

Рис.10. Частотний аналіз для діапазону  
100 Гц – 10 кГц,  $\tau_{\min} = 5 \cdot 10^{-6}$

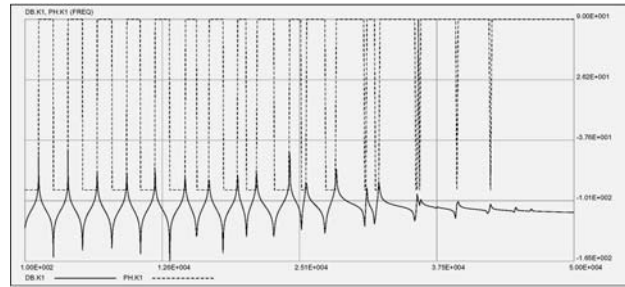


Рис.11. Частотний аналіз для діапазону  
100 Гц – 50 кГц.,  $\tau_{\min} = 5 \cdot 10^{-6}$

### Висновки

Викладений метод формування схемних реалізацій моделей неелектричних об'єктів дає змогу моделювати ці пристрої за допомогою пакетів схемотехнічного проектування, призначених для застосування у галузі електроніки, з необхідною точністю. Наведені результати показують, що точність отриманої схемної еквівалентної моделі не поступається точності математичної моделі на основі методу скінченних елементів. Отже, запропонований метод може бути використаний для отримання моделей неелектричних об'єктів за умови можливості отримання їх математичної моделі у вигляді скінченно-елементних матриць.

1. Ansys Inc.: <http://www.ansys.com/>. 2. MOR for ANSYS: <http://www.imtek.de/simulation/mor4ansys/> 3.Hsu J.T., Vu-Quoc L. A rational formulation of thermal circuit models for electro-thermal simulation – Part I: Finite element method // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, Vol.43, №9, p. 721–732, 1996. 4. Руденко Ю.А., Ладозубец В.В., Ладозубец А.В. Алгоритм уменьшения размерности RLC цепей // *Электроника и связь*. – 2004. – №21. – С. 72–74. 5. Petrenko A., Ladogubets V., Tchkalov V., Pudlowski Z. ALLTED – a computer-aided engineering system for electronic circuit design. – Melbourne: UICEE, 1997, 205 p.

УДК 681.326

**І. Ковела, О. Іванюк**  
Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра комп'ютеризованих систем автоматичної

## ІНЖЕНЕРНА МЕТОДИКА СИНТЕЗУ АВТОМАТИЧНИХ СИСТЕМ З ПІ-ПД – АЛГОРИТМОМ РЕГУЛЮВАННЯ

© Ковела І., Іванюк О., 2009

**Пропонується нова інженерна методика параметричного синтезу й аналізу неперервних та цифрових автоматичних систем з ПІ-ПД-регулятором.**

**A generalized is new engineering method for parametrical synthesis of continuous and digital automatic control systems with the PI-PD-controller.**

### Постановка проблеми

Як відомо, автоматичні системи регулювання (АСР) з ПІД-регуляторами, особливо, коли часто та різко змінюється завдання, мають два основні недоліки – низьку завадостійкість і великі значення регулюючої змінної. З метою часткового усунення цих недоліків застосовується стандартний спосіб, який полягає в тому, що диференціальну складову алгоритму формують не за

сигналом помилки  $E(s)$ , а за регульованою величиною  $Y(s)$ , яка внаслідок інерційності об'єкта не може змінюватися стрибкоподібно. У цьому випадку Д-складова виявляється увімкненою в місцевий від'ємний зворотний зв'язок об'єкта, тобто реалізується алгоритм з двома входами, функціонування якого описується виразом  $U(s) = W_{pi}(s)E(s) - W_d(s)Y(s)$ , де  $W_{pi}(s)$ ,  $W_d(s)$  - передавальні функції (ПФ) ПІ- та Д-складових алгоритму. У результаті досліджень встановлено, що застосування цього алгоритму забезпечує деяке покращання якості регулювання і зменшення регулюючої змінної у декілька разів.

Проте значно кращі можливості відкриваються при реалізації структури АСР відповідно до рис. 1, в якій послідовна корекція здійснюється за допомогою ПІ-регулятора, а в місцевий від'ємний зв'язок об'єкта вмикається ПД-регулятор, що здійснює паралельну корекцію. При такій структурі системи одночасно і ефективно реалізуються переваги, властиві обома способам корекції. Застосування паралельної корекції в АСР особливо актуальне з огляду на те, що точність математичного опису об'єктів регулювання є доволі низькою, а їхні динамічні властивості можуть змінюватися під впливом багатьох факторів, зокрема, навантаження. Алгоритм регулювання у цьому випадку розглядається як ПІ-ПД-алгоритм і описується виразом

$$U(s) = W_{pi}(s)E(s) - W_{pd}(s)Y(s). \quad (1)$$

Стратегія ПІ-ПД регулювання з'явилася відносно недавно [1–4], але вже є підстави стверджувати, що вона має великі перспективи в плані покращання якості регулювання навіть у системах, що містять нестійкі (немінімальнофазові) об'єкти.

#### **Аналіз останніх досліджень та публікацій**

Сьогодні з англійських джерел відомий єдиний метод розрахунку АСР з ПІ-ПД алгоритмом [1–3], який полягає у такому. Передавальну функцію замкненої системи по каналу “завдання – регульована величина” записують у вигляді так званої нормалізованої  $T_{Ij}$ - форми ( $j$  – порядок знаменника ПФ). Після цього мінімізують помилку регулювання за критеріями ISE, ISTE або  $IST^2E$  при різних прийнятих значеннях єдиного нуля цієї ПФ, який залежить від коефіцієнтів підсилення об'єкта і регулятора, а також сталої часу інтегрування. В результаті отримують значення коефіцієнтів знаменника  $T_{Ij}$ - форми, а через них визначають параметри настроювання регуляторів (ПНР). Цей метод графоаналітичний і орієнтований на неперервні системи, переважно такі, що містять об'єкти без запізнення. В принципі, ПНР для систем з запізненням за цим методом теж можуть бути знайдені, але для цього потрібні або найменш точна апроксимація ланки запізнення, або ускладнення системи введенням предиктора Сміта, що далеко не завжди є доцільним. Крім того, вибір значення сталої часу інтегрування  $T_i$  за цим методом є суб'єктивним і неоднозначним, а результати розрахунку актуальні лише для процесів відпрацювання завдання. Отже, можливість створення простої методики синтезу систем з ПІ-ПД-алгоритмом на основі цього методу, незважаючи на його оригінальність, видається дуже проблематичною. Можна констатувати, що проблема синтезу АСР, які реалізують ПІ-ПД-алгоритм, досліджена недостатньо. Тому задача розроблення відповідної методики, придатної для застосування в інженерній практиці, є доволі актуальною з науково-практичного погляду.

#### **Формулювання цілі статті**

Метою цієї статті є опис розробленої нами нової інженерної методики параметричного синтезу й аналізу неперервних та цифрових АСР з ПІ-ПД-регуляторами, яка придатна до застосування в практиці автоматизації і може претендувати на універсальність. В основу цієї методики покладено метод багатокритеріальної параметричної оптимізації (МБО) [5, 6].

#### **Виклад основного матеріалу**

Нижче розглядаються особливості методики (лише для систем зі статичним об'єктом першого порядку) та основні її результати. При її розробленні було взято до уваги наступне:

- структура АСР відповідає рис. 1;
- математична модель об'єкта регулювання (2) та алгоритми роботи регуляторів (3);
- критерій оптимальності -  $J_{com} \rightarrow \min$  - оптимум за комплексом показників якості з урахуванням запасів стійкості [7];

Отже, розглядаємо АСР, зображену на рис. 1.

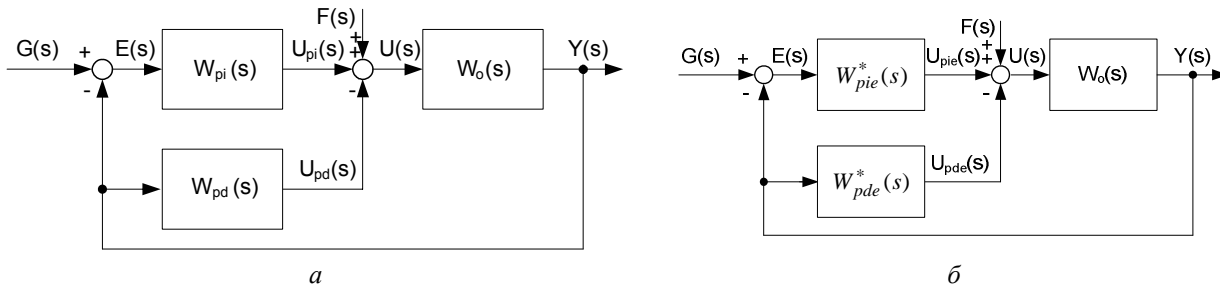


Рис. 1. Структура неперервної (а) та еквівалентної цифровій неперервної системи (б) з ПІ-ПД-регулятором

На рис. 1:  $G(s), U(s), F(s)$  – завдання, регулююча змінна та збурення відповідно. З рис. 1 видно, що ПІ-алгоритм формується за сигналом помилки, а ПД-алгоритм – за сигналом регульованої величини.

До характеристичного рівняння замкненої системи входить сума передавальних функцій ПІ- та ПД-регуляторів, тобто ПІД-подібний алгоритм. На цій підставі його іноді класифікують як модифікований ПІД-алгоритм, проте, з огляду на специфічну роль регуляторів і можливий спосіб параметричного синтезу АСР такої структури, доцільніше розглядати його як окремий (ПІ-ПД)-алгоритм, що одночасно визначає структуру системи.

Для того, щоб отримати результати розрахунку неперервної системи в узагальненому вигляді, необхідно подати часові параметри передавальних функцій об'єкта і регуляторів у безрозмірній формі. З цією метою вводимо нову комплексну змінну  $p = \tau s$ . Тоді математичні моделі об'єкта описуються виразами

$$W_o(s) = \frac{K_o}{Ts + 1} e^{-\tau s}; \quad W_o(p) = \frac{K_o}{(1/(\tau/T))p + 1} e^{-p}; \quad (2)$$

де  $K_o, T, \tau$  – коефіцієнт підсилення, стала часу і запізнення об'єкта.

Складові (ПІ-ПД) – алгоритму

$$W_{pi}(s) = \frac{U_{pi}(s)}{E(s)} = K_{p1} \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right), \quad W_{pd}(s) = \frac{U_{pd}(s)}{Y(s)} = K_{p2} \left( 1 + \frac{T_d s}{\frac{T_d}{N} s + 1} \right), \quad (3)$$

де  $K_{p1}, K_{p2}, T_i, T_d$  – коефіцієнти підсилення регуляторів і сталі часу інтегрування та диференціювання;  $N = 10$  – сталий нормуючий коефіцієнт.

Складові ПІ-ПД-алгоритму (4) як функції комплексної змінної  $p$  набувають вигляду:

$$W_{pi}(p) = K_{p1} \left( 1 + \frac{1}{T_{ib} p} \right), \quad W_{pd}(p) = K_{p2} \left( 1 + \frac{T_{db} p}{\frac{T_{db}}{N} p + 1} \right), \quad (4)$$

де  $T_{ib} = T_i / \tau$ ;  $T_{db} = T_d / \tau$  – безрозмірні сталі часу інтегрування та диференціювання.

Оптимальні за близькістю комплексних частотних характеристик до неперервних прототипів дискретні аналоги складових ПІ-ПД-алгоритму відповідно до [8] описуються виразами:

$$W_{pi}(z) = \frac{U_{pi}(z)}{E(z)} = K_{p1} \left( 1 + \frac{T_0}{T_i} \frac{z}{z-1} \right), \quad (5)$$

$$W_{pd}(z) = \frac{U_{pd}(z)}{Y(z)} = K_{p2} \left( 1 + \frac{\frac{2T_d N}{(2T_d + T_0 N)}(z-1)}{z - \frac{(2T_d - T_0 N)}{(2T_d + T_0 N)}} \right); N = 10, \quad (6)$$

де  $T_0$  – період дискретності.

Беручи до уваги поняття еквівалентного цифровому неперервному регулятору [9],

$$W_{pe}^*(s) = \frac{1}{T_0} W_p(z) W_e(s, z) \Big|_{z=e^{T_0 s}}, \quad (7)$$

де  $W_p(z)$ ,  $W(s, z)$  – передавальні функції цифрового регулятора та екстраполятора нульового порядку, отримуємо передавальні функції еквівалентних цифровим неперервних складових ПІ-ПД-регулятора у формі дискретного перетворення Лапласа

$$W_{pie}^*(s) = \frac{U_{pie}(s)}{E(s)} = \frac{K_{p1}}{s} \left( \frac{(e^{T_0 s} - 1)}{T_0 e^{T_0 s}} + \frac{1}{T_i} \right), \quad (8)$$

$$W_{pde}^*(s) = \frac{U_{pde}(s)}{Y(s)} = \frac{K_{p2}}{T_0 s e^{T_0 s}} \left( (e^{T_0 s} - 1) + \frac{\frac{2T_d N}{(2T_d + T_0 N)}(e^{T_0 s} - 1)^2}{\left( e^{T_0 s} - \frac{(2T_d - T_0 N)}{(2T_d + T_0 N)} \right)} \right), \quad (9)$$

Метод багатокритеріальної параметричної оптимізації [5,6] полягає у забезпеченні певних вимог до розміщення полюсів замкненої системи за рахунок відповідного вибору ПНР, а для цифрових систем і  $T_0$ . Застосування цього методу для систем з типовими регуляторами пов'язане з деякими особливостями таких АСР, що 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 прямому контролю змінною стану – регульованою величиною. Отже, виконати вимоги [5,6] для усіх полюсів такої системи не вдається. Крім того, багато промислових об'єктів мають запізнення у регулюючому каналі. Тому розрахунок ПНР зводиться до вибору цих параметрів на основі відповідних вимог лише для домінуючих полюсів.

Систему, зображену на рис. 1, можна розглядати як таку, що складається з двох контурів: контур 1, до якого входять усі елементи системи, замкнений головним від'ємним зворотним зв'язком (контур ПІ-регулятора); контур 2, який містить передавальні функції об'єкта  $W_o(s)$  та ПД-регулятора  $W_{pd}(s)$ .

Відповідно до теорії автоматичного керування [10], синтез і аналіз багатоконтурних систем необхідно здійснювати послідовно за контурами, починаючи з найпростішого внутрішнього. Зокрема, для систем з ПІ-ПД-регуляторами вимоги [5,6] до розміщення коренів, а також системи рівнянь, що формуються на їх підставі, подаються в табл. 1, де  $m_1, m_2$  – кореневі показники коливності [9];  $\Omega, \omega_b$  – безрозмірні частоти власних коливань контурів системи.

Системи з цифровими регуляторами при заданому значенні періоду дискретності  $T_0$  можуть бути розраховані тільки у розмірній формі (табл. 2). У цьому випадку для розрахунку береться за основу будь-який конкретний об'єкт з потрібним значенням  $\tau/T$ , а потім здійснюється перехід до безрозмірних ПНР і показників якості.

Таблиця 1

**Розрахунок систем з неперервними ПІ-ПД-регуляторами в безрозмірній формі**

Характеристичне рівняння та його корені	Система рівнянь	Параметри, що визначаються
<p>Контур ПД-регулятора</p> $\Delta_{pd}(p) = 1 + W_{pd}(p)W_o(p) = 0,$ $p_{1,2} = -m_2 \Omega \pm j\Omega, \quad p_3 = -m_2 \Omega.$	$\left. \begin{aligned} eq_1 &:= \operatorname{Re} \left[ \Delta_{pd}(p) \Big _{p=p_1} \right] = 0, \\ eq_2 &:= \operatorname{Im} \left[ \Delta_{pd}(p) \Big _{p=p_1} \right] = 0, \\ eq_3 &:= \left[ \Delta_{pd}(p) \Big _{p=p_3} \right] = 0. \end{aligned} \right\}$	$K_{p2}K_o,$ $T_{db} = T_d / \tau,$ $\Omega = \omega \tau$
<p>Контур ПІ-регулятора (система загалом)</p> $\Delta_{pi}(p) = 1 + [W_{pi}(p) + W_{pd}(p)] W_o(p) = 0$ $p_{1,2} = -m_1 \omega_b \pm j\omega_b, \quad p_3 = -m_1 \omega_b.$	$\left. \begin{aligned} eq_1 &:= \operatorname{Re} \left[ \Delta_{pi}(p) \Big _{p=p_1} \right] = 0, \\ eq_2 &:= \operatorname{Im} \left[ \Delta_{pi}(p) \Big _{p=p_1} \right] = 0, \\ eq_3 &:= \left[ \Delta_{pi}(p) \Big _{p=p_3} \right] = 0. \end{aligned} \right\}$	$K_{p1}K_o,$ $T_{ib} = T_i / \tau,$ $\omega_b = \omega \tau$

Таблиця 2

**Розрахунок систем з цифровими ПІ-ПД-регуляторами при заданому значенні  $T_0$**

Характеристичне рівняння та його корені	Система рівнянь	Параметри, що визначаються
<p>Контур ПД-регулятора</p> $\Delta_{pd}^*(s) = 1 + W_{pds}^*(s)W_o(s) = 0,$ $s_{1,2} = -m_2 \Omega \pm j\Omega, \quad s_3 = -m_2 \Omega.$	$\left. \begin{aligned} eq_1 &:= \operatorname{Re} \left[ \Delta_{pd}^*(s) \Big _{s=s_1} \right] = 0, \\ eq_2 &:= \operatorname{Im} \left[ \Delta_{pd}^*(s) \Big _{s=s_1} \right] = 0, \\ eq_3 &:= \operatorname{Re} \left[ \Delta_{pd}^*(s) \Big _{s=s_3} \right] = 0. \end{aligned} \right\}$	$K_{p2}, T_d, \Omega$ $T_0 = \text{const}$
<p>Контур ПІ-регулятора (система загалом)</p> $\Delta_{pi}^*(s) = 1 + [W_{pis}^*(s) + W_{pds}^*(s)] W_o(s) = 0,$ $s_{1,2} = -m_1 \omega \pm j\omega, \quad s_3 = -m_1 \omega.$	$\left. \begin{aligned} eq_1 &:= \operatorname{Re} \left[ \Delta_{pi}^*(s) \Big _{s=s_1} \right] = 0, \\ eq_2 &:= \operatorname{Im} \left[ \Delta_{pi}^*(s) \Big _{s=s_1} \right] = 0, \\ eq_3 &:= \operatorname{Re} \left[ \Delta_{pi}^*(s) \Big _{s=s_3} \right] = 0. \end{aligned} \right\}$	$K_{p1}, T_i, \omega$ $T_0 = \text{const}$

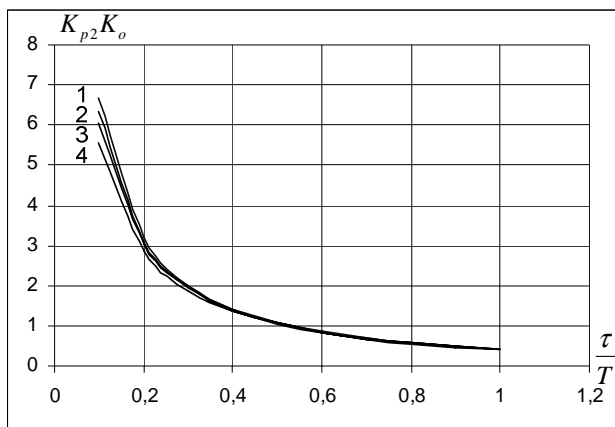
Приймаючи певні значення  $\tau/T$  об'єкта, а також показників  $m_2, m_1$ , за допомогою числового розв'язку відповідних систем рівнянь (табл.1) можна визначити параметри настроювання і власні частоти системи, тобто отримати залежності  $K_{p2}K_o = f(m_2, \tau/T)$ ,  $T_d / \tau = f(m_2, \tau/T)$ ,  $K_{p1}K_o = f(m_1, \tau/T)$ ,  $T_i / \tau = f(m_1, \tau/T)$ , а також  $\Omega = f(m_2, \tau/T)$  і  $\omega_b = f(m_1, \tau/T)$ . Дві

останні залежності є допоміжними. Для певних прийнятих значень  $m_i = const$  можна отримати в табличній формі залежності  $K_{p2}K_o = f(\tau/T)$ ,  $T_d/\tau = f(\tau/T)$ ,  $K_{p1}K_o = f(\tau/T)$ ,  $T_i/\tau = f(\tau/T)$ , на основі яких можуть бути побудовані відповідні графіки.

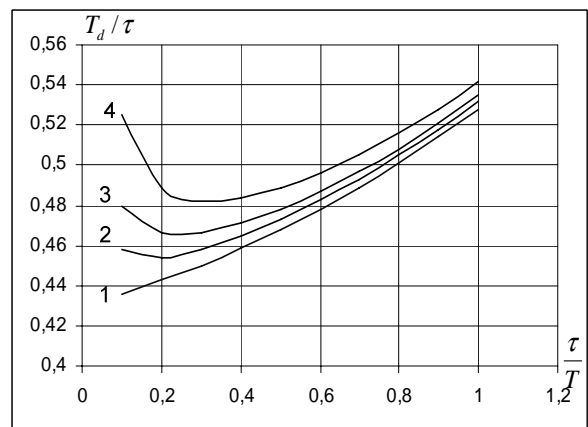
Аналогічно, відповідно до табл. 2, розв'язується задача синтезу і для цифрових систем при різних значеннях  $T_0$ , які доцільно прийняти однаковими для обох контурів системи. Крім того, для цифрових систем необхідна також перевірка умови відсутності пульсацій (точніше, зменшення їх до допустимого рівня), обумовлених квантуванням сигналів у часі, за допомогою виразів, наведених у роботі [9].

Оскільки ПНР у цьому випадку отримані на підставі характеристичних рівнянь контурів АСР, вони є оптимальними як для процесів відпрацювання завдання, так і для процесів компенсації збурення. Після визначення ПНР легко обчислюються запаси стійкості системи та показники її якості. Отже, синтез і аналіз АСР може бути здійснений у багатьох варіантах.

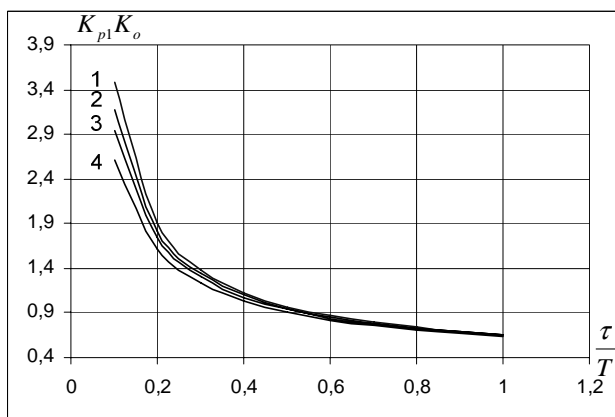
Описаний метод розрахунку хоча й вимагає числового розв'язку систем рівнянь, є аналітичним і це дає змогу легко здійснити багатоваріантний синтез системи при різних значеннях показників  $m_2$ ,  $m_1$  та різних їх комбінаціях. Потім можливі різні підходи. Тривіальний підхід полягає в тому, що оптимальний варіант можна вибрати за будь-яким з часто уживаних інтегральних критеріїв (ISE, IAE, ITAE, ISTE, IST<sup>2</sup>E тощо). Однак, згадані критерії переважно не мають фізичного змісту і недостатньо обґрунтовані. Можна також вибрати варіант системи, оптимальний за деяким частковим показником, наприклад, за мінімальним часом регулювання. Проте доцільніше оптимальний варіант вибрати з умов мінімізації запропонованого у роботі [6] комплексного критерію  $J_{com}$ , що враховує прямі показники якості процесів відпрацювання завдання і компенсації збурення, їхні інтегральні квадратичні оцінки, а також запаси стійкості.



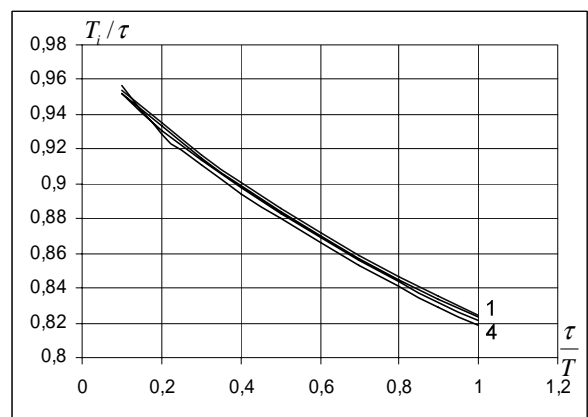
а



б

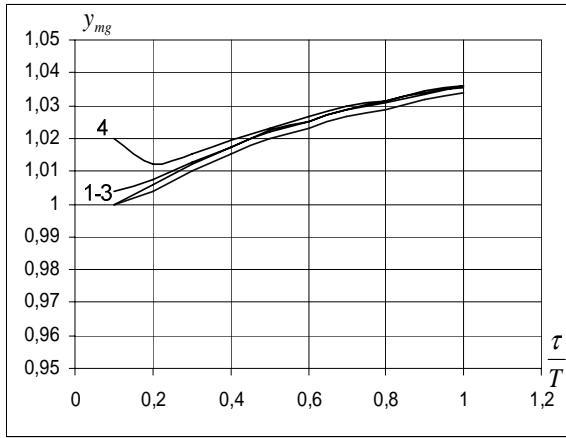


в

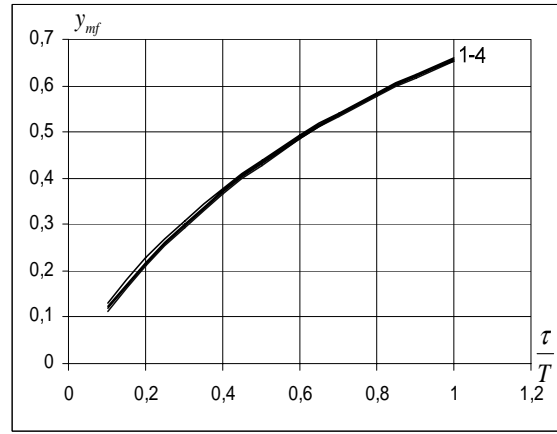


г

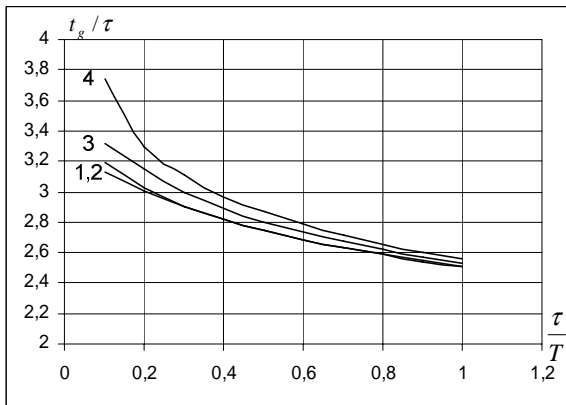
Рис. 2. Параметри настроювання ПИ-ПД - регулятора для АСР з об'єктом (2); (1-неперервні системи; 2 -  $T_0 = 1.0$  с; 3 -  $T_0 = 2.0$  с; 4 -  $T_0 = 4.0$  с)



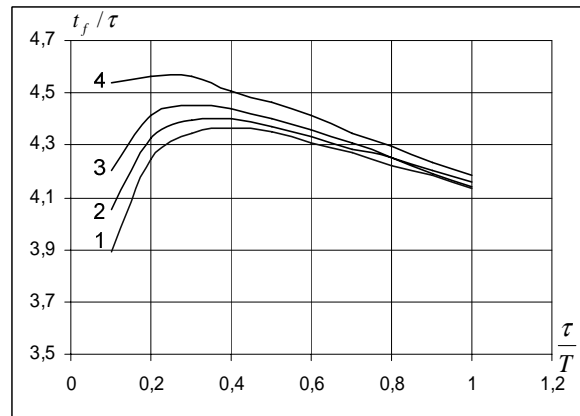
a



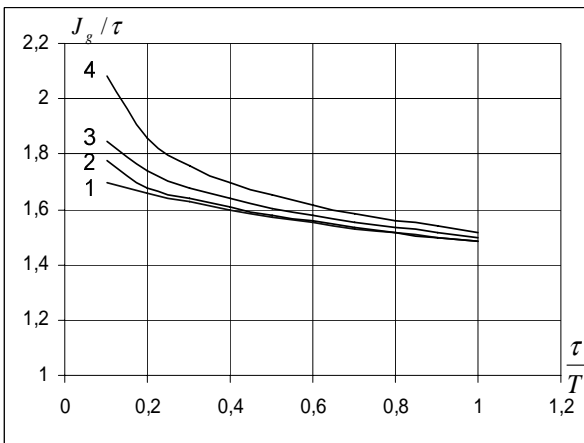
б



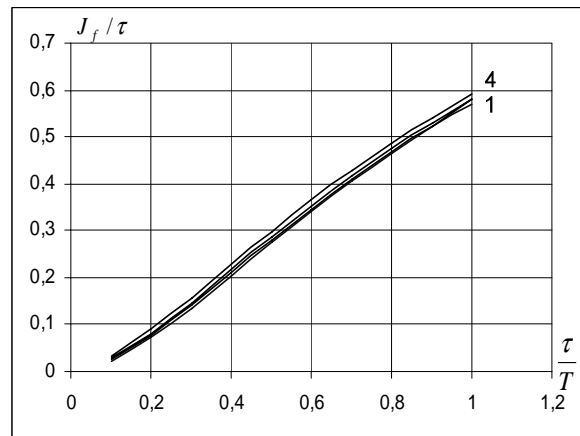
в



г



д



е

Рис. 3. Показники якості перехідних процесів у неперервній та цифровій АСП з ПІ-ПД - регулятором і об'єктом (2); (1 – неперервні системи; 2 –  $T_0 = 1.0$  с; 3 –  $T_0 = 2.0$  с; 4 –  $T_0 = 4.0$  с)

При застосуванні МБО ключовою проблемою є вибір розрахункових значень  $m_2$ ,  $m_1$ , які при заданому  $\tau/T$  об'єкта визначають параметри настроювання, запаси стійкості та показники якості системи. Проблема дещо спрощується завдяки тому, що діапазон можливих значень показників  $m_2$ ,  $m_1$  доволі обмежений. З метою забезпечення достатньої робастності системи мінімальні розрахункові значення  $m_2$ ,  $m_1$  необхідно вибирати такими, щоб запаси стійкості за модулем та фазою і для контуру ПД-регулятора і для системи загалом відповідали вимогам  $A_m \geq 2$ ,  $F_m^0 \geq 30^\circ$ .

Як показали розрахунки, із зростанням  $m$  запас стійкості теж зростає, частотний показник коливності  $M$  як оцінка запасу стійкості замкненої системи зменшується. Зв'язок між  $m$  і відносними інтегральними оцінками  $J_g / \tau$ ,  $J_f / \tau$  процесів за завданням та збуренням при деякому  $\tau / T$  може мати екстремальний характер. Загалом є підстави для пошуку компромісу між запасом стійкості системи та її динамічною точністю. Для більшого узагальнення оцінки якості системи доцільно також врахувати прямі показники – максимальні динамічні відхилення регульованої величини ( $y_{mg}$ ,  $y_{mf}$ ) та час регулювання ( $t_g / \tau$ ,  $t_f / \tau$ ) процесів за завданням та збуренням. Власне, на підставі цих міркувань у роботі [7] і було сформульовано критерій  $J_{com}$ . З врахуванням прийнятих у цій роботі початкових умов за допомогою розрахунків було встановлено, що оптимальна у згаданому розумінні якість системи з ПІ-ПД-алгоритмом забезпечується при  $m_2 = m_1 = 0.5$ . При цьому забезпечується і певний компроміс між показниками якості процесів за завданням та збуренням, а також оптимальне (або дуже близьке до нього) співвідношення “динамічна точність – запас стійкості”.

Відносні інтегральні квадратичні оцінки якості процесів відпрацювання завдання та компенсації збурення обчислювалися за допомогою виразів:

$$J_g / \tau = \int_0^{\infty} [e(t/\tau)]^2 d(t/\tau), \quad J_f / \tau = \int_0^{\infty} [e(t/\tau)]^2 d(t/\tau), \quad (10)$$

де  $e(t/\tau)$  – відносна помилка регулювання.

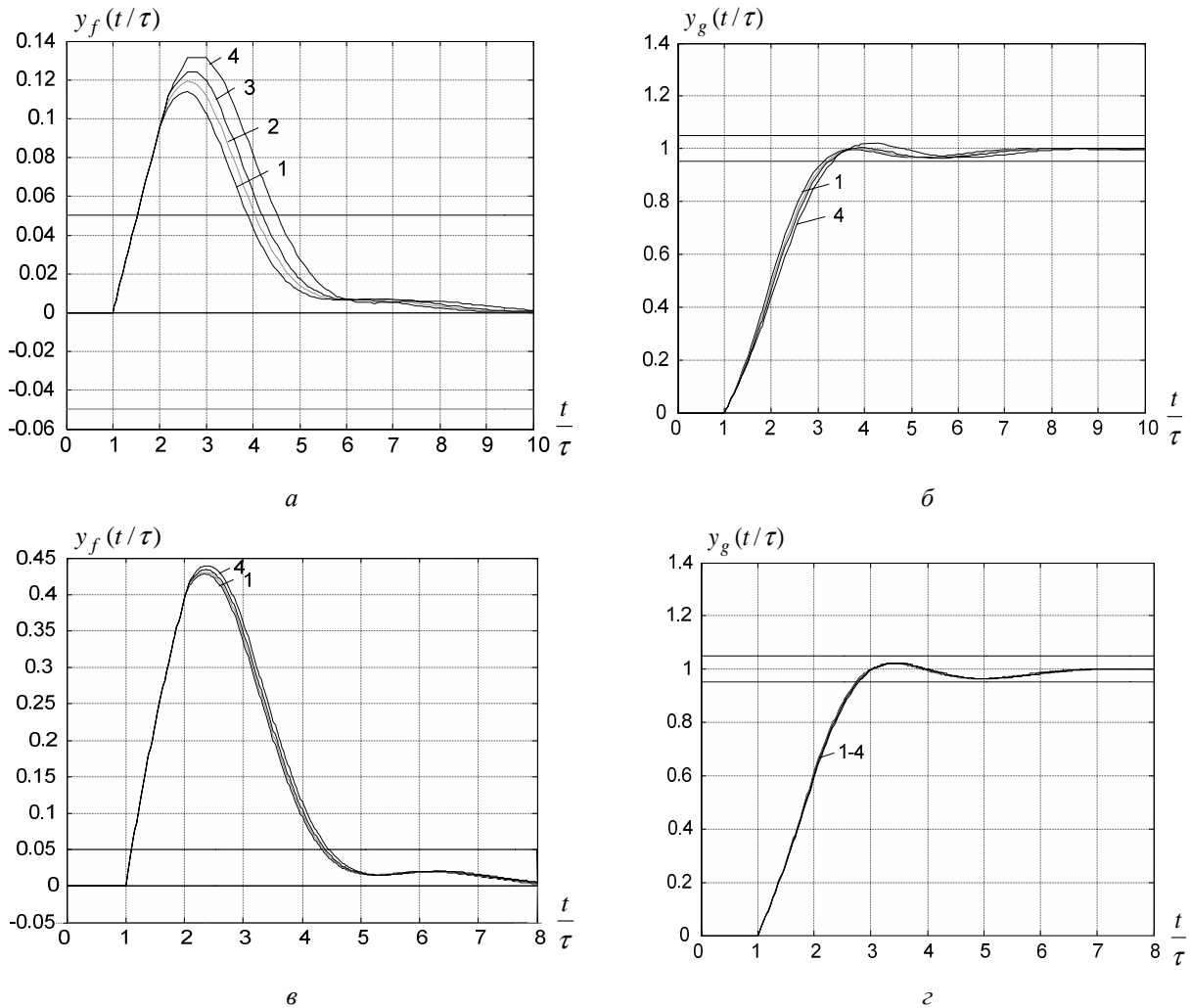


Рис. 4. Перехідні процеси у неперервній та цифрових АСР з ПІ-ПД-регулятором і об'єктом (2); (1-неперервні системи; 2 –  $T_0 = 1.0$  с; 3 –  $T_0 = 2.0$  с; 4 –  $T_0 = 4.0$  с); (а,б)-  $\tau / T = 0.1$ ; (в,г)-  $\tau / T = 0.5$



Нижче для прикладу наведені основні результати, що становлять зміст запропонованої методики, в тій її частині, що відповідає вказаним на початку статті умовам. У повному обсязі методика містить також аналогічні залежності для систем зі статичними об'єктами другого порядку і об'єктами без самовирівнювання першого та другого порядків з запізненням. Крім того, вона містить результати, що характеризують запаси стійкості систем та чутливість перехідних характеристик замкненої АСР до варіацій параметрів моделі об'єкта в межах  $\pm 30\%$ , а також відповідні емпіричні формули.

Як видно з рис. 2 – 4, криві, що характеризують цифрові системи при різних заданих значеннях  $T_0$  у прийнятому діапазоні його зміни, достатньо близькі до кривих, які відповідають неперервній системі. Це зокрема пояснюється вибором оптимальних дискретних аналогів неперервного ПІ-ПД-алгоритму. Отже, залежність параметрів настроювання та показників якості цифрових систем від  $T_0$  у прийнятому діапазоні його значень загалом є слабкою. Найбільше період дискретності впливає на характеристики системи при  $\tau/T \leq 0.2$ .

З метою спрощення користування описаною методикою більшість залежностей (крім деяких істотно немонотонних), що становлять її зміст, можуть бути апроксимовані з достатньою для практики точністю простими емпіричними формулами, наведеними в табл. 3.

Подібна апроксимація табличних даних була виконана також для показників якості неперервних та цифрових систем, причому АСР з цифровими регуляторами при заданому  $1c < T_0 \leq 4c$  можуть бути з достатньою точністю розраховані за формулами, наведеними в табл. 3 для  $T_0 = 2c$ . Розрахунки систем з різними об'єктами за допомогою наведених формул та результати моделювання підтверджують коректність цих аналітичних виразів.

Таблиця 3

**Параметри настроювання неперервного та цифрового ПІ-ПД-регулятора і запаси стійкості системи з об'єктом (2);  $x = \tau/T$ ;  $0.1 \leq (\tau/T) \leq 1.0$ ;  $N = 10$**

Параметри настр-ня ( $y$ )	Неперервні системи	Цифрові системи ( $T_0 = 2c$ )
$K_{p2}K_o$	$y = Ax^b + C$ ; $A = 0.663; b = -1.02; C = -0.254$ ;	$y = Ax^b + C$ ; $A = 0.729; b = -0.943; C = -0.334$ ;
$T_d / \tau$	$y = Ax^b + C$ ; $A = 0.0941; b = 1.45; C = 0.433$ ;	$y = x/(Ax^2 + Bx + C)$ ; $A = -0.475; B = 2.38; C = -0.0248$ ;
$K_{p1}K_o$	$y = Ax^b + C$ ; $A = 0.307; b = -1.01; C = 0.352$ ;	$y = Ax^b + C$ ; $A = 0.356; b = -0.873; C = 0.288$ ;
$T_i / \tau$	$y = Ax^b + C$ ; $A = -0.165; b = 0.694; C = 0.988$ ;	$y = Ax^b + C$ ; $A = -0.166; b = 0.679; C = 0.987$ ;
$A_m$	$y = A \exp(-Cx) + B$ ; $A = 0.327; B = 2.18; C = 1.58$ ;	$y = 1/(Ax^2 + Bx + C)$ ; $A = -0.0194; B = 0.0604; C = 0.0405$ ;
$F_m^\circ$	$y = A \exp(-Cx) + B$ ; $A = 2.38; B = 63.2; C = 1.72$ ;	$y = A + Bx + Cx^2 + Dx^3$ ; $A = 65.2; B = -2.09; C = -0.0644; D = 0.596$ ;

### Висновки

1. Наведені результати і порівняльні дослідження переконливо підтверджують, що системи ПІ-ПД алгоритмом забезпечують відчутне покращання якості процесів компенсації збурення і радикальне покращання процесів відпрацювання завдання у всьому прийнятому діапазоні зміни

динамічних характеристик об'єкта; при цьому чутливість системи до цих змін зменшується у декілька разів; важливо також, що згадані переваги реалізуються при малих значеннях регулюючої змінної.

2. Запропонована методика вигідно відрізняється тим, що дає змогу користувачу ще на стадії проектування не тільки визначити ПНР, але й оцінити реальні можливості системи щодо забезпечення якості регулювання; вона проста в користуванні, забезпечує високу якість АСР і завдяки поєднанню широких можливостей з мінімальними трудозатратами може бути успішно використана в практиці автоматизації.

3. Цифрові системи з ПП-ПД алгоритмом при  $T_0 \leq 1c$  у всьому прийнятному діапазоні зміни динамічних характеристик об'єкта практично без погіршення якості можуть розраховуватися як неперервні; слабка залежність характеристик систем від  $T_0$  дає змогу вибирати більші його значення, що зменшує обчислювальні затрати і полегшує умови роботи виконавчого механізму та регулюючого органу.

4. ПП-ПД алгоритм забезпечує високу якість регулювання для широкого класу об'єктів, зокрема й нестійких і може бути застосований при реалізації каскадних та комбінованих АСР.

5. Описану методику, як і будь-які інші, з багатьох причин треба розглядати лише як орієнтир для встановлення початкових значень ПНР, все інше – компетенція і предмет творчості інженера-налагоджувальника.

1. Atherton D.P. PID Controller tuning. *COMPUTING & CONTROL ENGINEERING JOURNAL*. Vol. 10, № 2, April 1999, pp. 44-50. 2. ATHERTON D.P., and MAJHI, S.: Tuning of optimum PI-PD controllers, 3rd Portuguese Conferece on Automatic Control, Controlo'98', Coimbra, Portugal, 9th-11th September 1998, pp. 549-555. 3. Kawa I., Tan N. and Atherton D.P. IMPORTED CASCADE CONTROL STRUCTURE FOR ENHANCED PERFORMANCE. *Journal of Process Control*, Volume 17, issue 1, January 2007, Pages 3-16. 4. Ковела І.М., Рудяк П.В., Іванюк О.О. Параметричний синтез АСР з неперервним та цифровим ПП-ПД-алгоритмом регулювання // Збірник наукових праць Національного гірничого університету України. – Дніпропетровськ, 2004. – № 19, Т. 2. – С. 148–157. 5. Шавров А. В., Солдатов В.В. Многокритериальное управление в условиях статистической неопределённости. – М.: Машиностроение. – 1990. – 160 с. 6. Ковела І.М. Параметричний синтез неперервних і цифрових автоматичних систем регулювання з ПП- та ППД-регуляторами // Вісник Національного університету “Львівська політехніка” “Комп'ютерна інженерія та інформаційні технології”. – 2002. – № 450. – С. 38–50. 7. Ковела І.М., Рудяк П.В., Іванюк О.О. Оцінка якості одно- та двоконтурних автоматичних систем регулювання // Вісник Національного університету “Львівська політехніка” “Автоматика, вимірювання та керування”. – 2005. – № 530. – С. 3–13. 8. Ковела І.М. Обґрунтування оптимальної структури цифрових ПП-, ПД- та ППД-алгоритмів // Вісник Національного університету „Львівська політехніка” „Комп'ютерна інженерія та інформаційні технології”. – Львів. 2001. – № 433. – С. 11–22. 9. Ротач В.Я. Теория автоматического управления. М.: Изд-во МЭИ, 2004. 10. Воронов А.А. и др. Основы теории автоматического регулирования и управления. – М.: Высшая школа, 1977. – 519 с.