

Номінальна витрата палива через лічильник колонки, $\text{дм}^3/\text{хв}$	Границі основної допустимої похибки колонки, %	Доза, що перевіряється, $\text{дм}^3$	Номінальна місткість еталонних мірників, $\text{дм}^3$
50	$\pm 0,25$	2, 10, 50	2, 10, 50
100	$\pm 0,25$	10, 50 або 100	10, 50 або 100

1. Інструкція про порядок приймання, транспортування, зберігання, відпуску та обліку нафти і нафтопродуктів на підприємствах і в організаціях України. Зареєстрована 07 жовтня 1999 р. за № 685/3978 в Міністерстві юстиції України. 2. Засоби виміральної техніки, занесені до Державного реєстру України. Показчик 2002 р. Держспоживстандарт-Україна. 3. Український метрологічний журнал. Випуск 2 2003 р. ХДНДІМ. 4. ГОСТ 9018-89 "Колонки топливо-раздаточные. Общие технические условия". 5. МИ 1864-88 "Колонки топливо-раздаточные. Методика поверки". 6. ГОСТ 8.510-84 "Государственная поверочная схема для средств измерений (счётчиков) объёма жидкости". 7. ДСТУ 3215 "Метрологічна атестація засобів виміральної техніки. Організація та порядок проведення".

УДК 681.326

І. Ковела, О. Іванюк

Національний університет "Львівська політехніка",  
кафедра автоматики і телемеханіки

## СИНТЕЗ ЦИФРОВИХ КАСКАДНИХ АСР У ПРОСТОРІ ПАРАМЕТРІВ НАСТРОЮВАННЯ РЕГУЛЯТОРІВ

© Ковела І., Іванюк О., 2004

**It is proposed a method of synthesis for digital cascade control systems in a space of tuning parameters of master and slave controllers under condition of arbitrary lag ratio between main and supplementary plant parts. There are examples that proof this method efficiency.**

На практиці, коли ПІ- чи ПІДрегулятори в одноконтурних автоматичних системах регулювання (АСР) не забезпечують потрібної якості, часто застосовують метод ускладнення інформаційної структури системи, не ускладнюючи алгоритмів функціонування регуляторів. З цією метою в об'єкті, якщо це можливо, виділяється допоміжна та основна частини і в контур регулювання вводиться додаткова регульована змінна, що подається на допоміжний (стабілізуючий) регулятор, завданням для якого є вихідний сигнал основного (коректуючого) регулятора. Така структура отримала назву каскадної системи з коректуючим і стабілізуючим регуляторами.

Каскадні системи є поширеним засобом підвищення якості регулювання складних у динамічному відношенні об'єктів і порівняно з одноконтурними системами мають ряд переваг [1—3]. Проте ці переваги можуть бути реалізовані лише за умови відповідного вибору параметрів динамічного настроювання регуляторів.

Для підтримування основної регульованої величини на заданому значенні без статичної по-

милки алгоритм функціонування основного регулятора повинен мати інтегральну складову, тобто як коректуючий необхідно використовувати ПІ- або ПІД-регулятор. Від допоміжного регулятора потрібна насамперед швидкодія, тому він може реалізувати будь-який алгоритм, навіть найпростіший пропорційний. Такого типу системи реалізують найчастіше з регуляторами ПІ-ПІ, ПІ-ПІ, ПІД-ПІ (можливі й інші комбінації), де першим вказано стабілізуючий, а другим — коректуючий регулятори.

Особливість роботи каскадної системи (рис. 1) полягає в тому, що стабілізуючий регулятор під дією проміжної координати  $Q$  компенсує переважно вплив збурень, які діють на допоміжну ділянку об'єкта, тобто частково забезпечує стабілізацію основної регульованої величини  $P$ . Нескомпенсоване відхилення величини  $P$  приводить у дію коректуючий регулятор, який його поступово ліквідує.

Застосування каскадних АСР з коректуючим і стабілізуючим регуляторами особливо ефективно тоді, коли найбільші збурення діють переважно на допоміжну величину  $Q$ , а не на основну регульовану величину  $P$ .

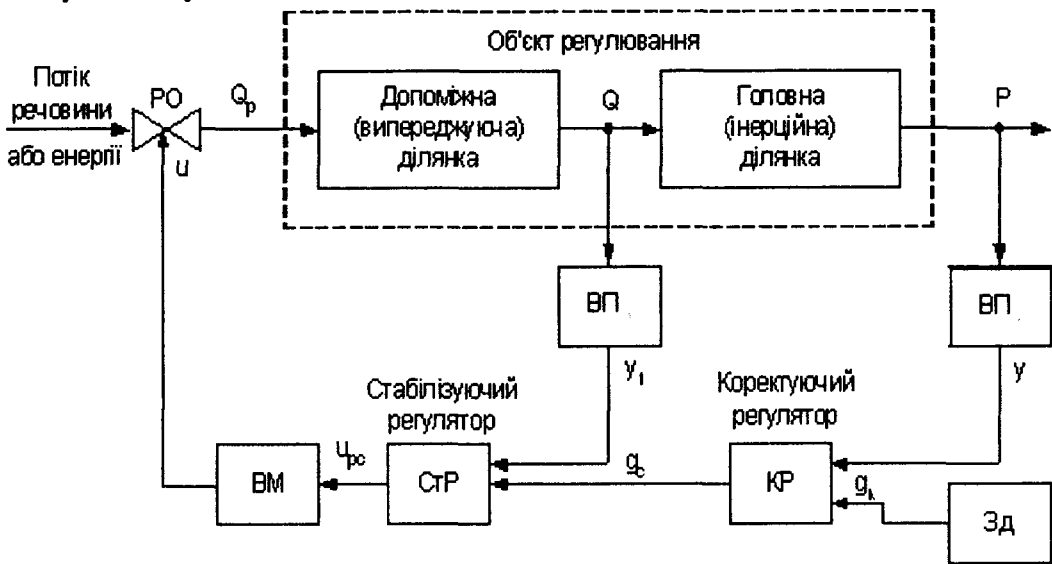


Рис. 1. Функціональна схема каскадної АСР з коректуючим і стабілізуючим регуляторами

З огляду на широке практичне застосування проблема параметричного синтезу каскадних систем є дуже актуальною. Водночас, відомо небагато методів її вирішення навіть для неперервних систем такого типу. Стосовно ж систем з цифровими регуляторами ця проблема є складнішою і взагалі залишається нерозв'язаною. Вона і є предметом цієї роботи.

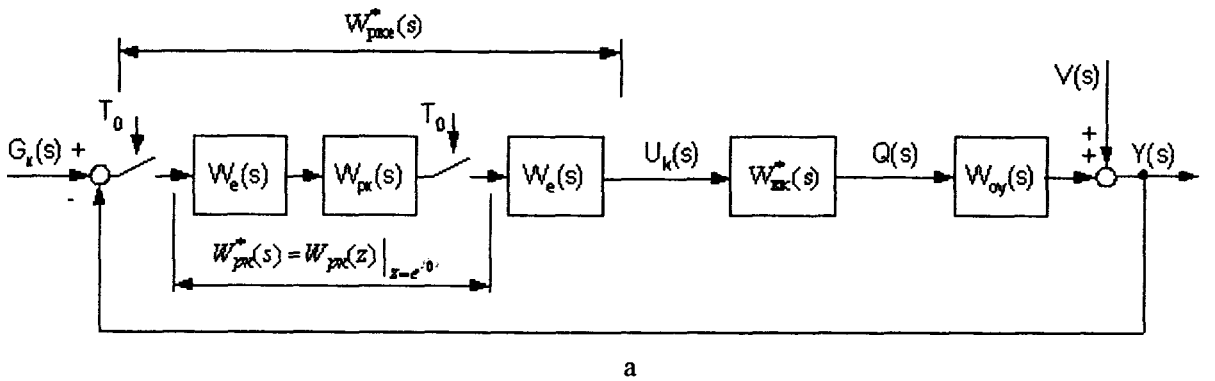
Розробляючи АСР на основі програмованих мікропроцесорних контролерів або персональних комп'ютерів, необхідні алгоритми регулювання реалізують у цифровому вигляді, внаслідок чого система переходить у клас цифрових. Структура цифрової каскадної АСР з коректуючим і стабілізуючим регуляторами може бути отримана з структурної схеми відповідної неперервної системи за допомогою послідовного вмикання у певних її ділянках ключа і екстраполятора нульового порядку (рис. 2).

На схемі рис. 2  $W_m^*(s)$  — передавальна функція внутрішнього контуру (рис. 2, б) у формі дискретного перетворення Лапласа;  $W_{pk}(s), W_{pc}(s)$  — передавальні функції коректуючого та стабілізуючого регуляторів;  $G_k(s), E_k(s)$  — завдання та помилка регулювання коректуючого регулятора;  $T_0$  — період дискретності. Ефект дії усіх збурень в цій схемі враховується двома еквівалентними збуреннями  $V_1(s)$  і  $V(s)$ , що накладаються безпосередньо на регульовані величини

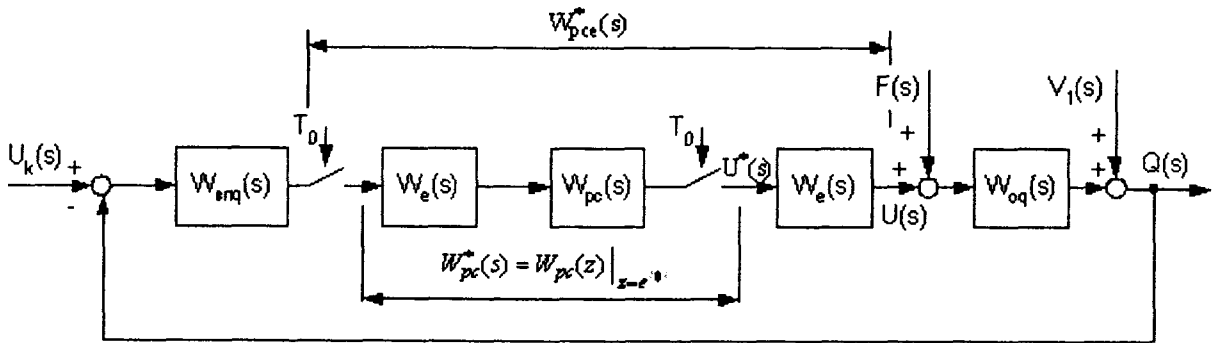
$Q(s)$  та  $Y(s)$ . Необхідною умовою ефективної роботи таких систем є виконання вимоги, щоб запізнення в каналі  $W_{оq}(s)$  було значно меншим, ніж у каналі  $W_{оy}(s)$ . Тоді додаткова координата  $Q$  реагує на збурення  $F$  та  $V_1$  швидше ніж основна регульована величина  $Y$ .

Проблема синтезу в цій роботі досліджується на прикладі системи типу ПІ-ПІ. Алгоритми функціонування коректуючого  $W_{рк}(z)$  і стабілізуючого  $W_{дс}(z)$  регуляторів є дискретними аналогами бажаних неперервних ПІ-алгоритмів.

$$W_{рк}(z) = K_{рк} \left( 1 + \frac{T_0}{T_{ік}} \frac{1}{1-z^{-1}} \right); \quad W_{дс}(z) = K_{дс} \left( 1 + \frac{T_0}{T_{іс}} \frac{1}{1-z^{-1}} \right). \quad (1)$$



а



б

Рис. 2. Структура цифрової АСР:

а) з коректуючим і стабілізуючим регуляторами; б) внутрішній контур системи

Оскільки розрахунок таких систем найдоцільніше здійснювати за їх неперервним прототипом, виникає необхідність перетворення цифрової системи у еквівалентну їй неперервну, що є можливим при частотах  $\omega < \pi / T_0$  [4].

Нехтуючи інерційністю вимірювального перетворювача допоміжної регульованої величини, тобто приймаючи  $W_{анq}(s) = 1$ , (у цій роботі це зумовлено лише взятими для прикладу динамічними характеристиками об'єкта) цифрова АСР (рис. 2) може бути перетворена у еквівалентну їй неперервну систему (рис. 3).

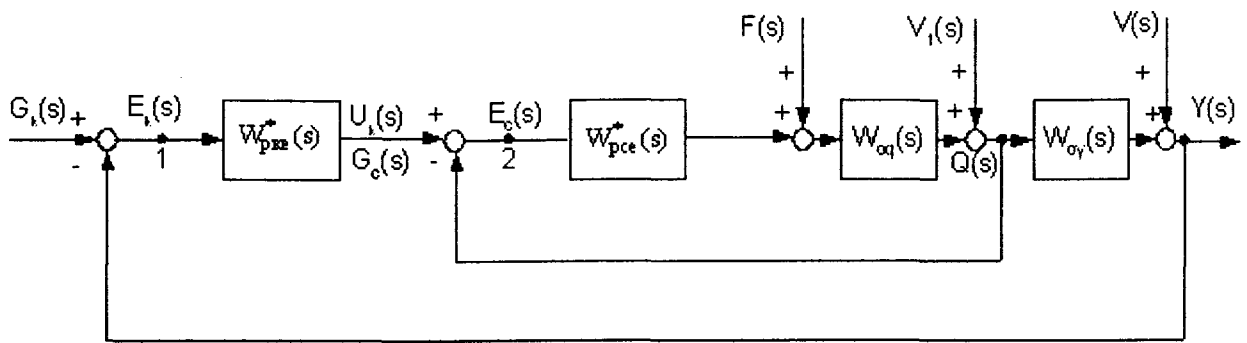


Рис. 3. Неперервна каскадна система, еквівалентна цифровій

У такому разі передавальні функції еквівалентних неперервних коректуючого і стабілізуючого ПІ-регуляторів матимуть вигляд [5, 6]:

$$W_{pke}^*(s) = \frac{1}{T_0} W_{pk}^*(s) W_e(s), \quad W_{pke}^*(s) = \frac{K_{pk} (T_0 + T_{ik} - T_{ik} e^{-T_0 s})}{T_0 T_{ik} s}, \quad (2)$$

$$W_{pce}^*(s) = \frac{1}{T_0} W_{pc}^*(s) W_e(s), \quad W_{pce}^*(s) = \frac{K_{pc} (T_0 + T_{ic} - T_{ic} e^{-T_0 s})}{T_0 T_{ic} s}. \quad (3)$$

де  $W_{pk}^*(s)$ ,  $W_{pc}^*(s)$  — передавальні функції цифрових коректуючого і стабілізуючого регуляторів у формі дискретного перетворення Лапласа.

Порівняно з одноконтурними системами розрахунок каскадних АСР є значно складнішим, що зумовлено певними причинами. По-перше, зростає кількість параметрів, які підлягають визначенню. По-друге, ускладнюються умови забезпечення заданого запасу стійкості. Крім того, виникають значні труднощі, пов'язані з багатоекстремальним характером гіперповерхонь областей стійкості у просторі параметрів настроювання [1].

У цифрових двоконтурних системах необхідно, крім того, визначити додатковий параметр — період дискретності  $T_0$ , значення якого для різних контурів системи загалом теж можуть відрізнятися.

Для розрахунку каскадних систем часто використовують методи, що ґрунтуються на поняттях кореневого  $m$  або частотного  $M$  показників коливності, які у загальному випадку можуть мати різні значення для внутрішнього та зовнішнього контурів системи. Врахування двох показників коливності у двоконтурній системі регулювання позначається також на якості процесів регулювання у разі дії збурень. У таких системах важливим є характер зміни не тільки основної, але й допоміжної регульованих величин, а обмеження лише на показник коливності зовнішнього контуру не виключає можливості появи недопустимо великої коливності внутрішнього. Треба зауважити, що двоконтурна система загалом може бути стійкою і при нестійкому внутрішньому контурі, однак оскільки зовнішній контур іноді переводять на ручне керування, нестійкості внутрішнього контуру слід уникати.

Розробляючи каскадну систему, потрібно намагатися також уникати нелінійностей, які можуть бути спричинені великими сигналами у внутрішньому контурі. При великому коефіцієнті підсилення стабілізуючого регулятора може виникнути його насичення при дії деякого збурення, що

призводить до переміщення регулюючого органу в крайнє положення. Іноді система залишається стійкою, але перехідні прцеси в ній гірші, ніж в одноконтурних АСР.

Найуживанішим методом розрахунку неперервних каскадних АСР є розрахунок за контурами регулювання [2, 3]. Цей метод може бути застосований, якщо інерційність випереджувального контуру значно (у два і більше разів) менша від інерційності основного контуру регулювання. Можлива також його модифікація для цифрових систем.

Треба зауважити, що на відміну від каскадної АСР з динамічною корекцією, для системи з коректуючим і стабілізуючим регуляторами черговість розрахунку контурів може бути довільною, тобто розрахунок можна починати з визначення параметрів стабілізуючого регулятора, а потім визначати параметри коректуючого регулятора; можна діяти і навпаки.

Однак за такого підходу, навіть застосовуючи ітерації, можна отримати лише наближені результати, які не враховують або враховують лише частково взаємовплив контурів системи, і можуть виявитися некоректними, особливо, при співмірних динамічних властивостях випереджувальної та головної ділянок об'єкта.

Отже, коли гіпотеза про незалежність процесів у контурах каскадної АСР виконується недостатньо точно, потрібно розглядати ці контури у їх взаємозв'язку. За таким підходом двоконтурна АСР може бути подана у вигляді одноконтурної системи з коректуючим регулятором та деяким еквівалентним об'єктом, передавальна функція якого має вигляд

$$W_{oe}^*(s) = \frac{W_{pce}^*(s) W_{oq}(s) W_{oy}(s)}{1 + W_{pce}^*(s) W_{oq}(s)} = \frac{W_{pce}^*(s) W_i(s)}{1 + W_{pce}^*(s) W_{oq}(s)}. \quad (4)$$

Еквівалентний об'єкт для стабілізуючого регулятора описується виразом:

$$W_{oe1}^*(s) = W_{oq}(s) + W_{pce}^*(s) W_{oq}(s) W_{oy}(s) = W_{oq}(s) + W_{pce}^*(s) W_o(s). \quad (5)$$

Для того, щоб система мала необхідний запас стійкості, потрібно, щоб цей показник для будь-якої точки її структури не був меншим від заданого значення. В одноконтурній системі для цього достатньо виконати вказану вимогу в якій-небудь одній точці, для двоконтурної — у двох точках, кожна з яких повинна відображати поведінку свого контуру. Для системи, яка тут розглядається, ці точки доцільно вибрати на входах регуляторів (точки 1 і 2 на рис. 3). Розмикаючи систему в точці 1, отримаємо розімкнену систему, що містить коректуючий регулятор і еквівалентний об'єкт (4). У разі розмикання системи у точці 2 матимемо розімкнену систему, що складається зі стабілізуючого регулятора і еквівалентного об'єкта (5). Ці системи істотно відрізняються. Перша з них може бути використана для забезпечення стійкості зовнішнього контуру, тобто в області низьких частот, а друга — для забезпечення стійкості внутрішнього контуру, тобто в області високих частот. Проте обом цим системам відповідає одне й те саме характеристичне рівняння замкненої двоконтурної системи, яке має вигляд

$$\Delta_{en}^*(s) = 1 + W_{pce}^*(s) W_{oq}(s) W_{anq}(s) + W_{pce}^*(s) W_{pce}^*(s) W_{oq}(s) W_{oy}(s) = 0. \quad (6)$$

Рівняння (6) записане з припущенням, що передавальна функція  $W_{oq}(s)$  не враховує  $W_{aiq}(s)$ , а передавальна функція  $W_{oy}(s)$  містить також динаміку ВП основної регульованої величини  $W_{ony}(s)$ .

Найправильніше розв'язання задачі параметричного синтезу двоконтурної системи, зокрема й при співмірній динаміці ділянок об'єкта, можна отримати, якщо здійснити оптимізацію у просторі усіх параметрів настроювання системи одночасно. Зрозуміло, що у такому формулюванні задача оптимального розрахунку системи стає доволі складною. Спроба розв'язати цю задачу для неперервних систем описана, зокрема, у [1]. Параметри настроювання регуляторів визначають фактично за методом послідовних наближень, що навряд чи раціонально. Очевидно, для цифрових систем задача стає ще складнішою і способи її розв'язання з літературних джерел невідомі.

Пропонуємо один з можливих методів розв'язання цієї задачі, який на конкретному прикладі розглядається нижче.

Припускаємо, що каскадна АСР складається з цифрових коректуючого і стабілізуючого ПІ-регуляторів, а також об'єкта — пароперегрівника парового котла енергетичного блока потужністю 800 МВт з передавальними функціями [3]:

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

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

Сталі часу і запізнення у (7), (8) виражені в секундах.

Під час синтезу необхідно визначити параметри настроювання стабілізуючого регулятора —  $K_{pc}, T_{ic}$  та частоту власних коливань  $\Omega$  внутрішнього контуру, а також параметри настроювання коректуючого регулятора —  $K_{pk}, T_{ik}$  і власну частоту зовнішнього контуру  $\omega$ .

Поставлена задача може бути розв'язана за допомогою методу багатокритеріального оптимуму в його модифікації для цифрових систем з ПІ-регуляторами при заданому  $T_0$  [5].

Найперше, що треба зробити у розрахунку цифрової системи — це обґрунтовано вибрати значення періоду дискретності. Якщо існують певні обмеження щодо цього, то зрозуміло, що значення  $T_0$  повинне бути прийняте з урахуванням цих обмежень. За їх відсутності можна вибрати мінімальне значення  $T_0$ , яке може бути реалізоване за допомогою наявних технічних засобів. У двоконтурній АСР значення  $T_0$  для внутрішнього та зовнішнього контурів загалом можуть відрізнятися. Однак це навряд чи доцільно з огляду на такі причини. По-перше, реалізація в одній системі різних значень  $T_0$  значно ускладнює програмне забезпечення контролера. По-друге, як показали розрахунки, показники якості цифрової системи, що містить об'єкт із запізненням, порівняно з неперервною погіршуються незначно при зміні  $T_0$  у досить широкому діапазоні, наприклад, на порядок [5]. Отже, доцільним можна вважати вибір однакового значення  $T_0$  для обох контурів каскадної системи.

Складнішою є проблема вибору значень показника коливності для внутрішнього та зовнішнього контурів системи (про це буде сказано нижче).

Параметричний синтез двоконтурної системи можна здійснити на основі характеристичного рівняння (6), у яке входять чотири параметри настроювання —  $K_{pk}, T_{ik}, K_{pc}, T_{ic}$ , що підлягають визначенню. Щоб знайти їх, а також  $\Omega$  і  $\omega$ , запропоновано алгоритм, який дає можливість знайти розв'язання оптимізаційної задачі за методом багатокритеріального оптимуму у просторі параметрів настроювання, і полягає в такому.

Оскільки двоконтурна система, яка тут розглядається, містить два ПІ-регулятори, то для знаходження її параметрів (а також робочих частот) необхідно задати шість домінуючих коренів характеристичного рівняння (6) еквівалентної неперервної системи у вигляді:

$$s_{1,2} = -m_2 \Omega \pm j \Omega; s_3 = -m_2 \Omega; \quad (9)$$

$$s_{4,5} = -m_1 \omega \pm j \omega; s_6 = -m_1 \omega. \quad (10)$$

Підставляючи корені  $s_1, s_3, s_4, s_6$  у характеристичне рівняння (6), і виділяючи його дійсні та уявні частини, отримуємо систему з шести нелінійних алгебраїчних рівнянь (11), яка й визначає умови досягнення багатокритеріального оптимуму для двоконтурної системи з урахуванням взаємозалежності її контурів.

$$\left. \begin{aligned} eq_1 &:= \operatorname{Re} \left\{ \left[ \Delta_{eH}^* (s) \right]_{s=s_1} \right\} = 0, \\ eq_2 &:= \operatorname{Im} \left\{ \left[ \Delta_{eH}^* (s) \right]_{s=s_1} \right\} = 0, \\ eq_3 &:= \left[ \Delta_{eH}^* (s) \right]_{s=s_3} = 0, \\ eq_4 &:= \operatorname{Re} \left\{ \left[ \Delta_{eH}^* (s) \right]_{s=s_4} \right\} = 0, \\ eq_5 &:= \operatorname{Im} \left\{ \left[ \Delta_{eH}^* (s) \right]_{s=s_4} \right\} = 0, \\ eq_6 &:= \left[ \Delta_{aI}^* (s) \right]_{s=s_6} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Треба зазначити, що рівняння  $eq_1 - eq_3$  формально ідентичні відповідно рівнянням  $eq_4 - eq_6$ , оскільки вони утворені на основі одного й того самого характеристичного рівняння, в них фігурують одні й ті самі параметри настроювання коректуючого регулятора  $K_{pk}, T_{ik}$  і стабілізуючого регулятора  $K_{pc}, T_{ic}$ , але вони у загальному випадку відрізняються показниками коливності ( $m_1, m_2$ ) і власними частотами ( $\Omega, \omega$ ). Іншими словами, рівняння  $eq_1 - eq_3$  описують поведінку двоконтурної системи в області високих частот, а рівняння  $eq_4 - eq_6$  — в області низьких частот. Розв'язавши цю систему рівнянь за допомогою будь-якого з числових методів, одночасно можна отримати значення оптимальних параметрів настроювання регуляторів, а також частот  $\omega$  і  $\Omega$ .

Важливим у розрахунку двоконтурної системи є вибір значень показника коливності для внутрішнього та зовнішнього контурів системи. Необхідні для цього аналітичні залежності отримати неможливо. Проблема може бути розв'язана за допомогою числового експерименту так. При деяких фіксованих значеннях показника коливності внутрішнього контуру  $m_1 = const$  із системи рів-

нянь (11) визначають параметри настроювання регуляторів для різних значень показника коливності  $m_2$  зовнішнього контуру, а також показники якості процесів відпрацювання завдання коректуючому регулятору зовнішнім та внутрішнім контурами системи. Орієнтуючись, наприклад, на мінімум сумарної інтегральної квадратичної оцінки процесів відпрацювання завдання внутрішнім та зовнішнім контурами системи за помилкою регулювання  $J_{k\Sigma} = J_{kgs} + J_{kgz}$  можна вибрати певну комбінацію показників коливності  $m_1, m_2$ , а параметри настроювання регуляторів, що відповідають їй, прийняти як оптимальні. Такий підхід забезпечує певний компроміс між якістю процесів у зовнішньому та внутрішньому контурах системи. Зрозуміло, що водночас зростає обсяг розрахунків, але цей чинник для систем, що призначені для роботи при сталих параметрах настроювання, не є критичним.

За заданих вище умов були розраховані оптимальні параметри настроювання регуляторів (табл. 1) для різних значень показників коливності  $m_1, m_2$  внутрішнього та зовнішнього контурів і за допомогою моделювання (Simulink) досліджені перехідні процеси у двоконтурній системі при відпрацюванні завдання коректуючому регулятору, а також компенсації збурень  $f$  і  $v_1$ .

Таблиця 1

**Параметри настроювання стабілізуючого та коректуючого регуляторів у двоконтурній системі ( $T_0 = 0.2$  с)**

$m_1$	$m_2$	$K_{pc}$	$T_{ic}, c$	$\Omega, c^{-1}$	$K_{pk}$	$T_{ik}, c$	$\omega, c^{-1}$
0,2	0,20	2,44	2,33	0,373	2,79	116,28	0,037
	0,25	2,14	2,29	0,363	2,33	101,04	0,034
	0,30	2,05	2,25	0,355	1,97	91,05	0,032
	0,40	1,90	2,18	0,341	1,49	78,90	0,027
	0,50	1,79	2,14	0,331	1,18	71,33	0,024
	0,60	1,71	2,10	0,323	0,98	67,51	0,021
0,25	0,20	1,59	2,30	0,298	2,73	116,88	0,037
	0,25	1,51	2,26	0,290	2,28	101,50	0,035
	0,30	1,45	2,23	0,284	1,94	91,42	0,032
	0,40	1,34	2,17	0,273	1,47	79,16	0,027
	0,50	1,26	2,13	0,265	1,17	72,12	0,024
	0,60	1,19	2,09	0,252	0,97	67,66	0,021
0,30	0,20	1,21	2,35	0,248	2,67	117,61	0,038
	0,25	1,15	2,32	0,242	2,23	102,06	0,034
	0,30	1,10	2,28	0,236	1,90	91,86	0,031
	0,40	1,02	2,23	0,227	1,44	79,47	0,027
	0,50	0,95	2,18	0,221	1,15	72,35	0,024
	0,60	0,90	2,14	0,215	0,95	67,24	0,021

Аналізуючи дані табл. 1, варто звернути увагу на те, що частота власних коливань внутрішнього контуру  $\Omega$  приблизно у десять разів перевищує власну частоту зовнішнього контуру  $\omega$ .

Як показали розрахунки та моделювання, оптимальними за  $J_{k\Sigma} = \min$  параметрами настроювання регуляторів є ті, що відповідають значенням  $m_1 = 0,2; m_2 = 0,5$ .

Найважливіші характеристики процесів у системі при оптимальних параметрах регуляторів наведені в табл. 2, а основні перехідні процеси відображені на рис. 4, рис. 5.



Показники якості перехідних процесів у двоконтурній системі ( $m_1 = 0.2$ ;  $T_0 = 0.2$  с)

$m_2$	Контур стабілізуючого регулятора				Контур коректуючого регулятора				$J_{\kappa\Sigma}$
	$q_m$	$u_{mcp}$	$J_{\kappa q}$	$t_{pq}$ , с	$u_m$	$u_{mkp}$	$J_{\kappa y}$	$t_{py}$ , с	
	За завданням								
0,20	4,85	12,7	41,33	390	1,37	3,20	45,94	375	87,27
0,25	4,10	10,0	31,65	420	1,31	2,74	45,59	310	77,24
0,30	3,48	8,3	22,76	350	1,26	2,38	46,40	260	69,16
0,40	2,64	6,1	13,25	300	1,18	1,92	49,56	280	62,81
0,50	2,10	4,7	8,44	230	1,13	1,62	53,74	205	61,18
0,60	1,74	3,8	5,82	230	1,09	1,43	58,05	220	63,87
	За збуренням $f$								
0,20	0,27	-1,68	0,40	28	0,0076	-0,026	0,0042	-	-
0,25	0,28	-1,70	0,47	25,5	0,0080	-0,023	0,0046	-	-
0,30	0,28	-1,68	0,49	26,0	0,0083	-0,021	0,0050	-	-
0,40	0,29	-1,67	0,53	35,5	0,0088	-0,018	0,0058	-	-
0,50	0,29	-1,66	0,56	36,5	0,009	-0,016	0,0060	-	-
0,60	0,30	-1,65	0,59	37,0	0,010	-0,014	0,0073	-	-
	За збуренням $v_1$								
0,20	-0,68	-4,45	5,29	43	0,008	-0,026	0,0040	-	-
0,25	-0,69	-4,20	5,81	46	0,008	-0,023	0,0043	-	-
0,30	-0,68	-4,10	5,84	47	0,008	-0,021	0,0047	-	-
0,40	-0,67	-3,95	5,94	48	0,009	-0,017	0,0054	-	-
0,50	-0,66	-3,83	6,03	50	0,010	-0,014	0,0068	-	-
0,60	-0,65	-3,72	6,02	51	0,010	-0,014	0,0068	-	-

Досліджуючи перехідні процеси, фіксували максимальні значення допоміжної  $q_m$  та основної  $u_m$  регульованих величин, максимальні значення вихідних сигналів стабілізуючого регулятора  $u_{mcp}$  і коректуючого регулятора  $u_{mkp}$ , час регулювання  $t_{pq}$  за допоміжною і  $t_{py}$  за основною регульованими величинами, а також значення інтегральних квадратичних оцінок  $J_{\kappa q}$ ,  $J_{\kappa y}$  відповідних процесів за помилкою регулювання.

Для процесів компенсації збурень час регулювання по основній регульованій величині не визначався, оскільки її відхилення виявилися набагато меншими від загальноприйнятої п'ятипроцентної зони.

У табл. 2 наведена також сумарна інтегральна квадратична оцінка  $J_{\kappa\Sigma} = J_{\kappa q} + J_{\kappa y}$  процесів відпрацювання завдання коректуючому регулятору внутрішнім та зовнішнім контурами системи.

На підставі даних табл. 2, а також рис. 4, рис. 5, можна зробити конкретні висновки про основні характеристики синтезованої системи.

Загалом, вибираючи значення параметрів настроювання у такій системі, можна орієнтуватися на такі додаткові критерії, як  $J_{\kappa\Sigma} = \min$  (саме такий варіант і прийнятий для побудови графіків на рис. 4, рис. 5), мінімальне значення регулюючої змінної, мінімальне відхилення або мінімальний час регулювання по основній регульованій величині при відпрацюванні сигналу завдання.

Щоб зробити остаточний висновок про доцільність реалізації синтезованої каскадної системи для регулювання заданого об'єкта, необхідно проаналізувати її основні характеристики порівняно з одноконтурною системою, точніше, треба порівняти показники якості процесів відпрацювання завдання і компенсації збурення, що діє на вхід об'єкта, в одноконтурній системі та у зовнішньому контурі каскадної системи.

Для порівняння візьмемо запозичені з роботи [6] дані, що характеризують показники якості одноконтурної системи з різними типами цифрових регуляторів (табл. 3).

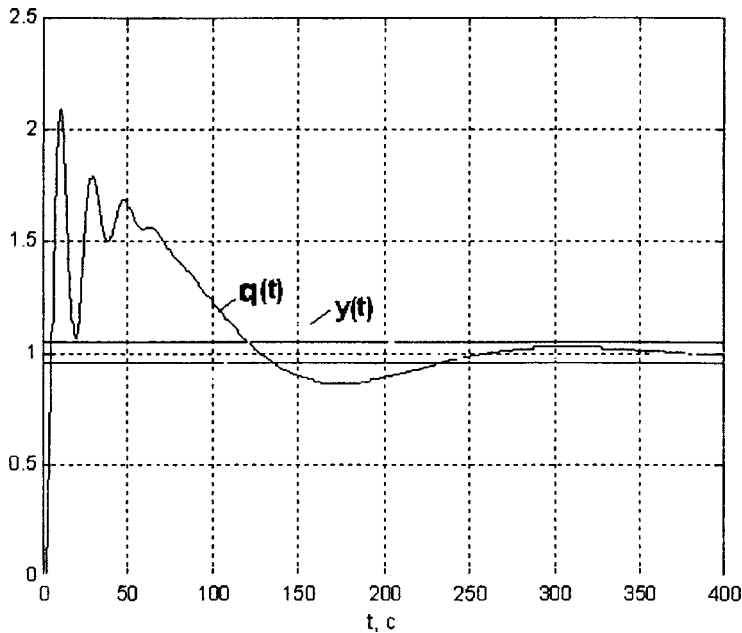


Рис. 4. Перехідні процеси по основній та допоміжній регульованих величинах при відпрацюванні сигналу завдання  $g_x$  ( $T_0 = 0.2$  с;  $m_1 = 0.2$ ;  $m_2 = 0,5$ )

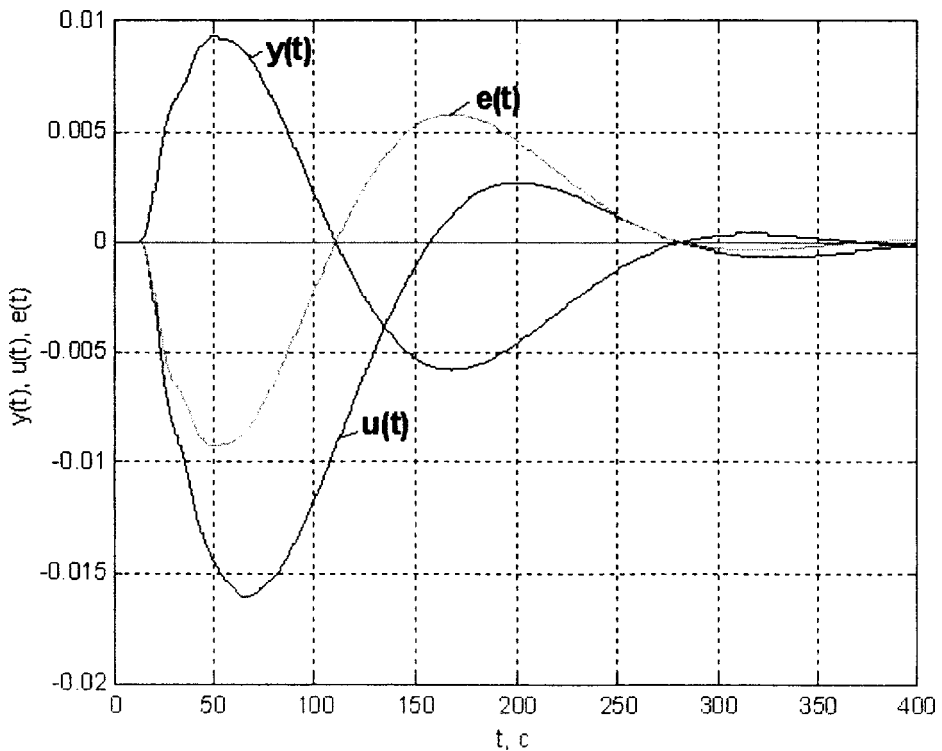


Рис. 5. Перехідні процеси у контурі коректуючого регулятора при компенсації сигналу збурення  $f$  ( $T_0 = 0.2$  с;  $m_1 = 0.2$ ;  $m_2 = 0,5$ )

Показники якості перехідних процесів в одноконтурній та в каскадній АСР ( $T_0 = 0,2 \text{ c}$ )

Тип АСР	Тип регулятора	m	За завданням				За збуренням f				J <sub>кз</sub>
			U <sub>mg</sub>	U <sub>mg</sub>	J <sub>кг</sub>	t <sub>pg</sub> , c	U <sub>mf</sub>	U <sub>mf</sub>	J <sub>кф</sub>	t <sub>pf</sub> , c	
Одно-контурна АСР	ПЦ	0,22	1,28	2,31	59,2	380	0,452	-1,288	17,21	470	76,4
	ПД2ц	0,7	1,36	19,8	43,3	250	0,335	-1,368	7,55	220	50,9
КАСР	ПЦ-ПЦ	0,5	1,13	1,62	53,7	205	0,0093	-0,016	0,0060	-	53,7

З аналізу даних табл. 3 випливає, що при відпрацюванні сигналу завдання каскадна АСР має значно кращі показники порівняно з будь-якою одноконтурною системою щодо максимального відхилення основної регульованої величини і часу регулювання, але дещо поступається системі з ПД-регулятором за сумарною інтегральною квадратичною оцінкою процесів за завданням та збуренням  $f$ .

У процесах компенсації збурення  $f$ , яке діє на вхід об'єкта по каналу регулювання, а також зовнішнього щодо випереджуючої ділянки об'єкта збурення  $v_1$  переваги каскадної системи незалежні. Зокрема, відхилення основної регульованої величини у процесах компенсації цих збурень приблизно у двадцять п'ять разів менше ніж в одноконтурній системі, тобто система фактично є інваріантною відносно збурень, які діють на допоміжну ділянку об'єкта. Це підтверджується й тим, що значення інтегральної квадратичної оцінки процесів компенсації вказаних збурень в каскадній системі у сотні разів менші, ніж аналогічні оцінки для одноконтурної системи.

Варто також підкреслити, що краща якість регулювання в каскадній системі досягається за набагато менших значень регулюючої змінної.

Отже, наведений порівняльний аналіз показує високу ефективність застосування цифрової каскадної системи з коректуючим і стабілізуючим регуляторами для регулювання складних у динамічному відношенні об'єктів.

Результати дослідження цифрової двоконтурної АСР, наведені у цій роботі, дають підстави для таких висновків:

1. Метод багатокритеріального оптимуму може бути успішно застосований для параметричного синтезу каскадних АСР в просторі усіх параметрів настроювання без введення обмежень щодо співвідношення інерційності внутрішнього та зовнішнього контурів.
2. Період дискретності доцільно вибирати однаковим для системи загалом, а показники коливання для внутрішнього та зовнішнього контурів системи — різними.
3. Прямі показники якості процесів регулювання при відпрацюванні сигналу завдання у каскадній системі є кращими, ніж в одноконтурній системі з будь-яким типовим регулятором.
4. Збурення, що діють на допоміжну ділянку об'єкта, компенсуються у двоконтурній системі настільки ефективно, що стосовно цих збурень вона може вважатися інваріантною.

Досвід розрахунків показав, що описаний тут метод з відповідним його коригуванням може бути застосований також для синтезу цифрових каскадних систем з іншими комбінаціями алгоритмів функціонування коректуючого та стабілізуючого регуляторів.

1. Биленко В.А., Давыдов Н.И. Метод расчета на ЭЦВМ оптимальных параметров настройки двухконтурных систем регулирования // Теплоэнергетика. — 1977. — № 1. — С. 32—36. 2. Ротач В.Я. Расчет каскадных систем автоматического регулирования // Теплоэнергетика. — 1997. — №1 0. — С. 16—23. 3. Ротач В.Я. Теория автоматического управления теплоэнергетическими процессами. — М., 1985. 4. Микропроцессорные системы автоматического регулирования / Под ред. В.В. Солодовникова — М., 1991. 5. Ковела І.М. Оптимізація цифрових АСР з ПІ- та ПІД-регуляторами при

УДК 621.81:658.5.011.46

Ю. Коровайченко, М. Черновол, Н. Тончева

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"

## ПОКАЗНИКИ ТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ ПРИ ВІДНОВЛЕННІ ДЕТАЛЕЙ НАПЛАВЛЕННЯМ

© Коровайченко Ю., Черновол М., Тончева Н., 2004

**Thermal processes at restoration of details by means of building of metal are presented.**

Теплові процеси при відновленні деталей типу тіл обертання наплавленням призводять до нагрівання різних ділянок деталі у широкому діапазоні температур і відповідних структурних перетворень та формування зон термічного впливу в основному металі деталі. Стан структури цих зон, їх кількість, взаєморозташування та напружений стан на їх межах є визначальними чинниками експлуатаційних показників відновленої деталі.

В процесі високотемпературного відновлення, рух точкового джерела теплоти, що безперервно діє на поверхні кругового циліндра по гвинтовій лінії і його теплового поля визначається рівнянням в замкненій формі, якщо допустити, що теплота поширюється тільки у напрямку радіуса та твірної циліндра [1]. Це допущення справедливе стосовно потужного швидкорухомого джерела теплоти. Рівняння температурного поля, що отримане у межах лінійної теорії теплопровідності, має вигляд:

$$T = \frac{2g}{VRc_{\rho}} \Phi\left(\frac{r}{R}, \tau_n\right) \frac{e^{-x/(4\alpha_n) - bt_n}}{\sqrt{4\pi\alpha t_n}} \quad (1)$$

де  $g$  — потужність джерела теплоти;  $V$  — лінійна швидкість руху джерела теплоти;  $r$  — відстань від осі циліндра до джерела теплоти;  $N$  — кількість проходів джерела;  $c_{\rho}$  — об'ємна теплоємність теплопровідного тіла;  $\alpha$  — коефіцієнт поверхневої теплопередачі;  $X_n$  — відстань по твірній від джерела на  $n$ -му проході до точки, що розглядається;  $a$  — коефіцієнт температуропроводності;  $t_n$  — час на  $n$ -му проході, що пройшов з моменту перетину джерелом теплоти твірної циліндра, на якому розташована питома точка;  $\Phi(r/R, \tau_n)$  — функція, що враховує розподіл тепла по радіусу циліндра

$$\Phi\left(\frac{r}{R}, \tau_n\right) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\int_0^{\left(\mu_k \frac{r}{R}\right)} \mu_k^{\frac{2}{k}} \alpha / R^2}{\int_1^{\infty} (\mu_k)} \quad (2)$$

де  $\mu_k$  — корені рівняння;  $\int_0^{\dots}$ ,  $\int_1^{\dots}$  — функції Бесселя першого порядку від дійсного аргументу;

$\tau_n = (\alpha t_n) / R^2$  — безрозмірний критерій часу знаходження точок вище від відносної температури при наплавленні вздовж твірної циліндра ( $t_n$  — час дії джерела тепла з моменту початку процесу наплавлення);  $b = 2\alpha / c_{\rho} R$ .