

Застосування багатопараметричних автоматичних регуляторів для управління складними об'єктами.

Студента Д.О. Кроніковського

Науковий керівник проф. А.П. Ладанюк

Розглядається можливість застосування в структурі типового ПІД-алгоритма додаткової складовій, пропорційній другій похідній, що відповідає прискоренню відхилення регульованого параметра. Вирішується задача пошуку оптимальних значень настроюваних параметрів в одноконтурній АСР із відомим ПІД- і із запропонованим ПІДД²-регуляторами. Для їхнього настроювання використовується чисельний метод імітаційного моделювання із застосуванням версії модифікованого генетичного алгоритму (МГА). Приводяться результати порівняльного аналізу.

У промислових автоматичних системах регулювання, як правило, рекомендується застосовувати типовий ПІД-регулятор і його окремих випадок ПІ-регулятор, у якому з ПІД-алгоритма виключена складова, пропорційна першій похідній від відхилення регульованого параметра.

Відомо, що ПІД-алгоритм вважається досить близьким до оптимального, заснованого на теорії пророкування Колмагорова-Вінера. Однак, може виявитися, що динамічна точність регулювання з ПІД-регулятором стає недостатньою. У таких випадках звичайно йдуть на ускладнення інформаційної структури, прикладом чого можуть служити каскадні системи автоматичного регулювання.

З огляду на сучасні тенденції формування регулюючих пристроїв у мікропроцесорних контролерах, представляється можливим іти по шляху вдосконалення й ускладнення алгоритмів функціонування автоматичних регуляторів. Такому напрямку розвитку сприяє активне впровадження в теорію й практику автоматичного керування технологій штучного інтелекту. У першу чергу це ввідноситься до штучних нейромереж для структурної реалізації алгоритмів керування та нових чисельних методів оптимізації на основі генетичних алгоритмів.

Виходячи з сказаного, одним зі способів підвищення динамічної точності в одноконтурній АСР може бути введення в алгоритм регулюючого пристрою складової, пропорційної похідній відхилення регульованого параметра другого, а при необхідності й більше високого порядку.

Оптимальний синтез АСР прийнятий проводити по динамічних характеристиках об'єкта регулювання, представленим, як правило, у вигляді передатних функцій $W_o(s)$, отриманих шляхом адекватної апроксимації експериментальних кривих розгону. При цьому, структуру $W_o(s)$ представляють у вигляді передатної функції $V_o(s)$ й ланки запізнювання:

$$W_o(s) = V_o(s) \cdot e^{-\tau \cdot s} . \quad (1)$$

Перша частина для найпоширеніших у промисловості об'єктів із самовирівнюванням представляється у вигляді ланцюжка з "n" послідовно включених Аперіодичних-ланок з постійними часу T_1, T_2, \dots, T_n :

$$V_o(s) = \frac{K}{(T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot \dots \cdot (T_n \cdot s + 1)} \quad (2)$$

З урахуванням системного підходу до рішення задачі оптимального синтезу АСР порядок знаменника у формулі (2) визначається, з одного боку, з умови адекватності апроксимуючої передатної функції, з іншого боку, отримана в такий спосіб структура буде визначати алгоритм оптимального регулятора. (3)

Який матиме вигляд:

$$W_p(s) = K_p + K_{II} \cdot \frac{1}{s} + K_{Д1} \cdot s + K_{Д2} \cdot s^2 + \dots, \quad (4)$$

де $K_p, K_{II}, K_{Д1}, K_{Д2}$ - параметри настройки регулятора.

Або:

$$W_p(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{II} \cdot s} + T_{Д1} \cdot s + T_{Д2}^2 \cdot s^2 + \dots \right), \quad (5)$$

де K_p - коефіцієнт передачі; $T_{II}, T_{Д1}, T_{Д2}$ - постійні інтегрування й диференціювання.

Неважко помітити, що для функції $V_o(s)$ при $n = 1$ оптимальним буде ПІ-алгоритм, при $n = 2$ ПІД-алгоритм, при $n = 3$ ПІДД²-алгоритм і т.д. При цьому, чисельні значення параметрів настройки досить легко можуть бути виражені через параметри передатної функції об'єкта (табл. 1).

Таблиця 1

Параметри настроювання	$W_o(s) = \frac{K}{(T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot \dots \cdot (T_n \cdot s + 1)} \cdot e^{-\tau \cdot s}$		
	$n = 1$ ПІ-алгоритм	$n = 2$ ПІД-алгоритм	$n = 3$ ПІДД ² -алгоритм
K_p	$\frac{T_1}{K_o \cdot \tau_1}$	$\frac{T_1 + T_2}{K_o \cdot \tau_2}$	$\frac{T_1 + T_2 + T_3}{K_o \cdot \tau_3}$
K_{II}	$\frac{1}{K_o \cdot \tau_1}$	$\frac{1}{K_o \cdot \tau_2}$	$\frac{1}{K_o \cdot \tau_3}$
$K_{Д1}$	-----	$\frac{T_1 \cdot T_2}{K_o \cdot \tau_2}$	$\frac{T_1 \cdot T_2 + T_1 \cdot T_3 + T_2 \cdot T_3}{K_o \cdot \tau_3}$
$K_{Д2}$	-----	-----	$\frac{T_1 \cdot T_2 \cdot T_3}{K_o \cdot \tau_3}$

T_{II}	T_1	$T_1 + T_2$	$T_1 + T_2 + T_3$
T_{D1}	-----	$\frac{T_1 \cdot T_2}{T_1 + T_2}$	$\frac{T_1 \cdot T_2 + T_1 \cdot T_3 + T_2 \cdot T_3}{T_1 + T_2 + T_3}$
T_{D2}	----	----	$\left(\frac{T_1 \cdot T_2 \cdot T_3}{T_1 + T_2 + T_3} \right)^{0.5}$

Таким чином, у ПДД²-алгоритмі додається складова, пропорційна другій похідній або прискоренню відхилення регульованого параметра з постійної часу T_{D2} . За аналогією можна говорити й про третю похідну, що характеризує швидкість прискорення.

Однак, отримані в такий спосіб регулятори навряд чи відразу й беззастережно можуть бути прийняті до практичного застосування, проте знання алгоритмів їхнього функціонування дозволить оцінити граничні можливості керування об'єктом і сформулювати відповідні рекомендації.

При пошуку оптимальних параметрів настройки чисельними методами зручніше оперувати з параметрами K_p , K_{II} , K_{D1} і K_{D2} . При цьому очевидно, що на результатах оптимізації така заміна не позначиться.

Введення додаткових складових в алгоритм регулятора приводить до збільшення числа настроєчних параметрів, що робить відомі аналітичні методи розрахунку через їхню складність практично непридатними. У зв'язку із цим виникає необхідність застосування алгоритмів чисельної оптимізації з використанням прийомів імітаційного моделювання. При такому підході як цільовий критерій для східчастих збурень, внесених роздільно по каналу регулюючої дії $\lambda(t)$ й по каналі завдання $u(t)$ пропонується використати інтегральну оцінку модуля перехідного процесу:

$$I_M(P, X, t) = \int_0^{t_p} |u(t) - y(P, X, t)| dt \rightarrow \min, \quad (8)$$

де P - вектор настроєчних параметрів K_p , K_{II} , K_{D1} , K_{D2} ; X - вектор вхідних впливів $\lambda(t), u(t)$; t_p - час перехідного процесу.

Мінімальне значення інтеграла (8) не є інваріантним щодо розглянутих вхідних впливів, тому настроювання пропонується визначати залежно від призначення АСР (для стабілізуючої системи при $\lambda(t)=1$, $u(t)=0$, а для слідкуючої - при $\lambda(t)=0$, $u(t)=1$). Метод дозволяє визначати й компромісні настроювання, що забезпечують мінімальне значення суми інтегральних оцінок при роздільній подачі збурювань $\lambda(t)$ й $u(t)$.

Отже, критерій для оптимального настроювання стабілізуючої АСР:

$$I_{M,\lambda} = \int_0^{t_p} |y(P, \lambda, t)| dt \rightarrow \min, \quad (10)$$

А для слідкуючої АСР:

$$I_{M,u} = \int_0^{t_p} |1 - y(P, u, t)| dt \rightarrow \min. \quad (11)$$

Компромісне настроювання мінімізує суму інтегралів:

$$I_{M,\Sigma} = \int_0^{t_p} |1 - y(P, u, t)| dt + a \cdot \int_0^{t_p} |y(P, \lambda, t)| dt \rightarrow \min, \quad (12)$$

де a - масштабний коефіцієнт, що робить інтеграли рівнозначними.

Численні розрахунки, проведені за допомогою модифікованого генетичного алгоритму "Optim-MGA", показали, що рекомендовані критерії, що мають чітко виражений екстремум, що забезпечують для АСР із розглянутими алгоритмами регулювання досить високий запас стійкості.

Варто помітити, що оцінка запасу стійкості по ступені загасання ψ і її зв'язок з ключовим показником коливальності m припускає типовий вид перехідного процесу в АСР і практично обмежується системами з ПІ-регулятором. Перехідні процеси з регуляторами, що містять похідні, помітно відрізняються від типових і оцінка їхнього запасу стійкості по ступені загасання стає важкою. У зв'язку з цим, пропонується використати інтегральний ступінь загасання $\psi_{ин}$, як відношення лінійного інтеграла $I_n(P, X, t)$ до інтеграла по модулі $I_M(P, X, t)$.

Перераховані обмеження забезпечують практичну працездатність АСР.

Приклад, що ілюструє викладене.

Передатна функція $W_o(s)$ отримана шляхом апроксимації експериментальної перехідної характеристики:

$$W_o(s) = K_o \cdot \frac{e^{-s \cdot \tau}}{(T_o \cdot s + 1)^3}, \quad (15)$$

де $K_o = 0.41 \text{ } ^\circ\text{C}/\%XPO$; $T_o = 1.9 \text{ хв}$; $\tau = 0.52 \text{ хв}$.

Результати настроювання ПІД- і ПІДД²-регуляторів для цільових функцій без обмежень, отримані методом імітаційного моделювання з використанням модифікованого генетичного алгоритму, наведені в табл. 2.

Параметрична оптимізація стабілізуючої АСР проводилася шляхом пошуку мінімального значення $I_{M,\lambda}$ для одиничного східчастого впливу по каналу збурення $\lambda(t)$ (крапки 1,2), для слідкуючої АСР мінімізувався інтеграл $I_{M,u}$ для одиничного східчастого впливу по $u(t)$ (крапки 3,4) і інтеграл $I_{M,\Sigma}$ для компромісного настроювання (крапки 5,6).

Там же наведені параметри настройки ПД-регулятора (крапка 7) і наближені значення параметрів настройки ПДД²-регулятора(крапка 8)., обчислені по формулах наведених у табл. 1

Таблиця 2.

Пара метри	$I_{m,\lambda} \rightarrow \min$		$I_{m,\mu} \rightarrow \min$		$I_{m,\Sigma} \rightarrow \min$		$M = 1.55$ [1]	3 табл. 1
	ПД	ПДД ²	ПД	ПДД ²	ПД	ПДД ²	ПД	ПДД ²
	1	2	3	4	5	6	7	8
K_p	12.35	81.33	5.58	12.64	6.57	15.81	7.59	24.36
K_{II}	6.26	25.07	1.04	2.12	1.82	2.88	3.18	4.28
K_{D1}	28.92	61.05	12.18	24.63	14.01	27.89	14.24	46.29
K_{D2}	-	41.02	-	18.47	-	20.54	-	29.31
T_{II}	1.973	3.244	5.349	5.977	3.614	5.493	2.387	5.692
T_{D1}	2.341	0.751	2.183	1.949	2.133	1.765	1.875	1.901
T_{D2}	-	0.710	-	1.461	-	1.299	-	1.090
α_1	1.186	0.231	0.408	0.326	0.590	0.321	0.785	0.33
α_2	-	0.219	-	0.244	-	0.236	-	0.191
$I_{m,\lambda}$	0.305	0.045	0.991	0.473	0.683	0.347	0.581	0.234
$I_{l,\lambda}$	0.159	0.040	0.962	0.473	0.549	0.347	0.314	0.234
$\Psi_{ин,\lambda}$	0.520	0.880	0.970	1.00	0.80	1.00	0.54	1.00

Перехідні процеси в одноконтурній АСР із ПД- і ПДД²-регуляторами, оптимально настроєними на східчає збурювання $\lambda(t)$ (стабілізуєча АСР, т. 1,2 табл. 2) показані на мал. 2 а, а перехідні процеси на східчастий вплив за завданням $u(t)$ (слідкуюча АСР, т. 3,4 табл. 2) на мал. 2.б. Там же для порівняння наведені перехідні процеси для АСР із ПД-регулятором, настроєним по даним [1] (т. 7 табл. 2) і для АСР із ПДД²-регулятором, настроєним по формулах табл. 1 (т. 8 табл. 2).

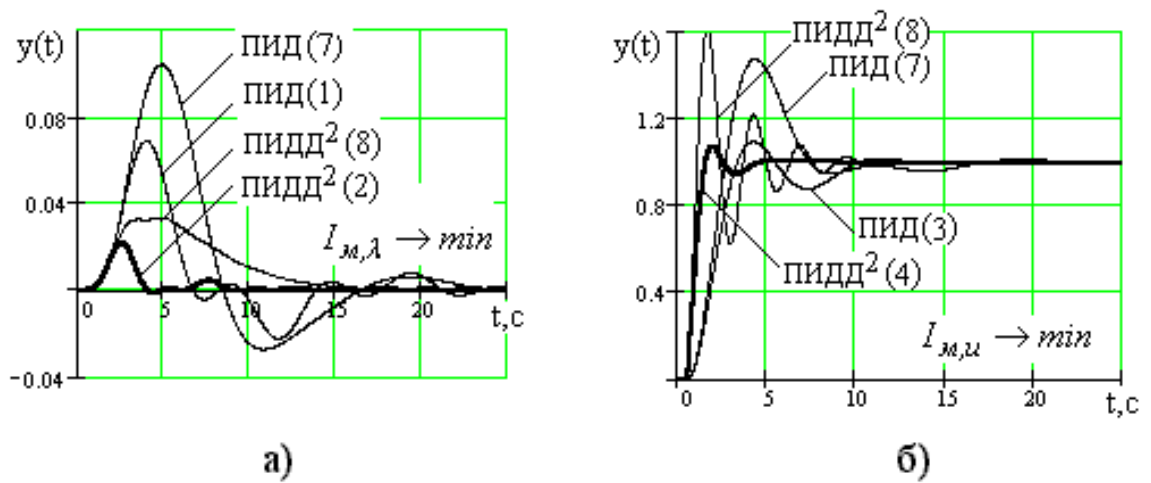


Рис.2. Перехідні процеси в АСР із ПІД- і ПІДД²-регуляторами

а) стабілізуюча АСР, настроєна на $I_{m,\lambda} \rightarrow \min$; б) слідкуюча АСР, настроєна на $I_{m,\mu} \rightarrow \min$.

На мал. 3 представлені перехідні процеси в АСР із ПІД- і ПІДД²-регуляторами при компромісних настроюваннях за критерієм $I_{m,\Sigma} \rightarrow \min$ (т. 5,6 табл. 2). Там же для порівняння показані процеси для ПІД-регулятора, настроєного по даним [1] (т. 7 табл.2).

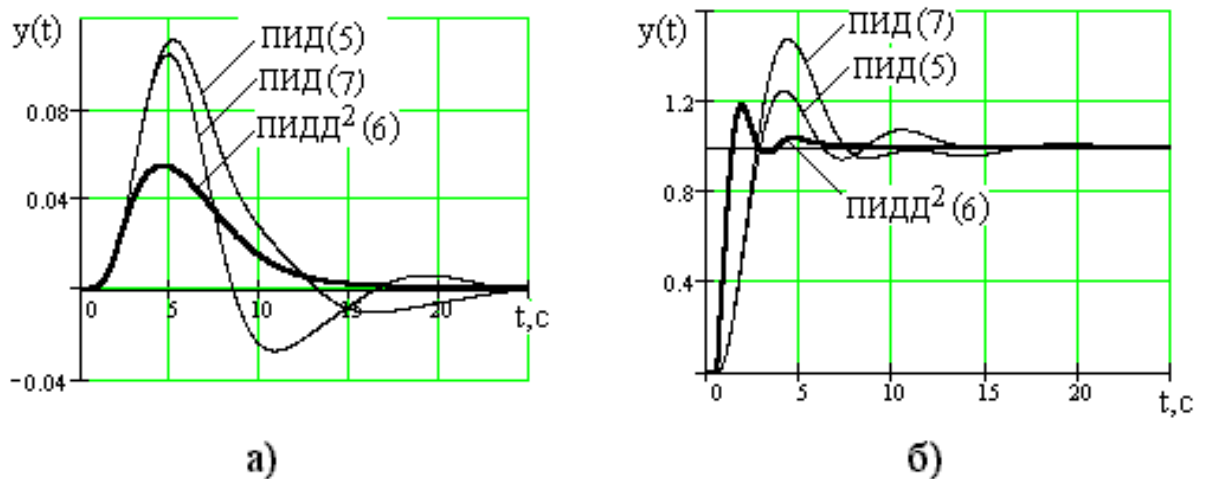


Рис.3. Перехідні процеси в АСР із ПІД-, ПІДД²-регуляторами, настроєними на компромісний критерій $I_{m,\Sigma} \rightarrow \min$

а) збурювання $\lambda(t)=1$; б) управління $u(t)=1$ по.

Настроювання регуляторів, отримані при обмеженнях на параметри й показники запасу стійкості, з однієї сторони приводять до зниження якості АСР, з іншої сторони роблять її надійною.

На кінець необхідно відзначити, що запропонована методика дозволяє проводити для об'єктів з відомими динамічними характеристиками перепроєктуні дослідження й видавати рекомендації про доцільність використання в одноконтурних АСР багатопараметричних регуляторів (мал.6).

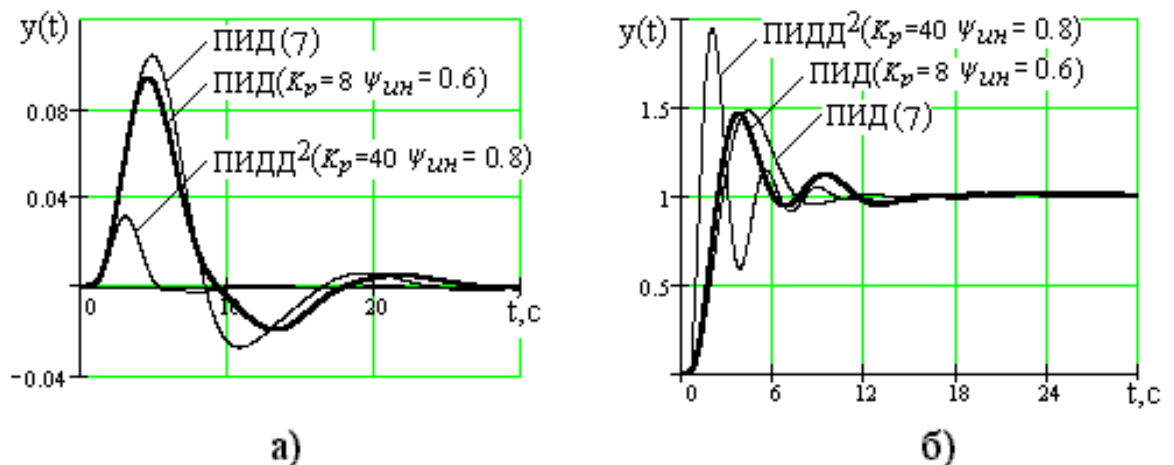


Рис.6. Перехідні процеси

а) збурювання $\lambda(t) = 1$; б) управління $u(t) = 1$.

Аналіз проведених досліджень дозволяє зробити висновок про те, що перехід від ПІД до ПІДД²-алгоритму дає помітний вигравш. Так, для розглянутого прикладу величини відносини лінійного інтегрального критерію $I_{l,\lambda}^{ПІД} / I_{l,\lambda}^{ПІДД^2}$ й інтегрального критерію по модулю $|I_{m,\lambda}^{ПІД} / I_{m,\lambda}^{ПІДД^2}|$ для варіантів 1,2 (табл. 2) відповідно рівні 5 й 7, а в порівнянні з ПІД-регулятором, настроєним по даним [1], 8 й 13.

Висновок:

Розглядається можливість застосування в структурі типового ПІД-алгоритма додатковій складовій, пропорційній другій похідній, що відповідає прискоренню відхилення регульованого параметра. Вирішується задача пошуку оптимальних значень параметрів настройки в одноконтурної АСР із відомим ПІД- і із запропонованим ПІДД²-регуляторами. Для їх настройки використовується чисельний метод імітаційного моделювання із застосуванням модифікованого генетичного алгоритму (МГА).

Відомо, що ПІД-алгоритм вважається досить близьким до оптимального, заснованому на теорії пророкування Колмагорова-Вінера. Однак, може виявитися, що динамічна точність регулювання з ПІД-регулятором стає недостатньою. У таких випадках

звичайно йдуть на ускладнення інформаційної структури, прикладом чого можуть служити каскадні системи автоматичного регулювання, а також системи з додатковим імпульсом по похідній із проміжної крапки.

Тобто одним зі способів підвищення динамічної точності в одноконтурної АСР може бути введення в алгоритм регулюючого пристрою складовим, пропорційних похідним від відхилення регульованого параметра другого, а при необхідності й більше високого порядку.

Введення додаткових складових в алгоритм регулятора приводить до збільшення числа параметрів настройки, що робить відомі аналітичні методи розрахунку через їхню складність практично непридатними. У зв'язку із цим виникає необхідність застосування алгоритмів чисельної оптимізації з використанням прийомів імітаційного моделювання. При такому підході як цільовий критерій пропонується використати інтегральну оцінку модуля перехідного процесу.

Запропонована методика дозволяє проводити для об'єктів з відомими динамічними характеристиками передпроектне дослідження й видавати рекомендації про доцільність використання в одноконтурних АСР многопараметрических регуляторів

Аналіз проведених досліджень для розглянутого об'єкта дозволяє зробити висновок про те, що перехід від ПІД до ПІДД²-алгоритму дає помітний вигравш по основним якісним показникам.