

# АВТОМАТИЗАЦІЯ

УДК 62:681.3

Іван Ковела  
Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра автоматики та телемеханіки

## АВТОМАТИЧНІ СИСТЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ З ЦИФРОВИМИ ПІД-РЕГУЛЯТОРАМИ, УВІМКНЕНИМИ ЗА СХЕМАМИ ПОСЛІДОВНОЇ ТА ПОСЛІДОВНО-ПАРАЛЕЛЬНОЇ КОРЕКЦІЇ

© Ковела Іван, 2002

**Dynamic features of ACS with different switching schemes for digital PID-controller of parallel structure are under investigation. The advantages of systems which provide parallel correction of object by means of PID-algorithm proportional and differential partials are highlighted.**

Автоматичні системи регулювання (АСР) з ПІД-регуляторами, як неперервні, так і цифрові, переважно будуються за традиційною схемою, у якій регулятор використовується як послідовний коректуючий пристрій. Недоліком такої схеми є те, що ефективність корекції зменшується при зміні параметрів послідовно з'єднаних елементів системи. Крім того, при послідовному вмиканні ПІД-регулятора і різких змінах завдання відзначаються великі максимальні значення регулюючої змінної, які не завжди можуть бути відпрацьовані виконавчим механізмом, або ж є недопустимими за технологічними вимогами до об'єкта керування. Добрі можливості подолання вказаних недоліків відкриваються при використанні ПІД-регуляторів у режимі послідовно-паралельної корекції, тобто коли одні складові ПІД-алгоритму здійснюють послідовну, а інші – паралельну корекцію [1, 2]. Це дає змогу реалізувати основні переваги, властиві корекції, за допомогою від'ємних зворотних зв'язків. Найважливіша з переваг полягає у тому, що зменшується залежність показників якості системи від зміни параметрів її елементів, оскільки в істотному діапазоні частот передавальна функція ділянки схеми, охопленої зворотним зв'язком, визначається, переважно, передавальною функцією коректуючого пристрою, тому вимоги до стабільності характеристик елементів системи можуть бути менш жорсткими, ніж при послідовній корекції.

Застосування паралельної корекції в АСР з ПІД-регулятором є особливо актуальним з огляду на те, що, по-перше, точність математичного опису об'єктів регулювання є досить низькою, а по-друге, їх динамічні властивості можуть змінюватися під впливом багатьох факторів, зокрема, навантаження.

Корекція АСР з ПІД-регуляторами може здійснюватися по-різному [1–3]. Зокрема, на практиці, якщо відзначаються часті і різкі зміни завдання (що особливо характерно для систем програмного регулювання), системи з послідовною корекцією можуть працювати незадовільно внаслідок значних "викидів" регулюючого сигналу за рахунок диференціальної складової алгоритму. Для зменшення регулюючої змінної задаючи дію вилучають з дифскладової і формують її за сигналом регульованої величини, яка внаслідок інерційності промислових об'єктів не може змінюватися стрибкоподібно. Додаткового

зменшення амплітуди регулюючої змінної досягають, залишаючи сигнал завдання тільки в інтегральній складовій алгоритму. При такому підході можна реалізувати АСР, у якій одні складові ПІД-алгоритму здійснюють послідовну корекцію, а інші забезпечують паралельну корекцію за допомогою від'ємного зворотного зв'язку.

Очевидно, що згадані особливості формування ПІД-алгоритмів повинні враховуватися відповідним алгоритмічним забезпеченням програмованих мікропроцесорних контролерів (ПМК). У цьому аспекті треба зауважити, що ПІД-алгоритми вітчизняних контролерів з жорстким програмуванням, наприклад, Реміонт Р-130, таких можливостей не передбачають. Контролери, що виробляються деякими зарубіжними фірмами, наприклад, Schneiderelectric, у своїх бібліотеках мають ПІД-алгоритми, які забезпечують можливість формування дифскладової як за сигналом помилки регулювання, так і за сигналом регульованої величини, що дає змогу реалізувати АСР з паралельною корекцією за допомогою дифскладової у місцевому від'ємному зворотному зв'язку об'єкта. Цією самою фірмою реалізовані ПІД-алгоритми з паралельною структурою, що передбачає незалежне формування усіх складових алгоритму і у такий спосіб забезпечується можливість їх використання в АСР з різними схемами вмикання ПІД-регулятора. Аналогічні можливості передбачені також у ПІД-алгоритмах, що входять до складу пакета прикладних програм Loop Tuning System LTS Version 2.0 американської фірми Bailey Controls Company.

Однак, незважаючи на потенційні можливості реалізації АСР з різними схемами вмикання ПІД-алгоритмів, такі системи вивчені недостатньо. Зокрема, у [2] розглянуті АСР з неперервними реальними ПІД-алгоритмами, увімкненими за схемами послідовної та послідовно-паралельної корекції, де показано, що такий підхід дає можливість без будь-яких додаткових затрат досягти істотного покращання характеристик систем.

Отже, і для цифрових АСР, які вже стали домінуючими, ця проблема є актуальною.

Для її вирішення візьмемо за основу неперервний реальний ПІД-алгоритм з паралельною структурою:

$$W_{\text{нр}}(s) = K_p + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{\frac{T_d}{N} s + 1} = W_p + W_i(s) + W_d(s), \quad (1)$$

де  $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  – коефіцієнт підсилення і сталі часу інтегрування та диференціювання,  $N$  – сталый коефіцієнт (у цій роботі прийнято  $N = 8$ );  $W_p$ ,  $W_i(s)$ ,  $W_d(s)$  – пропорційна, інтегральна та диференціальна складові алгоритму.

Як показали виконані нами дослідження [4], оптимальним, з огляду на близькість комплексних частотних характеристик (КЧХ), дискретним аналогом алгоритму (1) є такий:

$$W_{\text{нр}}(z) = K_p + \frac{T_0}{T_i} \frac{1}{1 - z^{-1}} + \frac{\frac{2T_d}{2(T_d/N) + T_0} (1 - z^{-1})}{1 - \frac{2(T_d/N) - T_0}{2(T_d/N) + T_0} z^{-1}}, \quad (2)$$

де  $T_0$  – період дискретності.

Алгоритм (2) можна подати у вигляді суми складових

$$W_{\text{нр}}(z) = W_p + W_i(z) + W_d(z), \quad (3)$$

зміст яких, враховуючи (2), є очевидним.

В АСР, побудованих на основі ПМК, складові алгоритму (1) реалізуються у цифровому вигляді. Отже, виникає необхідність отримати дискретні аналоги систем з послідовною та послідовно-паралельною корекцією. Для цього необхідно у відповідних місцях неперервних систем поставити послідовно ключ і екстраполятор нульового порядку, бо тільки таке з'єднання дає змогу при  $T_0 \rightarrow 0$  перейти від дискретної ланки (системи) до неперервної. В результаті структурні схеми систем, у яких цифровий ПІД-регулятор виконує роль послідовного та послідовно-паралельного коректуючого пристрою, можна зобразити так, як це показано на рис. 1.

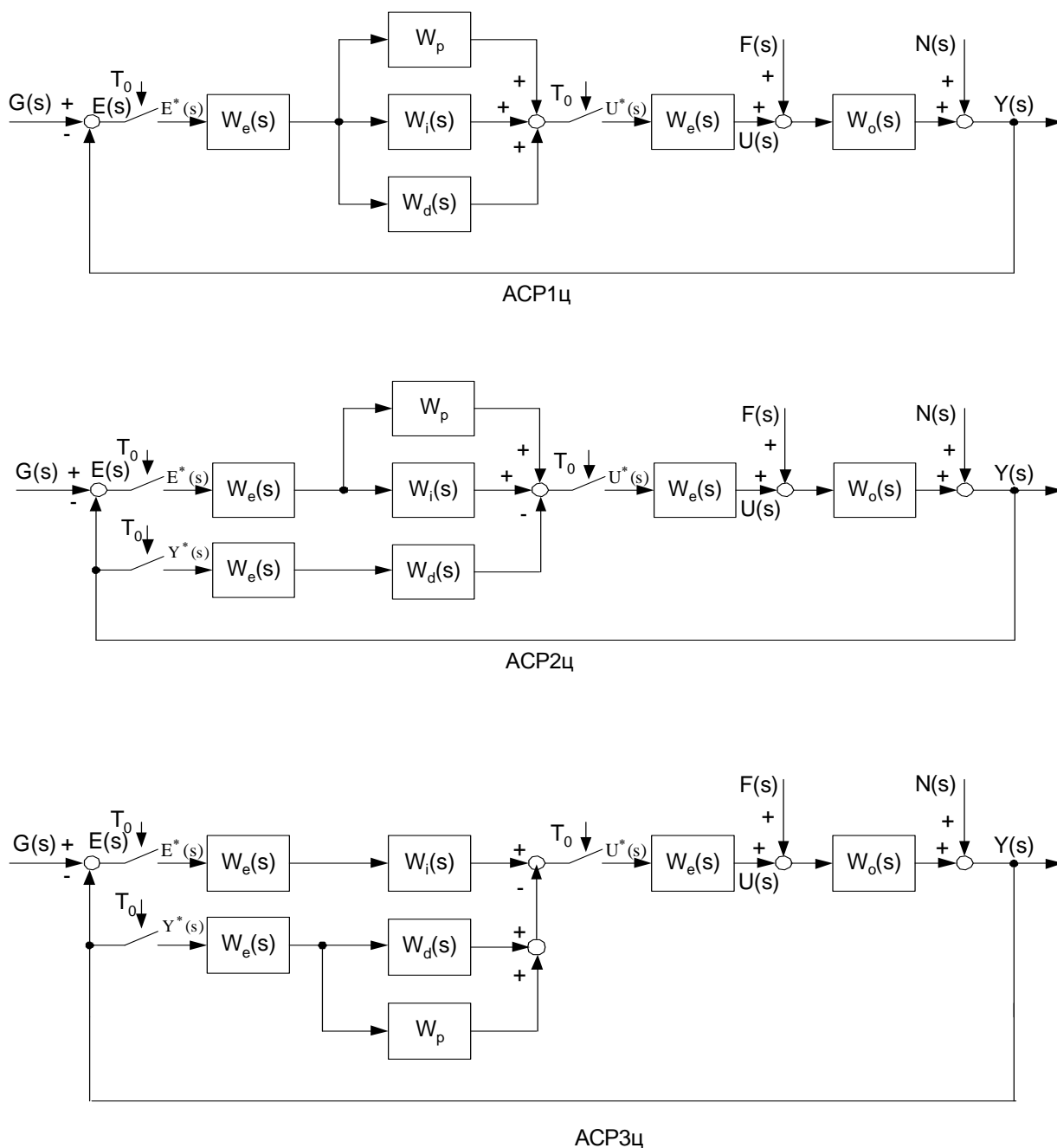


Рис. 1. Структурні схеми АСР з цифровим ПІД-алгоритмом в режимі послідовної (АСР1ц) та послідовно-паралельної (АСР2ц, АСР3ц) корекції

Як видно з рис.1, системи з послідовно-паралельною корекцією, як і взята за основу традиційна неперервна АСР1н, залишаються одноконтурними, оскільки в них відсутні додаткові інформаційні зв'язки.

У діапазоні частот  $\omega < \pi/T_0$  при частоті дискретизації  $\omega_{кв} > 2\omega_{зр}$  ( $\omega_{зр}$  частота зрізу АЧХ об'єкта) цифрові АСР1ц – АСР3ц можна розглядати як відповідні еквівалентні неперервні системи. Еквівалентний неперервний ПІД-алгоритм описується передавальною функцією

$$W_{енр}^*(s) \cong \frac{1}{T_0} W_{цр}^*(s) W_e(s), \quad (4)$$

або

$$W_{енр}^*(s) \cong \frac{1}{T_0} (W_p + W_i^*(s) + W_d^*(s)) W_e(s), \quad (5)$$

де  $W_{цр}^*(s)$ ,  $W_i^*(s)$ ,  $W_d^*(s)$  – передавальні функції цифрового ПІД-алгоритму та його складових у формі дискретного перетворення Лапласа;  $W_e(s)$  – передавальна функція екстраполятора нульового порядку. У виразах (4), (5) дельта-імпульсний модулятор замінений безінерційною ланкою з коефіцієнтом передачі  $1/T_0$ .

У такому разі справедливим є вираз:

$$\lim_{T_0 \rightarrow 0} W_{енр}^*(s) = W_{нр}(s). \quad (6)$$

Аналогічні вирази справедливі також для окремих складових алгоритму (5), тобто еквівалентний ПІД-алгоритм та його складові, що реалізуються у цифровому вигляді, при прямуванні  $T_0$  до нуля дорівнюють своїм неперервним прототипам.

На підставі (6) цифрові системи АСР1ц–АСР3ц можна подати у вигляді еквівалентних їм неперервних систем АСР1ен–АСР3ен (рис. 2).

Алгоритми роботи неперервного ПІД-регулятора, еквівалентного цифровому, в системах АСР1ен–АСР3ен описуються виразами:

$$U^*(s) = [W_{пе}^*(s) + W_{іе}^*(s) + W_{де}^*(s)]E(s) = W_{піде}^*(s)E(s), \quad (7)$$

$$U^*(s) = [W_{пе}^*(s) + W_{іе}^*(s)]E(s) - W_{де}^*(s)Y(s) = W_{підіе}^*(s)E(s) - W_{де}^*(s)Y(s), \quad (8)$$

$$U^*(s) = W_{іе}^*(s)E(s) - [W_{пе}^*(s) + W_{де}^*(s)]Y(s) = W_{іе}^*(s)E(s) - W_{пде}^*(s)Y(s), \quad (9)$$

де  $W_{пе}^*(s) = \frac{1}{T_0} W_p W_e(s)$ ;  $W_{іе}^*(s) = \frac{1}{T_0} W_i^*(s) W_e(s)$ ;  $W_{де}^*(s) = \frac{1}{T_0} W_d^*(s) W_e(s)$ .

Як показав аналіз, передавальні функції систем АСР1ен–АСР3ен по каналах дії внутрішніх  $F(s)$  та зовнішніх  $N(s)$  збурень є однаковими (табл. 1), отже, при одних і тих самих параметрах настроювання регулятора однаковими є характеристики відповідних перехідних процесів у цих системах.

Натомість, передавальні функції цих систем по каналу завдання (табл. 2) відрізняються, отже, і відповідні перехідні процеси будуть різними.

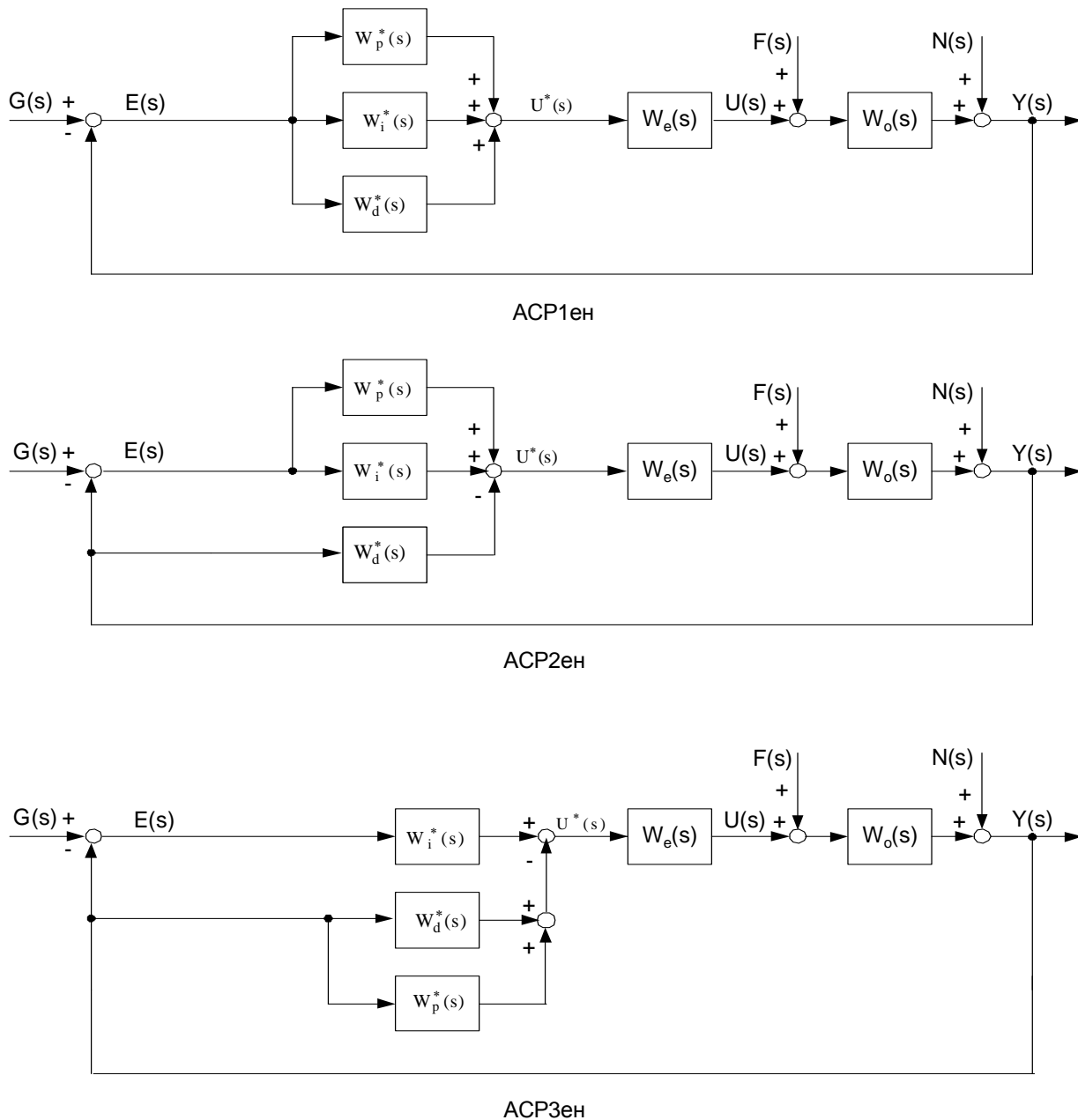


Рис. 2. Структурні схеми неперервних АСР, еквівалентних цифровим системам АСР1ц – АСР3ц

У передавальних функціях (табл.1 і табл.2 ) комплексна змінна  $s$  для спрощення виразів пропущена. Як видно з цих таблиць, у передавальних функціях, порівняно з суто неперервними системами, фігурують еквівалентний ПД-алгоритм та його складові.

Після зведення цифрових АСР до еквівалентних їм неперервних можна досить впевнено стверджувати, що усі висновки щодо впливу паралельних коректуючих ланок на властивості неперервних систем є чинними і для цифрових. Проте хоч задача паралельної корекції і може бути сформульована у достатньо загальному вигляді [5], кількісні оцінки можна отримати лише при конкретних значеннях параметрів об'єкта і регулятора.

Таблиця 1

**Передавальні функції цифрових АСР1ен – АСР1ен по каналах дії збурень**

Вихідна величина	Вхідна величина	
	F	N
Y	$W_{fy} = \frac{W_o}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$	$W_{ny} = \frac{1}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$
U	$W_{fu} = -\frac{\frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$	$W_{fnu} = -\frac{\frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$
E	$W_{fe} = -\frac{W_o}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$	$W_{ne} = -\frac{1}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$

Таблиця 2

**Передавальні функції цифрових АСР1ен – АСР3ен по каналу завдання**

Тип системи	Вихідна величина		
	Y	U	E
АСР1ен	$W_{gy} = \frac{\frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$	$W_{gu} = \frac{\frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$	$W_{ge} = \frac{1}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$
АСР2ен	$W_{gy} = \frac{\frac{1}{T_0} W_{pi}^* W_e W_o}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$	$W_{gu} = \frac{\frac{1}{T_0} W_{pi}^* W_e}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$	$W_{ge} = \frac{1 + \frac{1}{T_0} W_d^* W_e W_o}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$
АСР3ен	$W_{gy} = \frac{\frac{1}{T_0} W_i^* W_e W_o}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$	$W_{gu} = \frac{\frac{1}{T_0} W_i^* W_e}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$	$W_{ge} = \frac{\frac{1}{T_0} W_{pd}^* W_e W_o}{1 + \frac{1}{T_0} W_{pid}^* W_e W_o}$

Для дослідження систем з цифровим ПІД-регулятором, увімкненим за схемами послідовної та послідовно-паралельної корекції, був прийнятий реальний об'єкт – млин – вентилятор пилосистеми котла Е 500, математична модель якого має вигляд [6]:

$$W_o(s) = \frac{8.75e^{-21.19s}}{(152.48s + 1)(21.35s + 1)}. \quad (10)$$

За методом багатокритеріальної параметричної оптимізації [7, 8] з використанням програм, створених на основі пакета символьної математики MAPLE V, були розраховані оптимальні значення параметрів настроювання цифрового ПД-регулятора (2) і, з метою порівняння, для його неперервного прототипу (1). За оптимальні прийняті параметри регуляторів, які забезпечують мінімум сумарної інтегральної оцінки  $J_{\Sigma} = J_{kg} + J_{kf}$ , де  $J_{kg}$ ,  $J_{kf}$  – інтегральні квадратичні оцінки по помилці регулювання для процесів відпрацювання завдання  $G$  та компенсації збурення  $F$  відповідно. Такий підхід забезпечує певний компроміс між показниками якості процесів по завданню та по збуренню. Розрахунки, а також моделювання перехідних процесів у системах за допомогою засобів SIMULINK, що входить до пакета MATLAB, дали ідентичні, отже, достовірні результати (табл. 3 і табл. 4).

Таблиця 3

**Оптимальні параметри настроювання неперервного та цифрового ПД-регуляторів**

Тип АСР	Тип регулятора	m	$K_p$	$T_i$ , с.	$T_d$ , с.	$T_0$ , с.	$\omega$ , $c^{-1}$
АСР1н АСР2н АСР3н	$W_{np}$	0.6	0.79	67.9	13.2	-	0.037
АСР1ц АСР2ц АСР3ц	$W_{cp}$	0.5	0.85	55.2	14.8	-	0.040
АСР1ц АСР2ц АСР3ц	$W_{cp}$	0.6	0,78	68.5	13.2	0.26	0.037
АСР1ц АСР2ц АСР3ц	$W_{cp}$	0.5	0.85	55.8	14.7	0.25	0,040

Таблиця 4

**Показники якості перехідних процесів у системах з неперервним та цифровим ПД-регуляторами**

Тип АСР	Тип регулятора	По завданню				По збуренню				$J_{\Sigma}$
		$Y_{mg}$	$U_{mg}$	$J_{kg}$	$t_{pg}$ , с.	$Y_{mf}$	$U_{mf}$	$J_{kf}$	$t_{pf}$ , с.	
АСР1н	$W_{np}$	1.75	7.5	54.1	200	1.35	-1.75	96.2	270	150.3
АСР1ц	$W_{cp}$	1.74	8.2	53.7	250	1.38	-1.74	97.5	280	151.2
АСР2н	$W_{np}$	1.83	1.1	72.9	225	1.35	-1.8	96.2	270	169.1
АСР2ц	$W_{cp}$	1.84	1.1	72.4	225	1.38	-1.74	97.5	280	169.9
АСР3н	$W_{np}$	1.38	0.6	66.2	240	1.35	-1.38	88.4	275	154.6
АСР3ц	(m=0.6) $W_{np}$	1.27	0.5	66.4	240	1.35	-1.75	96.2	270	162.6
	$W_{cp}$ (m=0.6)	1.38	0.6	66.2	240	1.32	-1.87	90.5	275	156.7
		1.25	0.5	66.4	225	1.38	-1.73	97.5	280	163.9

У табл.4. прийняті позначення:  $Y_m$ ,  $U_m$ ,  $J_k$ ,  $t_p$  з відповідними індексами – це максимальні значення регульованої та регулюючої змінних, інтегрального квадратичного критерію і час регулювання (час входження регульованої величини у зону п'ятипроцентних відхилень від усталеного стану) для відпрацювання завдання і компенсації збурення, що діє на вхід об'єкта.

Перехідні процеси в цифрових АСР при параметрах регуляторів, що відповідають табл. 3, подаються на рис. 3.

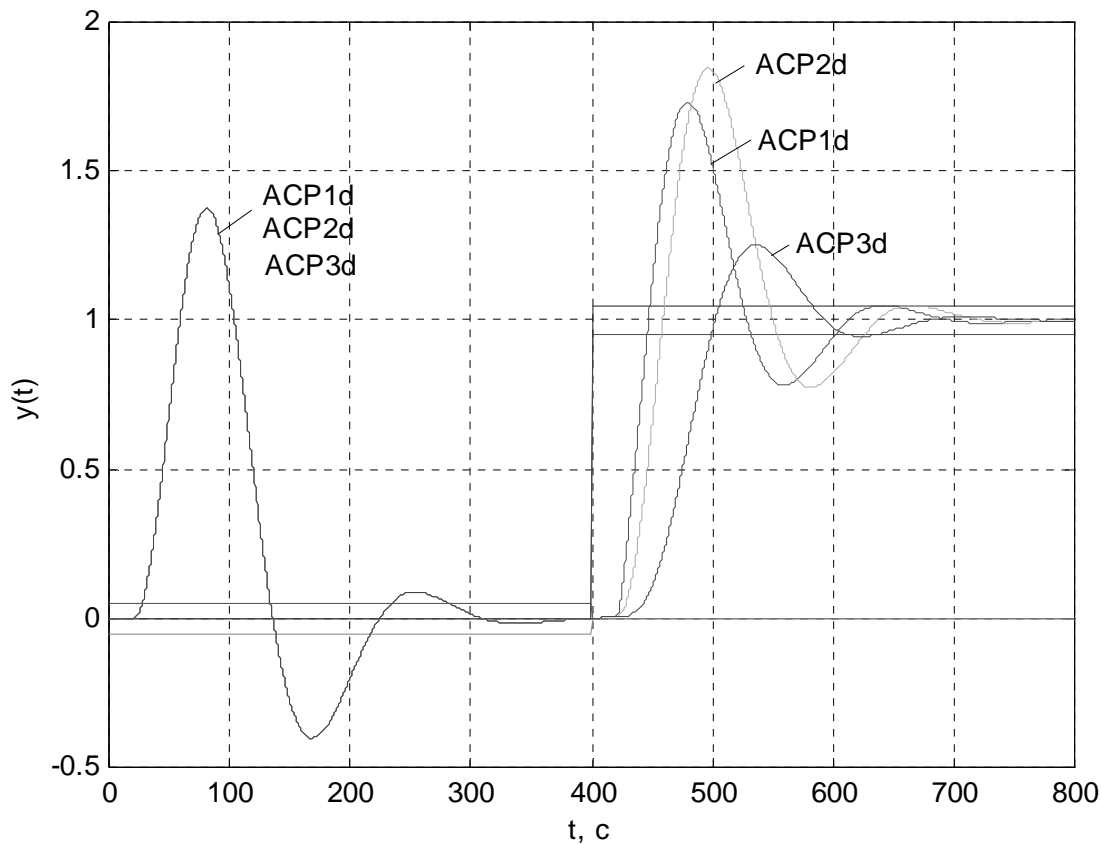


Рис. 3. Перехідні процеси у цифрових АСР при компенсації збурення та відпрацюванні сигналу завдання (для АСР1ц, АСР2ц, АСР3ц  $m = 0.6$ )

Аналіз даних табл.4 і перехідних процесів (рис.3) дає підставу для таких висновків:

- найкращою майже за усіма показниками серед цифрових систем є АСР3ц, у якій послідовна корекція здійснюється за допомогою інтегральної, а паралельна – за допомогою пропорційної та диференціальної складових ПІД-алгоритму; деяке погіршення  $J_{кз}$  (порівняно з АСР1ц) можна вважати неістотним; дослідження показали, що цей висновок справедливий і для систем з багатьма іншими об'єктами, отже, саме такий спосіб реалізації АСР треба рекомендувати для практичного використання, тим більше, що це зовсім не вимагає додаткових затрат, необхідно лише, щоб у бібліотеці ПМК був ПІД-алгоритм з паралельною структурою, реалізація якого не викликає ніяких труднощів;

- найкраща якість регулювання в АСР3ц досягається при значно (приблизно на порядок порівняно з АСР1ц) менших максимальних значеннях регулюючої змінної; завдяки цьому істотно зменшуються енергозатрати на регулювання і забезпечується дуже “м'яка” дія на об'єкт, що теж є позитивним фактором;

- найгіршими показниками якості характеризується система типу АСР2ц, причому, як показали численні розрахунки, подібна картина спостерігається і в АСР з іншими об'єктами; тому орієнтація деяких виробників контролерів на забезпечення можливості паралельної корекції за допомогою дифскладової ПІД-алгоритму недостатньо обґрунтована; це



дає змогу лише зменшити максимальне значення регулюючої змінної, але усі інші показники якості порівняно з традиційною схемою суто послідовної корекції є гіршими;

– загалом, як і слід було очікувати, якість регулювання у цифрових системах є дещо гіршою, ніж у неперервних, однак це погіршення є настільки незначним, що отримані під час моделювання перехідні процеси у цифрових АСР (рис. 3) повністю збігаються з процесами у відповідних неперервних системах (при звичайному для SIMULINK масштабі); отже, за умови відповідного вибору параметрів настроювання цифрового регулятора, включаючи й  $T_0$ , можна забезпечити у цифровій АСР показники якості регулювання практично такі самі, як і в неперервній системі – прототипі .

Виконані нами дослідження показали також, що чутливість перехідних характеристик систем типу АСРЗц до варіацій параметрів об'єкта приблизно вдвічі менша, ніж при послідовній корекції, і це є додатковим аргументом, з врахуванням якого треба рекомендувати для практичного використання саме системи типу АСРЗц.

1. Олссон Г., Пиани Д. *Цифровые системы автоматизации и управления. Системы управления с ЭВМ.* – М., 1987. 2. Ковела І.М. *Дослідження схем послідовно-паралельної корекції АСР з реальними ПІД-регуляторами* // *Автоматика, вимірювання та керування.* – 2000. – № 389. – С. 3–9. 3. Изерман Р. *Цифровые системы управления.* – М. 1984. 4. Ковела І.М. *Обґрунтування оптимальної структури цифрових ПІ-, ПІД- та ПІД-алгоритмів* // *Вісн. НУ “Львівська політехніка”.* – Львів.. 2001. – № 433. – С. 11–22. 5. Воронов А.А. *Основы теории автоматического управления.* – М., 1980. 6. Ротач В.Я. *Программа определения передаточных функций объектов управления по переходным характеристикам* // *Теплоэнергетика.* 1995. – № 11. – С. 75–80. 7. Шавров А.В., Солдатов В.В. *Многокритериальное управление в условиях статистической неопределенности.* – М., 1990. 8. Kovela I. *Multicriteria Parametric Optimization of Automatic Control Systems with a Digital PID- Algorithms, Materialy III Konferencji III MSKAE'99, Czestochowa – Poraj, 1999. S. 291–292.*

УДК 519.853+635.8

Костянтин Янгурський, Ірина Атаманова, Володимир Фаст  
Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електронних засобів інформаційно-комп'ютерних технологій

## ПРОЦЕДУРА ОПТИМАЛЬНОГО СИНТЕЗУ СИСТЕМИ ПРИМУСОВОГО ПОВІТРЯНОГО ОХОЛОДЖЕННЯ ОБ'ЄКТІВ

© Янгурський Костянтин, Атаманова Ірина, Фаст Володимир, 2002

**A method of the heat-carrier forced submission systems synthesis by criterion of minimization of the costs of energy expenditures for stabilization of a temperature mode of heat generating elements is offered.**

Одним з ефективних і дешевих методів забезпечення теплового режиму є повітряне охолодження. Найпростіший варіант його реалізації – наскрізне продування холодним повітрям шаф та стояків. Але при такому підході по висоті конструктива виникає значний градієнт температури за рахунок значного нагріву охолоджуючого повітря блоками нижчих