УДК 681.326

О.О. Іванюк
Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра комп'ютеризованих систем автоматики

ЕКСПРЕС-МЕТОДИКА ПАРАМЕТРИЧНОГО СИНТЕЗУ І АНАЛІЗУ СИСТЕМ З (ПІ-ПД) АЛГОРИТМОМ РЕГУЛЮВАННЯ

© Іванюк О.О., 2008

Пропонується інженерна методика синтезу неперервних і цифрових автоматичних систем регулювання з послідовно-паралельною корекцією. Вона дає змогу легко визначити не тільки параметри настроювання регуляторів, але й усі показники якості системи. Показані значні переваги такого типу систем і доцільність їх практичного застосування.

A generalized engineering method for synthesis of continuous and digital automatic control systems with serial-parallel correction is proposed in the paper. Apart from easy determination of controller tuning parameters the method also enables to determine all other system quality factors. Significant advantages of such systems over the existing ones as well as prospects of their application are demonstrated here (control, synthesis, algorithm, technique, tuning).

Постановка проблеми. Незважаючи на досягнення сучасної теорії автоматичного керування, під час автоматизації технологічних процесів у різних галузях промисловості з багатьох причин техніко-економічного характеру найширше застосовуються типові лінійні алгоритми регулювання, які є невід'ємною складовою алгоритмічного забепечення програмованих мікропроцесорних контролерів (ПМК), призначених для реалізації автоматичних систем регулювання (АСР). У зв'язку з цим проблема підвищення якості АСР, реалізованих на основі типових алгоритмів, не втрачає теоретичної і особливо практичної актуальності.

Аналіз останніх досліджень. Як показано в [1], гранична динамічна точність одноконтурної АСР, у якій регулятор виконує значення послідовного коректуючого пристрою, не може бути перевищена за допомогою ускладнення алгоритму регулювання. Показники якості АСР можна покращити за допомогою ускладнення її інформаційної структури. У межах такого підходу широко застосовуються двоконтурні (каскадні) системи з коректуючим та стабілізуючим регуляторами, а також комбіновані системи, що ґрунтуються на сумісному використанні принципів регулювання за відхиленням та збуренням. Однак такі системи можуть бути реалізовані лише за певного співвідношення інерційності об'єкта по каналах регулюючої дії та збурення і за наявності необхідних для цього технічних можливостей.

Ще одним і найпростішим способом покращання характеристик АСР є одночасне використання принципів послідовної та паралельної (за допомогою місцевого від'ємного зворотного зв'язку) корекції об'єкта [2, 3]. До того ж структура системи змінюється так, що послідовна корекція здійснюється за допомогою одного регулятора, а паралельну корекцію виконує інший регулятор (рис. 1). Це дає змогу реалізувати в одній системі відомі переваги обох згаданих способів корекції.

На рис. 1: $F(s)$, $V(s)$ – збурення; $W_o(s), W_{p1}(s), W_{p2}(s)$, $W^*_{p1e}(s), W^*_{p2e}(s)$ – передавальні функції об'єкта і неперервних та еквівалентних цифровим неперервних регуляторів відповідно. До структури, подібної до рис. 1, приводить також загальноприйнятий спосіб зменшення „викидів" регулюючої змінної $U(s)$ в АСР з ПІД-регуляторами, коли існують часті та різкі зміни завдання. Тоді диференціальна складова алгоритму формується не за сигналом помилки $E(s)$, а за сигналом регульованої величини, яка завдяки інерційності об'єкта не може змінюватися стрибкоподібно.

Дослідження систем, що містять об’єкти першого та другого порядків з запізненням, показали, що Д-корекція хоча й зменшує приблизно у два рази максимальні значення регулюючої змінної $u_m(t)$, але усі показники якості при тому істотно погіршуються. Це дає підстави стверджувати, що „стандартний” спосіб зменшення $u_m(t)$ не прийнятний.

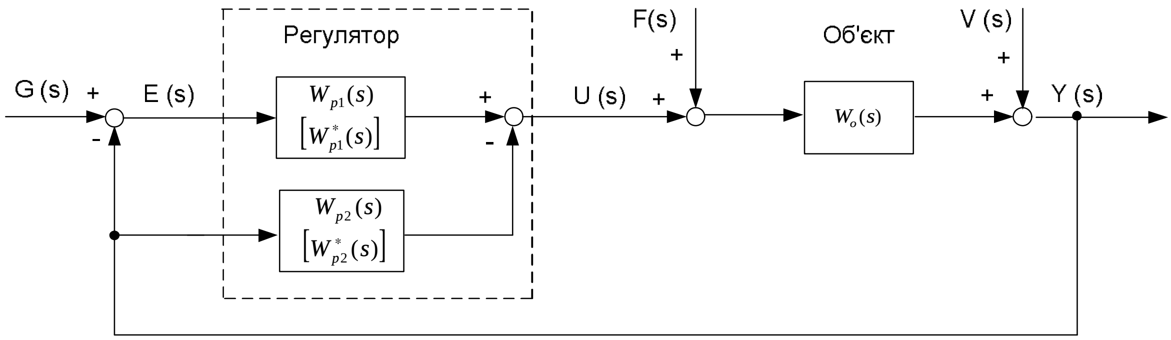

Рис. 1. Узагальнена структурна схема АСР з (ПІ-ПД) алгоритмом функціонування регулятора

Формулювання цілі статті. Значно кращі перспективи відкриваються, коли для послідовної корекції застосувати ПІ-регулятор, а для паралельної – ПД-регулятор [2,3]. Однак ці дослідження виконані на рівні окремих прикладів і не дають можливості зробити обгрунтовані висновки загального характеру.

Звідси випливає мета роботи – розроблення узагальненої інженерної методики параметричного синтезу і аналізу систем з (ПІ-ПД)-алгоритмом функціонування регуляторів.

Виклад основного матеріалу. Характеристичне рівняння замкненої системи (рис. 1) містить суму передавальних функцій ПІ- та ПД-регуляторів, тобто ПІД-подібний алгоритм, який доцільніше розглядати як самостійний (ПІ-ПД)-алгоритм, що одночасно визначає структуру системи.

Для розв’язання поставленої задачі візьмемо за основу передавальні функції неперервних регуляторів та їх оптимальних (за близькістю КЧХ) дискретних аналогів у вигляді

$$W_{p1}(s)=W_{pi}(s)=K_{p1}\left(1+\frac{1}{T_i s}\right),\ \ W_{p1}(z)=W_{pi}(z)=K_{p1}\left(1+\frac{T_0}{T_i}\frac{1}{1-z^{-1}}\right), \qquad (1)$$

$$W_{p2}(s)=W_{pd}(s)=K_{p2}\left(1+\frac{T_d s}{\dfrac{T_d}{N}s+1}\right),$$

$$W_{p2}(z)=W_{pd}(z)=K_{p2}\left(1+2\frac{T_d\left(1-z^{-1}\right)}{T_0\left(1+z^{-1}\right)\left(2\dfrac{T_d}{T_0 N}\dfrac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}+1\right)}\right), \qquad (2)$$

де $K_{p1}, K_{p2}, T_i, T_d, T_0$ – коефіцієнти підсилення, сталі часу інтегрування та диференціювання і період дискретності відповідно; N – сталий коефіцієнт (у цій роботі прийнято $N=8$).

З метою розв’язання задачі синтезу в загальному вигляді, спочатку необхідно подати передавальні функції об’єктів та регуляторів у безрозмірній формі. Для неперервних систем, увівши комплексну змінну – $p=t\,s$ (t – запізнення об’єкта), отримаємо; $T_{ib}=T_i/t$; $T_{db}=T_d/t$; $\Omega=wt$ – частота власних коливань системи; $T_b=T/t$; $e_b=et$ – безрозмірні стала часу і швидкість розгону об'єкта. Для систем з цифровими регуляторами доцільно ввести іншу комплексну змінну – $p^* = T_0 s$ (T_0 – період дискретності). Тоді матимемо: $t^* = t / T_0$ – відносне (дискретне) запізнення; $T_i^* = T_i / T_0$; $T_d^* = T_d / T_0$; $\Omega^* = w T_0$. Враховуючи прийняті позначення, отримаємо відповідні передавальні функції об'єктів (табл. 1).

Таблиця 1

Узагальнені розрахункові моделі об'єктів першого порядку з запізненням

Початкова модель об'єкта	Узагальнена модель об'єкта для неперервних систем	Узагальнена модель об'єкта для цифрових систем	Параметри моделей об'єкта
Статичний об'єкт $W_{oc}(s) = \dfrac{K_o}{Ts+1} e^{-t\,s}$	$W_{oc}(p) = \dfrac{K_o}{\left(\dfrac{1}{T_b} p + 1\right)} e^{-p}$	$W_{oc}^*(p^*) = \dfrac{K_o}{\left(\dfrac{t^*}{T_b} p^* + 1\right)} e^{-t^* p^*}$	$T_b = \dfrac{T}{t}$ $t^* = \dfrac{t}{T_0}$
Астатичний об'єкт $W_{oa}(s) = \dfrac{e}{s} e^{-t\,s}$	$W_{oa}(s) = \dfrac{e_b}{p} e^{-p}$	$W_{oa}^*(p^*) = \dfrac{e_b}{t^* p^*} e^{-t^* p^*}$	$e_b = et$ $t^* = \dfrac{t}{T_0}$

У разі синтезу цифрових АСР за методами теорії неперервних систем можна використати поняття еквівалентного цифровому неперервного регулятора (ЕНР), що описується виразами [1,4]:

$$W_{ep}^*(s) \cong \frac{1}{T_0} W_p(z) W_e(z,s) \Bigg|_{z=e^{T_0 s}}, \text{ або } W_{ep}^*\left(p^*\right) \cong \frac{1}{T_0} W_p(e^{T_0 s}) \frac{1-e^{-T_0 s}}{s} \Bigg|_{T_0 s = p^*}, \tag{3}$$

де $W_p(z), W_e(z,s)$ – передавальні функції цифрового регулятора та екстраполятора нульового порядку.

Вирази (3) справедливі, якщо виконуються певні умови [4]. Зокрема, у діапазоні частот $w < p / T_0$ при частоті дискретизації $w_{кв} > 2 w_{зр}$ ($w_{зр}$ – частота зрізу АЧХ об'єкта) цифрову АСР можна розглядати, як еквівалентну їй неперервну систему. На практиці вказані умови найчастіше виконуються. З урахуванням введених позначень, а також (3), передавальні функції регуляторів набувають вигляду

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

$$W_{pie}^*(p^*) = K_{p1}\left(1 + \frac{1}{T_i^*} \frac{1}{1-e^{-p^*}}\right) \frac{1-e^{-p^*}}{p^*}, \tag{5}$$

$$W_{pde}^*(p^*) = K_{p2}\left(1 + 2\frac{T_d^*\left(1-e^{-p^*}\right)}{\left(1+e^{-p^*}\right)\left(2\dfrac{T_d^*}{N}\dfrac{1-e^{-p^*}}{1+e^{-p^*}} + 1\right)}\right) \frac{1-e^{-p^*}}{p^*}. \tag{6}$$

Відповідно можна записати характеристичні рівняння для неперервної та цифрової замкнених систем у безрозмірній формі

$$\Delta(p) = 1 + \left[W_{pi}(p) + W_{pd}(p)\right]\ W_o(p) = 0\,,$$
$$\Delta(p^*) = 1 + \left[W^*_{pie}(p^*) + W^*_{pde}(p^*)\right]\ W^*_o(p^*) = 0\,. \tag{7}$$

На основі рівнянь (7) параметричний синтез неперервної системи, а також цифрової системи за незаданого T_0 можна здійснити у просторі параметрів настроювання за методом багатокритеріального оптимуму, так само, як і звичайної одноконтурної системи з ПІД-регулятором [5]. Це можливо, коли прийняти, що $K_{p1} = K_{p2}$, однак ефективність системи у цьому випадку виявляється недостатньою, тому що при тому досягається лише деяке покращання характеристик системи (зокрема, помітно зменшуються $u_m(t)$ та чутливість до змін параметрів об'єкта) [3]. У разі подання моделей об'єктів в узагальненому вигляді, ефективність структури (рис. 1) може бути набагато підвищена, якщо її синтез виконати за умови $K_{p1} \neq K_{p2}$. Реалізація такого варіанта ускладнюється, тому що збільшується число ПНР, які підлягають визначенню, а це вимагає іншого підходу до розрахунку системи.

З позицій теорії автоматичного керування систему (рис. 1) можна трактувати як двоконтурну. Один з контурів містить об'єкт та ПД-регулятор і може роглядатися як система регулювання за збуренням, що діє на вхід об'єкта. Другий – контур головного зворотного зв'язку, до якого входять усі елементи системи. Характеристичні рівняння контурів паралельної корекції для систем з неперервним та цифровим ПД-регулятором мають вигляд

$$\Delta(p) = 1 + W_{pd}(p)W_o(p) = 0\,,\ \ \Delta(p^*) = 1 + W^*_{pde}(p^*)W_o(p^*) = 0\,. \tag{8}$$

Відповідно до методу багатокритеріальної оптимізації [5, 6] у цьому разі необхідно забезпечити домінуючі корені цих характеристичних рівнянь у вигляді

$$p_{1,2} = -m_2\Omega - j\Omega\,,\quad p_3 = -m_2\Omega\ ;\ p^*_{1,2} = -m_2\Omega^* - j\Omega^*\,,\ \ p^*_3 = -m_2\Omega^*\,, \tag{9}$$

де m_2 – кореневий показник коливності контуру з ПД-регулятором.

Для систем з цифровими регуляторами необхідно забезпечити також виконання умови відсутності пульсацій, зумовлених квантуванням сигналів у часі [1], яку можна подати виразом

$$\left|\varPhi_{yf}(j\Omega^*)\right|_{\Omega^*=p} \le \Delta\,,\ \ \varPhi_{yf}(j\Omega^*) = \frac{W^*_o(j\Omega^*)}{1 + W^*_{pde}(j\Omega^*)W^*_o(j\Omega^*)}\,, \tag{10}$$

де $\varPhi_{yf}(j\Omega^*)$ – передавальна функція замкненого контуру по каналу збурення, а Δ – мала величина ($\Delta \le 0.01$). Тоді на підставі (8)–(10) отримуємо системи рівнянь:

$$\left.\begin{aligned} eq_1 &:= \mathrm{Re}\left[\Delta(p)\right]_{p=p_1} = 0\,,\\ eq_2 &:= \mathrm{Im}\left[\Delta(p)\right]_{p=p_1} = 0\,,\\ eq_3 &:= \left[\Delta(p)\right]_{p=p_3} = 0\,. \end{aligned}\right\},\qquad \left.\begin{aligned} eq_1 &:= \mathrm{Re}\left[\Delta(p^*)\right]_{p^*=p^*_1} = 0\,,\\ eq_2 &:= \mathrm{Im}\left[\Delta(p^*)\right]_{p^*=p^*_1} = 0\,,\\ eq_3 &:= \left[\Delta(p^*)\right]_{p^*=p^*_3} = 0\,,\\ eq_4 &:= \left|\varPhi_{yf}(j\Omega^*)\right|_{\Omega^*=p} = \Delta\,. \end{aligned}\right\} \tag{11}$$

Розв'язуючи ці системи рівнянь числовим методом під час зміни T_b та m_2, або e_b і m_2 у певному діапазоні, можна визначити в табличній формі для контуру з неперервним ПД-регулятором і статичним об'єктом залежності $K_{p2} = f(m_2, t/T)$, $T_d/t = f(m_2, t/T)$, а для АСР, що містить об'єкт без самовирівнювання – $K_{p2} = f(m_2, et)$, $T_d/t = f(m_2, et)$. Аналогічні залежності можна отримати і для контуру з цифровим ПД-регулятором, але до того ж додатково визначається $t^* = t/T_0 = f(m_2, (t/T))$, що за заданих характеристиках об'єкта дає можливість одночасно з ПНР знайти також оптимальне значення T_0. Після визначення параметрів настроювання ПД-регулятора можна розглядати деякий еквівалентний щодо ПІ-регулятора об'єкт з передавальними функціями

$$W_{oe}(p)=\frac{W_o(p)}{1+W_{pd}(p)W_o(p)}, \quad W_{oe}^*(p^*)=\frac{W_o^*(p)}{1+W_{pd}^*(p)W_o^*(p)}. \tag{12}$$

Тоді характеристичні рівняння контурів ПІ-регулятора набувають вигляду

$$\Delta(p)=1+W_{pi}(p)W_{oe}(p)=0, \quad \Delta(p^*)=1+W_{pie}^*(p^*)W_{oe}^*(p^*)=0. \tag{13}$$

Корені рівнянь (13) у цьому випадку повинні задаватися виразами

$$p_{1,2}=-m_1w-jw, \quad p_3=-m_1w, \quad p_{1,2}^*=-m_1w^*-jw^*, \quad p_3^*=-m_1w^*, \tag{14}$$

де m_1 – показник коливності контуру ПІ-регулятора, тобто АСР загалом. У результаті отримуємо системи рівнянь, аналогічні (11), однак для цифрових систем при цьому четверте рівняння до уваги не береться, тобто T_0 системи загалом приймається таким самими, як і в контурі ПД-регулятора. Задаючи у певному діапазоні m_1 і T_b, для АСР з статичним об'єктом внаслідок розв'язання систем рівнянь числовим методом, можна визначити для контуру з неперервним ПІ-регулятором залежності $K_{p1}=f(m_1, t/T)$, $T_i/t=f(m_1, t/T)$. Для АСР, що містить об'єкт без самовирівнювання, задаючи e_b і m_1, знаходять $K_{p1}=f(m_1, et)$, $T_i/t=f(m_1, et)$. Аналогічні залежності можна отримати і для контуру з цифровим ПІ-регулятором. Після знаходження ПНР стає можливим визначення запасів стійкості та показників якості системи за допомогою моделювання.

Аналіз результатів моделювання відповідно до методики порівняльної оцінки систем за комплексом прямих та непрямих показників якості з урахуванням запасу стійкості [7] показав, зокрема, що для систем з статичними об'єктами першого та другого порядків з запізненням у діапазоні зміни їх характеристик $-(t/T)=0.1\div1.0$ оптимальними у згаданому розумінні є ПНР, знайдені при $m_2=0.5, m_1=0.5$. За описаною методикою були досліджені неперервні та цифрові системи, що містять статичні і астатичні об'єкти першого та другого порядків з запізненням. Основні результати оформлені у вигляді графіків, за допомогою яких при заданих характеристиках об'єкта можна відразу знайти не тільки ПНР, але й оцінити усі інші характеристики системи. Отже, розроблену методику можна використовувати практично, як експрес-методика параметричного синтезу та аналізу систем з (ПІ-ПД)-алгоритмом. Усі результати, що становлять зміст цієї методики, тут за браком місця навести неможливо, тому для ілюстрації нижче подаються лише таблиці та графіки, які стосуються неперервної системи з статичним об'єктом першого порядку з запізненням (табл. 2, табл. 3, рис. 2). Функціональні залежності ПНР та показників якості системи від характеристик об'єкта переважно монотонні, їх можна апроксимувати простими емпіричними формулами (табл.2, табл. 3).

Таблиця 2

Параметри неперервних АСР з (ПІ-ПД)-алгоритмом
і статичним об'єктом першого порядку з запізненням; $0.1\le(t/T)\le1.0$

Параметри настроювання			Запаси стійкості
Алгоритм	Параметр	Формула	
ПД	K_{p2}	$0.657(t/T)^{-1.02}-0.255$ $0.407\le K_{p2}\le6.617$	A_m – по модулю
	T_d/t	$-0.0721[1-e^{0.88(t/T)}]+0.424$ $0.431\le(T_d/t)\le0.526$	$-0.462(t/T)^{0.308}+2.72$ $2.26\le A_m\le2.49$
ПІ	K_{p1}	$0.29(t/T)^{-1.02}+0.364$ $0.653\le K_{p1}\le3.406$	F_m^{o} – по фазі
	T_i/t	$-0.165(t/T)^{0.707}+0.988$ $0.824\le(T_i/t)\le0.955$	$2.55e^{-1.78(t/T)}+63.4$ $63.8\le F_m^{o}\le65.5$

Таблиця 3

Показники якості перехідних процесів у неперервних АСР з (ПІ-ПД)-алгоритмом і статичним об'єктом першого порядку з запізненням; $0.1 \le (t\ /T) \le 1.0$

За завданням		За збуренням	
Показник	Формула	Показник	Формула
y_{mg}	$y_{mg} \cong 1.0$	y_{mf}	$0.885[1-e^{-1.3(t\ /T)}]+0.00728$ $0.114 \le y_{mf} \le 0.653$
$t_g\ /t$	$-1.18(t\ /T)^{0.37}+3.71$ $2.53 \le (t_g\ /t) \le 3.2$	$t_f\ /t$	$\dfrac{t\ /T}{0.0353(t\ /T)^2+0.2(t\ /T)+0.00515}$ $3.926 \le (t_f\ /t) \le 4.413$
$J_g\ /t$	$-0.329(t\ /T)^{0.502}+1.81$ $1.487 \le (J_g\ /t) \le 1.709$	$J_f\ /t$	$3.65[1-e^{-0.195(t\ /T)}]-0.0595$ $0.022 \le (J_f\ /t) \le 0.578$

У табл. 3 прийняті позначення: t_g, t_f – час регулювання (час входження у зону п'ятипроцентних відхилень від усталеного значення); J_g, J_f – інтегральні квадратичні оцінки перехідних процесів по помилці. Особливістю АСР з (ПІ-ПД)-алгоритмом, синтезованих за описаною методикою, є аперіодичний з незначними коливаннями характер перехідних процесів (рис. 2), що обумовлене доволі великими запасами стійкості (табл. 2). При цьому перерегулювання або відсутнє, або воно менше 5%, тому максимальні відхилення регульованої величини при зміні завдання $y_{mg} \cong 1.0$.

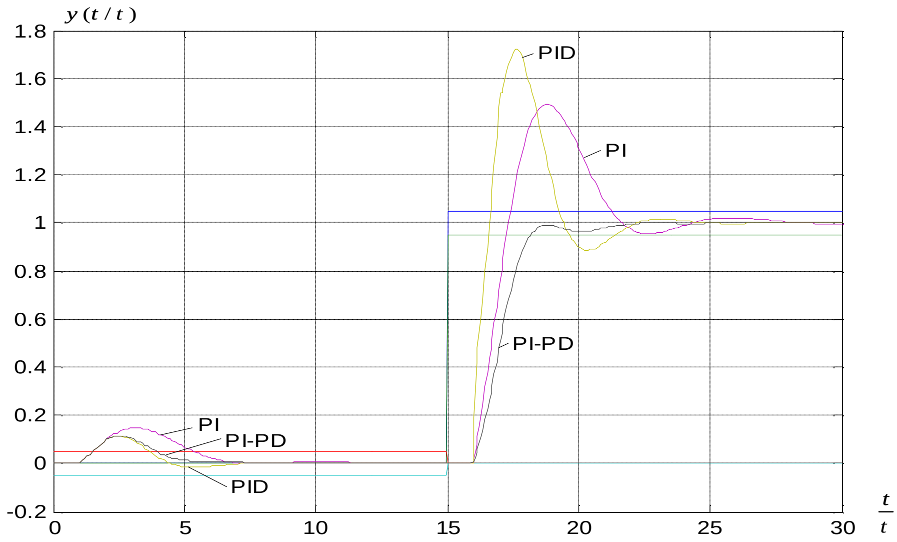

Рис. 2. Процеси компенсації збурення та відпрацювання завдання в неперервних системах з статичним об'єктом $W_{oc}(s) = K_o e^{-t\,s}/(Ts+1)$ *та різними алгоритмами регулювання* $(t\ /T = 0.1)$

З метою оцінки ефективності запропонованої методики були виконані порівняльні дослідження звичайних одноконтурних систем з ПІ- та ПІД-регуляторами (найкращих у своєму класі за комплексом прямих та непрямих показників якості з урахуванням запасів стійкості) і систем з (ПІ-ПД)-алгоритмом. Порівняння було здійснене для неперервних та цифрових систем з об'єктами першого та другого порядків з запізненням, такими, що мають самовирівнювання і такими, у яких воно відсутнє. Часткові результати порівняльних досліджень показані на рис. 2, який переконливо доводить, що процеси в АСР з (ПІ-ПД)-алгоритмом характеризуються якістю набагато вищою, порівняно з іншими, і хоч ця перевага дещо зменшується у разі зростання t/T об'єкта, вона є значною. Особливо це стосується процесів відпрацювання завдання. Розрахунки систем з об'єктами, математичні моделі яких складніші, ніж наведені у табл. 1, також підтвердили значні переваги АСР, побудованих на основі (ПІ-ПД)-алгоритму.

Важливо наголосити також, що завдяки поданню математичних моделей об'єктів в узагальненій формі, описана методика та висновки, що з неї випливають, розповсюджуються на дуже широкий клас АСР і можуть знайти застосування у практиці автоматизації багатьох об'єктів. Не менш важливим є й те, що істотне підвищення якості досягається за малих значень регулюючої змінної. Це зменшує ймовірність виникнення нелінійних режимів роботи системи при реальних обмежень переміщення регулюючого органа. Крім того, чутливість АСР з (ПІ-ПД)-алгоритмом до варіацій параметрів об'єкта порівняно з АСР, що містить ПІД-регулятор, у 2–10 разів менша, залежно від значення t/T.

Висновки. Загальний висновок з виконаних нами досліджень полягає в тому, що для неперервних та цифрових систем з статичними і астатичними об'єктами першого і другого порядку з запізненням у прийнятому діапазоні зміни їх характеристик переваги систем з (ПІ-ПД)-алгоритмом є значними і незаперечними. Це пояснюється поєднанням структурного і алгоритмічного впливу на характеристики системи. Деяке теоретичне обгрунтування такого підходу наведене в [2]. Завдяки простоті синтезу та практичної реалізації, що не вимагає ніяких додаткових затрат, саме такими системами доцільно замінити найпоширеніші АСР, побудовані на основі ПІ- та ПІД-регуляторів. Крім того, як системи найвищої якості, їх можна застосувати у замкненому контурі комбінованих систем і, за попередніми розрахунками, можуть стати доброю альтернативою складнішим каскадним системам.

1. Ротач В.Я. Теория автоматического управления теплоэнергетическими процессами. – М.: Энергоатомиздат. 1985. – 296 с. 2. Atherton D.P. PID Controller tuning. COMPUTING & CONTROL ENGINEERING JOURNAL. Vol. 10, № 2, April 1999. – P. 44–50. 3. Ковела І.М., Рудяк П.В., Іванюк О.О. Параметричний синтез АСР з неперервним та цифровим ПІ-ПД-алгоритмом регулювання // Збір. наук. пр. Нац. гірнич. ун-ту України. – Дніпропетровськ, 2004. – № 19, Т. 2, – С. 148–157. 4. Микропроцессорные автоматические системы регулирования / Под ред. В. В. Солодовникова.- М.: Высш. школа, 1991. - 256 с. 5. Ковела І.М. Параметричний синтез неперервних і цифрових автоматичних систем регулювання з ПІ-, та ПІД-регуляторами // Вісн. нац. ун-ту "Львівська політехніка". Комп'ютерна інженерія та інформаційні технології. – Львів, 2002. – № 450. – С. 38–50. 6. Шавров А.В., Солдатов В.В. Многокритериальное управление в условиях статистической неопределенности. – М.: Машиностроение. – 1990. – 160 с. 7. Ковела І.М., Рудяк П.В., Іванюк О.О. Оцінка якості одно – та двоконтурних автоматичних систем регулювання // Вісн. нац. ун-ту "Львівська політехніка". Автоматика, вимірювання та керування. – 2005. – № 530. – С. 3–13.