https://doi.org/10.31891/2219-9365-2024-77-13
УДК 681.51

ГОРБІЙЧУК Михайло
Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу
https://orcid.org/0000-0002-8586-1883
e-mail: mi_profgorb@ukr.net
ЗАЯЧУК Ярослав
Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу
https://orcid.org/0000-0001-8705-2724
e-mail: yaroslav.zaiachuk@nung.edu.ua
КОГУТЯК Мирослав
Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу
https://orcid.org/0000-0003-0026-7744
e-mail: atp_kohutyak@ukr.net

ПРАКТИЧНІ АСПЕКТИ РЕАЛІЗАЦІЇ КОРЕКТОРІВ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ

Муфельні печі з двома незалежними джерелами живлення крім прямих каналів впливу вхідних величин на вихідні величини мають перехресні канали впливу, що значно ускладнює автоматичне керування тепловим режимом печі. Одним із методів компенсації перехресних впливів є введення в контур керування компенсатора перехресних зв'язків, динамічні властивості якого визначаються передавальними функціями муфель печі (об'єкта керування). Динамічні властивості описуються чотирма однаковими за структурою передавальними функціями, кожна із яких має третій порядок, відповідно передавальні функції компенсатора матимуть 16 порядок, що значно ускладнює їх практичну реалізацію на сучасних контролерах. Тому виникла задача спрощення передавальних функцій компенсатора без суттєвої втрати ефективності його функціонування.

Ключові слова: муфельна піч, математична модель, компенсатор, перехресні зв'язки, математичні блоки, передавальна функція, контролер.

HORBIYCHUK Mykhailo, ZAIACHUK Yaroslav, KOHUTIAK Miroslav
Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas

PRACTICAL ASPECTS OF IMPLEMENTATING THE AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS CORRECTORS

Besides the direct influence channels of input values on output values, muffle furnaces with two independent power sources have cross channels of influence, which significantly complicates the automatic control of the furnace's thermal regime. One of the methods of cross effects compensation is the introduction of a cross connections compensator into the control circuit; the dynamic properties of the compensator are determined by the transfer functions of the furnace muffles (control object). The dynamic properties of the control object are described by four transfer functions of the same structure, each of which has the third order, and, therefore, the transfer functions of the compensator will have the 16th order. Such a high order of transfer functions significantly complicates their practical implementation on modern microprocessors (controllers). Due to this, the objective emerged to simplify the transfer functions of the compensator without significantly losing the efficiency of its functioning.

The reduction of the mathematical models of the compensator was carried out by evaluating the influence of the poles on the time characteristics, which made it possible to reject insignificant ones and transfer the reduced model to a discrete domain. This method of reduction belongs to modal methods that preserve the significant poles of the original control system.

The resulting recursive programmable representations of the digital cross-link compensator are implemented in a direct, sequential, or parallel structure scheme using math and delay blocks that are available in the algorithm libraries of many PLCs.

Keywords: muffle furnace, mathematical model, compensator, cross connections, mathematical blocks, transfer function, controller.

Постановка проблеми у загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями

Муфельні печі невеликі за розміром апарати [2, 3], які призначені для нагрівання різноманітних виробів. Галузь застосування муфельних печей – лабораторні дослідження (фармацевтика, хімічні, геофізичні дослідження, харчові лабораторії) та виробництво невеликих за розміром виробів (металургія, ювелірні вироби, стоматологія тощо).

Особливістю печей даного типу – наявність муфеля, який виготовлений із термостійкого матеріалу. Муфель розмежовує робочий простір печі і виріб.

Джерелом енергії в муфельній печі є нагрівальні елементи, які виготовляють з тугоплавких матеріалів з високим омічним опором: ніхром (до 1350ºС), фехраль (до 1350ºС), konthal Al (до 1400ºС), карбід кремнію SiC (до 1600ºС), хроміт лантану (до 1750ºС), дисиліцид молібдену (до 1800ºС).

Муфельні печі – апарати періодичної дії. Цикл роботи муфельної печі включає в себе три етапи: нагрівання, робочий режим і охолодження.

На першому етапі відбувається нагрів муфельної печі до заданої температури. Існують певні обмеження на швидкість нагріву печі, від якої залежить термін служби нагрівальних елементів. Оптимальною вважається швидкість нагріву 5ºС/хв., а гранично допустимою – 10ºС/хв.

Робочий режим муфельної печі є основним етапом і його тривалість від виробу, на який орієнтована термічна піч. Після завершення робочого циклу наступає етап охолодження муфельної печі до заданої температури.

Основною задачею системи автоматичного керування роботою муфельної печі є вивід температурного режиму на заданий рівень і підтримування його на визначеному рівні при реалізації робочого етапу.

У тому випадку коли муфельна піч оснащена двома тенами, які підключені до двох незалежних джерел живлення виникає задача синтезу коректора перехресних зв'язків, яка розв'язана в роботі [1].

У даній роботі розглянуті практичні аспекти реалізації коректора перехресних зв'язків засобами мікропроцесорної техніки.

Аналіз досліджень та публікацій

При проектуванні системи автоматичного керування температурним режимом муфельної печі з двома незалежними джерелами електричної енергії [1] виникає потреба пониження порядку (редукції) моделей системи. Це зумовлено тим, що система автоматичного керування температурним режимом містить в контурі керування компенсатор перехресних зв'язків [2], що перетворює систему в автономну. Синтезований компенсатор перехресних зв'язків [3] описується чотирма передавальними функціями, кожна з яких має шістнадцятий порядок, що значно ускладнює реалізацію системи на сучасних мікропроцесорних пристроях. Виходом із такої ситуації є застосування одного з методів редукції [4] моделей, що є засобом спрощення моделей систем автоматичного керування.

Цифровий еквівалент редукованих математичних моделей коректорів отриманий для виразів, які подані у формі передавальних функцій [5], трьома способами: пряма форма, каскадна послідовна структура з біквадратними секціями другого порядку та паралельна структура з секціями першого та другого порядків. Реалізація компенсатора перехресних зв'язків на промислових програмованих контролерах передбачає подання редукованих математичних моделей у дискретній формі (у формі Z-перетворення).

Оскільки муфельна піч, як об'єкт керування, має обмежену інформаційну потужність (два входи і два виходи), то для формування та стабілізації температурного режиму обробки металевих виробів і реалізації компенсатора доцільно застосувати PLC із сегменту малоканальних моноблочних контролерів.

Представники даного сегмента моноблочних контролерів базуються на процесорних ядрах, в основному, з восьмирозрядною сіткою та можуть використовувати математичну обробку одинарної точності. Серед багатьох виробників у світі Україна представлена контролерами МІК-51…53 (ТОВ «Мікрол») [6], та Freemax MXi MaxyCon Flexy (RAUT automatic) [7], які мають відповідно до 42 та 52 входів/виходів з модулями розширення. Мови програмування FBD/CFC та ST (для контролерів RAUT). Середовища розроблення не вимагають ліцензування.

Нові лінійки PLC, які можна застосовувати для автоматизації як простих, так і досить складних технологічних об'єктів та машин, мають потужні процесори з одним або декількома ядрами, розширену розрядну сітку (можливі обчислення з подвійною точністю), вищу продуктивність, розширену систему команд, більший об'єм пам'яті та набір комунікаційних інтерфейсів. Так, наприклад, контролер SIMATIC S7-1200 (Siemens) [8] здатний з модулями розширення обслуговувати від 10 до 284 каналів вводу-виводу, а PLC Modicon M172 (Schneider Electric) [9] від 7 до 238 входів/виходів. Контролери програмуються всіма мовами стандарту IEC61131-3, але вимагають ліцензованого та достатньо дорогого інструментального середовища розробки.

Таким чином, всі розглянуті PLC можуть знайти застосування для реалізації компенсаторів перехресних зв'язків в автономній системі автоматичного керування температурним режимом муфельної печі.

Формулювання цілей статті

Метою роботи є аналіз варіантів реалізації коректора перехресних зв'язків та надання рекомендацій щодо вибору оптимального варіанту за структурою шляхом оцінки впливу полюсів на часові та частотні характеристики коректора.

Реалізація коректора автоматичної системи керування

Програмно-апаратна реалізація динамічних компенсаторів та коректорів для синтезу ефективних систем регулювання має певні особливості, які пов'язані зі специфікою програмного забезпечення PLC та накладанням обмежень на розрядну сітку при виконанні обчислень. Розглянемо практичні аспекти програмної реалізації коректорів на прикладі компенсатора перехресних зв'язків в печі термічної обробки металевих заготовок.

ISSN 2219-9365

Загальна структура передавальної функції аналогових компенсаторів для системи регулювання температурним режимом муфельної печі має такий вигляд [1]:

$$w(s)=\frac{\sum_{i=0}^{n} b_i s^i}{\sum_{k=0}^{m} a_k s^k}. \qquad (1)$$

Значення коефіцієнтів у виразі (1) для одного з канальних коректорів $w_{11}(s)$ [1,2] наведені у табл.1.

Порядок $w_{11}(s)$ $n=m=16$ високий і можуть виникнути ускладнення практичної реалізації, що пов'язано з округленнями результату при матричних обчисленнях та обмеженій розрядності процесора, тому доцільно оптимізувати його структуру.

Таблиця 1.

Параметри коректора по каналу $w_{11}(s)$

i,k	b_i	a_k	i,k	b_i	a_k
0	8.095e04	1.206e04	9	2.053e26	5.601e25
1	9.493e07	1.523e07	10	1.435e28	4.16e27
2	5.431e10	9.366e09	11	8.081e29	2.486e29
3	2.007e13	3.711e12	12	3.597e31	1.173e31
4	5.349e15	1.059e15	13	1.225e33	4.229e32
5	1.09e18	2.306e17	14	3.016e34	1.101e34
6	1.752e20	3.96e19	15	4.807e35	1.856e35
7	2.269e22	5.466e21	16	3.752e36	1.53e36
8	2.389e24	6.128e23			

Для спрощення передавальної функції компенсатора застосовано методику, яка ґрунтується на результатах аналізу впливу полюсів коректора на його відгук при ступінчатому збуренні по входу. Розкладемо $w_{11}(s)$ *на* сума простих дробів (паралельна структура):

$$w_{11}(s)=C+\sum_{k=1}^{m} w_k(s)=C+\sum_{k=1}^{m}\frac{A_k}{s-s_{*k}}, \qquad (2)$$

де s_{*k} – простий (не кратний) k-й полюс передавальної функції (1);

A_k – коефіцієнт розкладання при k-му полюсі;

A_k і s_{*k} – завжди числа однакового типу, комплексні чи раціональні.

При однакових порядках чисельника та знаменника в (1) будемо мати в (2) цілу частину – раціональну константу *C*. Параметри розкладу отримані із застосуванням функції *residue* ( ) програмного пакету Matlab і зведені в табл.2.

Таблиця 2.

Параметри розкладу функції $w_{11}(s)$

k	A_k	s_{*k}	k	A_k	s_{*k}
1	-3.34e-06 + 1.31e-06i	-0.009277 + 0.00826i	9	-2.06e-06 - 6.04e-07i	-0.00694 +0.00667i
2	-3.34e-06 - 1.31e-06i	-0.009277 -0.00826i	10	-2.06e-06 +6.04e-07i	-0.00694 -0.00667i
3	5.81e-05 - 0.00022i	-0.00881 + 0.007899i	11	-1.144e-05	-0.00951
4	5.81e-05 + 0.00022i	-0.00881 -0.007899i	12	0.000523 - 0.003912i	-0.00446 +0.00767i
5	-2.969e-05	-0.0115668	13	0.000523 +0.003912i	-0.00446 -0.00767i
6	-4.17e-05 + 4.98e-05i	-0.006316 + 0.00941i	14	0.008465	-0.006819
7	-4.17e-05 - 4.98e-05i	-0.006316 - 0.00941i	15	0.00354 - 0.007254i	-0.00526 +0.00429i
8	0.0002147	-0.011254	16	0.00354 +0.007254i	-0.00526 -0.00429i

Для спрощення аналізу необхідно звести члени з комплексно-спряженими полюсами:

$$w_{11}(s)=C+w_{1,2}(s)+w_{3,4}(s)+w_5(s)+w_{6,7}(s)+w_8(s)+w_{9,10}(s)+w_{11}(s)+ \\ +w_{12,13}(s)+w_{14}(s)+w_{15,16}(s), \qquad (3)$$

де *C=2.4525;*

$$w_{1,2}(s)=\frac{-6.685e-06\ s-8.366e-08}{s^2+0.01855\ s\ +\ 0.0001543}, \qquad w_{4,3}(s)=\frac{0.0001161\ s+4.593e-06}{s^2+0.01762\ s+0.00014},$$

$$w_{6,7}(s)=\frac{-8.338e-05\ s-1.465e-06}{s^2+0.01263\ s+0.0001285},\qquad w_{9,10}(s)=\frac{-4.126e-06\ s-2.059e-08}{s^2+0.01389\ s+9.268e-05},$$

$$w_{12,13}(s)=\frac{0.001046\ s\ +\ 6.47e-05}{s^2+0.008915\ s+7.873e-05},\qquad w_{16,15}(s)=\frac{0.007084\ s\ +\ 9.954e-05}{s^2+0.01053\ s+4.611e-05},$$

$$w_5(s)=\frac{-2.969e-05}{s+0.0115668},\ w_8(s)=\frac{0.0002147}{s+0.011254},\ w_{11}(s)=\frac{-1.144e-05}{s+0.00951},\ w_{14}(s)=\frac{0.008465}{s+0.006819}.$$

Індекси у виразі (3) визначають номери полюсів у відповідності до табл. 2.
Величина впливу складових у виразі (3) на відгук коректора зображена на рис.1.

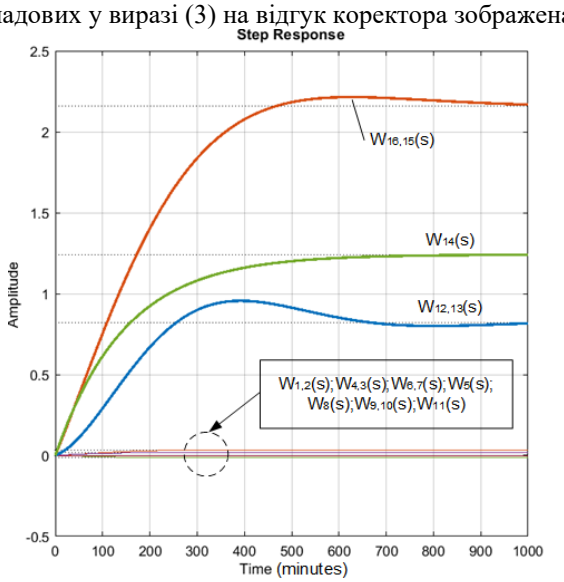


Рис. 1. Ваговий вклад складових передавальної функції $w_{11}(s)$ для виразу (3)

Встановлено, що основними складовими, які формують відгук коректора на ступеневе збурення, є $w_{12,13}(s)$, $w_{16,15}(s)$, $w_{14}(s)$. Інші складові мають мізерний вплив і ними можна знехтувати. Тому для технічної реалізації коректора використане спрощене представлення:

$$wff(s)() = C + w_{12,13}(s) + w_{16,15}(s) + w_{14}(s).$$

Підтвердженням цього факту є рисунку 2, де порівнюються перехідні характеристики оригінальної і спрощеної моделей. Візуально вони майже співпадають.

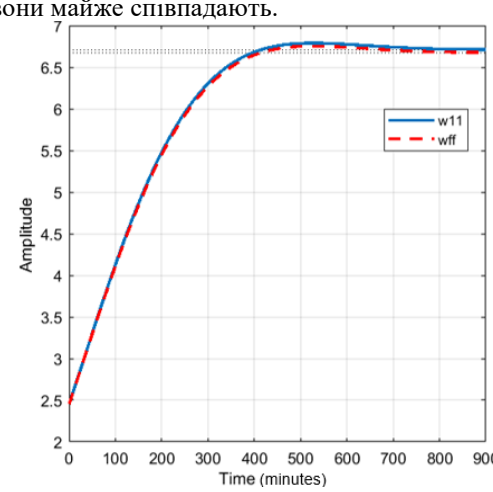


Рис. 2. Порівняння реалізації оригінального та спрощеного аналогових компенсаторів

Для числового аналізу проведемо оцінку точності апроксимації шляхом знаходження похибки розбіжності за такою формулою:

$$\delta^{(\max)} = \max_t \left| \frac{y^{(or)}(t) - y^{(r)}(t)}{y^{(or)}(t)} \right| \cdot 100\%,$$

де $y^{(or)}(t)$, $y^{(r)}(t)$ – перехідні характеристики оригінальної і спрощеної моделей.

Оцінка точності коректора за оптимізованою структурою *wff(s)* показує, що відносна похибка реалізації не перевищує 0,54%, а це є прийнятним для виробничих умов і програмної реалізації на промисловому контролері.

Таким чином, передавальна функція оптимізованого коректора може бути представлена у паралельній формі:

$$wff(s) = 2.4525 + \frac{0.001046s + 6.47e-05}{s^2 + 0.008915s + 7.873e-05} + \frac{0.007084s + 9.954e-05}{s^2 + 0.01053s + 4.611e-05} + \frac{0.008465}{s + 0.006819}, \quad (4)$$

або у згорнутому вигляді виразом

$$wf0(s) = \frac{2.452s^5 + 0.081s^4 + 0.00132s^3 + 1.235e-05s^2 + 6.578e-08s + 1.652e-10}{s^5 + 0.02626\,s^4 + 0.0003512\,s^3 + 2.731e-06\,s^2 + 1.208e-08\,s + 2.475e-11}. \quad (5)$$

Для програмної реалізації коректора необхідно представити (4) і (5) в дискретній формі. В цій формі синтезовані коректори є *рекурси́вними IIR-фільтрами* (англ. *Infinite impulse response*) оскільки у даного пристрою розрахунок поточного значення вихідної величини залежить не тільки від дійсного і попередніх *(N-1)* значень вхідної величини, але також і від *N* попередніх значень вихідної величини. Основною властивістю таких фільтрів є те, що їх імпульсна характеристика має нескінченну довжину в часовій області (тому вони мають абревіатуру НІХ), а передавальна функція має дробово-раціональний вигляд. НІХ-фільтр описується передавальною функцією загального виду

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} c_i z^{-i}}{1 + \sum_{k=1}^{M-1} d_k z^{-k}}. \quad (6)$$

Застосувавши відомі способи переходу у дискретну форму отримаємо передавальну функцію коректора *wf0(z).* Слід відмітити, що для отримання стійкого представлення необхідно правильно підібрати крок квантування t_0. Для цього можна скористатись діаграмою нулів та полюсів у Z-площині (рис.3).

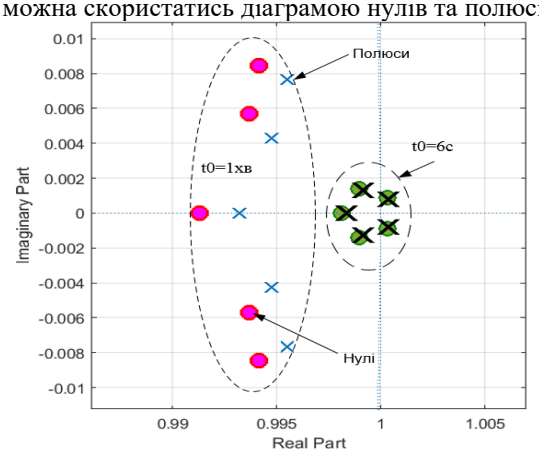


Рис. 3. Карта нулів та полюсів оптимізованого коректора wf0(z) при різних періодах квантування t_0

Як видно з рисунка при кроці квантування t_0=6с частина коренів заходить в зону втрати стійкості або дуже близько наближається до одиничного кола, що, при обмеженій розрядності процесора, веде до нестійкої реалізації. Оскільки коректор є достатньо інерційним елементом, приймемо t_0=*1хв*. У цьому випадку отримаємо стійкий цифровий аналог компенсатора представлений виразом (7), а адекватність переходу з неперервної в дискретну область підтверджується реакцією коректорів на одиничне збурення (рис.4).

$$H0(z) = wf0(z) = \frac{2.452 - 12.18z^{-1} + 24.2z^{-2} - 24.04z^{-3} + 11.94z^{-4} - 2.373z^{-5}}{1 - 4.974z^{-1} + 9.895z^{-2} - 9.843z^{-3} + 4.896z^{-4} - 0.9741z^{-5}}. \quad (7)$$

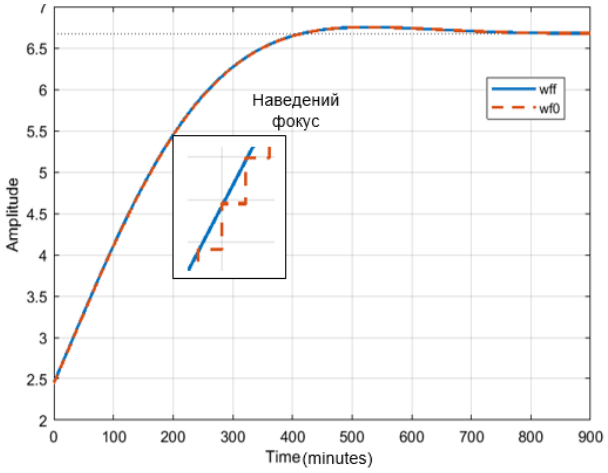


Рис. 4. Розгінна характеристика коректора w11(s) в неперервній та дискретній формі

Співвідношення вхід/вихід лінійної дискретної системи (ЛДС) однозначно пов'язане з його основною характеристикою в Z-області – передавальною функцією, і має вигляд лінійного математичного перетворення у вигляді різницевого рівняння (РР):

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} c_i x(n-i) - \sum_{k=1}^{M-1} d_k y(n-k), \quad (8)$$

де c_i, d_k – раціональні коефіцієнти РР; *i, k* – значення затримок впливу та реакції;
$(N-1)$, $(M-1)$ – константи, що визначають максимальні затримки.
Можна реалізувати цифровий фільтр декількома способами [10].
Варіант1. Пряма реалізація фільтра-коректора за рівнянням (8) для залежності (7).
Варіант2. Добуток множників другого порядку (каскадна система):

$$H(z) = \prod_{k=1}^{L} \frac{c_{0k} + \tilde{c}_{1k} z^{-1} + \tilde{c}_{2k} z^{-2}}{1 + d_{1k} z^{-1} + d_{2k} z^{-2}}, \quad (9)$$

де $c_{0k}, \tilde{c}_{1k}, \tilde{c}_{2k}, d_{1k}, d_{2k}$ – раціональні коефіцієнти рекурсивних ланок 2-го порядку, які називають біквадратними; *L* – кількість ланок, яка рівна

$$L = int\left(\frac{M-1}{2}\right),$$

де *int* – функція округлення до найближчого цілого у бік збільшення.
Каскадній структурі з біквадратних ланок відповідає подання передавальної функції у вигляді залежності (10):

$$H(z) = G\prod_{k=1}^{L} \frac{1 + c_{1k} z^{-1} + c_{2k} z^{-2}}{1 + d_{1k} z^{-1} + d_{2k} z^{-2}}, \quad (10)$$

де $G = c_{01} \cdot c_{02} \cdot \ldots \cdot c_{0L}$ – коефіцієнт підсилення, а коефіцієнти пов'язані співвідношеннями

$$c_{1k} = \tilde{c}_{1k} / c_{0k}; c_{2k} = \tilde{c}_{2k} / c_{0k}.$$

Результат розкладу на секції передавальної функції скоригованого коректора представлений виразом (11):

$$H1(z) = Z\left[wf0(s)\right] = 2.4525 \cdot \frac{1 - 0.9913z^{-1}}{1 - 0.9932z^{-1}} \cdot \frac{1 - 1.98740z^{-1} + 0.9874z^{-2}}{1 - 1.9895z^{-1} + 0.9895z^{-2}} \cdot \frac{1 - 1.9883z^{-1} + 0.9884z^{-2}}{1 - 1.9910z^{-1} + 0.9911z^{-2}} \quad (11)$$

Варіант3. Сума простих дробів (паралельна структура):

$$H(z)=\sum_{k=1}^{M-1}H_k(z)=\sum_{k=1}^{M-1}\frac{A_k}{1-z_{\square k}\cdot z^{-1}}, \tag{12}$$

де $z_{\square k}$ – простий (не кратний) k-й полюс передавальної функції (7);

A_k – коефіцієнт розкладання при k-му полюсі;

A_k і $z_{\square k}$ – завжди числа однакового типу, комплексні чи раціональні.

При однакових порядках чисельника та знаменника в (7) будемо мати у (12) цілу частину – раціональну константу С:

$$H(z)=\sum_{k=1}^{M-1}\frac{A_k}{1-z_{*k}\cdot z^{-1}}+C. \tag{13}$$

Після групування членів з комплексно-спряженими полюсами отримаємо суму рекурсивних ланок 2-го порядку (рис.4). Для простих полюсів загальна структуру можна модифікувати прирівнявши $c_{0k}, c_{2k}, d_{2k}=0$.

$$H(z)=\sum_{k=1}^{L}\frac{c_{1k}\cdot z^{-1}+c_{2k}\cdot z^{-2}}{1+d_{1k}\cdot z^{-1}+d_{2k}\cdot z^{-2}}+C=\sum_{k=1}^{L}H_k(z)+C. \tag{14}$$

Оскільки при аналізі та спрощенні аналогового коректора отримана дана згортка в неперервній часовій області, то до виразу для оптимізованого коректора *wff(s)* (4) можна застосувати Z-перетворення, в результаті отримаємо:

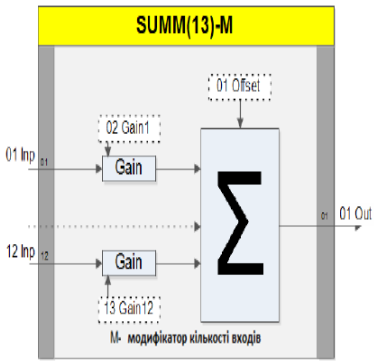
$$H2(z)=Z\left[wff(s)\right]=C+Z\left[w_{12,13}(s)\right]+Z\left[w_{16,15}(s)\right]+Z\left[w_{14}(s)\right]=2.4525+$$
$$+\frac{0.001073z^{-1}-0.001009z^{-2}}{1-1.991z^{-1}+0.9911z^{-2}}+\frac{0.007098z^{-1}-0.006998z^{-2}}{1-1.989z^{-1}+0.9895z^{-2}}+\frac{-0.008436z^{-1}}{1-0.9932z^{-1}}. \tag{15}$$

Таким чином, отримані вирази *H0(z)*, *H1(z)* та *H2(z)*, які описують представлення цифрового коректора в різних формах, є придатними для технічної реалізації у формі різницевих рівнянь на мікропроцесорних засобах автоматизації.

Аналіз типових схем реалізації компенсаторів показує, що основою реалізації коректорів на промислових контролерах (PLC) є наявність певних базових алгоритмів у їхньому арсеналі: багатоканальних суматорів з масштабуванням та ланцюжка буферних елементів запам'ятовування для вхідних та вихідних сигналів (регістри типу FIFO). У міжнародному стандарті IEC 61131-3 обумовлені п'ять мов програмування, проте широко застосовуються для програмування промислових контролерів на сьогодні: мова функціональних блокових діаграм-FBD, східчаста логіка-LAD та структурний текст-ST. Виробники PLC для спрощення процедури програмування додають бібліотеки блоків математичної та логічної обробки, які є основою мови FBD і розширюють функціонал інших мов програмування. Значна частина сегменту PLC має потрібні алгоритми обробки сигналів (PLC Siemens, Allen-Bradley, Schneider Electric тощо). Оскільки інтегровані середовища розробки PLC підтримують одночасне програмування кількома мовами, то є можливість розробляти потрібний алгоритм мовою ST, або використовувати її для програмування власних блоків користувача (наприклад, PLC Delta V фірми Emerson). Проте сегмент малоканальних, моноблочних контролерів здебільшого використовують мови FBD та LAD.

Розглянемо процедуру синтезу коректора на малоканальному PLC МІК-51...53 підприємства «Мікрол» [6]. Дані контролери відносяться до класу моноблочних малоканальних з графічною мовою візуального програмування FBD. Середовище розробки – «Альфа». Контролер має бібліотеку алгоритмів, в тому числі, суматор з масштабуванням та блок затримки, які необхідні для реалізації коректорів. Розглянемо їх детальніше [10].

SUMM (13) - Сумування з масштабуванням. Кількість масштабованих і сумованих сигналів *1≤m≤12* задається модифікатором при програмуванні блоку. Вихідний сигнал блоку OUT розраховується у такий спосіб:



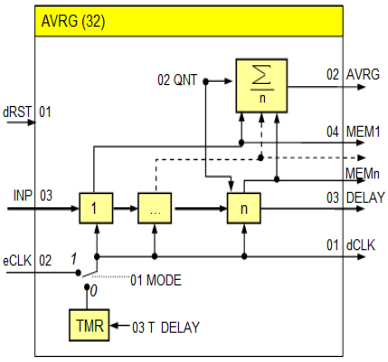
$$OUT=Offset+\sum_{i=1}^{m}INP_i\cdot GAIN_i$$

де *m* – модифікатор входів функціонального блоку, що задається при програмуванні блоку; INP_i – значення відповідного входу блоку; $GAIN_i$ – масштабний коефіцієнт відповідного входу; *Offset* – зміщення.

Необхідно врахувати специфіку запису коефіцієнтів $GAIN_i$,

оскільки їх задають у шаблоні: чотири значущих цифр до крапки і три цифри після крапки. Всі операції обчислення здійснюються у форматі з плаваючою крапкою одинарної точності.

AVRG (32) - Ковзаюче середнє, затримка. Функціональний блок застосовується для обчислення середнього з декількох (до 10) останніх відліків аналогового сигналу або для здійснення часової затримки (черга FIFO). Блок має входи: обнуління при *dRST=1; INP*- параметр для обробки; *eCLK* - команда зовнішнього відліку. Параметри налаштування: *MODE*-вибір режиму тактування відліку *(0 - TMR, 1 - eCLK)*, тобто від внутрішнього таймера *TMR (з параметром T_DELAY)* або зовнішня синхронізація.



QNT – кількість послідовних комірок для зберігання зсунутих в часі значень (параметр необхідний для підрахунку середнього значення).

Для реалізації коректора використовуються виходи MEM_i, а блок AVRG необхідно перевести в режим *MODE=0*, тобто тактування від внутрішнього таймера з параметром *T_DELAY=1хв*.

Пряма реалізація (7) за структурою РР (8) мовою FBD для контролера МІК51 представлена на рис. 5.

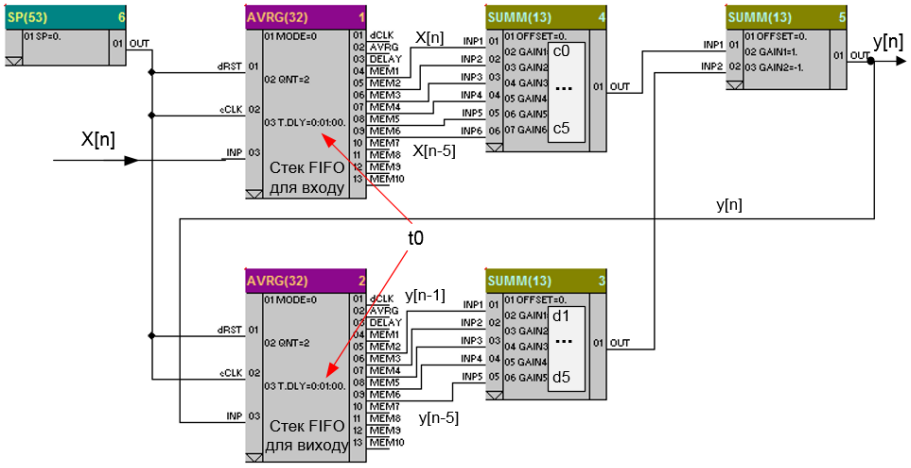


Рис. 5. Програмна реалізація компенсатора за різницевим рівнянням (варіант1)

Хоча така реалізація має найпростішу FBD-програму, але при високих порядках моделі коректора різницеве рівняння погано балансується через значну розбіжність діапазону коефіцієнтів, часто виникає переповнення акумулятора суматорів, а також можливі проблеми з округленнями в операціях множення при обчисленнях з одинарною точністю (формат *float*), тому даний спосіб має обмежене використання.

Другий та третій варіант реалізації ґрунтується на використанні секцій другого порядку, які представлені виразом (9). На рисунку 6 приведена типове рішення відтворення (9) на контролері з використанням раніше описаних функціональних блоків.

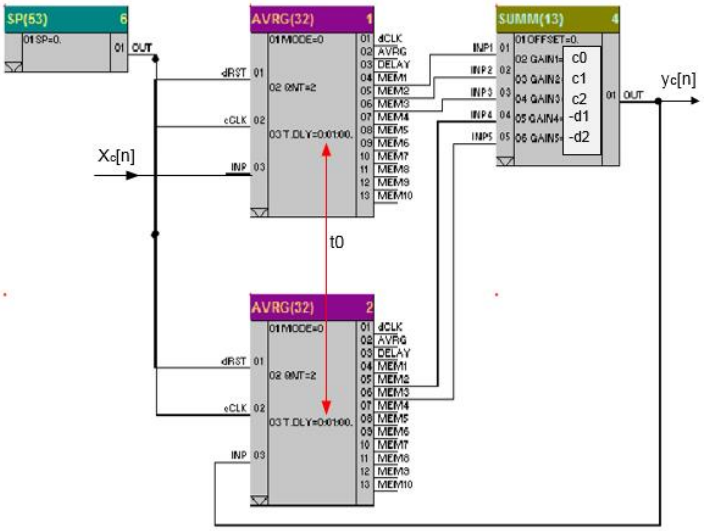
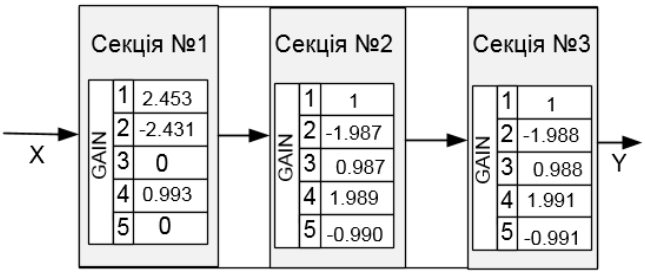


Рис. 6. Схема реалізації секції 2-го порядку коректора

Оскільки черга затримки складається з двох або трьох елементів, то для її реалізації необхідний один блок *AVRG* для вхідного та вихідного сигналу коректора. Для правильного функціонування блоків на входи *dRST* та *cCLK* подають нуль від задавача *SP*.

На основі запропонованих програмних секцій другого порядку реалізація коректорів зводиться до відтворення однієї із структур, представлених на рисунках 7 та 8.



Секції 2-го порядку цифрового послідовного компенсатора

Рис. 7. Реалізація каскадної структури коректора за схемою (11)

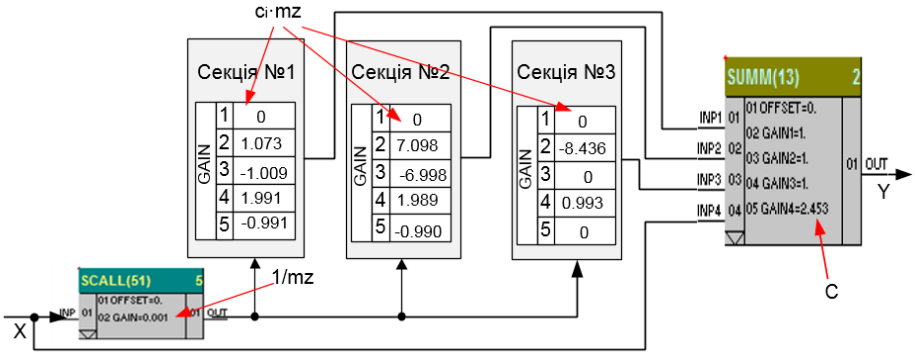


Рис. 8. Реалізація паралельної структури секційного коректора за схемою (15)

Представлені програмні реалізації не передбачають автономного використання компенсаторів, оскільки їхні входи та виходи не підключені через апаратно-програмні блоки *AIN* та *AOT* до клемних колодок PLC. Одна з секцій другого порядку у відповідності до математичних виразів (11) та (15) вироджується у секцію першого порядку. На рисунку 7 коефіцієнт *G*, який є у виразі (11), внесений в першу секцію. На рисунку 8 введено додатковий суматор для підсумовування складових розкладу в паралельну форму. Оскільки коефіцієнти c_i у виразі (15) є незначними за величиною, а формат шаблону для їх вводу в контролері MIK-51 ±####.###, для підвищення точності обчислень введено масштабний коефіцієнт $mz = 1000$ для вхідного сигналу в блоці *SCALL*, що дає змогу задати більшу кількість значущих цифр для c_i у суматорі.

Проведені дослідження підтвердили працездатність розроблених варіантів реалізації на промислових програмованих контролерах.

Висновки з даного дослідження і перспективи подальших розвідок у даному напрямі

За результатами виконаних аналітичних та експериментальних досліджень, які стосуються практичних аспектів програмної реалізації фільтрів-коректорів для синтезу ефективних систем регулювання технологічними об’єктами з використанням промислових PLC-контролерів, можна зробити такі висновки.

Отриманий аналітично прототип аналогового динамічного коректора оптимізований за структурою шляхом оцінки впливу полюсів на часові характеристики, що дало змогу відбракувати несуттєві та перевести редуковану модель в дискретну область.

Для дискретних цифрових еквівалентів спрощених компенсаторів з метою підвищення точності реалізації та коректності роботи, здійснено розділення загального математичного опису на секції другого порядку в паралельну або послідовну форму з подальшим представленням у вигляді різницевих рівнянь.

Отримані рекурентні програмовані представлення цифрового коректора реалізовані за схемою прямої, послідовної чи паралельної структури (рис.5-8) з використанням математичних блоків та блоків затримки, які є у бібліотеках алгоритмів багатьох PLC.

Література

1. Горбійчук М. І., Лазорів Н. Т., Когутяк М. І. Синтез автономної системи автоматичного керування температурним режимом муфельної печі. Journal Věda a perspektivy № 2(21) (2023). Pp 387-407.

2. Горбійчук М. І., Лазорів Н. Т., Когутяк М. І., Лазорів А. М. Дослідження динамічних властивостей компенсатора перехресних зв'язків автономної системи керування. Методи та прилади контролю якості. Івано-Франківськ: ІФНТУНГ, 2022. №2(49). С. 74-88.

3. Горбійчук М. І., Лазорів Н. Т., Когутяк М. І., Лазорів А. М. Синтез оптимального за параметрами компенсатора перехресних зв'язків автономної системи керування. Вчені записки Таврійського національного університету імені В. І. Вернадського. Серія: Технічні науки. Том 34(73) №3 2023 Частина 1. С.106 – 114.

4. Федина Б. Модальна редукція математичних моделей систем. URL: http://pvs.uad.lviv.ua/static/media/33/7.pdf

5. Rabiner L., Gould B. Theory and application of digital signal processing. URL:https://ui.adsabs.harvard.edu/search/q= author:%22Rabiner%2C+L.+R.%22&sort=date%20desc,%20bibcode%20desc

6. Контролер мікропроцесорний МІК-53Н. Настанова щодо експлуатування ПРМК.421457.062 РЕ1, УКРАЇНА, м. Івано-Франківськ 2019.

7. Мікропроцесорні засоби та програмні продукти в галузі автоматизації та управління. Вільно-програмовані контролери. URL:http://www.raut-automatic.kiev.ua/kontroll-ua/multipurpose-ua/easily-programming-ua.html

8. SIMATIKS7-1200-гнучке рішення для Ваших завдань. URL: https://www. siemens.com/ua/uk/produkty/avtomatyzatsiya-promyslovosti/systemy-avtomatyzatsiyi/systemy-promyslovoyi-avtomatyzatsiyi-simatic/plc-kontrolery-simatic/simatic-s7-1200.html

9. Modicon M171/M172/M173. URL:https://download.schneider-electric.com/files?p_ Doc_Ref=DIA3ED2151001EN&penDocType=Catalog&p_File_ Name= Modicon+M171+M172 +M173_Logic+controllers+for+HVAC+and+Pumping+applications_Catalog+January+2024.pdf

10. Контролер мікропроцесорний МІК-50, МІК-51, МІК-51Н, МІК-52, МІК-52Н, МІК-53Н, МІК-127. Настанова щодо експлуатування ПРМК.421457.005 РЕ2.УКРАЇНА, м. Івано-Франківськ 2018.

References

1. Horbiichuk M. I., Lazoriv N. T., Kohutiak M. I. Syntez avtonomnoi systemy avtomatychnoho keruvannia temperaturnym rezhymom mufelnoi pechi. Journal Věda a perspektivy № 2(21) (2023). Rr 387-407.

2. Horbiichuk M. I., Lazoriv N. T., Kohutiak M. I., Lazoriv A. M. Doslidzhennia dynamichnykh vlastyvostei kompensatora perekhresnykh zviazkiv avtonomnoi systemy keruvannia. Metody ta prylady kontroliu yakosti. Ivano-Frankivsk: IFNTUNH, 2022. №2(49). S. 74-88.

3. Horbiichuk M. I.,Lazoriv N. T., Kohutiak M. I., Lazoriv A. M. Syntez optymalnoho za parametramy kompensatora perekhresnykh zviazkiv avtonomnoi systemy keruvannia. Vcheni zapysky Tavriiskoho natsionalnoho universytetu imeni V. I. Vernadskoho. Seriia: Tekhnichni nauky. Tom 34(73) №3 2023 Chastyna 1. S.106 – 114.

4. Fedyna B. Modalna reduktsiia matematychnykh modelei system. URL: http://pvs.uad.lviv.ua/static/media/33/7.pdf

5. Rabiner L., Gould B. Theory and application of digital signal processing. URL:https://ui.adsabs.harvard.edu/search/q= author:%22Rabiner%2C+L.+R.%22&sort=date%20 desc,%20bibcode%20desc

6. Kontroler mikroprotsesornyi MIK-53N. Nastanova shchodo ekspluatuvannia PRMK.421457.062 RE1, UKRAINA, m. Ivano-Frankivsk 2019.

7. Mikroprotsesorni zasoby ta prohramni produkty v haluzi avtomatyzatsii ta upravlinnia. Vilno-prohramovani kontrolery. URL:http://www.raut-automatic.kiev.ua/kontroll-ua/multipurpose-ua/easily-programming-ua.html

8. SIMATIKS7-1200-гнучке рішення для Ваших завдань. URL: https://www. siemens.com/ua/uk/produkty/avtomatyzatsiya-promyslovosti/systemy-avtomatyzatsiyi/systemy-promyslovoyi-avtomatyzatsiyi-simatic/plc-kontrolery-simatic/simatic-s7-1200.html

9. Modicon M171/M172/M173. URL:https://download.schneider-electric.com/files?p_ Doc_Ref=DIA3ED2151001EN&penDocType=Catalog&p_File_ Name= Modicon+M171+M172 +M173_Logic+controllers+for+HVAC+and+Pumping+applications_Catalog+January+2024.pdf

10. Kontroler mikroprotsesornyi MIK-50, MIK-51, MIK-51N, MIK-52, MIK-52N, MIK-53N, MIK-127. Nastanova shchodo ekspluatuvannia PRMK.421457.005 RE2.UKRAINA, m. Ivano-Frankivsk 2018.