

ПАРАМЕТРИЧНИЙ СИНТЕЗ КАСКАДНИХ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ РЕГУЛЮВАННЯ У ПРОСТОРІ ПАРАМЕТРІВ НАСТРОЮВАННЯ РЕГУЛЯТОРІВ

© Ковела І., Іванюк О., 2005

Заропоновано метод розрахунку неперервних та цифрових каскадних автоматичних систем регулювання з коригуючим і стабілізуючим регуляторами у просторі параметрів їх настроювання на основі багатокритеріального підходу. Наведено приклади, які підтверджують коректність та ефективність запропонованого методу.

Proposed is a multi-criteria method for computing of continued and digital cascade automatic control systems which have corrective and stabilizing tuning parameters' controllers. Examples are provided to acknowledge for correctness and effectiveness of the method.

Каскадні автоматичні системи регулювання (КАСР) з коригуючим і стабілізуючим регуляторами є поширеним засобом підвищення якості регулювання складних у динамічному відношенні об'єктів, що характеризуються запізненням та великою інерційністю [1–4]. Це обумовлено такими причинами:

- збурення, що діють на вхід об'єкта, компенсуються у контурі допоміжного регулятора ще до того, як на виході системи з'явиться яке-небудь відхилення;
- наявність допоміжного контуру зі зворотним зв'язком зменшує вплив змін параметрів вхідної частини об'єкта;
- поведінка основної регульованої змінної стає менш інерційною, якщо допоміжний контур забезпечує більш швидкі власні рухи порівняно з початковими;
- можливість маневрування алгоритмами функціонування та параметрами настроювання регуляторів.

Розрахунок каскадних АСР порівняно з одноконтурними системами ускладнений тому, що, по-перше, зростає кількість параметрів, які підлягають визначенню, а, по-друге, ускладнюються умови забезпечення заданого запасу стійкості. Необхідно враховувати також істотний вплив взаємних зв'язків між контурами, ускладнених тим, що навіть під час роботи головного регулятора в режимі стабілізації регульованої величини допоміжний регулятор працює у режимі слідкування. Остання обставина значно ускладнює залежності, які пов'язують критерій оптимальності процесу регулювання із значеннями параметрів настроювання регуляторів (ПНР) у тому розумінні, що поверхня пошуку оптимальних ПНР набуває складної конфігурації з великою кількістю локальних мінімумів.

Методів параметричного синтезу каскадних АСР існує відносно небагато. Серед них найпоширенішим є метод розрахунку за контурами регулювання [1, 4–6]. Однак, за такого підходу, навіть застосовуючи ітерації, можна отримати лише наближені результати, які не враховують або враховують лише частково взаємовплив процесів у контурах системи і можуть виявитися некоректними, особливо, при співмірних динамічних властивостях випереджувальної та головної частин об'єкта.

Найбільш правильний розв'язок задачі параметричного синтезу двоконтурної системи, зокрема й при співмірній динаміці частин об'єкта, можна отримати, якщо оптимізувати у просторі всі ПНР одночасно. У такій постановці задача оптимального розрахунку двоконтурної системи стає

досить складною. Тобто, з огляду на теорію і практику промислових систем регулювання, розвиток та вдосконалення методів параметричного синтезу КАСР є актуальною проблемою.

Перспективним у цьому плані є застосування методу багатокритеріальної оптимізації (МБО) [7,8]. Предметом цієї статті є розв'язання задачі параметричного синтезу неперервних та цифрових каскадних АСР з різними алгоритмами функціонування регуляторів у просторі всіх ПНР на основі багатокритеріального підходу.

З цією метою проаналізуємо спочатку структуру каскадної системи з коригуючим і стабілізуючим регуляторами (рис. 1). У такій системі об'єкт поділяють на дві частини (їх часто називають випереджувальною та інерційною), які мають передавальні функції $W_{oq}(s)$ та $W_{oy}(s)$, і вводять допоміжну регульовану величину q . Математичну модель об'єкта загалом описують виразом $W_o(s) = W_{oq}(s) W_{oy}(s)$. Система містить два регулятори – основний (коригуючий – КР) і допоміжний (стабілізуючий – СР), з передавальними функціями $W_{pk}(s)$ та $W_{pc}(s)$ відповідно. Інші позначення на схемі рис. 1: $G_k(s)$, $E_k(s)$ $G_c(s)$, $E_c(s)$ – завдання та помилка регулювання коригуючого і стабілізуючого регуляторів; $F(s)$ – збурення, що діє на об'єкт регулюючим каналом; ефект дії усіх інших збурень за цією схемою враховують двома еквівалентними збуреннями $V_1(s)$ і $V(s)$, що накладаються безпосередньо на основну $Y(s)$ та допоміжну $Q(s)$ регульовані величини; $W_q(s)$ – передавальна функція вимірювального перетворювача допоміжної регульованої величини (ВПq). Припускають, що динаміка вимірювального перетворювача основної регульованої величини враховується в $W_{oy}(s)$.

Стабілізуючий регулятор під дією координати Q компенсує в основному вплив збурень F і V_1 на Y , тобто певною мірою стабілізує основну регульовану величину. Нескомпенсоване відхилення величини Y приводить в дію коригуючий регулятор, вихідний сигнал якого $U_k(s)$ є завданням для стабілізуючого регулятора, що поступово ліквідує це відхилення.

Необхідною умовою ефективної роботи таких систем є виконання вимоги, щоб запізнення в каналі $W_{oq}(s)$ було значно меншим, ніж в каналі $W_{oy}(s)$. Тоді додаткова координата Q реагує на збурення F і V_1 швидше, ніж основна регульована величина Y . Якщо інерційність ВПq набагато менша від інерційності допоміжної частини об'єкта, то можна прийняти $W_q(s) = 1$ і тоді структура КАСР спрощується (рис. 1, б).

Для підтримування основної регульованої величини на заданому значенні без статичної помилки алгоритм функціонування головного регулятора повинен містити інтегральну складову, тобто як коригуючий треба використовувати ПІ- або ПІД-регулятор. Допоміжний регулятор повинен забезпечувати високу швидкодію, тому він може працювати за будь-яким алгоритмом, навіть найпростішим пропорційним. Однак при цьому треба враховувати проблему насичення внутрішнього контуру.

Залежно від виду алгоритмів функціонування стабілізуючого та коригуючого регуляторів може бути реалізована деяка кількість структур, наприклад, Пс–Пк, Пс–Пк, ПІДс–Пк тощо.

На відміну від одноконтурної системи, в якій для забезпечення заданого запасу стійкості цей показник для будь-якої точки її структури не повинен бути меншим від заданого допустимого значення, для двоконтурної системи ця вимога повинна виконуватися у двох точках, кожна з яких має відображати поведінку свого контуру. Ці точки доцільно вибирати так, щоб при розмиканні контуру він зберігав стійкість. Це дає змогу використати для розрахунків критерій Найквіста у його звичному формулюванні. Для систем з коригуючим і стабілізуючим регуляторами такими є точки 1 і 2 на рис. 1, а.

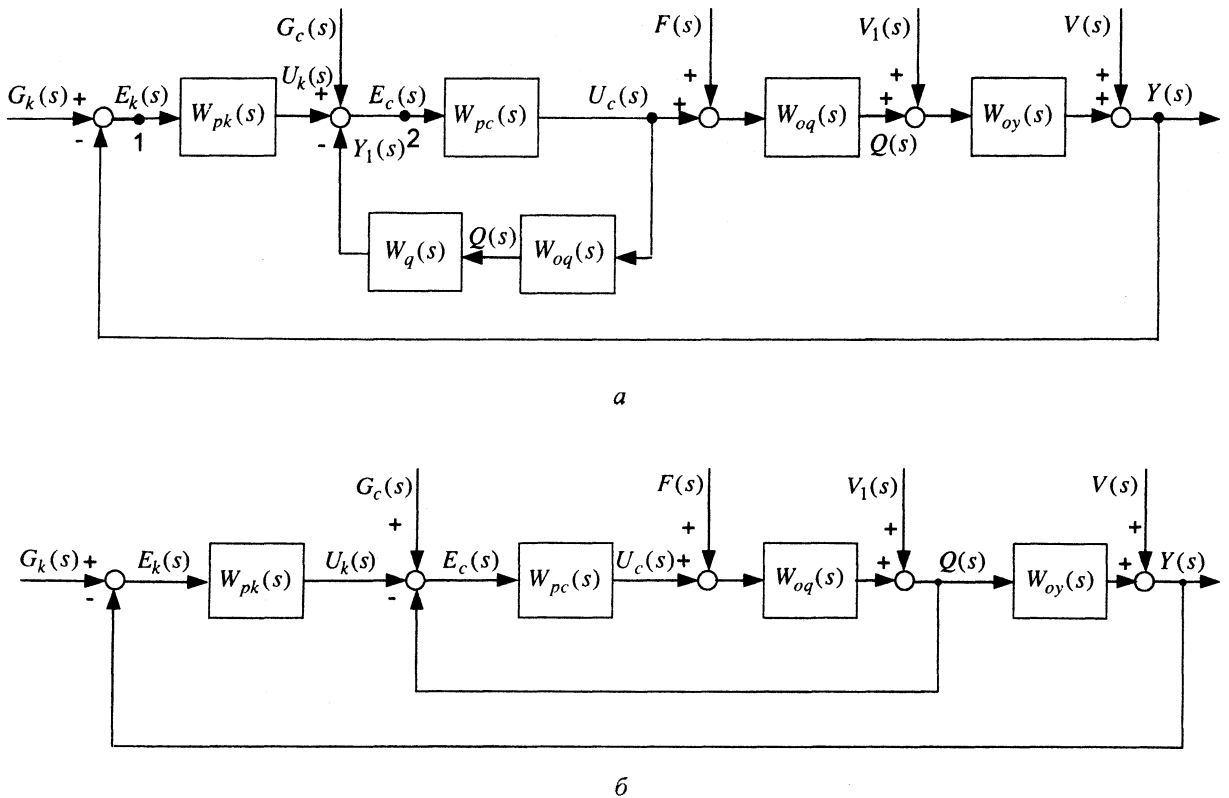


Рис. 1. Структура непервної каскадної АСР з коригуючим і стабілізуючим регуляторами

На практиці зустрічаються об'єкти, у яких збурення розподілені приблизно рівномірно. Тоді точку вимірювання допоміжної регульованої величини треба вибирати так, щоб порядок передавальної функції допоміжної частини об'єкта приблизно дорівнював половині порядку передавальної функції усього об'єкта. У таких випадках інерційність допоміжної та головної частин співмірна, застосування гіпотези про незалежність контурів системи може призвести до некоректних результатів та висновків, і тоді треба аналізувати систему з врахуванням взаємного впливу стабілізуючого та коригуючого регуляторів.

Розмикаючи систему на входах регуляторів (точки 1 і 2 на рис. 1а), можна визначити для кожного з них деякі еквівалентні об'єкти, що містять в собі усі інші (крім цього регулятора) ланки системи. Зокрема, для коригуючого регулятора еквівалентний об'єкт описують передавальною функцією:

$$W_{iek}(s) = \frac{W_{\partial c}(s)W_{oq}(s)W_{oy}(s)}{1 + W_{\partial c}(s)W_{oq}(s)W_q(s)} = \frac{W_{\partial c}(s)W_i(s)}{1 + W_{\partial c}(s)W_{oq}(s)W_q(s)}, \quad (1)$$

а для стабілізуючого регулятора маємо

$$iW_{oec}(s) = W_{oq}(s)W_q(s) + W_{\partial e}(s)W_{oq}(s)W_{oy}(s) = W_{oq}(s)W_q(s) + W_{\partial e}(s)W_i(s). \quad (2)$$

Введення поняття еквівалентного об'єкта дає змогу подати двоконтурну систему у вигляді двох одноконтурних (рис. 2). Контур коригуючого регулятора – зовнішній – є еквівалентом каскадної системи в області низьких частот, а контур стабілізуючого регулятора – внутрішній – у височастотній області. При цьому на рис. 2б $U(s) = [W_{oq}(s)W_q(s) + W_{\partial e}(s)W_i(s)] U_c(s)$.

Отже, двоконтурній системі відповідають дві різні розімкнені системи, що описуються виразами:

$$W_k(s) = W_{pk}(s)W_{oek}(s), \quad W_c(s) = W_{pc}(s)W_{oec}(s). \quad (3)$$

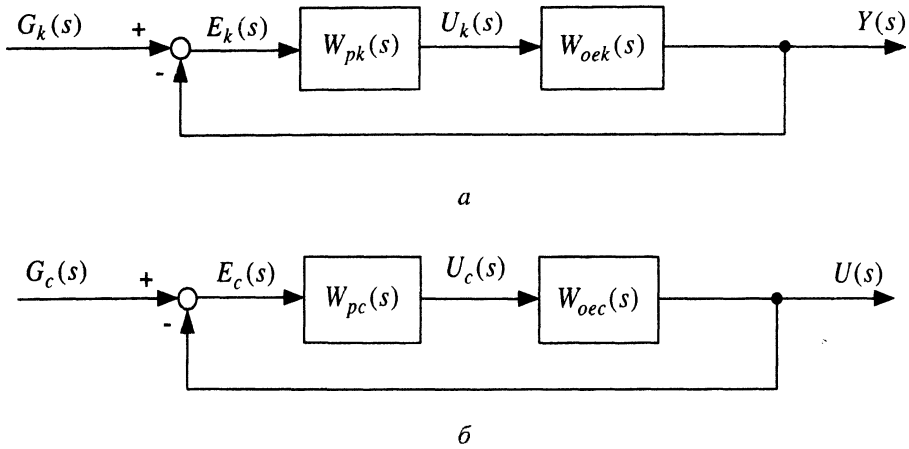


Рис. 2. Контури коригуючого (а) і стабілізуючого (б) регуляторів каскадної АСР

Проте цим різним розімкненим системам відповідає одне й те саме характеристичне рівняння замкненої системи

$$\Delta(s) = 1 + W_{pc}(s) W_{oq}(s) W_q(s) + W_{\delta\hat{e}}(s) W_{pc}(s) W_{oq}(s) W_{oy}(s) = 0. \quad (4)$$

Рівняння (3) можуть бути використані для визначення запасів стійкості контурів коригуючого і стабілізуючого регуляторів. Зазначимо, що двоконтурна система загалом може бути стійкою і при нестійкому внутрішньому контурі, однак, у зв'язку з тим, що зовнішній контур іноді переводять на ручне керування, нестійкості внутрішнього контуру треба уникати.

Найпоширенішим методом розрахунку КАСР є метод контурів. У найпростішому випадку, коли можна вважати справедливою гіпотезу про незалежність процесів у внутрішньому та зовнішньому контурах системи, тобто якщо інерційність головної та допоміжної частин об'єкта суттєво відрізняються, двоконтурну систему можна розглядати як сукупність двох повністю незалежних контурів. Тоді (якщо прийняти $W_q(s) = 1$) розрахунок КАСР з використанням методу багатокритеріального оптимуму так само, як і одноконтурної системи [8], можна виконати на підставі характеристичних рівнянь відповідних контурів

$$\Delta_c(s) = 1 + W_{pc}(s) W_{oq}(s) = 0, \quad \Delta_k(s) = 1 + W_{\delta\hat{e}}(s) W_{oy}(s) = 0. \quad (5)$$

Точніші результати можна отримати, якщо спочатку один з контурів розрахувати як незалежний, на основі (5), а інший контур – на основі одного з характеристичних рівнянь:

$$\Delta_c(s) = 1 + W_{pc}(s) W_{oec}(s) = 0, \quad \Delta_k(s) = 1 + W_{\delta\hat{e}}(s) W_{oek}(s) = 0. \quad (6)$$

При цьому частково враховується взаємовплив контурів КАСР. У такому випадку послідовність розрахунку, на відміну від КАСР з динамічною корекцією, може бути довільним, тобто можна спочатку розрахувати внутрішній контур, а потім – зовнішній, можна діяти і навпаки. Проте в обох цих випадках необхідно перевірити виконання умов частотної незалежності контурів системи [1].

Однак, правильніше виконувати параметричний синтез каскадних систем, зокрема й при довільному співвідношенні між інерційністю контурів, у просторі всіх ПНР одночасно. Запропоновано саме такий підхід до розв'язання задачі синтезу неперервних та цифрових КАСР.

Синтез неперервних КАСР за методом багатокритеріального оптимуму

Застосування цього методу для параметричної оптимізації систем з типовими регуляторами пов'язане з деякими особливостями таких АСР, які належать до систем з неповним зворотним зв'язком за станом. Зазвичай цей зв'язок здійснюється лише за скалярним вихідним сигналом

об'єкта, тобто за доступною прямою контролю змінною стану – регульованою величиною. Отже, виконати вимоги заданого розміщення для всіх полюсів такої системи зазвичай не вдається. Крім того, для багатьох промислових об'єктів характерним є запізнення в регулюючому каналі. Тому розрахунок таких КАСР зводиться до вибору ПНР на основі вимоги заданого розміщення лише для домінуючих полюсів.

Розрахунок систем за методом багатокритеріального оптимуму ґрунтується на понятті кореневого показника коливності m [1], який у загальному випадку може мати різні значення для внутрішнього (m_c) та зовнішнього (m_k) контурів системи. Врахування двох показників коливності у двоконтурній системі впливає також на якість процесів регулювання під час дії збурень. У таких системах важливим є характер зміни не тільки головної, але й допоміжної регульованих величин, а обмеження лише на показник коливності головного контуру не виключає можливості появи недопустимо великої коливності допоміжного.

У процесі розробки КАСР треба намагатися також уникати нелінійностей, які можуть бути спричинені великими сигналами у внутрішньому контурі, що під час дії деякого збурення можуть викликати його насичення, тобто призвести до переміщення регулюючого органу в крайнє положення.

Пропонований нами спосіб параметричного синтезу каскадних систем у просторі ПНР за методом багатокритеріального оптимуму ґрунтується на сумісному використанні структур (рис. 2) і характеристичного рівняння замкненої КАСР (4). Він полягає у тому, що залежно від алгоритмів функціонування коригуючого і стабілізуючого регуляторів, задають певним чином [7, 8] домінуючі корені рівняння (4). На підставі цього формують відповідні системи рівнянь, розв'язання яких будь-яким з числових методів дає змогу одночасно визначити усі ПНР, а також частоти власних коливань зовнішнього (ω) і внутрішнього (Ω) контурів (табл. 1). На відміну від методу контурів такий розрахунок будемо називати комплексним.

За аналогією з табл. 1 можна скласти системи рівнянь для синтезу КАСР з іншими сполученнями алгоритмів функціонування регуляторів.

Рівняння, наведені у табл. 1, у розгорнутому вигляді досить громіздкі, тому їх виведення, а також розв'язання систем рівнянь можна реалізувати лише за допомогою сучасних інформаційних технологій, наприклад, з використанням пакета символічної математики **Maple**.

Основною проблемою під час розрахунку двоконтурної системи є вибір значень показника коливності для внутрішнього та зовнішнього контурів. Деякі необхідні для цього залежності в аналітичному вигляді отримати неможливо. Проблему можна розв'язати за допомогою числового експерименту так. Для ряду значень m_c та різних значень m_k з відповідної системи рівнянь визначають параметри настроювання СР і КР. У результаті отримують певну кількість можливих варіантів системи, і виникає проблема вибору. З цією метою для знайдених ПНР за допомогою моделювання або відповідних обчислень визначають показники якості процесів відпрацювання завдання коригуючому регулятору, а також компенсації збурень f та v_1 обома контурами системи. Одночасно легко також визначити інтегральні оцінки за помилкою відповідних процесів (наприклад, ISE, IAE тощо).

Потім, орієнтуючись на один або декілька показників якості, можна вибрати певну комбінацію m_c, m_k , а ПНР, що відповідають їй, прийняти як оптимальні. У першому наближенні вибір можна зробити за мінімумом сумарної інтегральної квадратичної оцінки за помилкою (ISE) процесів відпрацювання завдання g_k контурами системи. Такий підхід часто дає прийнятні результати, однак для обґрунтованішого вибору конкретного варіанта системи необхідна спеціальна методика, яка буде розглянута нами в іншій статті.

Описаний алгоритм приводить до зростання обсягу розрахунків, але цей фактор під час синтезу систем, призначених для роботи при сталих ПНР, не є критичним.

Синтез неперервних КАСР за методом багатокритеріального оптимуму			
Тип сист.	Домінуючі корені характер. рівняння	Система рівнянь	Параметри, що визначаються
Пс-Пшк	$s_{1,2} = -m_c \Omega \pm j\Omega;$	$eq_1 := \operatorname{Re}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0,$	$K_{pc}, \Omega;$
	$s_{3,4} = -m_k \omega \pm j\omega,$	$eq_2 := \operatorname{Im}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0,$	$K_{pk}, T_{ik}, \omega.$
	$s_5 = -m_k \omega$	$eq_3 := \operatorname{Re}\{[\Delta(s)]_{s=s_3}\} = 0,$	
		$eq_4 := \operatorname{Im}\{[\Delta(s)]_{s=s_3}\} = 0, \quad eq_5 := [\Delta(s)]_{s=s_5} = 0.$	
Пс-Пшк,	$s_{1,2} = -m_c \Omega \pm j\Omega;$	$eq_1 := \operatorname{Re}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0,$	$K_{pc}, K_{ic}, \omega;$
	$s_3 = -m_c \Omega;$	$eq_2 := \operatorname{Im}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0, \quad eq_3 := [\Delta(s)]_{s=s_3} = 0,$	$K_{pk}, T_{ik}, \omega.$
ПДс-Пшк	$s_{4,5} = -m_k \omega \pm j\omega,$	$eq_4 := \operatorname{Re}\{[\Delta(s)]_{s=s_4}\} = 0, eq_5 := \operatorname{Re}\{[\Delta(s)]_{s=s_4}\} = 0,$	$K_{pc}, T_{dc}, \Omega;$
	$s_6 = -m_k \omega$	$eq_6 := [\Delta(s)]_{s=s_6} = 0.$	$K_{pk}, T_{ik}, \omega.$
ПДс-Пшк	$s_{1,2} = -m_c \Omega \pm j\Omega;$	$eq_1 := \operatorname{Re}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0,$	$K_{pc}, T_{ic}, T_{dc}, \Omega$
	$s_{3,4} = -m_c \Omega \pm j\Omega;$	$eq_2 := \operatorname{Im}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0,$	$K_{pk}, T_{ik}, \omega.$
	$s_{5,6} = -m_k \omega \pm j\omega,$	$eq_3 := \operatorname{Re}\left[\frac{d\Delta(s)}{ds}\right]_{s=s_1} = 0,$	
	$s_7 = -m_k \omega$	$eq_4 := \operatorname{Im}\left[\frac{d\Delta(s)}{ds}\right]_{s=s_1} = 0,$	
		$eq_5 := \operatorname{Re}\{[\Delta(s)]_{s=s_5}\} = 0,$	
	$eq_6 := \operatorname{Im}\{[\Delta(s)]_{s=s_5}\} = 0, \quad eq_7 := [\Delta(s)]_{s=s_7} = 0.$		
ПДс-Пшк	$s_{1,2} = -m_c \Omega \pm j\Omega;$	$eq_1 := \operatorname{Re}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0,$	$K_{pc}, T_{ic}, T_{dc}, \Omega$
	$s_{3,4} = -m_c \Omega \pm j\Omega;$	$eq_2 := \operatorname{Im}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0,$	$K_{pk}, T_{ik}, T_{dk}, \omega$
	$s_{5,6} = -m_k \omega \pm j\omega,$	$eq_3 := \operatorname{Re}\left[\frac{d\Delta(s)}{ds}\right]_{s=s_1} = 0$	
	$s_{7,8} = -m_k \omega \pm j\omega$	$eq_4 := \operatorname{Im}\left[\frac{d\Delta(s)}{ds}\right]_{s=s_1} = 0$	
		$eq_5 := \operatorname{Re}\{[\Delta(s)]_{s=s_5}\} = 0,$	
		$eq_6 := \operatorname{Im}\{[\Delta(s)]_{s=s_5}\} = 0,$	
		$eq_7 := \operatorname{Re}\left[\frac{d\Delta(s)}{ds}\right]_{s=s_5} = 0$	
		$eq_8 := \operatorname{Im}\left[\frac{d\Delta(s)}{ds}\right]_{s=s_5} = 0.$	

Приклад 1. Розрахувати каскадну систему з коригуючим Пшк- і стабілізуючим ПДс-регуляторами, що містить об'єкт – пароперегрівник парового котла енергетичного блока потужністю 800 МВт, динаміку якого описано передавальними функціями [1]:

$$W_o(s) = \frac{e^{-11.4s}}{(54s+1)(22.8s+1)^2}; \quad (7)$$

$$W_{oq}(s) = \frac{e^{-1.8s}}{(9.6s+1)}; \quad W_{oy}(s) = \frac{(9.6s+1)e^{-9.6s}}{(54s+1)(22.8s+1)^2}, \quad (8)$$

де сталі часу і запізнення подано у секундах.

Алгоритми функціонування регуляторів приймаються у вигляді:

$$W_{p\hat{e}}(s) = W_{pi\hat{e}}(s) = K_{p\hat{e}} \left(1 + \frac{1}{T_{i\hat{e}}s} \right); \quad (9)$$

$$W_{p\hat{n}}(s) = W_{pid\hat{n}}(s) = K_{p\hat{n}} \left(1 + \frac{1}{T_{i\hat{n}}s} + 1 + \frac{T_{dc}s}{\frac{T_{dc}}{N}s + 1} \right), \quad N = 8. \quad (10)$$

На підставі табл. 1 за допомогою спеціально розробленої програми було виконано параметричний синтез КАСР при $m_k = 0.221; 0.367; 0.5; 0.6$ для кожного з $m_c = 0.5; 0.6; 0.7$. Частина даних, актуальних для нашого прикладу, наведено у табл. 2.

Таблиця 2

Параметри неперервної КАСР ПІДс-ПІк ($m_c = 0.7; m_k = 0.5$)

Варіант	K_{pc}	$T_{ic,c}$	$T_{dc,c}$	Ω, c^{-1}	K_{pk}	$T_{ik,c}$	ω, c^{-1}	Запаси стійкості			
								A_{mk}	ϕ_{mk}°	A_{mc}	ϕ_{mc}°
1	5.89	3.14	0.55	0.691	1.21	71.74	0.024	3.97	54.5	1.63	25.7
2	5.33	3.60	0.46	0.635	1.23	71.54	0.024	3.86	53.7	1.79	29.1
3	5.34	3.59	0.46	0.636	1.20	71.80	0.024	3.94	54.6	1.79	29.0

З метою порівняльного аналізу для тих самих значень m_c, m_k було виконано також синтез КАСР за контурами на основі рівнянь (11) – вар. 1, і (12) – вар. 2 у табл. 2.

$$\begin{aligned} \Delta_c(s) &= 1 + W_{pc}(s)W_{oq}(s) = 0, & \Delta_k(s) &= 1 + W_{\hat{e}}(s)W_{oy}(s) = 0, \\ \Delta_k(s) &= 1 + W_{pk}(s)W_{oek}(s) = 0. & \Delta_c(s) &= 1 + W_{pc}(s)W_{oec}(s) = 0. \end{aligned} \quad (11) \quad (12)$$

Показники якості перехідних процесів у системі у випадку різних вхідних дій (табл. 3) було досліджено за допомогою моделювання з використанням Simulink (MATLAB). Аналіз отриманих варіантів показав, що найкращою за співвідношенням „динамічна точність–запас стійкості” є система, синтезована у просторі ПНР при $m_c = 0.7; m_k = 0.5$ (табл. 2, 3, вар. 3).

Таблиця 3

Показники якості неперервної КАСР ПІДс-ПІк ($m_c=0.7; m_k=0.5$)								
Варіант	Контур коригуючого регулятора				Контур стабілізуючого регулятора			
	u_m	u_{mk}	J_y	$t_{y,c}$	q_m	u_{mc}	J_q	$t_{q,c}$
За завданням g_k								
1	1.13	1.64	52.56	200	2.15	64	4.65	228
2	1.14	1.67	52.42	200	2.04	59	4.49	228
3	1.13	1.63	52.89	202	2.00	58	4.48	229
За збуренням f								
1	0.0041	-0.0072	0.00127	-	0.192	-1.74	0.0972	6.7
2	0.0052	-0.0093	0.00205	-	0.20	-1.60	0.1152	7.3
3	0.0052	-0.0090	0.00203	-	0.20	-1.60	0.1148	7.3
За збуренням v_1								
1	0.0043	-0.0075	0.00138	-	1.00	-53	3.169	11.0
2	0.0055	-0.0096	0.00222	-	1.00	-48	2.956	11.5
3	0.0055	-0.0093	0.00219	-	1.00	-48	2.957	11.6

Позначення табл. 3: y_m , q_m , J_y , J_q , t_y , t_q – максимальні відхилення, інтегральні квадратичні оцінки за помилкою та час регулювання процесів за основною і допоміжною регульованими величинами відповідно; u_{mk} , u_{mc} – вихідні сигнали коригуючого і стабілізуючого регуляторів; A_m , ϕ_m° з відповідними індексами – запаси стійкості за модулем та фазою контурів КР і СР.

Як видно з табл. 3, відхилення та інтегральні квадратичні оцінки процесів за основною регульованою величиною під час дії збурень f і v_1 , для компенсації яких, власне, й застосовують КАСР, настільки малі, що ними можна нехтувати. Отже, стосовно цих збурень систему можна вважати інваріантною.

Час регулювання за основною регульованою величиною для компенсації збурень f і v_1 не фіксувався, оскільки її відхилення у цьому випадку приблизно на порядок менші – $\pm 5\%$. Варто звернути також увагу на те (табл. 2), що власна частота Ω внутрішнього контуру приблизно у 30 разів перевищує частоту власних коливань ω зовнішнього контуру, тобто процеси в контурах можна вважати автономними.

З табл. 3 видно, зокрема, що другий і третій варіанти розрахунку дають практично однакові результати, тому, синтезуючи систему за методом контурів, розрахунок доцільно починати із зовнішнього контуру. Це обумовлюється тим, що передавальна функція $W_{oy}(s)$ головної частини об'єкта точніше відображає його динаміку, ніж допоміжної – $W_{oq}(s)$, і тому загальний результат є точнішим.

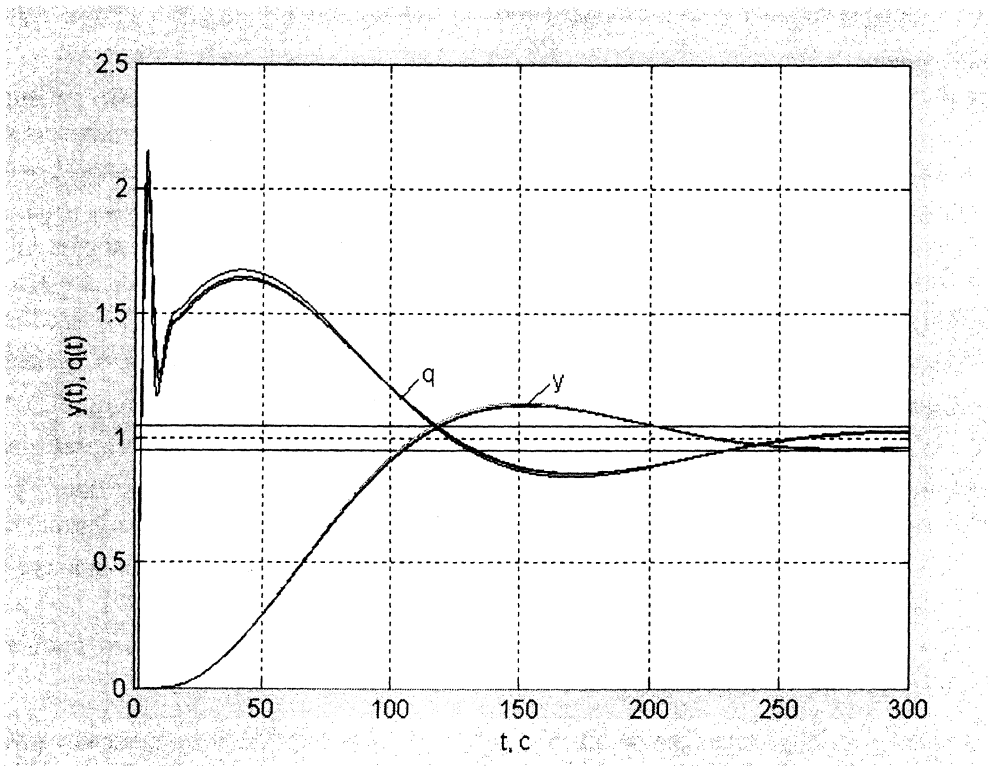


Рис. 3. Перехідні процеси за основною та допоміжною регульованими величинами під час зміни завдання g_k

Основні з багатьох перехідних процесів у каскадній системі для трьох розглянутих варіантів розрахунку подано на рис. 3, з якого видно, що із зміною завдання коригуючого регулятора стабілізуючий регулятор досить швидко відпрацьовує помилку, після чого переходить у режим слідкування. Дані табл. 3 та рис. 3 не демонструють якихось істотних переваг того чи іншого варіанта розрахунку системи, що пояснюється дуже великою відмінністю у частотних властивостях контурів. З іншого боку, ці результати переконливо підтверджують коректність

запропонованого методу синтезу каскадних систем у просторі ПНР (саме тому й було вибрано цей приклад). При цьому нема потреби перевіряти припущення про незалежність процесів у контурах. Розрахунки інших подібних КАСР показали, що ефективність цього методу тим більша, чим менше відрізняється динаміка контурів.

Особливості синтезу цифрових КАСР за методом багатокритеріального оптимуму в просторі ПНР

Синтез КАСР з цифровими регуляторами, як і одноконтурних систем за частот $\omega \leq \pi/T_0$, доцільно здійснювати за методами теорії неперервних систем [1,8,9]. З цієї метою вводять поняття неперервного регулятора, еквівалентного цифровому (ЕНР) [1]:

$$W_{\text{дїд}}^*(s) \cong \frac{1}{T_0} W_{\text{дїд}}(z) W_e(z, s) \Big|_{z=e^{T_0 s}}, \quad (13)$$

де $W_{\text{дїд}}(z)$, $W_e(z, s)$ – передавальні функції цифрового регулятора та екстраполятора нульового порядку; T_0 – період дискретності.

Тоді характеристичне рівняння еквівалентної цифровій неперервній каскадній замкненої системи набуває вигляду

$$\Delta^*(s) = 1 + W_{pc}^*(s) W_{oq}(s) W_q(s) + W_{pk}^*(s) W_{pc}^*(s) W_{oq}(s) W_{oy}(s) = 0, \quad (14)$$

$W_{pc}^*(s)$, $W_{pk}^*(s)$ – передавальні функції еквівалентних неперервних СР та КР у формі дискретного перетворення Лапласа.

Порівняно з неперервною, у цифровій системі додатково необхідно задавати й період дискретності, значення якого вибирають на основі компромісу між багатьма суперечливими вимогами [3]. Але, як показано у [8], значення T_0 може бути знайдене в процесі синтезу одночасно з іншими ПНР, якщо використати умову відсутності пульсацій, обумовлених квантуванням сигналів у часі. Проте для цифрових КАСР ця проблема ускладнюється внаслідок наявності малоінерційного та інерційного контурів, тобто у загальному випадку необхідно задавати або визначати періоди дискретності для контурів стабілізуючого і коригуючого регуляторів – T_{0c} , T_{0k} . Якщо значення T_{0c} , T_{0k} вибираються попередньо на підставі певних міркувань і вважають заданими, то розрахунок цифрової системи мало відрізняється від розрахунку неперервної, як при $T_{0c} = T_{0k}$, так і при $T_{0c} \neq T_{0k}$. Об'єктивно, чим менші значення T_0 , тим ближчою є цифрова система за своїми характеристиками до неперервної, однак це збільшує обчислювальні затрати під час її реалізації. Отже при заданих значеннях T_{0c} , T_{0k} цифрову КАСР можна синтезувати на підставі табл. 1 з урахуванням (13) і (14). Результати такого синтезу за умов прикладу 1 за різних значень періодів дискретності контурів показано на рис. 4, з якого видно, що у цьому випадку T_0 загалом мало впливає на якість перехідних процесів, лише при $T_{0c} = 2c$ відчутно погіршується процес відпрацювання помилки внутрішнім контуром.

У загальному випадку, коли значення T_{0c} , T_{0k} не задані, їх можна визначити у процесі синтезу. При цьому можливі варіанти:

а) $T_{0c} := T_{0k}$ – знайдений період дискретності буде оптимальним для зовнішнього контуру, що зменшує обчислювальні затрати під час реалізації системи, однак він може виявитися надто великим для внутрішнього контуру і призвести до погіршення його характеристик (це підтверджується й рис. 4);

б) $T_{0k} := T_{0c}$ – період дискретності є оптимальним для внутрішнього контуру і, з огляду на обчислювальні затрати, надто малим для зовнішнього контуру;

в) $T_{0c} \neq T_{0k}$ – у цьому випадку можна знайти значення періодів дискретності, оптимальні для обох контурів системи та досягнути найкращого компромісу між характеристиками контурів та обчислювальними затратами під час реалізації системи.

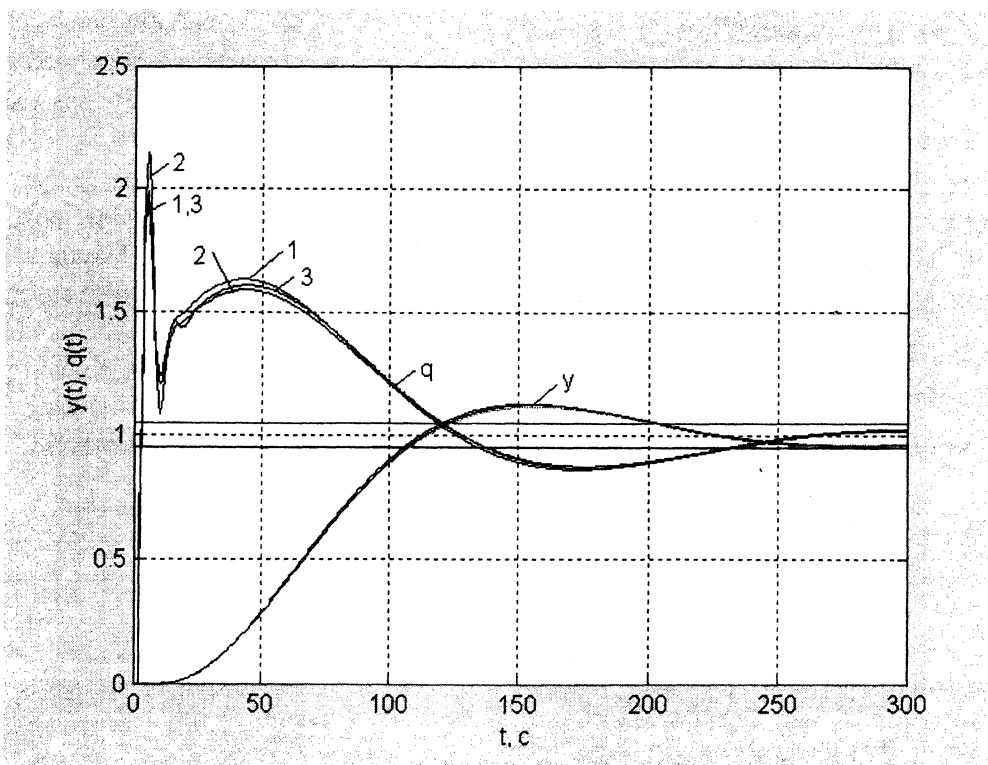


Рис. 4. Перехідні процеси за основною та допоміжною регульованими величинами під час зміни завдання g_k ($m_c = 0.7$; $m_k = 0.5$; 1- $T_{oc} = T_{ok} = 0.5c$; 2- $T_{oc} = T_{ok} = 2c$; 3- $T_{oc} = 0.5c$; $T_{ok} = 2c$)

Розрахунок цифрової КАСР з коригуючим і стабілізуючим ПІ-регуляторами для заданого T_0 , однакового для обох контурів, як частковий випадок наведено у роботі [10]. Нижче на прикладі рзглянемо особливості синтезу цифрової каскадної системи, коли T_{oc} , T_{ok} не задано.

Приклад 2. Розрахувати каскадну систему, яка складається з об'єкта (7), (8) та двох цифрових ПІ-регуляторів за незаданих періодів дискретності контурів.

Оптимальні за близькістю КЧХ до неперервного прототипу цифрові коригуючий та стабілізуючий ПІ-регулятори описано дискретними передавальними функціями:

$$W_{pk}(z) = K_{pk} \left(1 + \frac{T_{0k}}{T_{ik}} \frac{1}{1-z^{-1}} \right), \quad W_{pc}(z) = K_{pc} \left(1 + \frac{T_{0c}}{T_{ic}} \frac{1}{1-z^{-1}} \right). \quad (15)$$

Тоді на підставі (13) з урахуванням (15) отримаємо передавальні функції еквівалентних неперервних ПІ-регуляторів

$$W_{dk}^*(s) = \frac{K_{pk}(T_{0k} + T_{ik} - T_{ik}e^{-T_{0k}s})}{T_{0k}T_{ik}s}, \quad W_{dc}^*(s) = \frac{K_{pc}(T_{0c} + T_{ic} - T_{ic}e^{-T_{0c}s})}{T_{0c}T_{ic}s}. \quad (16)$$

Умови відсутності пульсацій (точніше, зменшення їх до допустимого рівня) в контурах системи відповідно до [1] набувають вигляду

$$\left| \Phi_k^*(j\omega) \right| = \left| \frac{W_{pk}^*(j\omega)W_{oek}(j\omega)}{1 + W_{pk}^*(j\omega)W_{oek}(j\omega)} \right|_{\omega=\pi/T_{0k}} = \Delta_{nk}, \quad (17)$$

$$\left| \Phi_c^*(j\Omega) \right| = \left| \frac{W_{pc}^*(j\Omega)W_{oec}(j\Omega)}{1 + W_{pc}^*(j\Omega)W_{oec}(j\Omega)} \right|_{\Omega=\pi/T_{0c}} = \Delta_{nc}, \quad (18)$$

де Δ_{nk} , Δ_{nc} – малі величини (практично можна прийняти $\Delta_{nk} \leq 0.01$; $\Delta_{nc} \leq 0.01$).

Враховуючи (14), а також (16)–(18), за аналогією з табл. 1 отримаємо найзагальнішу систему рівнянь, що описує умови досягнення багатокритеріального оптимуму для досліджуваної системи (табл. 4). З використанням цієї системи рівнянь було синтезовано цифрову КАСР типу ПС-ПШ для варіантів: а) $T_{0c} := T_{0k} - (рівняння eq_1 \div eq_3; eq_5 \div eq_8)$; б) $T_{0k} := T_{0c} - (eq_1 \div eq_7)$; в) $T_{0c} \neq T_{0k} - (eq_1 \div eq_8)$. Результати наведені у табл. 5, де подано також запаси стійкості контурів за модулем та фазою.

Перехідні процеси у цифровій КАСР показано на рис. 5, звідки видно, що вони для ПНР, визначених за різними варіантами розрахунку (табл. 5), у звичайному для Simulink масштабі практично повністю збігаються. Це обумовлене малим впливом T_0 на властивості цифрових ПІ-регуляторів, а також досить великою інерційністю об'єкта.

Таблиця 4

Параметричний синтез КАСР з цифровими ПІ-регуляторами за методом багатокритеріального оптимуму

Домінуючі корені характер. рівняння	Система рівнянь	Параметри, що визначаються
$s_{1,2} = -m_c \Omega \pm j\Omega;$ $s_3 = -m_c \Omega;$ $s_{4,5} = -m_k \omega \pm j\omega;$ $s_6 = -m_k \omega$	$eq_1 := \text{Re}\{[\Delta^*(s)]_{s=s_1}\} = 0, eq_2 := \text{Im}\{[\Delta^*(s)]_{s=s_1}\} = 0,$ $eq_3 := [\Delta^*(s)]_{s=s_3} = 0, eq_4 := \Phi_c(\Omega) _{\Omega=\pi/T_{0c}} = \Delta_{nc},$ $eq_5 := \text{Re}\{[\Delta^*(s)]_{s=s_4}\} = 0, eq_6 := \text{Im}\{[\Delta^*(s)]_{s=s_4}\} = 0,$ $eq_7 := [\Delta^*(s)]_{s=s_6} = 0, eq_8 := \Phi_k(\omega) _{\omega=\pi/T_{0k}} = \Delta_{nk}.$	$K_{pc}, T_{ic}, \Omega,$ $T_{0c},$ $K_{pk}, T_{ik}, \omega,$ $T_{0k}.$

Таблиця 5

Параметри цифрової КАСР ПС-ПШ ($m_c = 0.367; m_k = 0.5$)

Вар.	K_{pc}	T_{ic}, c	T_{0c}, c	Ω, c^{-1}	K_{pk}	T_{ik}, c	T_{0k}, c	ω, c^{-1}	Запаси стійкості			
									A_{mk}	ϕ_{mk}°	A_{mc}	ϕ_{mc}°
а)	0.68	2.28	1.31	0.181	1.09	72.49	1.31	0.023	3.40	55.3	4.54	34.6
б)	0.70	2.29	0.60	0.181	1.11	72.63	0.60	0.023	3.45	55.0	5.53	35.1
в)	0.70	2.29	0.60	0.181	1.10	72.48	1.20	0.023	3.42	55.3	5.52	35.1

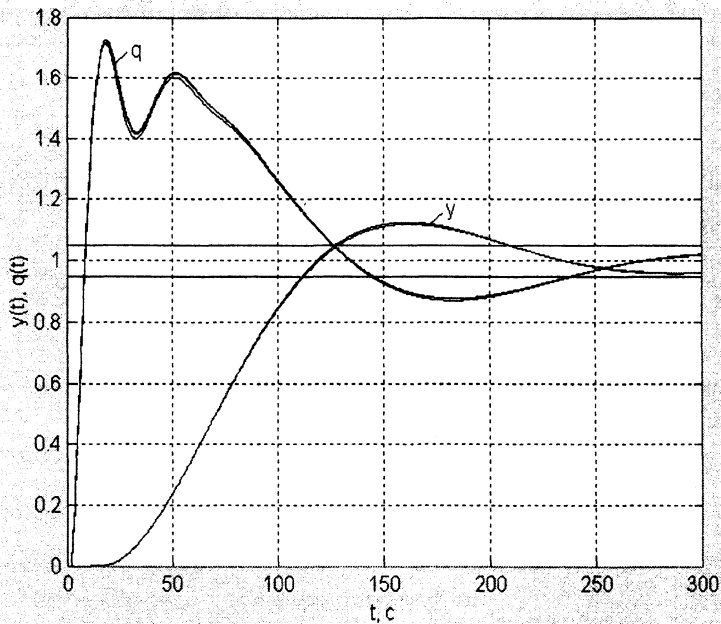


Рис. 5. Перехідні процеси за основною та допоміжною регульованими величинами під час зміни завдання g_k та для різних значень періодів дискретності

Водночас наведені результати синтезу цифрової КАСР підтверджують правомірність застосування запропонованих варіантів її розрахунку, коли T_0 не задано.

Висновки

1. Метод параметричного синтезу каскадних АСР у просторі ПНР на основі багатокритеріального підходу можна успішно використовувати як для неперервних, так і для цифрових систем. При цьому можуть бути забезпечені оптимальні характеристики системи без обмеження співвідношення між частотними властивостями контурів.

2. Для систем з цифровими регуляторами істотним є те, що він дає змогу розв'язати задачу синтезу не тільки для заданих значень періоду дискретності, але й тоді, коли його необхідно визначати у процесі розрахунку. З огляду на точність, запас стійкості та обчислювальні затрати цифрові КАСР доцільно синтезувати при $T_{0c} < T_{0k}$.

1. Ротач В.Я. Теория автоматического управления теплоэнергетическими процессами. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 296 с. 2. Эрриот П. Регулирование производственных процессов. – М.: Энергия, 1967. – 480 с. 3. Изерман Р. Цифровые системы управления: Пер.с англ. – М.: Мир, 1984. – 541 с. 4. Ключев А.С. и др. Наладка систем автоматического регулирования барабанных паровых котлов /А.С. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 280 с. 5. Биленко В.А., Давыдов Н.И. Метод расчета на ЭЦВМ оптимальных параметров настройки двухконтурных систем регулирования // Теплоэнергетика. – 1977. – №1. – С. 32–36. 6. Ротач В.Я. Расчет каскадных систем автоматического регулирования // Теплоэнергетика. – 1997. – №10. – С.16–23. 7. Шавров А.В. Многокритериальное управление в условиях статистической неопределенности. – М.: Машиностроение, 1990. – 160 с. 8. Ковела І.М. Параметричний синтез неперервних і цифрових автоматичних систем регулювання з ПІ- та ПІД-регуляторами // Вісник Національного університету “Львівська політехніка. – 2002. – №450. – С.38–50. 9. Микропроцессорные системы автоматического регулирования / Под ред. В.В. Солодовникова – М.: Высшая школа, 1991. – 255 с. 10. Ковела І.М., Іванюк О.О. Синтез цифрових каскадних АСР у просторі параметрів настроювання регуляторів //Вісник Національного університету „Львівська політехніка”. – 2004. – №506. – С. 207–218.