових мікроконтролерів, так як містить двоядерний 32-бітовий мікропроцесор з достатньою для організації систем збору інформації обчислювальною потужністю, дистанційного керування та налаштування сторонніх пристроїв.

В процесі виконання проекту був зроблений висновок, що стандартні топології мереж з центральним вузлом для складних систем автоматизації та дистанційного керування використовувати недоцільно. У разі виходу із ладу цього вузла інші вузли втрачають зв'язок між собою. Якщо навіть у системі передбачено автоматичну реконфігурацію вузлів, як у нашому випадку, централізована система має ряд недоліків: обмежений радіус дії, а також проблему додавання нових вузлів, так як обчислювальні можливості центрального вузла обмежені.

IV. Використання децентралізованої мережі

При проектуванні структури вбудованої системи було запропоновано взяти за основу Mesh-мережу. Mesh-мережа – децентралізована мережа, що передбачає послідовне під'єднання пристроїв, які володіють функціями маршрутизатора і здатні використовувати різні шляхи для пересилання пакетів. Кожен новий пристрій розширює мережу, що дозволяє під'єднувати ще більшу кількість пристроїв. В підсумку, охопити однією комунікацією великий простір стає значно простіше. Ідея використовувати даний вид розгортання мережі пов'язана з вирішенням задачі спрощення розгортання легко змінюваних та підлаштовуваних мереж розумних систем. Незалежність пристроїв підвищує надійність системи і дозволяє не перевантажувати існуючий шлюз. Також з'явилась можливість розвантаження центрального пристрою та розподілення задач обчислення в мережі. Таким чином, кожен елемент системи має вбудовану логіку, яка сама приймає рішення, коли і куди відправляти дані, розподіляти обчислення. До виготовленого макетного взірця для тестування було внесено конструктивні зміни, реалізовано вузли з двигунами (приводи системи) у вигляді вузлів мережі, кожен двигун під'єднано до окремого модуля, який тепер взяв на себе опрацювання даних для певної осі та керування приводом. Дані з давачів, а саме акселерометра та гіроскопа, поступають до модуля, який відповідає за певний привід, мікроконтролер модуля проводить обчислення та коригує положення системи по певній осі. Дане рішення дозволило забезпечити модульність, легке нарощення системи та збільшення віддалі до об'єкта керування.

Отримані результати можна застосовувати у різних сферах діяльності, зокрема, для дистанційного керування та автоматизації рутинних процесів на виробництві, на підприємствах і т.д. На базі цієї організації мережі можна створити модуль програмованих сценаріїв взаємодії вузлів в межах системи, який дозволить кінцевому користувачеві без знання програмування об'єднати пристрої в послідовний ланцюжок дій для обміну інформацією в конкретних завданнях. Користувач матиме можливість створювати сценарії роботи, стежити за їх виконанням, редагувати, видаляти, імпортувати та експортувати для можливості резервного копіювання та перенесення налаштувань при нарощуванні мережі та збільшенні кількості вузлів.

Література

[1]. Мельник А.О., Лихотоп Д.В., Гребеняк А.В. Вбудована локальна комп'ютерна Wi-Fi мережа з конфігуруванням за допомогою технології Bluetooth. Вісник національного університету "Львівська політехніка" "Комп'ютерні системи та мережі", № 881, 2017, с. 66-86.

[2]. Мельник А. О. Наукові напрями створення багаторівневої платформи кіберфізичних систем // Матеріали Третього наукового семінару «Кіберфізичні системи: досягнення та виклики», НУЛП, Львів, 13-14 червня, 2017. – С4-9. (електронне видання).

Algorithm for the one kind inventory-production optimization problem

Krzysztof Schiff

Cracow UnivTechnology, the department of automatic control and information technology
31-155 Kraków, Warszawska 24, Poland, E-mail: kschiff@pk.edu.pl

Abstract – The inventory – production problem is a one of optimization problems in a decision area, in which inventory volume and production volume are considered together and this is the subject of this paper. There are many approach to this problem in concern, but for the first time this problem is modeled by means of capacitated graph network and based on this model a solution to the problem is proposed, which consists on finding the maximum flow with minimum sum of production and inventory cost. In this article only a solution for one kind of product for the deterministic inventory-production optimization problem is presented and for this one kind of product a maximum flow with a minimum cost for each considered demand period is calculated. The solution to the one kind of product for the inventory-production problem consist of maximum flow with minimum cost for a total demand from all periods, which has been taken into consideration.

Streszczenie – Problem optymalizacji wielkości produkcji i zapasów jest jednym z głównych optymalizacyjnych problemów decyzyjnych firm. W prezentowanym artykule po raz pierwszy problem ten jest modelowy przy pomocy pojemnościowej sieci grafu i na bazie tego modelu prezentowany jest nowy sposób rozwiązania przedmiotowego problemu. Celem optymalizacji jest znalezienie maksymalnego strumienia produktów w systemie przy minimalnym całkowitym koszcie produkcji i magazynowania oraz przy jednoczesnym całkowitym zaspokojeniu popytu w rozważanym horyzoncie czasowym w odróżnieniu od przypadku kiedy to całkowity popyt nie musi być w pełni zaspokojony. W prezentowanym artykule przedstawiono deterministyczne modelowanie i rozwiązanie problemu optymalizacyjnego dla problemu ustalenia wielkości produkcji i stanów magazynowych jednego rodzaju produktu w przewidywalnym horyzoncie czasowym.

1. Wprowadzenie

Zaspokojenie popytu konsumenckiego jest jednym z głównych celów nowoczesnego zarządzania logistycznego i w tym celu metody prognozowania popytu i produkcji poszczególnych produktów w określonym przedziale czasowym są rozwijane tak, aby ten popyt był zaspokajany przy minimalnych kosztach własnych. Zasadniczo mamy dwa typy kosztów do rozważenia: koszt produkcji i koszt magazynowania. Te koszty produkcji i magazynowania nie są stałe i ulegają wahaniom czasowym w prognozowanym horyzoncie czasowym. W celu ustalenia optymalnej wielkości produkcji i stanów magazynowych deterministyczne i stochastyczne modele zostały opracowane [1, 5, 12, 13, 14, 15] i nawet metody optymalnego sterowania w tym celu zastosowano [3, 4, 7, 8, 10, 11, 16], wśród których można wyróżnić często stosowaną metodę programowania dynamicznego [2, 6, 9]. W niniejszym artykule zaprezentowano nowe podejście do rozwiązania problemu optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego, a mianowicie problem zamodelowano odmiennie niż dotychczas gdyż zamodelowano go przy pomocy pojemnościowego grafu sieciowego i dla którego w celu uzyskania rozwiązania problemu zaadoptowano metodę wyznaczania maksymalnego strumienia w sieci grafu przy minimalnym koszcie, gdyż kolejność zaspokojenia popytu w składowych okresach rozważanego horyzontu czasowego musi być ściśle określona, począwszy od najbliższego okresu do bardziej odległych i nie może być przypadkowa, co czyni metodę wyznaczania maksymalnego strumienia przy minimalnym koszcie bezużyteczną w takim przypadku, gdyż metoda ta nie uwzględnia kolejności zaspokajania popytu i w pewnych przypadkach mogłaby nie zaspokoić w całości popytów występujących w poszczególnych okresach w rozważanym horyzoncie czasowym. W sekcji 2 omówiono model grafu pojemnościowego dla problemu optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego, zaś w sekcji 3 zmodyfikowana metoda rozwiązania przedmiotowego problemu została zaprezentowana krok po kroku.

2. Modelowanie problemu optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego

Następująca notacja ma zastosowanie:

N – liczba okresów

D_n – popyt na produkcję w okresie n ; $n=1,2,\dots,N$

x_n – zmienna stanu, stan magazynu na początku okresu $n=1,2,\dots,N$

d_n – zmienna decyzyjna w okresie n ; wielkość produkcji w okresie $n=1,2,\dots,N$

P_n – zdolności produkcyjne w okresie n ; $n=1,2,\dots,N$

W_n – zdolności magazynowania w okresie n ; $n=1,2,\dots,N$

c_n – jednostkowy koszt produkcji w okresie n ; $n=1,2,\dots,N$

h_n – jednostkowy koszt magazynowania w okresie n ; $n=1,2,\dots,N$

Matematyczny model dla optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego przedstawia się następująco:

$$\text{Min } \sum_{n=1}^N c_n d_n + h_n x_{n+1}$$

gdzie: $x_{n+1} = x_n + d_n - D_n$

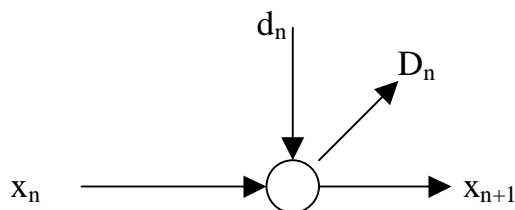
z ograniczeniami: $x_n + d_n \leq W_n$, $d_n \leq P_n$

oraz $x_n + d_n \geq D_n$

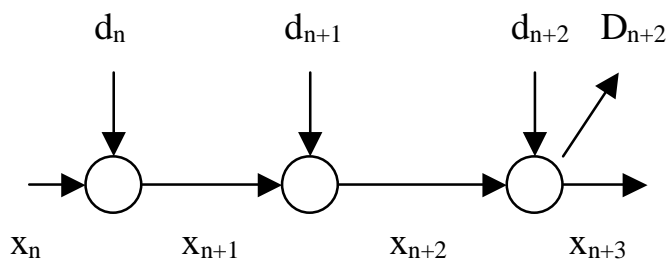
Następujące założenia poczyniono w celu skonstruowania matematycznego modelu:

1. Średni popyt okresowy ulega wahaniom.
2. Model uwzględnia wielkość produkcji i stan magazynów jednocześnie.
3. Cel optymalizacji jest pojedynczy: to jest minimalizacja całkowitych kosztów.
4. Model jest deterministyczny.
5. Braki magazynowe nie są dozwolone.
6. Jednostkowe koszty produkcji i magazynowania ulegają wahaniom z okresu na okres.

Powyższy model matematyczny może być zaprezentowany przy pomocy grafu sieciowego z ograniczeniami pojemnościowymi. Najpierw zamodelujmy jednodniowy okres, tak jak to przedstawiono na rysunku 1 i następnie okres składający się z 3 dni produkcyjnych przy zaspokajaniem popycie w 3 dniu, tak jak to przedstawiono na rysunku 2.

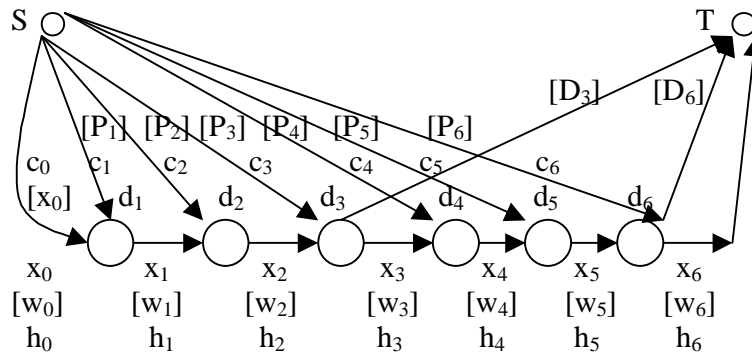


Rysunek 1. Okres jednodniowy.



Rysunek 2. Okres 3-dniowy przy popycie zaspokajającym w trzecim dniu.

Następnie 6 okresów jednodniowych z popytem zaspokajającym w 3 i 6 dniu zaprezentowano na rysunku 3 jako sieć grafu ze źródłem S i sypływem T i pojemnościami przypisanymi krawędziom w nawiasach kwadratowych, które reprezentują zdolności produkcyjne $[d_i]$, zdolności magazynowania $[w_i]$ oraz popyt $[D_i]$ w okresie i , a także początkowy stan magazynu $[x_0]$ na początku okresu 1, który jest mniejszy lub równy zdolności magazynowania $[x_0] \leq [w_0]$.



Rysunek 3. Horyzont czasowy złożony z 6 okresów jednodniowych.

Problem optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego polega na wyznaczeniu maksymalnego strumienia produktów przepływających w sieci grafu z ograniczeniami pojemnościowymi przypisanymi krawędziom, którą dla szczególnego przypadku przedstawiono na rysunku 3, przy uwzględnieniu całkowitych minimalnych kosztów produkcji i magazynowania i wobec tego maksymalny strumień przy minimalnym koszcie jest rozwiązaniem problemu optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego i metodę wyznaczania tego maksymalnego strumienia można zaadoptować do wyznaczania optymalnych parametrów systemu produkcyjno-magazynowego, którymi są optymalne wartości produkcji stanów magazynowych w poszczególnych dniach w rozwiązany okresie horyzontu. Maksymalny strumień równoważy sumaryczny popyt ze wszystkich jedno-dniowych okresów w rozważanym horyzoncie czasowym.

3. Zaproponowana metoda

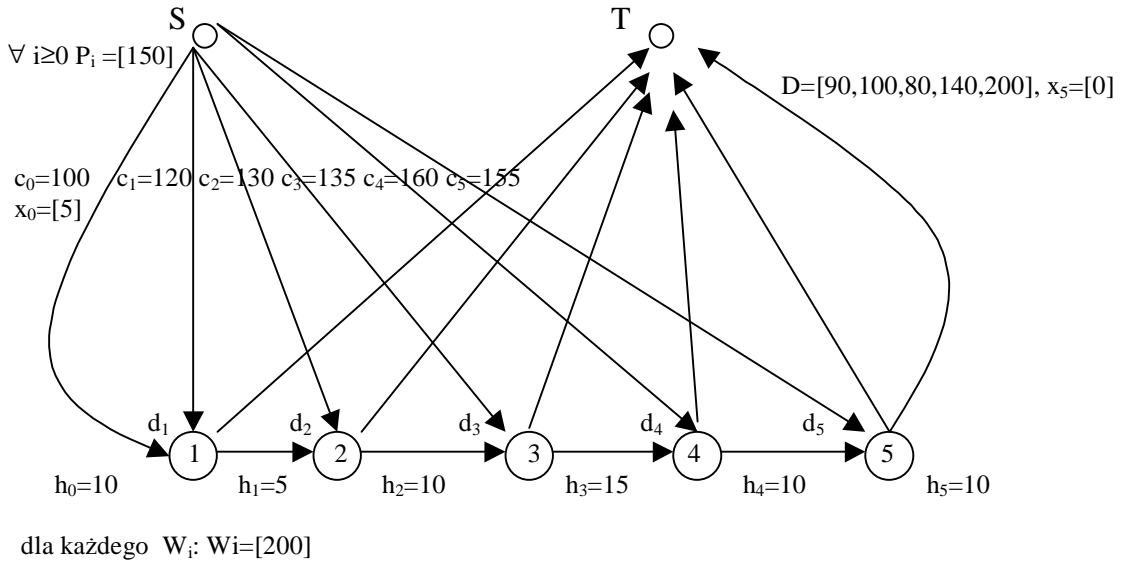
Opracowana metoda rozwiązania problemu optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego wykorzystuje zaproponowany model dla rozważanego problemu jakim jest sieć grafu z ograniczeniami pojemnościowymi przypisanymi krawędziom. Maksymalny strumień o minimalnym koszcie kształtuje plan produkcji i utrzymywania stanów magazynowych w celu zaspokojenia popytu konsumenckiego w rozwiązany horyzoncie czasowym. Dla popytu występującego w okresach w rozważanym horyzoncie czasowym wyznacza się optymalny strumień przy minimalnym koszcie jego zaspokojenia.

Zastosowanie przedstawionej metody dla przypadku problemu optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego przedstawionego na rysunku 4 przedstawiono w dalszej części artykułu krok po kroku. Całkowitą procedurę wyznaczania optymalnych parametrów systemu produkcyjno-magazynowego w wyniku wyznaczania maksymalnego strumienia produktów przepływających przez przedmiotowy system przy minimalnym koszcie produkcji i magazynowania przy jednoczesnym zapewnieniu całkowitego zaspokojenia popytu w okresach składowych horyzontu czasowego przedstawiono jako algorytm 1.

Algorytm 1.

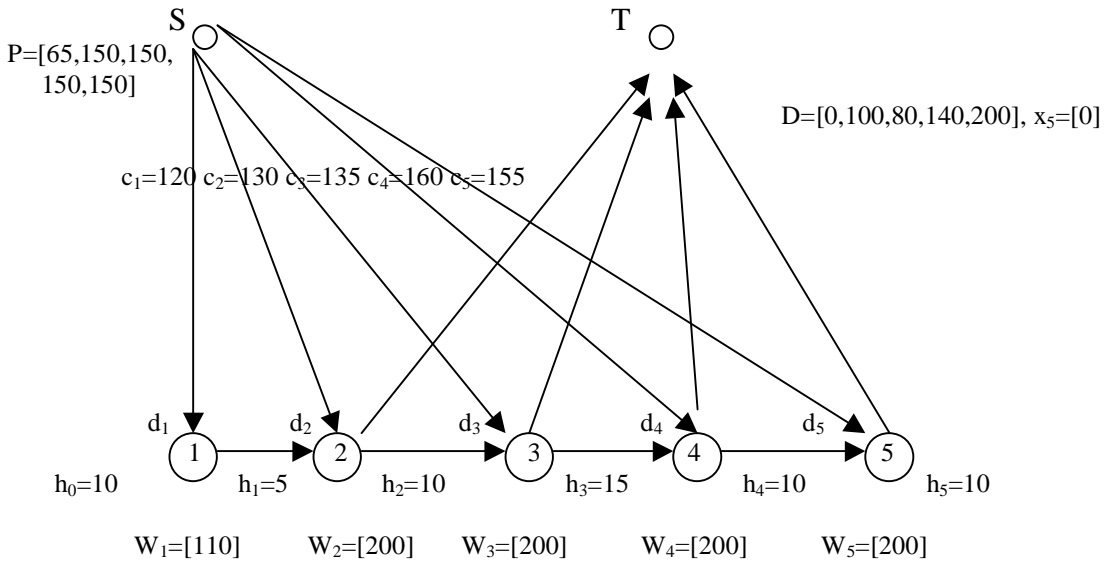
```

Begin
for każdy okres z popytem  $D_i$ , począwszy od najbliższego do bardziej odległych,
begin
repeat
znajdź najtańszą ścieżkę  $kk$  od  $S$  do  $T$  przechodzącą przez wierzchołek okresu  $i$ 
dodaj koszt tej ścieżki do całkowitego kosztu zaspokojenia popytu  $D_i$ 
prześlij strumień maksymalnie jak to możliwe wzdłuż wyznaczonej ścieżki
dodaj wyznaczony strumień do całkowitego strumienia dla popytu  $D_i$ 
uaktualnij pojemności krawędzi
Until (zaspokojono całkowicie popyt w okresie  $i$ )
sumuj całkowite min koszty wyznaczone dla popytów  $D_i$ 
end
Return: maksymalny strumień o minimalnym koszcie
End.
```



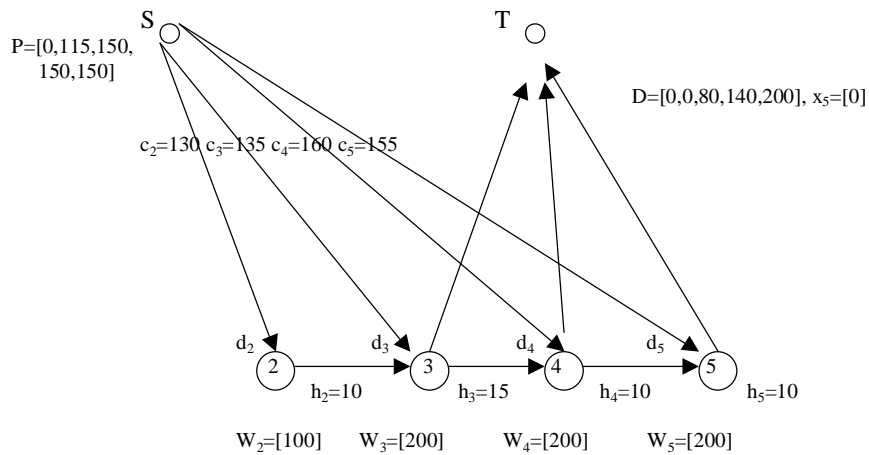
Rysunek 4. Przypadek problemu optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego

Proponowana metoda startuje z pierwszą znaną najtańszą ścieżką $S-x_0-1-T$ o koszcie $c_0+h_0=100+10=110$ i wzdłuż tej ścieżki przesyłany jest możliwy maksymalny strumień produktów, to jest początkowy stan magazynu $x_0=[5]$. Następną najtańszą ścieżką jest $S-1-T$ z kosztem $c_1=120$ i strumień maksymalny przesyłany tą ścieżką wynosi 85 i w ten sposób krawędź $1-T$ zostaje nasycona, co oznacza, że całkowity popyt $D_1=90$ jest zaspokojony. Po tych dwóch krokach bieżący stan problemu wygląda tak jak przedstawiono to na rysunku 5. Uaktualniona wartość zdolności produkcyjnych dla pierwszego okresu wynosi teraz $W_1=120-5-85=110$, zaś uaktualniona wartość zdolności produkcyjnych pierwszego okresu wynosi $P_1=65$. Obecnie popyt pierwszego okresu jest zaspokojony w całości i wobec tego uaktualniona wartość popytu pierwszego okresu wynosi teraz $D_1=0$.



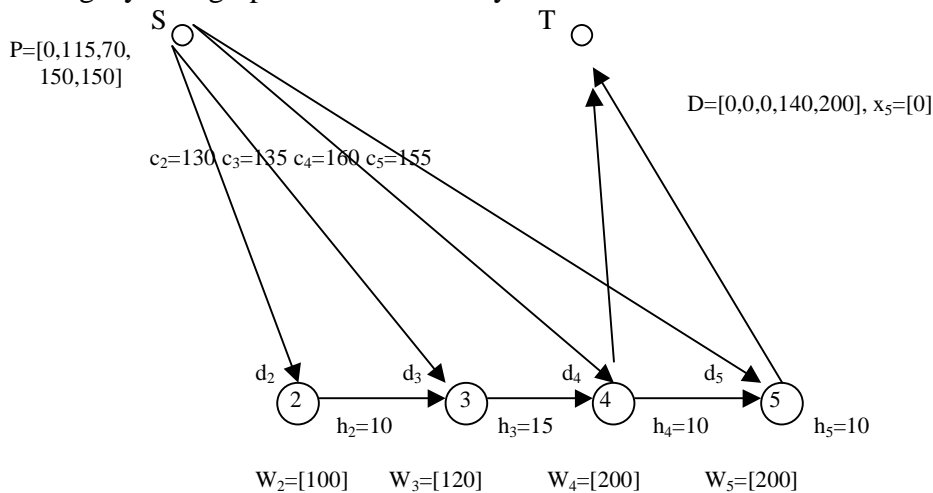
Rysunek 5. Stan optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego po 2 krokach

W tym momencie kolejną najtańszą ścieżką jest ścieżka $S-1-2-T$ z kosztem wynoszącym $c_1+h_1=120+5=125$ i wzdłuż tej ścieżki przesyłany jest strumień wynoszący 65, gdyż jest to uaktualniona wartość zdolności produkcyjnych P_1 . Potem najtańszą ścieżką jest ścieżka $S-2-T$ o koszcie wynoszącym $c_2=130$ i wzdłuż tej ścieżki przesyłany jest strumień wynoszący 35, gdyż jest to poziom wartości strumienia, który z poprzednio wyznaczonym strumieniem przesyłanym wzdłuż ścieżki $S-1-2-T$ w całości zaspokaja popyt konsumencki z okresu 2. Bieżący stan problemu optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego przedstawiono na rysunku 6.



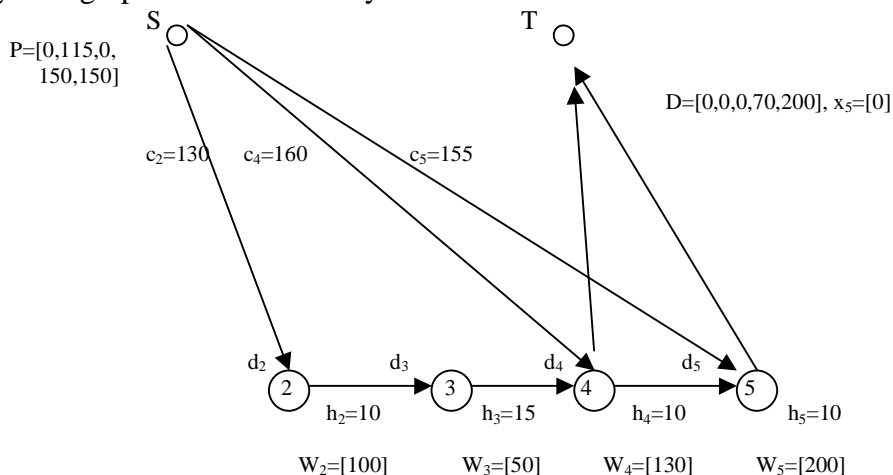
Rysunek 6. Stan optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego po 4 krokach

Następnie wyznaczoną najtańszą ścieżką jest ścieżka S-3-T z kosztem wynoszącym $c_3=135$ i strumień produktów przesyłany tą ścieżką zaspokaja całkowity popyt konsumencki $D_3=80$ w okresie 3. Bieżący stan systemu produkcyjno-magazynowego przedstawiono na rysunku 7.



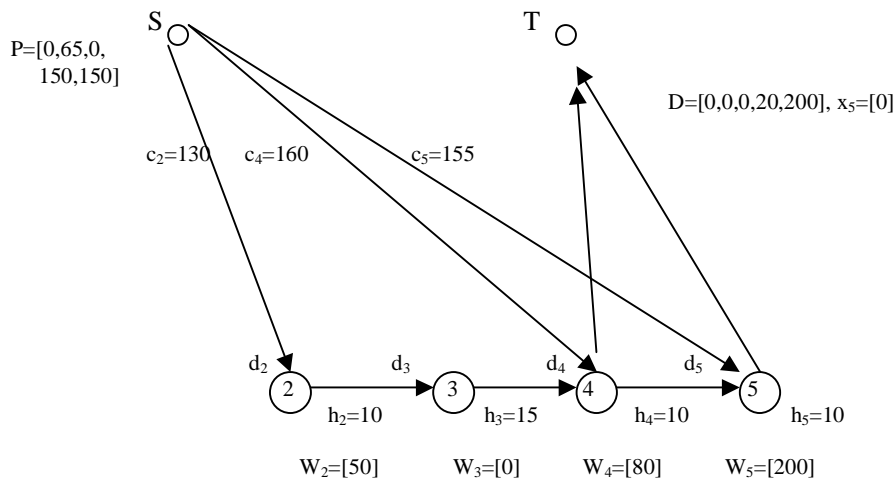
Rysunek 7. Stan optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego po 5 krokach.

Kolejną najtańszą wyznaczoną ścieżką jest ścieżka S-3-4-T z kosztem wynoszącym $c_3 + h_3 = 135 + 15 = 150$ i wzdłuż tej ścieżki przesyłany jest strumień wynoszący 70 produktów, gdyż jest to poziom zdolności produkcyjnych pozostający w dyspozycji w okresie 3. Po tym kroku bieżący stan optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego przedstawiono na rysunku 8.



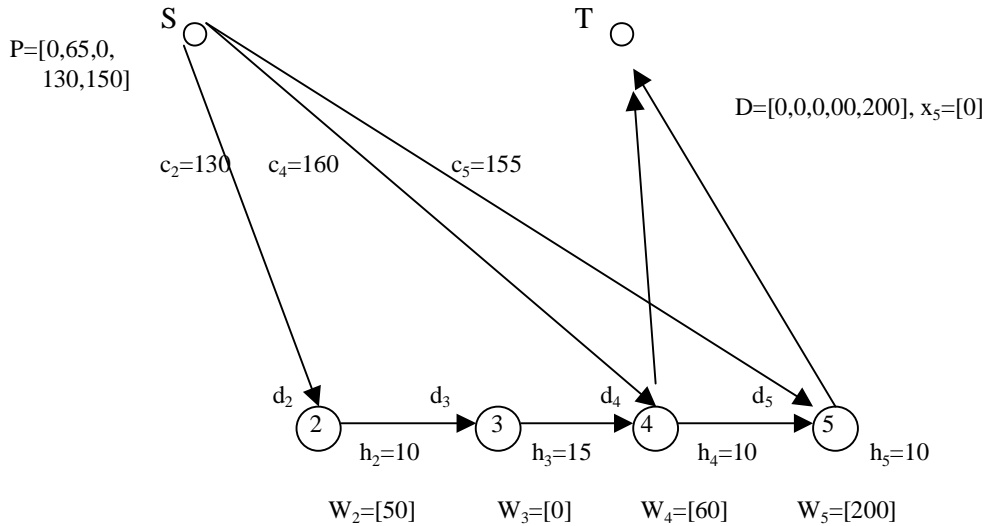
Rysunek 8. Stan optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego po 6 krokach.

Teraz dla popytu konsumenckiego D_4 istnieje najtańsza ścieżka S-2-3-4-T z kosztem wynoszącym $c_2+h_2+h_3= 155$. Strumień wynoszący 50 produktów jest przesyłany wzdłuż tej ścieżki i bieżący stan optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego przedstawiono na rysunku 9.



Rysunek 9. Stan optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego po 7 krokach.

Obecnie ścieżka S-2-3-4-T nie może być użyta mimo, że występują zdolności produkcyjne w drugim okresie $P_2=65$, gdyż nie ma możliwości przechowywania tych produktów w magazynie w okresie 3 ze względu na brak zdolności magazynowania $W_3= [0]$ w 3 okresie. Dla popytu konsumenckiego D_4 najtańszą ścieżką jest ścieżka S-4-T z kosztem $c_4=160$ oraz strumieniem wynoszącym 20. Bieżący stan optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego przedstawiono na rysunku 10.



Rysunek 10. Stan optymalizacji systemu produkcyjno-magazynowego po 8 krokach.

W tym momencie najtańszą ścieżką jest ścieżka S-5-T z kosztem wynoszącym $c_5=155$ oraz strumieniem wynoszącym 150, a także jest kolejna najtańsza ścieżka S-4-5-T oraz strumieniem wynoszącym 50 i kosztem równym $c_4+h_4= 160=10=170$. Obie te ścieżki są wykorzystywane do zaspokojenia popytu konsumenckiego w okresie 5. W powyżej przedstawiony sposób zaspokojony został całkowity popyt konsumencki ze wszystkich okresów, w których występował, w rozważanym horyzoncie czasowym. Całkowity koszt produkcji i magazynowania wyniósł 87 425. Wyznaczony optymalny plan produkcyjny i stanów zapasów został przedstawiony w tabeli 1.

Tabela 1

Plan produkcji i stanów magazynów
w rozważanym horyzoncie czasowym.

okres	0	1	2	3	4	5
produkcja	0	150	85	150	70	150
magazyn	5	65	50	120	50	0
popyt	0	90	100	80	140	200

3. Zakończenie

W niniejszym artykule zaprezentowano nowy sposób podejścia do deterministycznej optymalizacji jednorodnego systemu produkcyjno-magazynowego. Optymalne stany magazynów i wielkości produkcji dla poszczególnych okresów przy zachowaniu ograniczeń wynikających ze zdolności produkcyjnych i magazynowych zostały wyznaczone przy wykorzystaniu zaadoptowanej metody wyznaczania maksymalnego strumienia o minimalnym koszcie w ważonej sieci grafowej. Zgodnie z tą metodą wyznaczane są najtańsze ścieżki zaspokojenia popytu konsumenckiego, przez które przesyłane są strumienie produktów ograniczone zdolnościami produkcyjnymi i magazynowania przypisanymi krawędziom sieci grafowej jako wagi pojemnościowe. Otrzymane rozwiązanie problemu jest deterministyczne i optymalne. Prezentowany sposób rozwiązania problemu jest nowym podejściem i może być rozszerzone na inne przypadki optymalizacji systemów produkcyjno-magazynowych takie, które uwzględniają stochastyczny popyt konsumencki, stochastyczną wielkość produkcji lub też przypadki systemów niejednorodnych jak i też inne nie wymienione tutaj.

Bibliografia

- [1]. A. Baten, A. A. Kamil Optimal Production Control in Stochastic Manufacturing Systems with Degenerate Demand, East Asian Journal on Applied Mathematics, Vol. 1, No. 1, pp. 89-96, 2011.
- [2]. Olanrele O., Kamorudeen A., Adio, T.A., Application of Dynamic Programming Model to Production Planning, in an Animal Feedmills, Industrial Engineering Letters, Vol.3, No.5, 2013.
- [3]. A. Baten, A. A. Kamil, Analysis of inventory-production systems with Weibull distributed deterioration, International Journal of Physical Sciences Vol. 4 (11) pp. 676-682, November, 2009
- [4]. Md. Azizul Baten, A.A.Kamil, Optimal Control of a Production Inventory System with Generalized Pareto Distributed Deterioration Items, Journal of Applied Sciences 10 (2), 116-123, 2010.
- [5]. G. P. Samanta, A. Roy, A Deterministic Inventory Model of Deteriorating Items with Two Rates of Production and Shortages, Tamsui Oxford Journal of Mathematical Sciences 20(2) (2004) 205-218.
- [6]. A. Bensoussan Dynamic programming and inventory control, IOS Press, Amsterdam 2011.
- [7]. A. El-Gohary, A. Elsayed, Optimal Control of a Multi-Item Inventory Model, International Mathematical Forum, 3, 2008, no. 27, 1295 – 1312.
- [8]. A. Al-Khenhairi Optimal control of a production inventory system with generalized exponential distributed deterioration, Journal of Mathematical Sciences: Advances and Applications, Volume 4, Number 2, 2010, Pages 395-411.
- [9]. E.G.Read J.A.George: Dual Dynamic Programming for Linear production/inventory systems, Computer Math. Application, vol.19, no.11, pp 29-42, 1990.
- [10]. K.Chaudhary, Y.Singh, P.C. Jha Optimal Control Policy of a Production and Inventory System for multi-product in Segme Market, Mathematica 25 (2013), 29–46.
- [11]. M. Bounkhel, L. Tadj, Y. Benhadid, Optimal control of a production system with inventory-level-dependent demand, Applied Mathematics E-Notes, 5(2005), 36-43.
- [12]. Z.P. Bayındır a, S_ _I. Birbil b, J.B.G. Frenk, A deterministic inventory/production model with general inventory cost rate function and piecewise linear concave production costs, European Journal of Operational Research 179 (2007), 114-123.
- [13]. J. Bhowmick, G. P. Samanta A Deterministic Inventory Model of Deteriorating Items with Two Rates of Production, Shortages, and Variable Production Cycle, International Scholarly Research Network ISRN Applied Mathematics Volume 2011, Article ID 657464, 16 pages.
- [14]. K. Yan1, V. Kulkarni2, Optimal inventory policies under stochastic production and demand rates, Stochastic Models, 24:173–190, 2008.
- [15]. M. Ahmadi Rad, F. Khoshalhan, An Integrated Production-Inventory Model with Backorder and Lot for Lot Policy, International Journal of Industrial Engineering & Production Research, June 2011, Volume 22 Number 2, pp. 127-134.
- [16]. G.A. Emamverdi, M. S. Karimi, M. Shafiee, Application of Optimal Control Theory to Adjust the Production Rate of Deteriorating Inventory System, Middle-East Journal of Scientific Research 10 (4): 526-531, 2011.

The automated testing system of parking meter control board

Andriy Salo

Ph.D., Associate Professor at the Department of Computer Engineering in National University “Lviv Polytechnic”,
28a Bandera str., Building 5, Room 503, Lviv, Ukraine, ansalo@yahoo.com.

The perspectives of developments in the area of automated testing based on scripts and definition of possible ways of testing methods improvement have been investigated. Overview of existing modern solutions and automated testing systems has been done. Problems of a specific task implementation have been defined and their solution has been found.

Keywords— automated testing, testing framework development, scripts, parking lot devices, vending, database management system (DBMS).

I. Introduction

The idea of automated testing is not new. Any big project development requires to some extent automated testing to speed up development, shorten testing time and improve its efficiency and software quality. Testing tasks and objectives variety throughout the product's life cycle lead to the need of development and implementation of various testing strategies. However most of existing automated testing frameworks currently target applied software testing and do not provide any virtual environment for software testing that works with hardware, so they are not suitable for vending machines software testing. As vending machines popularity is growing rapidly, and their software is quite difficult to develop and maintain, a specialized automated testing framework development is relevant and justified [1, 2]. The article deals with the main problems that may arise while payment terminals testing automation and suggests specific solution for parking meters testing..

II. THE PROBLEM CONDITION

In general, testing is divided into two types: open source testing and close source testing. [3, 4]. The most often close source or semi-open testing is exposed to automation [3]. In most cases automated testing is a specific script – sequence of actions performed on the tested program [5]. There are a large number of ready testing environments that use these approaches or their combination as, for example SilkTest [7], WinRunner [8], Rational Robot [9]. However these approaches do not completely test a program that works with a paid parking lot hardware [4, 10-12].

In our case while automated complex testing system development (ACTS), a need to solve the following issues arose:

- Simultaneous interaction of several scripts to simulate program control framework of a paid parking lot devices (PCF PPLD) in close to real conditions and possibility to load check individual system elements.
- Work with several terminals in asynchronous mode.
- Interaction with hardware and its condition check.
- Providing a virtualized hardware environment for the terminals to simplify new features development of a software product and simplify correctness of hardware interaction verification or provide the possibility of hardware errors simulation.
- Creation of a development environment to write scripts in order to maximally accelerate and simplify new tests development, in order to avoid testing system development lagging behind tested software.
- Provide the possibility to control hardware by using scripts, modify information in databases and work with terminals (payment, enter, exit) graphical interface.

III. Task formulation

To investigate the problems of paid parking lots devices automated complex testing frameworks, to suggest ways to solve these problems, to develop new approaches to the ACTS development based on the suggested methods.

IV. TASK SOLUTION

The specific, for which an automated testing system is developed, consists of such components: service terminals, local databases for each terminal, a server with the common database (Fig. 1). There are three types of terminals: payment, entrance and exit, but their number and devices configuration are not defined in advance and are changeable. Besides, testing requires not only software, but also database stored procedures.

For the testing purity it is not desirable to interfere with the interaction between PCF and local database or in the transactions to the global database.

In addition, testing should be done without any PCF code modification. Therefore, it is possible to interact with the PCF through both changes in the global database and hardware. Feedback can be received in the same way (Fig. 2).

Entire PCF hardware emulators use and emulators integration into the automated testing system is the most obvious solution. This allows you to manage the software without interference into the code. Hardware environment full control gives a possibility to simulate hardware failures at any time. In addition use of complete devices emulators, united in one system, provides significant benefits not only testing stage, but also in software development. There is no need to collect terminals using expensive equipment before writing the code, and software developers do not need to perform a quite difficult set of actions with real equipment and cars for initial testing.

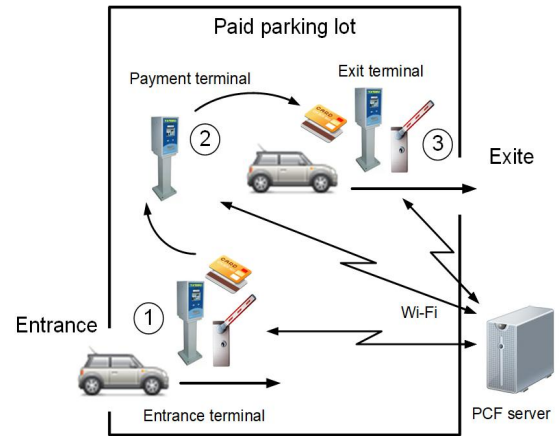


Figure 1. Software platform for paid parking lot devices control

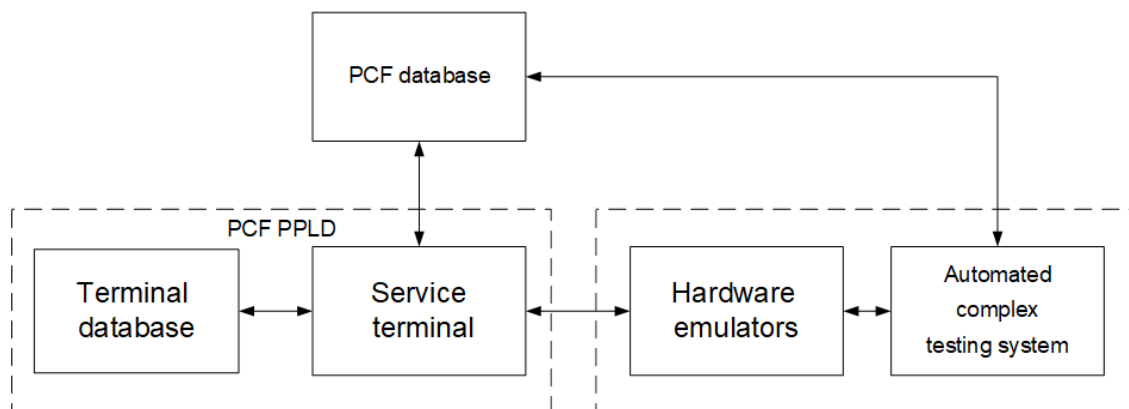


Figure 2. The scheme of ACTS use.

In addition emulators (i.e. software) integration into the testing system will allow equipment state control using a user-friendly interface or using the script language. Also, using scripts it is possible to perform queries to the database, modifying software inputs or getting results directly during the tests.

Adding another level of abstraction – ‘terminals’ allows simplify the set of the script language commands and use the same scripts unchanged, regardless of the terminals configuration.

When implementing such structural scheme (Fig. 3), it is possible to get a script- and graphical interface driven virtualized hardware environment, which will interact with service terminals. IT should be stated that the user working with the service terminal changes the hardware state in exactly the same way as the test scripts, but uses the hardware buttons instead of the script commands. Thus the opportunity to test the whole software system in a complex in close to work conditions is given. The scripts remain hardware independent and will require serious modifications only under a dramatic change in the logic of PCF software. Specific ACTS software implementation is specialized for checking PCF

PPLD functioning. The main class (ParkingATS) provides connection between the hardware emulators and the script controller. The Scripts controller, in turn, is responsible for the script language execution and controllers link of each individual terminal to a single script-driven system. Each terminal class provides connection between the hardware emulators and the testing system, in addition, it provides some additional functionality for the proper emulators operation.

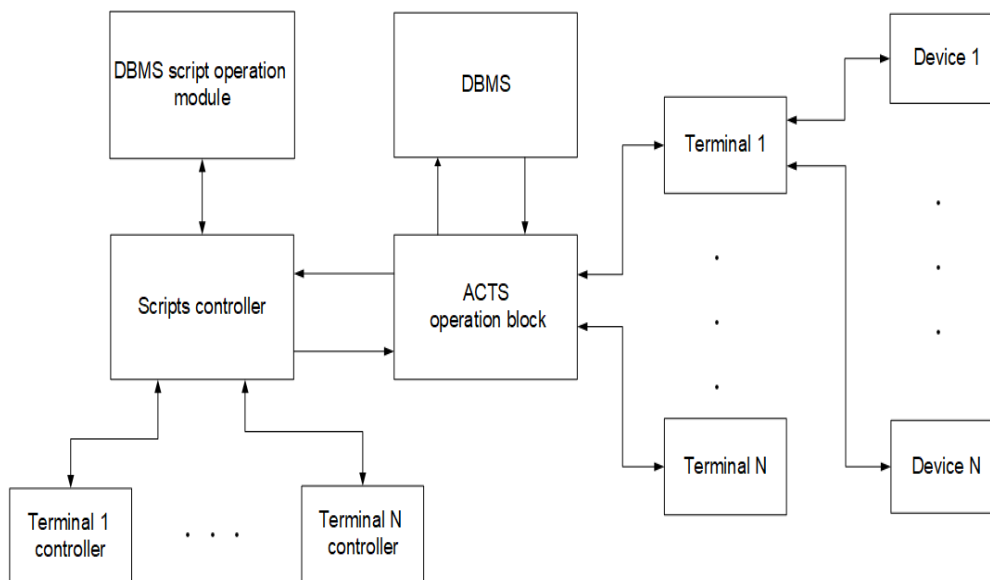


Figure 3. ACTS structural scheme.

V. CONCLUSIONS

In the article the problems of automated complex testing framework of paid parking lot devices control has been investigated. The problems have been analyzed and the solution has been suggested. Quite flexible, script-driven automated complex testing system has been received, which provides virtualized hardware environment for paid parking lot devices control framework software development and testing.

REFERENCES

- [1] Anatoly Melnyk, Andriy Salo. Cyber physical system of parking lot operation. The Fourth International Conference on Automatic Control and Information Technology. (ICACIT'17), December 14-16, 2017 Cracow, Poland. -P.184-197.
- [2] A. Salo. Vending cyber physical systems architecture. Advances in Cyber-Physical Systems "ACPS", НУЛП, Львів.- 2016.- №1.-P.61-65.
- [3] Винниченко И.В. Автоматизация процессов тестирования. – Спб.: Питер, 2005. – 203 с.
- [4] Бейзер Б. Тестирование чёрного ящика. – Спб.: Питер, 2004 г. – 321 с.
- [5] Лаврищева Е.М. Программная инженерия. – Київ. 2008 р. – 549 с.
- [6] Липаев В.В. Тестирование программ. – М.: Радио и связь, 1986 г. – 296 с.
- [7] Колесник Н., Алпаев Г. Руководство по Borland SilkTest (электронный документ, pdf)
- [8] WinRunner 7.0 tutorial, Mercury Interactive Corporation (электронный документ, pdf)
- [9] Rational Robot user's guide, Rational Software Corporation (электронный документ, pdf)
- [10] Макгрегор Д., Сайкс Д. Тестирование объектно-ориентированного программного обеспечения. – ТИД "ДС", 2002 г. – 432 с.
- [11] Каннер С., Фолк Д. Тестирование программного обеспечения. Фундаментальные концепции менеджмента бизнес-приложений. – ДиаСофт, 2001 г. – 544 с.
- [12] Sagar Naik, Piyu Tripathy. Software Testing and Quality Assurance: Theory and Practice. – Wiley-Spektrum, 2008 – 648 p.

Спосіб компенсації впливу температури на коефіцієнт перетворення кілець Гельмгольца

Петро Гаранюк, Ігор Гаранюк

Національний університет «Львівська політехніка»

Анотація. В роботі приведені результати дослідження компенсації температурного впливу на коефіцієнт перетворення струму в напруженість магнітного поля кілець Гельмгольца. Компенсація досягається шляхом добору матеріалів елементів кілець з різними температурними коефіцієнтами лінійними розширеннями, та їх розмірів.

Ключові слова: кільця Гельмгольца, коефіцієнт перетворення, індукція магнітного поля.

Магнітна система утворена двома контурами, симетричними відносно осі ρ , по яких проходить спільний струм I при умові що $R=2a$ забезпечує високу однорідність напруженості магнітного поля і носить назву кілець Гельмгольца.(ПП). Для кілець Гельмгольца з числом витків n в кожному контурі:

$$H_z(0,0) = \frac{I \cdot n}{R} \left[1 + \left(-\frac{a}{R} \right)^2 \right]^{-\frac{3}{2}} = \frac{I \cdot n}{R} \sqrt{\left(\frac{4}{5} \right)^3} \quad (1)$$

Для оцінки впливу температури на коефіцієнт перетворення ПП скористаємося виразом (5) і запишемо його в такій формі:

$$H_z(0,0) = \frac{I}{2a} \sin^2 \beta \cdot \cos \beta \quad (2)$$

На рис.1 показана схематична будова ПП виконаного на основі кілець Гельмгольца.

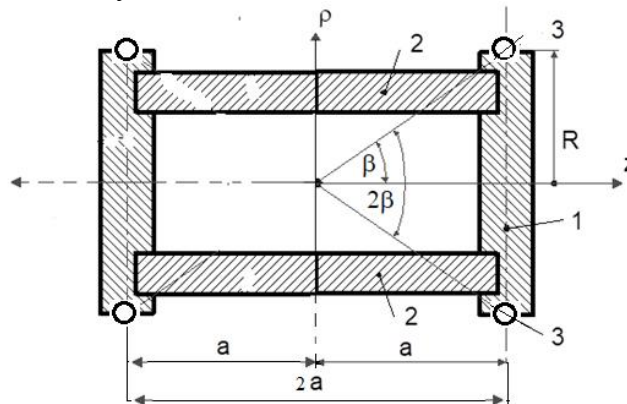


Рис. 1. Каркас основи кілець Гельмгольца.

Каркас складається з основи на яку під натягом намотана обмотка 3 та стяжок 2, які фіксують відстань між обмотками. Елемент 1 виконаний з матеріалу, який має температурний коефіцієнт лінійного розширення α_1 , а елемент 2 – α_2 .

При зміні температури на Δt розміри елементів зміняться: $\Delta R = R\alpha_1\Delta t$, а $\Delta a = a\alpha_2\Delta t$. Коефіцієнт перетворення ПП визначається відношенням напруженості магнітного поля в точці 0 до вхідного струму.

$$K_{\text{ПП}} = \frac{H}{I} = \frac{1}{2a} \sin^2 \beta \cdot \cos \beta \quad (3)$$

Для малих змін температури зміну коефіцієнта перетворення можна отримати з виразу:

$$\Delta K_{\text{ПП}} = \frac{\partial K_{\text{ПП}}}{\partial R} \Delta R + \frac{\partial K_{\text{ПП}}}{\partial a} \Delta a = \frac{\partial K_{\text{ПП}}}{\partial R} \cdot R\alpha_1\Delta t + \frac{\partial K_{\text{ПП}}}{\partial a} \cdot a\alpha_2\Delta t \quad (4)$$

позначимо відношення $\frac{\alpha_2}{\alpha_1} = k$ і запишемо:

$$\left(\frac{\partial K_{III}}{\partial R} \cdot R + \frac{\partial K_{III}}{\partial a} ka \right) \Delta t \alpha_1 = \frac{1}{a} \sin^2 \beta \cdot \cos \beta \left(1 - \frac{3}{2} \sin^2 \beta - \frac{3}{2} k \cos^2 \beta \right) \Delta t \alpha_1 \tag{5}$$

Відносну зміну K_{III} можна визначити з виразу:

$$\delta K_{III} = \frac{\Delta K_{III}}{K_{III}} = (2 - 3 \sin^2 \beta - 3k \cos^2 \beta) \Delta t \alpha_1 \tag{6}$$

Умова компенсації впливу температури на коефіцієнт перетворення ПП буде виконуватися при умові що $\Delta K_{III} = 0$, тобто коли

$$2 - 3 \sin^2 \beta - 3k \cos^2 \beta = 0.$$

Звідки:

$$k = 1 - \frac{1}{3 \cos^2 \beta} \tag{7}$$

На рис. 2 показані результати моделювання залежності $k = f(\beta)$, що випливає з умови компенсації.

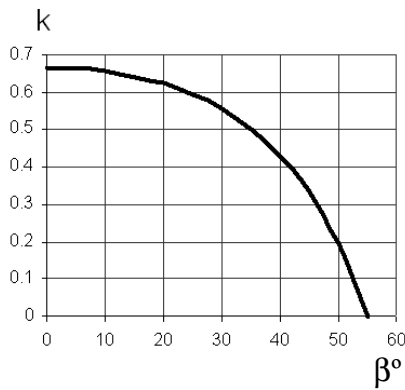


Рис. 2. Залежність $k = f(\beta)$ для умови $\Delta K_{III} = 0$

Для отримання конкретних значень β використаємо матеріали:

1 – алюміній $\alpha_1 = 23,8 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$;

2 – фарфор $\alpha_2 = 3 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$;

$k = 0,126$; $\beta = 52^\circ$;

$\frac{a}{R} = 0,78$.

Для виконання умови Гельмгольца $\beta = 63^\circ 26'$,

$$\frac{a}{R} = 0,5$$

Невідповідність умові Гельмгольца приведе до погіршення однорідності магнітного поля всередині кілець, і як наслідок, зменшення значення $N_{III\text{макс}}$ при однакових їх геометричних розмірах. Проведений аналіз дозволяє зробити висновок, що при використанні вказаних матеріалів для основи кілець Гельмгольца та їх розмірів, можна компенсувати вплив температури на коефіцієнт перетворення струму в напруженість магнітного поля. При цьому однорідність напруженості магнітного поля погіршується, що приведе до аналогічного зменшення значення $V_{III\text{макс}}$, і як наслідок, до зменшення динамічного діапазону зміни вхідного струму.

Література

[1]. Основи метрології та вимірювальної техніки. За редакцією д.т.н., професора Б. Стадника. Видавництво Національного університету «Львівська політехніка» 2005.

[2]. Гаранюк І.П. Система компенсації залишкового поля магнітних екранів у стабілізаторі струму з квантовим магнітометричним перетворювачем. Збірник наукових праць Української Академії друкарства «Комп’ютерні технології друкарства» № 24, 2010 р.

Порівняльний аналіз технологій LPWAN для масштабного розгортання мереж Інтернету речей

Галина Влах-Вигриновська, Мішель Вигриновський, Олег Іванюк

Lviv Polytechnic National University, the department of computerized automatics' systems
79-013 Lviv, St. Bandera Street, 12, E-mail halyna.i.vlakh-vyhrynovska@lpnu.ua

Розглянуті базові технології мереж дальнього радіусу дії LPWAN та перспективи розгортання мереж такого класу в Україні, для ефективного рішення по підключенню інтелектуальних, автономних і різномірних пристроїв IoT з точки зору терміну служби батареї, ємності, вартості і якості обслуговування.

The basic technologies of long-distance networks LPWAN and prospects for the deployment of networks of this class in Ukraine were considered for an effective solution for connecting intelligent, autonomous and heterogeneous Iot devices in terms of battery life, capacity, cost and quality of service.

I. Вступ

З розвитком концепції Інтернету речей (IoT, Internet of Things) відбувається швидкий розвиток енергоефективних мереж далекого радіусу дії LPWAN (англ. Low-power Wide-area Network), яка включає в себе набір технологій IoT, які набирають силу завдяки своїм цінним характеристикам, що стосуються відстані передачі і споживання енергії кінцевим пристроєм [1].

У концепції IoT дистанційна взаємодія між пристроями будується на обміні короткими фрагментами даних, але наявні бездротові технології далеко не завжди здатні ефективно забезпечити такий обмін. Технологія LPWAN була спеціально розроблена з метою надати простий, надійний і дешевий спосіб зв'язку датчиків і приладів обліку розташованих на великій території. В основі передачі даних LPWAN систем лежить принцип збільшення енергетики, а значить і дальності зв'язку при зменшенні швидкості передачі. Чим нижча бітова швидкість передачі, тим більше енергії вкладається в кожен біт і тим легше виділити його на тлі шумів на приймальній стороні. Таким чином, низька швидкість передачі даних дозволяє домогтися більшої дальності поширення радіосигналу, і, як наслідок, збільшення радіусу дії приймальної станції.

Сьогодні в світі існує декілька найбільш поширених LPWAN технологій для IoT, зокрема NB-IoT, LoRaWAN, SigFox, RPMA, і Weightless [2,4,6], які конкурують за великомасштабне розгортання IoT. Їх поява зумовлена необхідністю підключення великої кількості приладів обліку і телеметрії для централізованого збору даних на хмарних серверах.

II. Технології Інтернету речей

1. Технологія LoRa. Технологія оцінюється як найбільш перспективна із LPWAN технологій, яка не потребує отримання ліцензій на використання частот.

LoRa – це технологія бездротової передачі даних, розроблена для енергоефективних мереж дальнього радіусу дії (Low-Power Wide-Area Network або LPWAN), які передбачають автономні запити або передачу даних в пристроях (M2M), що дозволить об'єднуватися пристроям в певні мережі на відстань до 20 км при швидкості до 50 Кбіт/с, а також має мінімальне споживання електроенергії, що забезпечує до 15 років автономної роботи на одному акумуляторі типу AA [5, 7].

Технологія LoRa ґрунтується на технології розширення спектру, яка дозволяє збільшити дальність зв'язку майже в 10 разів у порівнянні зі звичайними системами прямого радіозв'язку при тих самих аналогічних характеристиках передавачів.

Мережа LoRaWAN складається з множини кінцевих пристроїв трьох класів А, В і С.

Швидкість передачі даних між кінцевими пристроями та шлюзами варіюється від 0,3 до 50 кбіт/сек і може регулюватися самими шлюзами в залежності від сценаріїв використання. Мережева архітектура LoRaWAN – "клієнт-сервер". У мережах стандарту LoRaWAN передбачено обов'язкове дворівневе шифрування даних двома різними AES-64 і 128 ключами для захисту від несанкціонованого доступу і спотворення, або перехоплення даних, переданих кінцевими пристроями.

Впроваджувати в Україні мережу LoRaWAN планує оператор стільникового зв'язку lifecell на частоті в 868 МГц. Така технологія дозволить підтримувати зв'язок між пристроями на відстані до 15 км при мінімальному споживанні енергії.

2. *Технологія NB-IoT.* Нова технологія вузькосмугового бездротового інтернету речей NB-IoT (Narrowband Internet of Things) і є розширенням традиційного ліцензійного стандарту стільникового зв'язку для пристроїв IoT, та використовує наявну інфраструктуру мереж операторів зв'язку [9-11]. NB-IoT можна порівняти з LTE (4G). Технологія NB-IoT використовує переваги мережі 4G: інфраструктура, діапазон та безпека, оскільки характеризується відмінним покриттям і широким діапазоном. NB-IoT був розроблений таким чином, щоб витрати на модуль були максимально низькими.

Однією з особливостей технології NB-IoT є можливість підключати до однієї стільника базової станції до 100 тисяч пристроїв, що в десятки разів перевищує можливості існуючих стандартів мобільного зв'язку. Використання низькочастотного діапазону (ширина смуги одного каналу – 180 кГц) дозволить забезпечити широку область покриття, а саме важкодоступні місця, як цокольні приміщення, підвали та інше. Крім того, при роботі в новому стандарті пристрої економніше витрачають заряд акумулятора, що дозволяє їм працювати без додаткового живлення до 10 років служби при використанні до 200 байт на день.

Консорціумом 3GPP пропонує три сценарії розгортання мережі NB-IoT.

Швидкість передачі даних в NB-IoT досягає 200 Кбіт/с, що є достатнім для пристроїв, котрі періодично передають однотипні дані невеликого обсягу.

Технологія NB-IoT демонструє успішну інтеграцію технології в мобільну мережу операторів стільникового зв'язку та використовує переваги мережі LTE (4G) і може посісти місце лідера в розробці рішень NB-IoT для різних вертикальних галузей з метою створення досконалого світу зв'язку [11].

Впроваджувати в Україні мережу NB-IoT планують оператори стільникового зв'язку Київстар, Vodafone і lifecell, оскільки ця технологія дозволяє забезпечити хороше покриття в приміщеннях і підземних спорудах, може обслуговувати величезну кількість з'єднань, а сумісні з нею пристрої досить недорогі. "Ще одна важлива перевага NB IoT – низьке енергоспоживання підключених пристроїв.

III. Висновки

Технології NB-IoT і LoRa є двома репрезентативними проривами бездротового LPWAN в секторі зв'язку. У порівнянні з GPRS, LPWAN є кращим рішенням для низького енергоспоживання та поліпшеного покриття. У порівнянні з IoT ZigBee і WiFi, LPWAN дозволяє масові з'єднання, що охоплюють великі території.

Зокрема, слід відзначити, що розробка і впровадження технології LoRa суттєво посилили конкуренцію стільниковим технологіям GSM, NB-IoT, які використовують ліцензовані смуги частот та підтримку SIM-карт.

Отже, можна сказати, що в даний час LoRa має низку переваг за технічними параметрами, та відсутності необхідності отримання ліцензії на надання послуг передавання даних.

Література

- [1]. Интернет вещей: учебное пособие. А.В. Росляков, С.В. Ваняшин, А.Ю. Гребешков. – Самара: ПГУТИ, 2015. – 200 с.
- [2]. Nokia, “Nokia LTE M2M – Optimizing LTE for the Internet of Things”, White paper, 2014.
- [3]. LoRa Alliance, “LoRa Technology – LoRa Alliance,”/ <https://www.loraalliance.org/What-Is-LoRa/Technology>.
- [4]. Hossam Fattah. 5G LTE Narrowband Internet of Things (NB-IoT), ISBN: 9781138317604, 2018 – 240 с.

Програмна реалізація однокритеріального та багатокритеріального методів вибору базових вейвлет-функцій у середовищі GUI Matlab

Ілона Лагун, Адріан Наконечний, Роман Стахів

Національний університет «Львівська політехніка»
79-013 Львів, вул.. Бандери, 12, E-mail: ilona.i.lahun@lpnu.ua

Розроблено програмне забезпечення для вибору базової вейвлет-функції в процесі опрацювання одновимірних сигналів. Алгоритм функціонування ґрунтується на оптимізації вибору критерію, включаючи і багатокритеріальний, визначення необхідної базової вейвлет-функції в залежності від типу сигналу. Використання такого забезпечення в апаратно-програмних засобах дозволить підвищити ефективність представлення сигналів у вейвлет-області, їх аналіз та опрацювання.

I. Вступ

Алгоритми дискретного вейвлет-перетворення знайшли широке застосування в процесі аналізу неперіодичних, широкосмугових сигналів та зображень при діагностуванні та компресії сигналів, очищенні їх від шуму, що є особливо актуальним в таких галузях як радіотехніка, енергетика, зв'язок, геофізика, медицина та ін. При цьому ефективність представлення таких сигналів у вейвлет-області суттєво залежать від вибору базових функцій, які при цьому використовуються.

II. Однокритеріальні методи вибору базових вейвлет-функцій

У роботі [1] проведено аналіз основних критеріїв вибору оптимальних вейвлет-функцій, які найчастіше використовуються при опрацюванні певних типів сигналів та визначено три основні критерії, основою яких є енергетичні, ентропійні та кореляційні залежності.

Енергетичний критерій передбачає оцінку за наступним співвідношенням:

$$EER = \frac{E_c}{E_n}, \quad (1)$$

де E_n – ентропія розподілу енергії вейвлет-коєфіцієнтів; E_c – енергія сигналу у вейвлет-області.

Критерій оцінки коєфіцієнта кореляції, який характеризує лінійний зв'язок між сигналом та вейвлет-функцією визначається співвідношенням:

$$CORR = \frac{COV_{s\psi}}{s_s \cdot s_\psi}, \quad (2)$$

де $CORR$ – коєфіцієнт кореляції між аналізованим сигналом та базовою вейвлет-функцією, $COV_{s\psi}$ – взаємна коваріація послідовностей, σ_s та σ_ψ – стандартні відхилення послідовностей.

Відношення взаємної інформації, яка визначається як середня кількість інформації, яку містять вейвлет-коєфіцієнти про сигнал, до відносної ентропії визначає ще один критерій ефективності обраної базової вейвлет-функції і представляється наступним співвідношенням:

$$IER = \frac{I(S, C)}{D(S \| C)}, \quad (3)$$

де $I(S; C)$ – взаємна інформація, $D(S \| C)$ – відносна ентропія.

Проведені дослідження, наведені в роботах [1, 2], дозволили зробити висновок про те, що не завжди можна досягнути однозначності вибору базової вейвлет-функції за представленими трьома критеріями. Тому, виникла необхідність розроблення узагальненого критерію.

III. Метод багатокритеріальної оптимізації вибору базових функцій

На даний час, вирішення задачі багатокритеріальної оптимізації, коли неможливо оптимізувати усі конфліктні критерії на 100%, а лише кожен з них до певної міри, дозволяє реалізувати використання нечіткої логіки.

Нехай $X=\{x_1, x_2, \dots, x_k\}$ – множина базових вейвлет-функцій, один з елементів якої $x^* \in C$, де $C \subseteq X$, оптимізує (максимізує) задані критерії EER, IER та Cr , а $G=\{G_1, G_2, G_3\}$ – множина критеріїв EER, IER, Cr відповідно [2]. Критерії G_i представляються у вигляді нечіткої множини \tilde{G}_i на універсальній множині базових вейвлет-функцій X [3].

$$\tilde{G}_i = \left(\frac{m_{G_i}(x_1)}{x_1}, \frac{m_{G_i}(x_2)}{x_2}, \mathbf{L}, \frac{m_{G_i}(x_k)}{x_k} \right), \tag{4}$$

де $m_{G_i}(x_j)$ – число в діапазоні $[0,1]$, яким оцінюється ступінь належності базової функції x_j нечіткій множині \tilde{G}_i . Чим більше значення $m_{G_i}(x_j)$, тим вищою є оцінка базової функції x_j за критерієм G_i .

Оскільки, в нашому випадку, мета оптимізації, полягає в максимізації заданих критеріїв, то відповідні функції належності $m_{G_i}(X)$ можна представити у вигляді параметричної сигмоїдної функції з параметрами $a=12$ та $c=0.6$ та представленої виразом:

$$m_{G_i}(x_i) = \frac{1}{1 + \exp(-12 \cdot (x_i - 0.6))} \tag{5}$$

В результаті отримано наступне нечітке рішення при рівнозначних критеріях:

$$\tilde{D} = \left\{ \frac{\min(m_{G_1}(x_1), m_{G_2}(x_1), m_{G_3}(x_1))}{x_1}, \frac{\min(m_{G_1}(x_2), m_{G_2}(x_2), m_{G_3}(x_2))}{x_2}, \mathbf{L}, \frac{\min(m_{G_1}(x_k), m_{G_2}(x_k), m_{G_3}(x_k))}{x_k} \right\} \tag{6}$$

Для випадку нерівнозначних критеріїв вираз (6) набуває наступного вигляду:

$$\tilde{D} = \left\{ \frac{\min_{i=1, n} (m_{G_i}(x_1))^{w_i}}{x_1}, \frac{\min_{i=1, n} (m_{G_i}(x_2))^{w_i}}{x_2}, \mathbf{L}, \frac{\min_{i=1, n} (m_{G_i}(x_k))^{w_i}}{x_k} \right\}, \tag{7}$$

де w_i – коефіцієнт відносної важливості критерію G_i .

Вагові коефіцієнти w_i визначаються за методом формування матриць парних порівнянь аналізованих критеріїв. Для цього, на основі аналізу ефективності представлених критеріїв [1, 2] формується матриця парних порівнянь за шкалою Сааті [5]:

Таблиця 1
Матриця парних порівнянь критеріїв

[A]	G_1	G_2	G_3
G_1	1	1/3	5
G_2	3	1	5
G_3	1/5	1/5	1

Ступеням належності нечіткої множини (7) відповідають координати власного вектора $W=(w_1, w_2, \dots, w_k)^T$ матриці A . Власний вектор знаходиться з наступної системи рівнянь [5]:

$$\begin{cases} A \times W = I_{\max} \times W \\ w_1 + w_2 + \mathbf{K} w_k = 1 \end{cases} \tag{8}$$

З системи (8) обчислюються вагові коефіцієнти критеріїв $G_i \div G_3$: $w_1 = 0,3$; $w_2 = 0,6$; $w_3 = 0,1$.

Отже, нечітка множина, яка необхідна для вибору ефективної базової вейвлет-функції визначається з наступного виразу:

$$\tilde{D} = \left\{ \frac{\min(m_{G_1}(x_1)^{0.3}, m_{G_2}(x_1)^{0.6}, m_{G_3}(x_1)^{0.1})}{x_1}, \frac{\min(m_{G_1}(x_2)^{0.3}, m_{G_2}(x_2)^{0.6}, m_{G_3}(x_2)^{0.1})}{x_2}, \mathbf{L} \right. \\ \left. \mathbf{K}, \frac{\min(m_{G_1}(x_k)^{0.3}, m_{G_2}(x_k)^{0.6}, m_{G_3}(x_k)^{0.1})}{x_k} \right\} \quad (9)$$

У підсумку найкращою базовою функцією **вважається** та функція, яка має найбільшу ступінь належності:

$$m_D(x^*) = \max_{i=1,2,3,\mathbf{K},\mathbf{n}} m_D(x_i) \quad (10)$$

IV. Програмна реалізація однокритеріального та багатокритеріального методів вибору базових вейвлет-функцій

На основі проведеного аналізу розроблено відповідне програмне забезпечення, яке дозволяє здійснювати вибір базової вейвлет-функції за одним або кількома критеріями. Для створення програмного додатку з графічним інтерфейсом користувача обрано середовище GUIDE, що входить до складу MatLab [6, 7].

Розроблений програмний додаток SELECT_WAVELET складається з одного основного графічного вікна, у якому здійснюється виведення графічної та текстової інформації.

Забезпечено можливість вибору оптимальних базових вейвлет-функцій за двома методами: однокритеріальним та багатокритеріальним. При використанні однокритеріального методу проводиться вибір одного з трьох критеріїв: критерію відношення енергії до ентропії Шеннона (EER), критерію оцінки співвідношення взаємної інформації та відносної ентропії (IER) та критерію оцінки коефіцієнта кореляції (Cr). При використанні багатокритеріального методу вибір оптимальної базової вейвлет-функції виконується для рівнозначних або нерівнозначних критеріїв. Прийнято наступні вагові коефіцієнти: для рівнозначних критеріїв $w = 1$; для нерівнозначних $w(\text{EER}) = 0.6$, $w(\text{IER}) = 0.3$, $w(\text{CR}) = 0.1$.

На рис.1. наведений загальний вигляд інтерфейсу користувача, з допомогою якого можна здійснити завантаження сигналу для опрацювання, вибір методу пошуку базової функції та відповідного критерію.

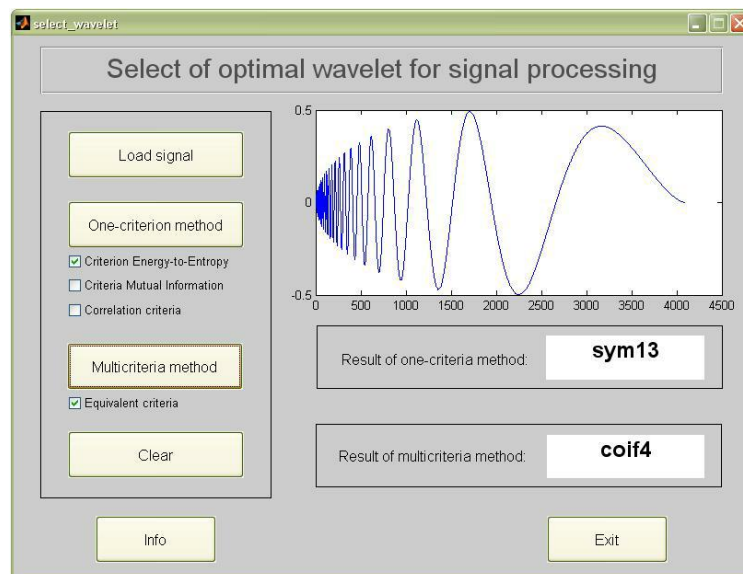


Рис. 1. Загальний вигляд інтерфейсу програмного додатку SELECT_WAVELET

З допомогою клавіші «Load signal» здійснюється завантаження сигналу. Сигнал, для якого виконується вибір оптимальної базової вейвлет-функції, повинен бути дискретним, з парною кількістю вибірок і мати розширення файлу *.mat.

При використанні однокритеріального методу вибору базової вейвлет-функції (клавіша «One-criterion method»), необхідно обрати відповідний критерій. При виборі багатокритеріального методу (клавіша «Multicriteria method»), необхідно або поставити (при використанні рівнозначних критеріїв) або зняти позначку «Equivalent criteria» (при використанні нерівнозначних критеріїв).

Висновок

Розроблено програмне забезпечення, яке дозволяє проводити ефективний вибір базових вейвлет-функцій використовуючи або один із конкретних критеріїв, або багатокритеріальну оптимізацію. Використання такого програмного забезпечення дозволить підвищити ефективність представлення та опрацювання одновимірних сигналів у вейвлет-області.

Список літератури

- [1]. Lagun I. Selection of wavelet basis for the effectiveness processing of signals / I. Lagun, A. Nakonechnyi. // Вестник Брестского государственного технического университета, 2016 – №5 – С. 69–73.
- [2]. Лагун І. Метод нечіткої багатокритеріальної оптимізації вибору базових малохвильових функцій / І.І. Лагун, А.Й. Наконечний // Комп'ютерні технології друкарства. – 2017. – № 37. – С. 64-73.
- [3]. Штойер Р. Многокритериальная оптимизация. Теория, вычисления, и приложения / Р. Штойер. – Москва: Радио и связь, 1992. – 504 с.
- [4]. Ягер Р. Нечеткие множества и теория возможностей: Последние достижения / Рональд Р Ягер. – Москва: Радио и связь, 1986. – 408 с.
- [5]. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1993. – 320 с.
- [6]. В.Потемкин. MATLAB 6: Среда проектирования инженерных приложений. Диалог-МИФИ. 2003.
- [7]. Дьяконов В. Matlab. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник / В. Дьяконов, И. Абраменкова. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.

Особливості оцінки енергетичних характеристик сигналів у вейвлет області

Ростислав Наконечний

Національний університет «Львівська політехніка» кафедра електроннообчислювальних машин
79-013 Львів, вул. Ст. Бандери, 12

Abstract. There have been analyzed the methods and mathematical models of processes of signals power parameters measurement in wavelet domain and possible approaches to their implementation.

I. Вступ

В сучасних інформаційних системах часто виникає особлива потреба одночасної (паралельної) оцінки енергетичних характеристик сигналів як в усталеному, так і в перехідному режимах. Така одночасна оцінка стану об'єкта дає можливість виробляти швидкі, переважно, однозначні рішення і, таким чином, ефективно впливати на його роботу. Відомо, що з метою послаблення впливу завад на інформативні сигнали, їх компресію та подання з високою роздільною здатністю, на даний час як потужний інструмент обробки широко використовується вейвлет перетворення.

Проведені дослідження підтверджують ефективність використання вейвлет аналізу для оцінки енергетичних характеристик сигналів як у перехідних, так і усталених режимах.

II. Оцінка енергетичних характеристик у вейвлет області

Відомо, що однією з основних переваг, яка забезпечується при вейвлет аналізі є те, що розкладений сигнал володіє особливою властивістю часо-частотної локалізації [1]. Умови, які накладаються на базові функції при цьому, дозволяють ефективно аналізувати неперіодичні, швидкоплинні, нестационарні процеси.

У випадку оцінки потужності з виконанням основних функціональних перетворень у часо-частотній області спочатку виконуються окремо вейвлет перетворення вибірок сигналів пропорційних напрузі та струму відносно спільної базової вейвлет функції, а наступні функціональні перетворення і оцінка виконуються у часо-частотній області. Алгоритм отримання результату можна показати наступними маршрутами перетворення:

$$\begin{array}{l} u(t) \rightarrow k_1 u(t) \rightarrow k_1 u(t_k) \rightarrow W_y u(j, k) \\ i(t) \rightarrow k_2 i(t) \rightarrow k_2 i(t_k) \rightarrow W_y i(j, k) \end{array} \rightarrow \begin{array}{l} \searrow \\ \nearrow \end{array} \begin{array}{l} W_y p(j, k) \rightarrow Np, \end{array}$$

де k_1 і k_2 – коефіцієнти масштабування сигналів напруги та струму відповідно; $u(t_k)$ і $i(t_k)$ – миттєві значення напруги і струму k -го перетворення відповідно; $W_y u(j, k)$, $W_y i(j, k)$, $W_y p(j, k)$ – цифрові еквіваленти напруги, струму та потужності у вейвлет області відповідно.

У випадку коли $u(t)$ періодичний сигнал з періодом T , то середньоквадратичне значення напруги у вейвлет області визначається як [2]

$$U_{c.k.з} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_k (b'_{j_0,k})^2 + \frac{1}{n} \sum_{j \geq j_0} \sum_k (c'_{j,k})^2} = \sqrt{U_{j_0}^2 + \sum_{j \geq j_0} U_j^2}, \quad (1)$$

де $b_{j,k}$ і $c_{j,k}$ масштабуючі і вейвлет коефіцієнти відповідно; n – кількість вибірок за період першої гармоніки вхідного сигналу; перший член U_{j_0} є СКЗ найнижчої частотної підсмуги j_0 , а $\{U_j\}$ є рядом СКЗ кожної частотної підсмуги або вейвлет рівня j , який вищий або рівний масштавному рівню j_0 .

Якщо малохвильові коефіцієнти сигналів $i(t)$ і $u(t)$ масштабуються однаковою функцією f і однаковим вейвлет базисом ψ , то енергія описується наступним чином [2]

$$W(i(t), u(t)) = \int i(t)u(t)dt = \sum_k b_{j_0,k} b'_{j_0,k} + \sum_{j \geq j_0} \sum_k c_{j,k} c'_{j,k} \quad (2)$$

Зрозуміло, що кожна базова вейвлет функція буде по-різному розподіляти енергію в масштабно-зміщувальній області, а ефективний вибір базової функції суттєво впливає на якісні характеристики самого перетворення [1].

Якщо $i(t)$ і $u(t)$ періодичні сигнали з періодом T , тоді активна потужність сигналу у вейвлет області визначається як [2]

$$P = \frac{1}{T} \int i(t)u(t) dt = \frac{1}{n} \sum_k b_{j_0,k} b'_{j_0,k} + \frac{1}{n} \sum_{j \geq j_0} \sum_k c_{j,k} c'_{j,k} = P_{j_0} + \sum_{j \geq j_0} P_j, \quad (2)$$

де P_{j_0} – потужність найнижчої частотної підсмуги j_0 , $b_{j,k}$ і $c_{j,k}$ масштабуючі і малохвильові коефіцієнти відповідно, а $\{P_j\}$ – множина потужностей кожної частотної підсмуги або малохвильового рівня j , який вищий або рівний масштабному рівню j_0 .

Таким чином, активна потужність періодичного сигналу залежить від величини масштабних коефіцієнтів найнижчої частотної підсмуги та малохвильових коефіцієнтів усіх підсмуг.

III. Особливості оцінки енергетичних характеристик у вейвлет області

За допомогою вейвлет перетворення отримується можливість здійснення ефективної фільтрації, перетворення та оброблення різних типів інформативних сигналів навіть при високому ступені впливу завад. Тому розгляд можливостей використання даного типу перетворення при вимірюванні параметрів сигналів викликає особливий інтерес. При цьому зацікавлення становить, в першу чергу, вимірювання енергетичних характеристик сигналів, оскільки вони є складними для оцінки і легко можуть бути оцінені у вейвлет області [2].

Вейвлет перетворення має ще одну властивість, яка визначається інваріантністю енергії. Якщо сигнал подати з енергетичної точки зору, то відповідно до цієї властивості загальна кількість енергії в сигналі не змінюється при використанні вейвлет перетворення (відповідно до теореми Парсеваля). Це означає, що будь-яка зміна вейвлет коефіцієнтів приводить до пропорційної зміни у відтвореному сигналі. Таким чином, вейвлет коефіцієнти з малими значеннями можуть бути прирівняні до нуля без значного спотворення відтворюваного сигналу. Практична реалізація показує, що більшість, крім декількох процентів, вейвлет коефіцієнтів можуть бути прирівняні до нуля [3]. Оскільки більшість шумів інформативних сигналів мають малий рівень енергії, то вони будуть усунені при відтворенні компресованих даних. Зрозуміло, що при відтворенні тип базових малохвильових функцій повинен бути відповідним до тих, які використовувались при прямому малохвильовому перетворенні.

З наведеного аналізу можна зробити висновок, що для оцінки енергетичних характеристик швидкоплинних, нестационарних, неперіодичних сигналів найбільш ефективно використовувати вейвлет область їх подання, а реалізація таких вейвлет перетворень на паралельних платформах дає можливість ефективно одночасно оцінювати декілька енергетичних характеристик сигналів.

Список літератури

[1]. Наконечний А.Й. Теорія малохвильового перетворення та її застосування. – Львів: Фенікс, 2001.–278 с.

[2]. Наконечний А., Наконечний Р. Особливості подання енергетичних характеристик сигналів // Науковий збірник Української академії друкарства “Комп’ютерні технології друкарства” – Львів. 2007. №17. – С.87-95.

[3]. Nakonechnyy R. The wavelet based noise measurement in the computer systems // Proceedings of the 6-th International Conference “Advanced Computer Systems and Networks: Design and Application, Lviv-2013, September 16-18, 2013, 185-186 p.

Моделювання кредитних ризиків у діяльності небанківських фінансових установ

Юрій Кинаш, Наталія Антоняк

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра інформаційних технологій видавничої справи
79-013 Львів, вул. С.Бандери, 12, E-mail: kynash@ukr.net

Олександр Вітер, Роман-Богдан Проць, Володимир Мищишин

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра комп'ютеризованих систем автоматички
79-013 Львів, вул. С.Бандери, 12, E-mail: volodymyr.m.myshchysyn@lpnu.ua

Моделювання оцінки кредитного ризику проведено з використанням методу експертних оцінок та методу Монте-Карло. Для розрахунку кредитного ризику методом Монте-Карло використано нормальний та рівномірний закони розподілу. Значення кредитного ризику використано для розрахунку відсоткової ставки за кредитами.

I. Вступ

Ефективність діяльності фінансових установ в Україні у значній мірі визначається ступенем використання сучасних засобів інформаційних технологій. У той час, як для банківської сфери використання сучасних засобів інформаційних технологій для автоматизації процесів діяльності є досить поширеним, то сфера небанківських фінансових установ значно відстає у цьому плані. Подальше інтегрування економіки України до Європейського ринку потребує значних зусиль з модернізації інформаційних технологій для сфери діяльності небанківських фінансових установ [1]. Таким чином, подальше розширення впровадження сучасних інформаційних технологій у діяльності небанківських фінансових установ є актуальним завданням.

II. Методи оцінки кредитного ризику

Кредитний ризик (Credit Risk) виникає через неспроможність сторони, що взяла на себе зобов'язання, виконати умови будь-якої фінансової угоди або іншим способом виконати взяті на себе зобов'язання та залежить від зовнішніх і внутрішніх факторів. В той час, як управління зовнішніми факторами є обмеженим, врахування внутрішніх факторів у політиці фінансової установи можна представити у вигляді моделі [2]:

$$K_p = K_r * (R_1 + R_2 + \dots + R_n) * E / K_{вкл} , \quad (1)$$

де K_p – коефіцієнт ризиків окремого позичальника; K_r – коректуючий коефіцієнт, який враховує кредитоспроможність клієнта; $R_1 \dots R_n$, – розмір ризиків, пов'язаних із певною кредитною операцією; $K_{вкл}$ – сума кредитних вкладень позичальника; E – коефіцієнт корекції, що враховує дію зовнішніх факторів для конкретного клієнта.

Коефіцієнт корекції E , визначається як відношення суми всіх можливих сприятливих факторів до суми зовнішніх факторів. Для спрощених розрахунків використовується модель, що ґрунтується на наступних двох параметрах [2]:

- величині потенційних втрат L для випадку невиконання зобов'язань партнером по операції;
- ймовірності невиконання зобов'язань партнером по кредитній угоді.

Оцінювання кредитного ризику потребує використання наближеного ймовірнісного методу, що базується на зведенні множини можливих сценаріїв до бінарного розподілу:

- з певною ймовірністю партнер не зможе виконати свої зобов'язання, і ми втратимо L ;
- з певною ймовірністю партнер зможе виконати свої зобов'язання, і ми отримаємо прибуток P .

Використання експертного аналізу позичальника базується на фундаментальному аналізі і містить детальне вивчення операцій позичальника, динаміку його фінансових потоків і величини його майбутніх доходів. Отримані кількісні показники піддаються оцінці фахівців, які визначають місце позичальника в деякій ієрархії рейтингових категорій [3,4].

Використання регресійних моделей і скорингу полягає у приписуванні позичальнику певної оцінки кредитного ризику. Порівняння кредитного скорингу конкретного позичальника із

специфічною, для кожної моделі скорингу, пороговою оцінкою, допомагає вирішити складну проблему вибору при наданні кредиту.

Для Z-моделі Альтмана оцінка ризику є лінійною функцією основних балансових коефіцієнтів, однак ця модель не працює в Україні, бо потребує показника ринкової капіталізації для фінансових установ, а небагато вітчизняних компаній є публічними [3,4].

Для кількісного аналізу кредитного ризику використовують коефіцієнтний метод, метод експертних оцінок, статистичні методи та ін. Статистичні методи оцінки потребують значних масивів даних і витрат часу. Найбільш поширеним методом оцінки рівня кредитного ризику є метод експертних оцінок, і наочним прикладом є рейтингова методика оцінки кредитоспроможності позичальника [2,3].

Розрахунок кредитного ризику визначає втрати грошей, які були надані як кредити фермерам, організаціям, фізичним особам тощо. Головним і найважливішим параметром при таких розрахунках є вартісна міра ризику – Value at Risk (VaR). Це виражена в грошових одиницях оцінка величини, яку не перевищать очікувані протягом певного періоду часу втрати із заданою довірчою ймовірністю. Її можна обчислити використовуючи емпіричну функцію розподілу на основі методу Монте-Карло [5].

III. Розрахунок VaR методом Монте-Карло

Отримання емпіричної функції розподілу методом Монте-Карло [5] дозволяє досліджувати велику кількість випробувань та отримувати розподіл можливих фінансових результатів на підставі відсікання найгірших результатів. Використаємо наступний алгоритм:

1. Для кожного кредиту j генеруються рівномірно розподілені від 0 до 1 випадкові величини:

$$D_j^k \sim R_{[0,1]}, j=1..N, \text{ де } N - \text{кількість кредитів в досліджуваному портфелі.}$$

2. На основі оберненої функції розподілу розраховується рівень збитків по кожному кредиту

$$L_j^k.$$

3. Розраховується сума збитків:

$$L_p^k = \sum_{j=1}^N L_j^k \quad (2)$$

4. Процедура (п.1-3) повторюється велику кількість разів, K . На основі вибірки L_p^k будується емпірична функція розподілу.

Кількість випробувань потрібна достатня для збіжності емпіричної функції до теоретичної, наприклад, на основі критерію Колмогорова-Смирнова. При цьому зауважимо, що в серйозних пакетах ризик-менеджменту (наприклад, NumTech) моделюється, як правило, не більше 10^4 сценаріїв. До переваг методу Монте-Карло можна віднести достатньо високу точність оцінки, можливість використання будь-яких розподілів, можливість моделювання складної поведінки ринків, можливість подальшого розвитку моделей.

Література

[1]. А.В.Олійник, В.М.Шацька. Інформаційні системи і технології у фінансових установах: Навчальний посібник. – Львів: "Новий Світ-2000", 2006 – 436 с.

[2]. Бухтин М.П. Методы оценки процентных рисков и управление ими // Управление финансовыми рисками. – 2007. – № 3. – С. 13 – 38.

[3]. Ивлиев С.В. Оценка вероятности дефолта кредитных организаций на основе имитационного моделирования // Управление финансовыми рисками. – 2005. – № 4. – С. 30 – 37.

[4]. Івченко І. Ю. Моделювання економічних ризиків і ризикових ситуацій. – Київ: Центр учбової літератури, 2007. – 344 с. [5]. Ермаков С.М. Метод Монте-Карло в вычислительной математике: Учебник.-С.-Петербург, 2009 – 192 с.

Особливості використання оптимізаторів палива для чіп тюнінгу двигуна автомобіля

Роман Модла

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра комп'ютеризованих систем автоматички,
79-013 Львів, вул. С. Бандери, 12, E-mail: roman.modla@ukr.net

Василь Бритковський

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра експлуатації та ремонту автомобільної техніки,
79-013 Львів, вул. С. Бандери, 12, E-mail: v.brytkovskyi@gmail.com

Олександр Сорочинський

Українська академія друкарства, кафедра автоматизації та комп'ютерних технологій,
79-098 Львів, вул. Під Голоском, 19, E-mail: som_soroka@ukr.net

Проведений аналіз методики чіп тюнінгу електронного блока керування двигуна автомобіля з використанням оптимізатора співвідношення паливної суміші двигуна автомобіля. Шляхом корекції сигналів датчиків кисню і датчика масової витрати повітря оптимізатори здійснюють поліпшення характеристик двигуна в реальному часі за програмою, яку визначає і коректує користувач.

I. Формулювання проблеми

Величина корекції кількості палива, що подається в циліндри, за напругою сенсора вмісту кисню залежить від різних факторів. Якщо ступінь необхідного втручання невелика, наприклад, менше 10%, то електронна система керування (ЕСК) справляється з цим порівняно легко [1].

При необхідності зміни базового значення більш ніж на 20%, тобто для здійснення більш істотної зміни, ЕСК проводить процедуру "перенавчання" (адаптації). Зменшуючи або збільшуючи базовий час впорскування палива в межах допустимого, ЕСК перевіряє реакцію системи і встановлює (записує в пам'ять) нове значення цього параметра. При цьому для точної підтримки стехіометричного складу паливо-повітряної суміші (14,7:1) як і раніше використовується напруга сенсорів вмісту кисню. У залежності від різних факторів (у тому числі: від висоти над рівнем моря, зносу поршневої групи і форсунок, допусків на якість палива і на зміни в стані двигуна) корекція, обумовлена зворотним зв'язком за складом відпрацьованих газів, змінюється. ЕСК в режимі замкнутої зворотного зв'язку запрограмований на зміну складу суміші за допомогою невеликих змін (збільшень). Тому, якщо необхідна відносно невелика корекція (до 3%), то ЕСК порівняно просто змінює склад суміші. Межі можливої зміни складу суміші становлять $\pm 20\%$ від його базового значення.

При необхідності значних змін і для уникнення можливих помилок або зменшення часу відгуку, в пам'ять записують інформацію про результати корекції суміші в попередніх поїздках. Ця інформація використовується в якості початкової при наступних поїздках, що дозволяє підвищити точність підтримки оптимального складу паливної суміші з урахуванням реального стану двигуна. Таким чином реалізується "процедура перенавчання ЕСК", відома під назвою "Computer Relearn Procedures". Наприклад, в пам'яті ЕСК записана "заводська установка" необхідності підтримки часу впорскування палива при холостому ході прогрітого двигуна, рівного 3,0 мс. Якщо після здійснення корекції по напрузі кисневого сенсора виявиться, що необхідно відкривати форсунки при прогрітому двигуні імпульсами напруги тривалістю 3,3 мс, то при наступних поїздках ЕСК "почне" регулювання з цього значення [2].

II. Основний матеріал

Враховуючи перелічені особливості роботи ЕСК розроблені оптимізатори співвідношення паливної суміші, які здійснюють корекцію показників двигуна без втручання в програму роботи ЕСК. Такі пристрої можуть застосовуватися як альтернатива чіп тюнінгу. Управління подачею палива виробляється шляхом корекції сигналів датчиків кисню (лямбда зондів) і датчика масової витрати повітря (ДМВП) за програмою, яку визначає і коректує користувач.

Оптимізатор комплектується програмним забезпеченням, яке дозволяє підключати його до комп'ютера, читати і писати всі параметри в реальному часі, зчитувати витрату палива, проводити налаштування не зупиняючи двигун. Передбачено виведення даних на графіки. Є можливість

зберігати і записувати 3-х мірні таблиці корекції датчиків витрати повітря та розрідження у впускному колекторі (MAF, MAP).

В оптимізаторі передбачено два режими роботи: «спрощений» і «розширений».

У спрощеному режимі користувач визначає лише кілька основних параметрів, що впливають на корекцію. В цьому режимі ступінь корекції збільшується зі зростанням споживання палива. При збільшенні деякого порогового значення частоти обертання ступінь корекції може зменшуватися (визначає користувач).

У розширеному режимі користувач може скласти детальну карту корекції сигналів в залежності від часу впорскування палива і частоти обертання колінчастого валу окремо для лямбда зондів і ДМВП.

Встановлення та налаштування оптимізатора здійснюється поетапно. Після кожного етапу потрібно провести випробування автомобіля на різних режимах для виявлення можливих помилок в налаштуванні. На першому етапі потрібно налаштувати тільки датчик масової витрати повітря (ДМВП), на другому – датчики кисню (лямбда зонди). До другого етапу необхідно приступати після підключення та налаштування ДМВП.

Оптимізатор може працювати в режимі простої корекції і 3-D корекції. Ступінь корекції обчислюється з приходом кожного імпульсу від форсунки щодо кількох параметрів.

У простому режимі оптимізатор постійно обчислює поточну ступінь зміни сигналу. Основними параметрами для обчислення ступеня корекції є: «корекція (лямбда або ДМВП)», «точка максимальної корекції», відносна миттєва витрата палива (кількість палива за одиницю часу). Чим більша миттєва витрата, тим більше оптимізатор змінює сигнали від датчиків. Якщо частота обертання колінчастого валу перевищить точку максимальної корекції, ступінь корекції буде зменшуватися з ростом частоти обертання колінчастого валу. В цьому режимі оптимізатор не вносить зміни в сигнал датчиків на холостих обертах (якщо частота обертання менша 1200 об/хв).

Рівень корекції збільшується прямо пропорційно поточній кількості палива аж до встановленої точки максимальної корекції. Зазначена в налаштуваннях ступінь корекції в простому режимі досягається приблизно при 2000 об/хв і часу впорскування 3,0 мс.

У режимі 3-D ступінь зміни сигналу визначається 3-х мірною таблицею. Таблиця містить фіксовані значення частоти обертання колінчастого валу і час впорскування палива чи напругу від ДМВП – на вибір. Таким чином, користувач може прив'язати режим роботи двигуна (частота обертання, час впорскування, витрата повітря) до конкретної величини корекції сигналу.

Програма оптимізатора усереднює рівень корекції по сусідніх точках таблиці, якщо час впорскування і частота обертання точно не збігаються з табличними. Таким чином, виходить «плавний» перерахунок корекції, якщо частота обертання і час впорскування знаходяться між табличними значеннями.

III. Висновок

В роботі проведений порівняльний аналіз методик чіп тюнінгу електронного блока керування двигуна автомобіля з використанням оптимізатора співвідношення паливної суміші для поліпшення характеристик двигуна. Оптимізатори шляхом корекції сигналів датчиків кисню і датчика масової витрати повітря здійснюють оптимізацію характеристик двигуна в реальному часі за програмою, яку визначає і коректує користувач. Використання вказаних пристроїв виключає втручання в програму електронного блоку керування двигуна та дозволяє задіяти для поліпшення його характеристик оператора з нижчою кваліфікацією.

Література

1. Соснин Д. А. Новейшие автомобильные электронные системы / Соснин Д. А., Яковлев В. Ф. – М. : СОЛОН-Пресс, 2005. – 240 с.
2. Модла Р. М., Бритковський В. М., Сорочинський О. М. Чіп тюнінг електронних систем керування двигуном автомобіля // Автоматика/Automatics – 2018 : матеріали XXV Міжнародної конференції з автоматичного управління, 18–19 вересня 2018 р., Львів, Україна. – 2018. – С. 90–91.

Аналіз систем автоматичного управління нелінійними об'єктами другого порядку з використанням нейронних контролерів

Маркіян Наконечний, Михайло Степаняк, Роман-Богдан Проць

LvivPolytechnicNationalUniversity, the department of computerized automatics' systems
79-013 Lviv, St. BanderaStreet, 12, E-mail: mystepanyak@ukr.netr.

В доповіді проаналізовано роботу систем автоматичного управління процесами в нелінійних об'єктах другого порядку з використанням контролерів, виконаних на базі динамічних нейронних мереж.

I. Вступ

Як відомо, системи автоматичного управління складаються з нелінійних елементів, які охоплені складними оберненими зв'язками. В реальних умовах на роботу таких систем впливають різноманітні шуми, завади та інші збурюючі фактори, що суттєво обмежує використання можливостей сучасної і класичної теорій управління для вирішення задач побудови контролерів. Протягом останніх десятиріч для реалізації стратегій управління використовувалися теорії, які базуються на ідеї лінеаризації системи, що в більшості випадків, навіть при точному відтворенні залежностей між входами і виходами системи, не дозволяє синтезувати контролер, який забезпечував би адекватне управління процесом в об'єкті.

II. Особливості управління процесами в нелінійних динамічних об'єктах

Дедалі все частіше для синтезу алгоритмів управління використовуються штучні нейронні мережі, що враховують особливості об'єкта, які повинна відтворити мережа, а її навчання проводиться на основі вхідних і вихідних даних, які характеризують процеси, що мають місце в даному об'єкті. Оскільки нейронні мережі в своїй основі є нелінійними, то їх можна використовувати для ідентифікації як лінійних, так і нелінійних об'єктів, а також для реалізації алгоритмів управління процесами в таких об'єктах.

На сьогоднішній день детально розроблені алгоритми побудови контролерів для управління лінійними об'єктами.

Для управління процесами в нелінійних динамічних об'єктах доцільно використовувати контролери, виконані на базі динамічних нейронних мереж, в яких на основі вхідної і вихідної числових послідовностей об'єкта можна реалізувати заданий закон управління.

Основною перевагою нейронної мережі є її здатність до навчання, що дозволяє пристосувати нейронний контролер до конкретного об'єкта. Оскільки в такому випадку синтез контролера проводиться на основі одержаних експериментальним шляхом послідовностей, а реальний керований об'єкт має певні діапазони допустимих значень вхідних і вихідних сигналів, то коефіцієнти нейронного контролера не можуть набувати випадкових значень, і тому вони повинні бути або наперед обчисленими на основі певних припущень, або отриманими в процесі навчання з використанням математичної моделі об'єкта.

Динамічні властивості нейронної мережі визначаються кількістю ліній затримок і способом їх включення у вхідні кола та кола оберненого зв'язку мережі. Таким чином, для побудови нейронного контролера з врахуванням заданих властивостей системи необхідно вибрати кількість ліній затримок і спосіб їх включення так, щоб ці властивості можна було реалізувати.

Оскільки задача синтезу полягає у створенні динамічної нейронної мережі, яка повинна виконувати функції контролера, то її реалізацію доцільно виконувати на основі пропорційно-інтегрально-диференціального закону (ПІД-закону), як одного з найбільш універсальних законів управління [1]. Динамічна нейронна мережа функціонує як дискретна система, тому закон управління необхідно подати в дискретній формі.

Побудова динамічної нейронної мережі для реалізації ПІД-закону управління. Функціональна залежність між вхідним і вихідним сигналами для неперервного ПІД-контролера має вигляд:

$$u(t) = K_d \frac{d\Delta y(t)}{dt} + K_p \Delta y(t) + K_i \int_0^t \Delta y(t) dt, \quad (1)$$

де $\Delta y(t)$ – різницевий сигнал на вході контролера; $u(t)$ – вихідний сигнал контролера; K_d, K_p, K_i – коефіцієнти при диференціальній, пропорціональній та інтегральній складових.

Передавальну функцію ПД-контролера можна записати у вигляді:

$$W(s) = K_d s + K_p + \frac{K_i}{s}. \quad (2)$$

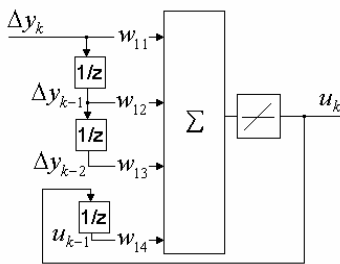
Дискретний варіант ПД закону управління можна одержати заміною оператора s в рівнянні (2) виразом $s = \frac{(1 - z^{-1})}{\Delta t}$, завдяки чому отримуємо:

$$W(z) = K_d \frac{(1 - z^{-1})}{\Delta t} + K_p + \frac{K_i \Delta t}{(1 - z^{-1})}. \quad (3)$$

Звівши праву частину у виразі (3) до спільного знаменника і згрупувавши доданки при від’ємних степенях z , одержимо

$$W(z) = \frac{\frac{K_d}{\Delta t} + K_p + K_i \Delta t - \left(2 \frac{K_d}{\Delta t} + K_p \right) z^{-1} + \frac{K_d}{\Delta t} z^{-2}}{1 - z^{-1}} = \frac{w_{11} + w_{12} z^{-1} + w_{13} z^{-2}}{1 - w_{14} z^{-1}}, \quad (4)$$

де



$$w_{11} = \frac{K_d + K_p \Delta t + K_i \Delta t^2}{\Delta t}; \quad w_{12} = -\frac{2K_d + K_p \Delta t}{\Delta t};$$

$$w_{13} = \frac{K_d}{\Delta t}; \quad w_{14} = 1.$$

Різницеве рівняння, яке відповідає виразу (4), має вигляд:

$$u_k = w_{11} \Delta y_k + w_{12} \Delta y_{k-1} + w_{13} \Delta y_{k-2} + w_{14} u_{k-1}, \quad (5)$$

а схема нейронної мережі, яка може бути реалізована на основі рівняння (5), наведена на рис. 1

Рис. 1. Дискретне представлення ПД- контролера на основі співвідношення (5)

Аналіз системи автоматичного управління з використанням нейронного ПД-контролера. Взнявши за основу схему, наведену на рис. 1, та доповнивши її еталоном, одержимо

структуру системи, яка дозволяє синтезувати контролер на основі дискретного подання ПД-закону управління (рис. 2).

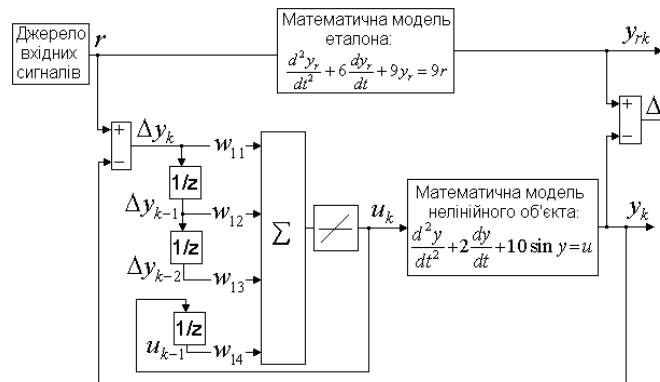


Рис 2. Структурна схема системи автоматичного управління з використанням нейронного контролера, який реалізовано на основі співвідношення (5).

Представимо модель нелінійного об'єкта диференціальним рівнянням виду

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + 2 \frac{dy}{dt} + 10 \sin y = u \quad (6)$$

Для здійснення навчальної процедури введемо еталон, до якого необхідно максимально наблизити систему (об'єкт з контролером), тобто підібрати коефіцієнти $w_{11}, w_{12}, w_{13}, w_{14}$ так, щоб при одночасному підведенні до входів системи та еталона будь-якого сигналу, значення сигналів на їх виходах були максимально близькі. Виходячи з вимог забезпечення заданої швидкодії системи рівняння еталона задаємо у вигляді:

$$\frac{d^2 y_r}{dt^2} + 6 \frac{dy_r}{dt} + 9 y_r = 9r. \quad (7)$$

Сигнали на виходах еталона і об'єкта, керованого навченим нейронним контролером, при подачі на їх входи одиничної стрибкоподібної функції наведені на рис. 3.

Порівняння сигналів, наведених на рис. 3 показує, що нейронний контролер, який реалізовано на базі нейронної мережі з використанням на її вході сигналу похибки розузгодження – Δy_k , функціонує неефективно, так як не забезпечує заданої динаміки процесу управління в нелінійному об'єкті.

З метою покращення динаміки процесу в системі удосконалимо архітектуру нейронного контролера, розділивши його входи, тобто замість введення на вхід нейронного контролера похибки розузгодження Δy_r та її попередніх значень $\Delta y_{k-1}, \Delta y_{k-2}$, будемо подавати на його входи окремо значення r_k, r_{k-1}, r_{k-2} та y_k, y_{k-1}, y_{k-2} через власні вагові коефіцієнти (рис.4).

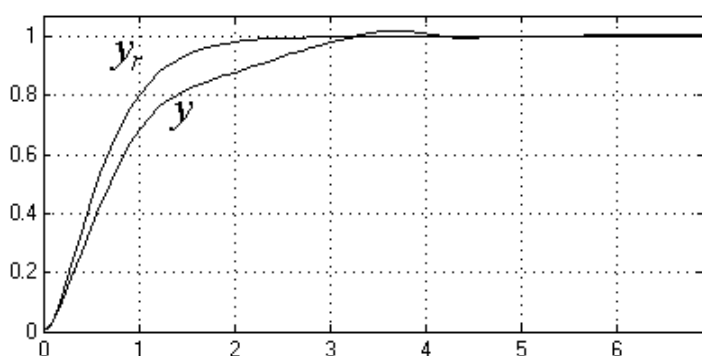


Рис. 3. Сигнали на виходах еталона - y_r і системи, керованої нейронним контролером – y .

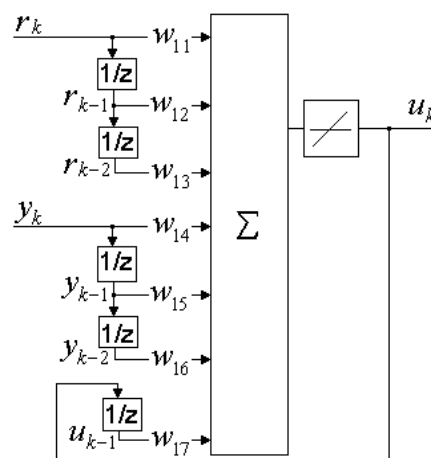


Рис. 4. Нейронний контролер з розділеними входами.

Рівняння, яке описує функціонування нейронного контролера з розділеними входами має вигляд:

$$u_k = w_{11} r_k + w_{12} r_{k-1} + w_{13} r_{k-2} + w_{14} y_k + w_{15} y_{k-1} + w_{16} y_{k-2} + w_{17} u_{k-1} \quad (8)$$

Структура системи автоматичного керування, в якій використовується нейронний контролер з розділеними входами, наведена на рис. 5, а сигнали на виходах еталона та об'єкта, керованого навченим контролером, при подачі на їх входи одиничної стрибкоподібної функції наведені на рис. 6.

Порівняння сигналів, які наведені на рис. 3. і 6, показує, що використання нейронного контролера з розділеними входами для управління процесом в нелінійному динамічному об'єкті приводить до суттєвого покращання динамічних властивостей системи, що підтверджує доцільність використання такого контролера для управління процесами в нелінійних об'єктах.

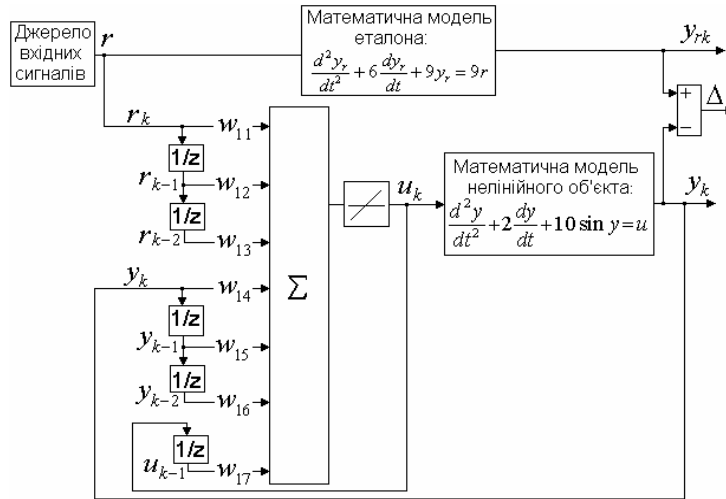


Рис 5. Структурна схема системи автоматичного управління з використанням нейронного контролера з розділеними входами

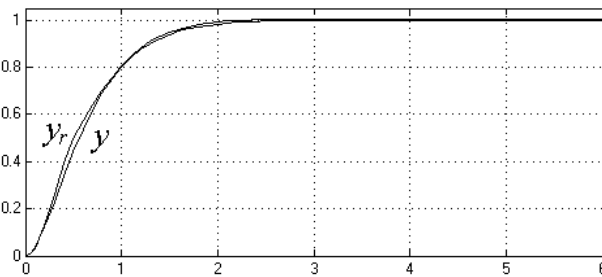


Рис.6. Сигнали на виходах еталона – y_r і об'єкта, керованого нейронним контролером з розділеними входами – y

Висновок На основі результатів моделювання системи автоматичного управління з моделлю нелінійного об'єкта та використанням контролера, який побудовано на базі динамічної нейронної мережі з розділеними входами (8) встановлено, що в порівнянні з класичним нейронним контролером, виконаним на основі співвідношення (5), такий контролер забезпечує суттєве покращення процесу управління в моделях, як лінійних, так і нелінійних об'єктів.

Література

[1].. Ильясов Б.Г., Старцев Ю.В., Головацкий К.Э., Альмухамедов Р.Р., Белалов Б.М. Автономные наземные транспортные средства как объекты автоматического управления//Мехатроника, №6, 2001, с.3-5.
 [2]. К.Фу, Р.Гонсалес, К.Ли. Робототехника /Пер. с англ.. – Москва: Мир, 1989.- 620 с
 [3].. Woschni E.G. Messdynamik. Leipzig: Hirzel Verlag, 1964.- 288 s
 [4]. Ключев А.С Автоматическое регулирование. Изд.2-е, перераб. и доп.- Москва: Энергия 1973. – 392с.
 [5].. Norgaard M., Ravn O., Poulsen N., Hansen L. Neural Networks for Modelling and Control of Dynamic Systems.- London: Springer, 2000.
 [6].. Медведев В.С, Потемкин В.Г. Нейронные сети. Москва: ДИАЛОГ-МИФИ. 2002.-426с.

Вимірювання початкової температури в кристалооптичному методі для інформаційних технологій

Михайло Степаняк, Микола Степаняк, Маркіян Наконечний

LvivPolytechnicNationalUniversity, the department of computerized automatics' systems
79-013 Lviv, St. BanderaStreet, 12, E-mail: mystepanyak@ukr.netr.

В доповіді подано дослідження кристалооптичного методу вимірювання температури та отримано кодову маску, за допомогою якої побудовано шкалу для визначення початкової температури вимірювань.

I. Вступ

В сучасній техніці велику роль відіграють вимірювальні перетворювачі або давачі, які є необхідними елементами автоматичних систем, систем збирання і обробки інформації, моніторингу. Крім того, високоточні перетворювачі потрібні для таких галузей, як електроніка, медицина, енергетика, криогеніка, для систем контролю технологічних процесів, наукових досліджень і т.п. В перспективі – розроблення нових класів багатофункціональних перетворювачів, наприклад, хімічних, біологічних, створення інтегральних давачів (які містять як чутливий елемент, так і схему обробки сигналу [1, 2]).

II. Дослідження кристалооптичного термоперетворювача (КОТП) для розширення можливості вимірювання температури та визначення початкової температури при вимірюванні кристалооптичним методом

Якщо двозаломлюючий кристал помістити в середовище, де необхідно вимірювати температуру, то її зміна буде викликати зміну показників заломлення і, відповідно, зміну різниці ходу між звичайним та незвичайним променями. Інтенсивність монохроматичного поляризованого світла, що пройшло через кристал, має періодичну залежність від температури кристалу t [1] рис.1. Напруги $U_{\phi 3-1}$ та $U_{\phi 3-2}$ відображають цю залежність за законом « \sin^2 ».

Для формування градуовальної характеристики кристалооптичного термоперетворювача ЧЗ в [2] проводять вимірювання напруги $U_{\phi 3-1}$, використовуючи АЦП і отримують цифровий код N_{T3-1} . Подаючи напругу $U_{\phi 3-2}$ на компаратор, одержують на його виході напругу $U_{\text{вих.комп.}}$, що дорівнює лог. «1», якщо напруга $U_{\phi 3-2} \geq U_0 + U_{\phi 3-2m} / 2$, а якщо напруга $U_{\phi 3-2} < U_0 + U_{\phi 3-2m} / 2$, то лог. «0» та отримують цифровий код N_{T3-2} . Використовуючи цифрові коди N_{T3-1} , N_{T3-2} формують цифровий код N_{T3-3} , що відповідає дробовій частині температурного інтервалу t_3 . Ділення температурного інтервалу t_3 на 10 подане на рис.1. Аналогічно здійснюють формування градуовальної характеристики КОТП Ч4 з діленням температурного інтервалу t_4 на 40 частин.

Були проведені дослідження та моделювання шкали такого КОТП і отримані результати у відносних одиницях температурних інтервалів $0,1 \cdot T_3$, $0,1 \cdot T_4$ та $0,1 \cdot T_3/4$, що формують однозначний код для кожного значення температури n на шкалі. Для формування шкали використано три періоди температурного інтервалу t_4 .

При використанні ЧЕ 3 з товщиною $d_3 = 1,67$ мм з та ЧЕ 4, $d_4 = 0,173$ мм з ніобату літію, температурні інтервали відповідно $t_{T3} = 7,2$ °С, $t_{T4} = 69,8$ °С, можна отримати діапазон вимірювання початкової температури

$$\Delta t_0 = b \cdot t_{T4} = 2,91 \cdot 69,8 = 203,1 \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (1)$$

де $b = 2,91$ – коефіцієнт розширення діапазону під час визначення початкової температури t_0 , отриманий в результаті моделювання та дослідження процесу формування шкали КОТП з температурними інтервалами $t_{T4}: t_{T3} = 9,7$.

Якщо нижня границя діапазону вимірювання температури $t_{\min} = 176,4$ °С, то

$$t_{\max} = t_{\min} + \Delta t_0 = 176,4 + 203,1 = 379,5 \text{ } ^\circ\text{C}. \quad (2)$$

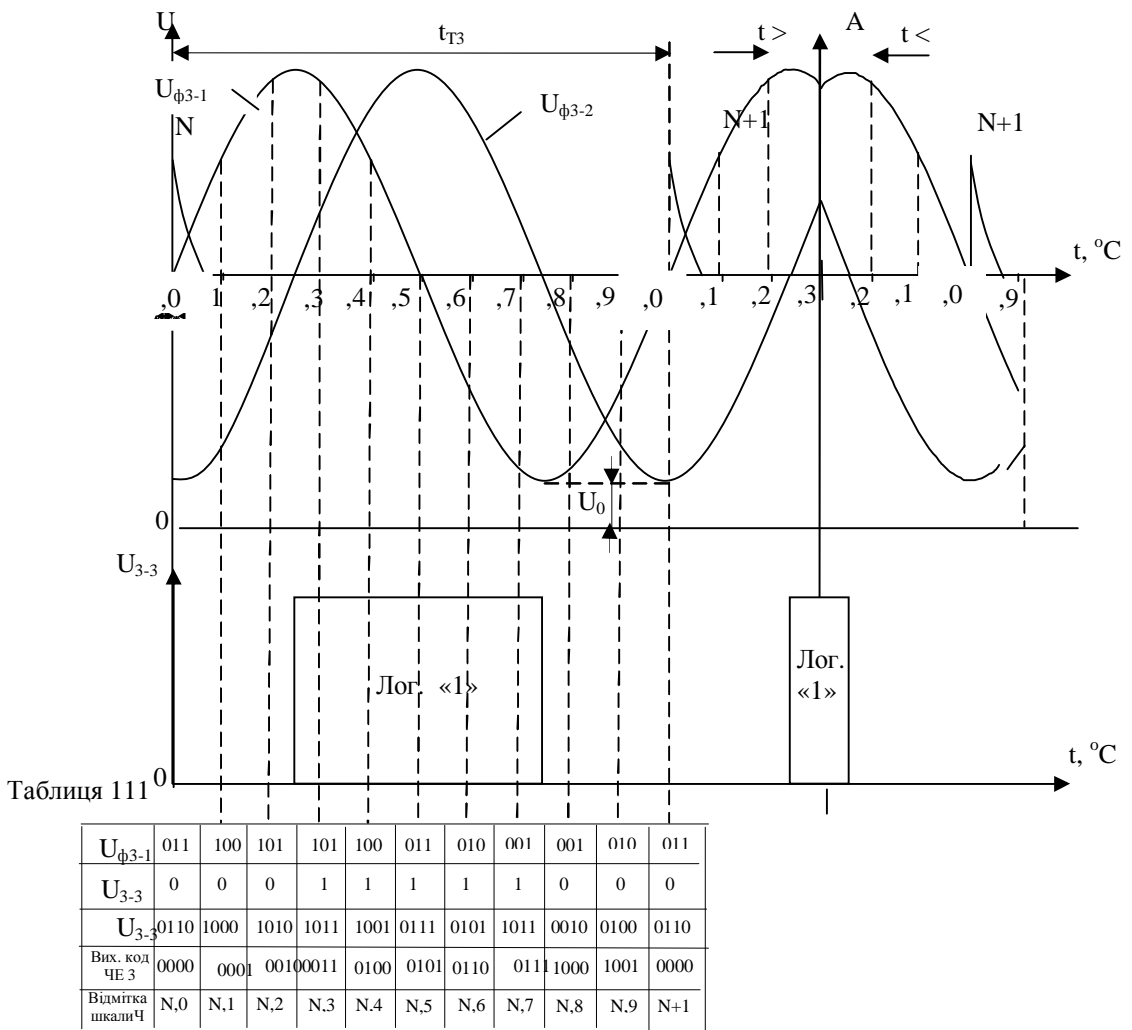


Рис. 1. Часова залежність формування градувальної характеристики вихідного сигналу від температури ЧЗ КОТП $N = f(t)$

Висновки

Запронований метод вимірювання температури дозволяє розширити діапазон визначення початкової температури t_0 на коефіцієнт розширення $b = 2, 91$ та підвищити точність вимірювання при опрацюванні інформації з чутливого елемента з більшою товщиною, тобто, ЧЕЗ КОТП згідно [2]. На основі результатів досліджень ЧЕ з ніобату літію можна отримати високостабільні метрологічні характеристики КОТП, що забезпечує можливість дистанційного вимірювання та визначення початкової температури t_0 на об'єктах в магнітних полях під високим електричним потенціалом, практично без тепловідводу в діапазоні $175 \dots 380 \text{ }^\circ\text{C}$, що значно розширює можливості методу .

Література

- [1]. Степаняк М.В., Степаняк Мик.М., Наконечний М.В. // Дослідження кристалооптичного термоперетворювача для систем автоматики. Тези доповідей XXV Міжнародної конференції з автоматичного управління «Автоматика/Automatics-2018 – Львів, 2018. – С.124».
- [2]. Степаняк М.В., Степаняк Мик.М. Розширення діапазону вимірювання початкової температури з використанням кристалооптичних термоперетворювачів//Автоматика, вимірювання та керування -2014, №802,С.93-98.

НАУКОВЕ ЕЛЕКТРОННЕ ВИДАННЯ НА DVD

ICACIT'2019

Тези доповідей

V Міжнародної конференції
з автоматичного управління та інформаційних технологій

20–22 червня 2019, Львів

Один електронний оптичний диск DVD.
Об'єм даних у мегабайтах 1,17 Мб.
Наклад 30 прим. Зам. 191068.

Видавець і виготівник: Видавництво Львівської політехніки
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 4459 від 27.12.2012 р.

вул. Ф. Колесси, 4, Львів, 79013
тел. +380 32 2582146, факс +380 32 2582136
vlp.com.ua, ел. пошта: vmr@vlp.com.ua