

І. А. Поліщук

НАЛАШТУВАННЯ ПІД-РЕГУЛЯТОРА НА ОСНОВІ МЕТОДУ ПРЯМОГО СИНТЕЗУ ДЛЯ ОБ'ЄКТІВ ДРУГОГО ПОРЯДКУ ІЗ ЗАПІЗНЕННЯМ

Для побудови сучасних систем автоматизації в більшості випадків використовують ПІ-, ПІД-регулятори, що обумовлено простотою, відсутністю статичної похибки регулювання, а також наявністю програмних блоків у засобах автоматизації, що використовуються. Налаштування таких регуляторів є актуальною проблемою, оскільки наявні методи часто не задовольняють необхідні показники якості або є складними при застосуванні на практиці.

В статті запропонований метод налаштування параметрів ПІД-регулятора на основі методу прямого синтезу для об'єктів другого порядку із запізненням по каналу завдання-вихід. Метод ґрунтується на приведені передавальній функції замкненої системи по каналу завдання-вихід до спрощеного вигляду. Відбувається за допомогою за допомогою апроксимації Паде першого порядку для ланки запізнення і встановлення коефіцієнтів часу інтегрування та часу диференціювання ПІД-регулятора, пов'язаних з коефіцієнтами моделі об'єкту керування. Наведено математичний аналіз спрощеної передавальній функції замкненої системи. Визначено діапазони загального коефіцієнту підсилення ПІД-регулятора, при яких перехідний процес замкненої системи представляється коливальною, консервативною ланками або аперіодичною ланкою другого порядку, а також забезпечується його стійкість. З урахуванням обґрунтованих вимог до якості перехідного процесу по каналу завдання-вихід аналітично отримано вираз для обчислення загального коефіцієнту підсилення ПІД-регулятора.

Виконано дослідження запропонованого методу і порівняння з методами Зіглера-Нікольса, СНР та ІМС для налаштування ПІД-регулятора для об'єктів другого порядку із запізненням. За результатами дослідження встановлено, що запропонований метод покращує показники якості перехідного процесу, а саме: зменшує динамічну похибку та час регулювання, і може застосовуватися для об'єктів керування з різною інерційністю. Результати дослідження вказують на великий потенціал запропонованого методу для швидкого налаштування параметрів ПІД-регулятора, використовуючи лише параметри моделі об'єкту для їх обчислення.

Ключові слова: ПІД-регулятор, перехідний процес, об'єкт керування, передавальна функція.

Вступ

Робота будь-якої системи автоматизації залежить від надійності роботи обладнання та використання надійних високоефективних алгоритмів керування. Надійність роботи обладнання в основному залежить від його якості. Тому при проектуванні систем автоматизації приділяється особлива увага до вибору обладнання та характеристик його надійності. В свою чергу алгоритми керування визначають ефективність роботи системи, її здатність забезпечувати запроєктовані показники. Однією з основних функцій, яку виконує система автоматизації, є підтримка режимних параметрів на заданих значеннях за допомогою регуляторів. Існує велика кількість різноманітних типів регуляторів, але найбільшої популярності набули ПІ- та ПІД-регулятори. Це обумовлено їх простотою і можливістю забезпечити підтримання заданого параметра без статичної похибки. Крім того, сучасні програмовані логічні контролери, як основний вид пристроїв для побудов систем автоматизації, мають вбудовані програмні блоки, які реалізують ці типи регуляторів. Єдиною проблемою при використанні ПІ- та ПІД-регуляторів є налаштування їх параметрів.

Аналіз останніх досліджень та публікацій

Більшість наявних методів налаштування параметрів ПІ-, ПІД-регуляторів засновані на їх обчисленні за допомогою коефіцієнтів моделі об'єкту керування, яка апроксимується наперед заданою функцією. Прикладом таких методів є метод Зіглера-Нікольса [1] або метод CHR (Chien-Hrones-Reswick) [2]. В реальних умовах отримання точної моделі об'єкту керування є складною задачею, тому налаштування регуляторів, як правило, не задовольняють необхідні показники якості перехідних процесів. Крім того, більшість методів використовують спрощені моделі об'єктів, що також погіршує якість налаштування. Практичний досвід показує, що саме з цих причин інженери під час пуско-налагоджувальних робіт частіше застосовують ручне налаштування параметрів регуляторів, ніж використовують методи, які не приносять бажаного результату.

Для подолання вище вказаних проблем існують методи, які використовують більш точні моделі об'єкту керування та забезпечують робастність системи керування. У [3, 4] у якості моделі об'єкту пропонується використання аперіодичної ланки другого порядку із запізненням та застосування ІМС (Internal Model Control) підходу для отримання налаштувань ПІД-регулятора. Іншим прикладом є налаштування параметрів ПІД-регулятора за допомогою прямого синтезу бажаної передавальної функції замкнутої системи [5]. Недоліком цих методів є складність налаштування, оскільки необхідно знайти оптимальне значення параметру фільтру, який є додатковим параметром. При цьому точність визначення параметра фільтру також залежить від моделі об'єкту, і впливає на кінцевий результат.

Альтернативним рішенням налаштування ПІ-, ПІД-регуляторів може бути застосування нечіткої логіки [6], але для цього необхідні точні вхідні дані, засновані на досвіді та великій вибірці даних. Тому застосування таких методів на практиці є проблематичним.

Виконавши аналіз наявних методів налаштування ПІ-, ПІД-регуляторів, можна зробити висновок, що існує необхідність у створенні нових методів, які забезпечать порівняно простий і швидкий спосіб отримання цих налаштувань.

Мета і завдання статті

Метою цієї статті є розробка методу налаштування параметрів ПІД-регулятора за допомогою прямого синтезу для об'єкту другого порядку із запізненням.

Основна частина

Одним із підходів до налаштування параметрів ПІД-регулятора є застосування методу прямого синтезу, який дозволяє звести передавальну функцію замкнутої системи до бажаного виду. При цьому отримана передавальна функція залежить від одного або декількох параметрів налаштування, які необхідно знайти для отримання необхідного результату. У дослідженні розглянуто модель об'єкту другого порядку із запізненням, передавальна функція якого має наступний вигляд:

$$W_o(s) = \frac{k_o e^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \quad (1)$$

де k_o – коефіцієнт передачі; T_1 та T_2 – постійні часу; τ – транспортне запізнення.

Передавальна функція ПІД-регулятора має наступний вигляд:

$$W_p(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right), \quad (2)$$

де k_p – загальний коефіцієнт підсилення; T_i – час інтегрування; T_d – час диференціювання.

Структурна схема замкнутої системи (рис. 1), де y – вихідна величина, y^* – завдання.

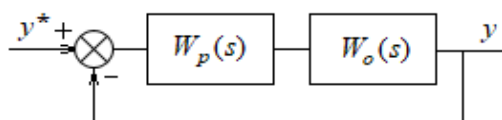


Рис. 1. Структурна схема замкнутої системи по каналу завдання-вихід

Передавальна функція замкнутої системи по каналу завдання-вихід:

$$W_{zc}(s) = \frac{W_o(s) \cdot W_p(s)}{1 + W_o(s) \cdot W_p(s)}. \quad (3)$$

Підставивши (1) та (2) у (3) та виконавши перетворення з дробами, отримаємо:

$$\begin{aligned} W_{zc}(s) &= \frac{\frac{k_o e^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \cdot k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)}{1 + \frac{k_o e^{-\tau s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \cdot k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)} = \\ &= \frac{k_o k_p e^{-\tau s} (T_d T_i s^2 + T_i s + 1)}{T_i s (T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2) s + 1) + k_o k_p e^{-\tau s} (T_d T_i s^2 + T_i s + 1)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Якщо встановити для параметрів часу інтегрування та диференціювання наступні значення:

$$T_i = T_1 + T_2, \quad (5)$$

$$T_d = \frac{T_1 \cdot T_2}{T_1 + T_2} \quad (6)$$

і підставити їх у (4), то отримаємо спрощення цього виразу до наступного виду:

$$W_{zc}(s) = \frac{k_o k_p e^{-\tau s}}{(T_1 + T_2) s + k_o k_p e^{-\tau s}}. \quad (7)$$

Як видно з (7), отримана передавальна функція замкнутої системи за каналом завдання-вихід залежить лише від одного параметру регулятора k_p , але в той же час цей параметр є загальним для ПІД-регулятора, і впливає на пропорційну, інтегральну та диференціальну його складові. Такий підхід дає можливість для спрощеного пошуку аналітичним шляхом лише одного параметру налаштування k_p незалежно від діапазону значень параметрів моделі об'єкту, що є суттєвою перевагою. Для вирішення проблеми наявності у знаменнику ланки транспортного запізнення застосовується апроксимація Паде першого порядку:

$$e^{-\tau s} \approx \frac{1 - \frac{\tau}{2} s}{1 + \frac{\tau}{2} s}. \quad (8)$$

Тоді, підставивши у (7) вираз (8) у знаменнику та виконавши перетворення з дробами, отримаємо:

$$W_{zc}(s) = \frac{k_o k_p \left(1 + \frac{\tau}{2} s\right) e^{-\tau s}}{(T_1 + T_2) s \left(1 + \frac{\tau}{2} s\right) + k_o k_p \left(1 - \frac{\tau}{2} s\right)} = \frac{\left(1 + \frac{\tau}{2} s\right) e^{-\tau s}}{\frac{(T_1 + T_2) \tau}{2 k_o k_p} s^2 + \left(\frac{T_1 + T_2}{k_o k_p} - \frac{\tau}{2}\right) s + 1} \quad (9)$$

або

$$W_{zc}(s) = \left(W_1(s) + \frac{\tau}{2} s W_1(s) \right) e^{-\tau s}, \quad (10)$$

де

$$W_1(s) = \frac{1}{\frac{(T_1 + T_2)\tau}{2k_o k_p} s^2 + \left(\frac{T_1 + T_2}{k_o k_p} - \frac{\tau}{2} \right) s + 1}, \quad (11)$$

Як видно з виразу (11), передавальна функція $W_1(s)$ є інерційною ланкою другого порядку з коефіцієнтом передачі $k=1$, і в залежності від коефіцієнтів у знаменнику може бути представлена коливальною, консервативною ланками або аперіодичною ланкою другого порядку. З виразу (10) випливає, що передавальна функція замкнутої системи є залежною від $W_1(s)$, яка має вигляд типової ланки, а її властивості зручні для подальших досліджень, що є необхідним для методу прямого синтезу.

Оскільки отримана передавальна функція замкнутої системи залежить лише від одного параметра налаштування k_p , що було вказано вище, то необхідно знайти оптимальне значення цього параметру для забезпечення бажаного перехідного процесу. Для цього необхідно задати критерій якості. Для різних систем можуть бути обрані різні критерії якості, але найчастіше намагаються досягти мінімальної або нульової динамічної похибки з якомога меншим часом регулювання. За таких критеріїв якості регульований параметр буде змінюватися плавно, без коливань, що є дуже важливим для процесів з точним підтриманням режимного параметру. Також плавне регулювання сприяє меншому зношуванню виконавчого механізму та регулюючого органу.

Для аналізу вказаних критеріїв якості виконується перехід від передавальної функції (10) до часової перехідної характеристики замкнутої системи, тобто визначається залежність вихідної величини від часу при ступінчатому збуренні. При цьому зображення вихідної величини:

$$Y(s) = W(s) \cdot X(s) = \left(W_1(s) + \frac{\tau}{2} s W_1(s) \right) e^{-\tau s} \cdot X(s) = W_1(s) X(s) e^{-\tau s} + \frac{\tau}{2} s W_1(s) X(s) e^{-\tau s}, \quad (12)$$

де $X(s)$ – зображення вхідної величини. Виконавши зворотне перетворення Лапласа та застосувавши теореми лінійності, запізнення та диференціювання при нульових початкових умовах, отримано часову перехідну характеристику замкнутої системи:

$$y_{zc}(t - \tau) = L^{-1} [Y(s)] = L^{-1} \left[W_1(s) X(s) e^{-\tau s} + \frac{\tau}{2} s W_1(s) X(s) e^{-\tau s} \right] = y_1(t - \tau) + \frac{\tau}{2} \overset{\square}{y_1}(t - \tau), \quad (13)$$

де $y_1(t - \tau)$ – є часовою перехідною характеристикою ланки $W_1(s)$ при ступінчатому збуренні вхідної величини, зміщеною на час τ , $\overset{\square}{y_1}(t - \tau)$ – її похідною.

З виразу (13) випливає, що для аналізу часової перехідної характеристики замкнутої системи необхідно знайти часову перехідну характеристику $y_1(t - \tau)$. Оскільки $W_1(s)$ в залежності від коефіцієнтів може бути представлена різними типами інерційних ланок, то спочатку необхідно визначити тип ланки $W_1(s)$ за допомогою характеристичного рівняння з виразу (11):

$$\frac{(T_1 + T_2)\tau}{2k_o k_p} s^2 + \left(\frac{T_1 + T_2}{k_o k_p} - \frac{\tau}{2} \right) s + 1 = 0. \quad (14)$$

Оскільки характеристичне рівняння є квадратним, то для знаходження його коренів обчислюється дискримінант, який залежить від одного параметру налаштування k_p :

$$D(k_p) = \left(\frac{T_1 + T_2}{k_o k_p} - \frac{\tau}{2} \right)^2 - 4 \cdot \frac{(T_1 + T_2)\tau}{2k_o k_p} = \left(\frac{T_1 + T_2}{k_o k_p} \right)^2 - \frac{3(T_1 + T_2)\tau}{k_o k_p} + \frac{\tau^2}{4}. \quad (15)$$

Тоді корені характеристичного рівняння (14):

$$s_{1,2} = \frac{-\left(\frac{T_1 + T_2}{k_o k_p} - \frac{\tau}{2} \right) \pm \sqrt{D(k_p)}}{2 \cdot \frac{(T_1 + T_2)\tau}{2k_o k_p}} = \frac{k_o k_p}{2(T_1 + T_2)} - \frac{1}{\tau} \pm \frac{k_o k_p \sqrt{D(k_p)}}{(T_1 + T_2)\tau}. \quad (16)$$

Якщо $D(k_p) < 0$, то $W_1(s)$ є коливальною або консервативною ланкою, інакше $W_1(s)$ є аперіодичною ланкою другого порядку. Отже для визначення типу інерційної ланки необхідно виконати аналіз $D(k_p)$. З виразу (15) складається рівняння для знаходження коренів:

$$\left(\frac{T_1 + T_2}{k_o k_p} \right)^2 - \frac{3(T_1 + T_2)\tau}{k_o k_p} + \frac{\tau^2}{4} = 0. \quad (17)$$

Перемноживши ліву і праву часту рівняння (17) на k_p^2 , отримано квадратне рівняння:

$$\frac{\tau^2}{4} k_p^2 - \frac{3(T_1 + T_2)\tau}{k_o} k_p + \left(\frac{T_1 + T_2}{k_o} \right)^2 = 0. \quad (18)$$

Тоді дискримінант для рівняння (18):

$$D = \left(-\frac{3(T_1 + T_2)\tau}{k_o} \right)^2 - 4 \cdot \frac{\tau^2}{4} \cdot \left(\frac{T_1 + T_2}{k_o} \right)^2 = 8 \left(\frac{(T_1 + T_2)\tau}{k_o} \right)^2. \quad (19)$$

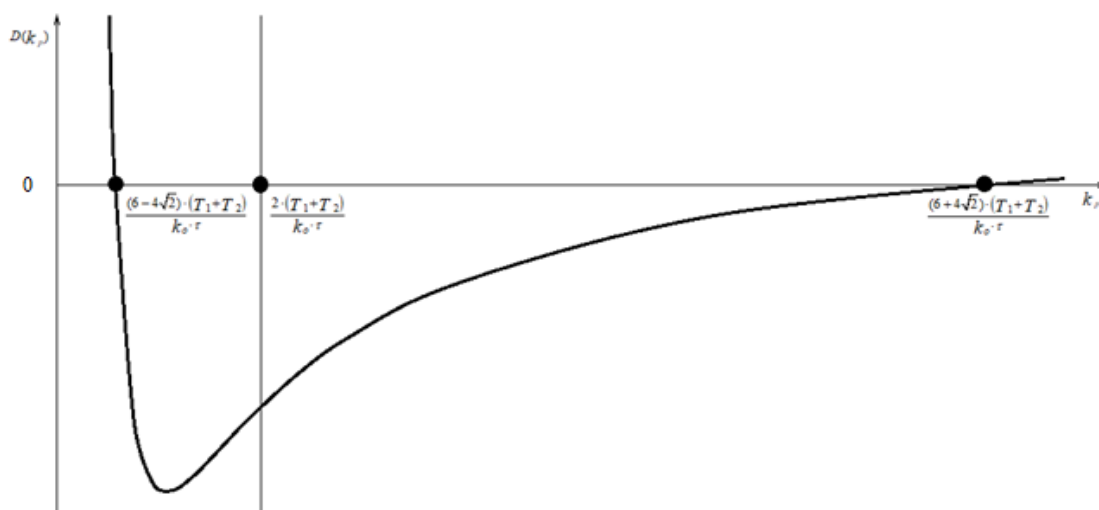
Корені рівняння (18):

$$k_{p_{1,2}} = \frac{\frac{3(T_1 + T_2)\tau}{k_o} \pm \frac{2\sqrt{2}(T_1 + T_2)\tau}{k_o}}{2 \cdot \frac{\tau^2}{4}} = \frac{(6 \pm 4\sqrt{2})(T_1 + T_2)}{k_o \tau}. \quad (20)$$

Для забезпечення стійкості замкнутої системи необхідно, щоб дійсна частина коренів характеристичного рівняння (14) була від'ємною або дорівнювала нулю. Тоді використавши вираз (16), маємо наступну умову:

$$\frac{k_o k_p}{2(T_1 + T_2)} - \frac{1}{\tau} \leq 0 \rightarrow k_p \leq \frac{2(T_1 + T_2)}{k_o \tau}. \quad (21)$$

На рис. 2 зображено графік залежності дискримінанта рівняння (18) від k_p .


 Рис. 2. Графік залежності дискримінанта рівняння (18) від k_p

Проаналізувавши рис. 2 з урахуванням умови (21), можна зробити висновок, що $W_1(s)$ є аперіодичною ланкою другого порядку при $k_p \in \left(0; \frac{(6-4\sqrt{2})(T_1+T_2)}{k_o\tau}\right]$, коливальною ланкою при $k_p \in \left(\frac{(6-4\sqrt{2})(T_1+T_2)}{k_o\tau}; \frac{2(T_1+T_2)}{k_o\tau}\right)$, а при $k_p = \frac{2(T_1+T_2)}{k_o\tau}$ – консервативною ланкою.

Отримавши діапазони параметра налаштування k_p , при яких $W_1(s)$ представляється різними ланками, необхідно визначити динамічну похибку для вихідної величини замкнутої системи у кожному з випадків.

Як відомо з теорії [7], часова перехідна характеристика консервативної ланки є незатухаючою. В такому випадку, динамічна похибка вихідної величини $\Delta y_{zc} > 0$, що не задовольняє поставленим вимогам до критеріїв якості.

В свою чергу, коливальна ланка представляє собою затухаючий коливальний процес при одиничному ступінчатому входному збуренню з $y(t) \rightarrow k$ при $t \rightarrow \infty$, де k – коефіцієнт передачі коливальної ланки [7]. Динамічна похибка Δu для такої ланки вимірюється у точці t_1 (рис. 3), при цьому $\Delta u > 0$. Оскільки у точці t_1 похідна від вихідної величини коливальної ланки $\dot{y}(t_1) = 0$, то з виразу (13) випливає що $y_{zc}(t_1) = y_1(t_1)$. Як було вказано вище, коефіцієнт передачі $k = 1$, тому виконується умова $y_1(t_1) > k \rightarrow y_1(t_1) > 1 \rightarrow y_{zc}(t_1) > 1$, а отже існує такий момент часу, коли значення вихідної величини замкнутої системи більше, ніж встановлене значення $y_{zc}(\infty)$. Отже динамічна похибка вихідної величини $\Delta y_{zc} > 0$, якщо $W_1(s)$ є коливальною ланкою, що не відповідає критеріям якості, описаним вище.

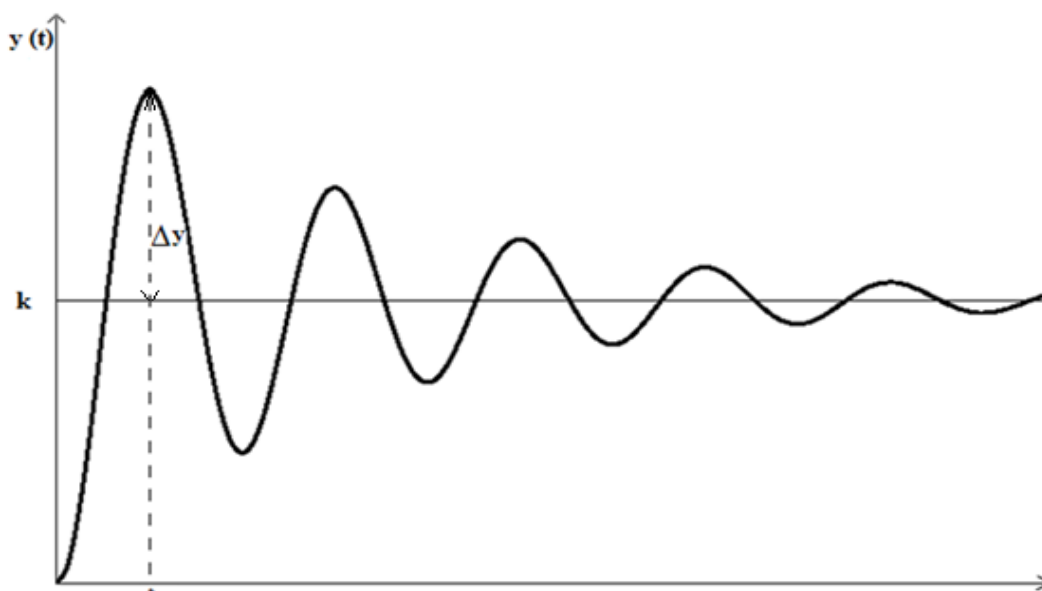


Рис. 3. Перехідна характеристика коливальної ланки

У випадку аперіодичної ланки другого порядку часова перехідна характеристика залежить від коренів характеристичного рівняння (14). Якщо корені рівні, то часова перехідна характеристика представляється як [8]:

$$y(t) = k \cdot \Delta U \cdot \left(1 - \left(1 + \frac{t}{\tau}\right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = k \cdot \Delta U \cdot (1 + e^{at}(at - 1)), \quad (22)$$

де k – коефіцієнт передачі, ΔU – амплітуда вхідного ступінчатого збурення, $a = -\frac{1}{\tau}$ – корінь характеристичного рівняння. Підставивши корінь з (16) та коефіцієнт передачі $k=1$ у вираз (22) при одиничному вхідному збуренні з урахуванням зміщення на час τ , отримаємо:

$$y_1(t - \tau) = 1 + e^{s_1(t - \tau)}(s_1(t - \tau) - 1). \quad (23)$$

Виконавши диференціювання виразу (23), отримаємо:

$$\dot{y}_1(t - \tau) = s_1 e^{s_1(t - \tau)}(s_1(t - \tau) - 1) + s_1 e^{s_1(t - \tau)} = s_1^2(t - \tau) e^{s_1(t - \tau)}. \quad (24)$$

Підставивши вирази (23) і (24) у (13), отримаємо:

$$y_{zc}(t - \tau) = 1 + e^{s_1(t - \tau)}(s_1(t - \tau) - 1) + \frac{\tau}{2} s_1^2(t - \tau) e^{s_1(t - \tau)}. \quad (25)$$

Для знаходження максимуму вихідної величини необхідно знайти екстремуми функції на проміжку $[\tau; \infty)$ та значення у точках екстремумів. Для цього знайдемо похідну:

$$\begin{aligned} \dot{y}_{zc}(t - \tau) &= s_1 e^{s_1(t - \tau)}(s_1(t - \tau) - 1) + s_1 e^{s_1(t - \tau)} + \frac{\tau}{2} s_1^2 e^{s_1(t - \tau)} + \frac{\tau}{2} s_1^3(t - \tau) e^{s_1(t - \tau)} = \\ &= s_1^2 e^{s_1(t - \tau)} \cdot \left(\left(1 + \frac{\tau}{2} s_1\right)(t - \tau) + \frac{\tau}{2} \right). \end{aligned} \quad (26)$$

Оскільки за рівних коренів характеристичного рівняння (14) маємо $D(k_p) = 0$, то з урахуванням (21) маємо лише один корінь з виразу (20), що задовольняє умову для аперіодичної ланки другого порядку:

$$k_p = \frac{(6 - 4\sqrt{2})(T_1 + T_2)}{k_o \tau} \quad (27)$$

Підставивши вираз (27) у (16), отримаємо корінь характеристичного рівняння (14):

$$s_1 = \frac{k_o}{2(T_1 + T_2)} \cdot \frac{(6 - 4\sqrt{2})(T_1 + T_2)}{k_o \tau} - \frac{1}{\tau} = \frac{2 - 2\sqrt{2}}{\tau} \quad (28)$$

Для знаходження точок екстремумів вихідної величини прирівнюємо її похідну до нуля, тоді з (26) та (28) маємо:

$$\begin{aligned} y_{zc}(t - \tau) = 0 &\rightarrow s_1^2 e^{s_1(t-\tau)} \left(\left(1 + \frac{\tau}{2} s_1 \right) (t - \tau) + \frac{\tau}{2} \right) = 0 \rightarrow \\ e^{s_1(t-\tau)} = 0 &\rightarrow e^{\frac{2-\sqrt{2}}{\tau}(t-\tau)} = 0 \rightarrow t \rightarrow \infty, \\ \left(1 + \frac{\tau}{2} s_1 \right) (t - \tau) + \frac{\tau}{2} = 0 &\rightarrow \left(1 + \frac{\tau}{2} \frac{2-\sqrt{2}}{\tau} \right) (t - \tau) + \frac{\tau}{2} = 0 \rightarrow t = \left(1 - \frac{1}{4-\sqrt{2}} \right) \tau. \end{aligned} \quad (29)$$

Оскільки друга точка екстремуму $t = \left(1 - \frac{1}{4-\sqrt{2}} \right) \tau$ не входить в проміжок $[\tau; \infty)$, то її можна не враховувати, а отже маємо лише один екстремум вихідної величини при $t \rightarrow \infty$, що відповідає встановленому значенню вихідної величини $y_{zc}(\infty)$. Тому у випадку, коли $W_1(s)$ є аперіодичною ланкою з рівними коренями характеристичного рівняння, динамічна похибка вихідної величини $\Delta y_{zc} = 0$, що відповідає заданим критеріям якості.

З аналогічних міркувань, у випадку, коли $W_1(s)$ є аперіодичною ланкою з різними коренями характеристичного рівняння (14), динамічна похибка вихідної величини також відсутня, але при цьому час регулювання буде більший, ніж при рівних коренях [8]. Отже, оптимальні налаштування ПД-регулятора, які відповідають заданим критеріям якості, обчислюють з виразів (5), (6) та (27).

Для аналізу отриманих результатів виконано дослідження для об'єкту [9]:

$$W_o(s) = \frac{e^{-2s}}{0.7s^2 + 1.7s + 1} \quad (30)$$

Розраховані значення налаштувань ПД-регулятора для запропонованого методу прямого синтезу (МПС ПД), методів Зіглера-Нікольса, CHR та методу ІМС наведені у таблиці 1. Для методу ІМС параметри налаштування ПД-регулятора отримані з дослідження [4].

Таблиця 1

Параметри налаштування ПД-регулятора для об'єкту (30)

	k_p	T_i	T_d
МПС ПД	0,29	1,7	0,41
ІМС ПД	0,2071	1,0	1,0101
CHR	0,97	3,48	1,05
Зіглер-Нікольс	0,96	3,54	0,88

На рис. 4 наведені перехідні процеси для об'єкту (30) по каналу завдання-вихід.

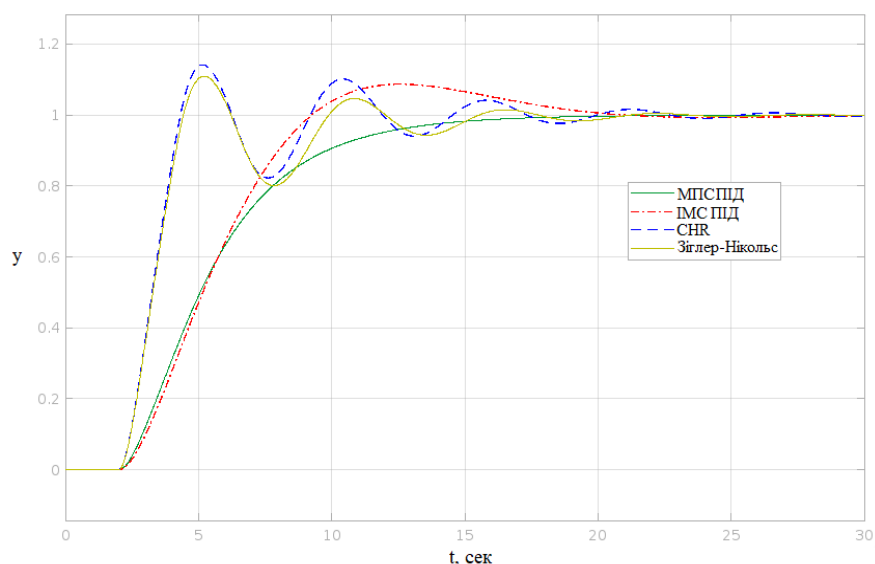


Рис. 4. Перехідний процес для об'єкту (30) по каналу завдання-вихід

Як видно з рис. 4, запропонований метод дозволяє отримати найменший час регулювання, при цьому, на відміну від інших методів, динамічна похибка відсутня.

Для додаткового дослідження запропонованого методу був обраний інший об'єкт з передавальною функцією [10]:

$$W_o(s) = \frac{2e^{-s}}{(10s+1)(5s+1)}. \quad (31)$$

Параметри налаштування ПІД-регулятора наведені у таблиці 2. Для методу ІМС параметри налаштування обрані з дослідження [10].

Таблиця 2

Параметри налаштування ПІД-регулятора для об'єкту (31)

	k_p	T_i	T_d
МПС ПІД	2,57	15,0	3,33
ІМС ПІД	5,0	15,0	3,33
СНР	3,02	10,05	0,99
Зіглер-Нікольс	4,72	5,83	1,46

На рис. 5 наведені перехідні процеси для об'єкту (31) по каналу завдання-вихід.

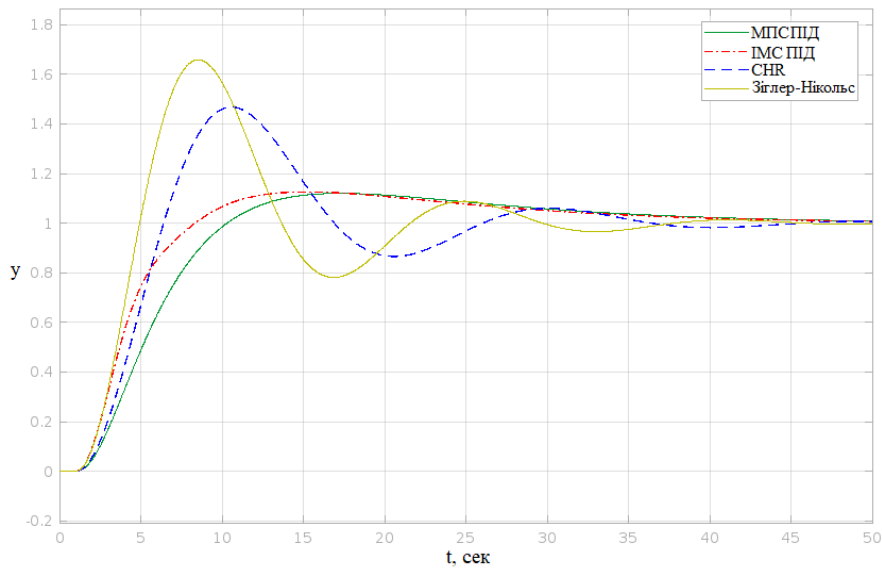


Рис. 5. Перехідний процес для об'єкту (31) по каналу завдання-вихід

Якщо проаналізувати рис. 5, то можна зробити висновок, що запропонований метод забезпечує найменшу динамічну похибку, при цьому час регулювання аналогічний методу ІМС. Наявність динамічної похибки для запропонованого методу можна пояснити застосуванням апроксимації Паде для ланки запізнення.

Також було проведено додаткове дослідження використання запропонованого методу для об'єктів, які характеризуються помірною та великою інерційністю:

$$W_o(s) = \frac{0.4e^{-20s}}{800s^2 + 60s + 1}. \quad (32)$$

$$W_o(s) = \frac{0.15e^{-200s}}{1430000s^2 + 2400s + 1}. \quad (33)$$

Перехідні процеси для об'єктів (32) та (33) наведені на рис. 6 та рис. 7 відповідно.

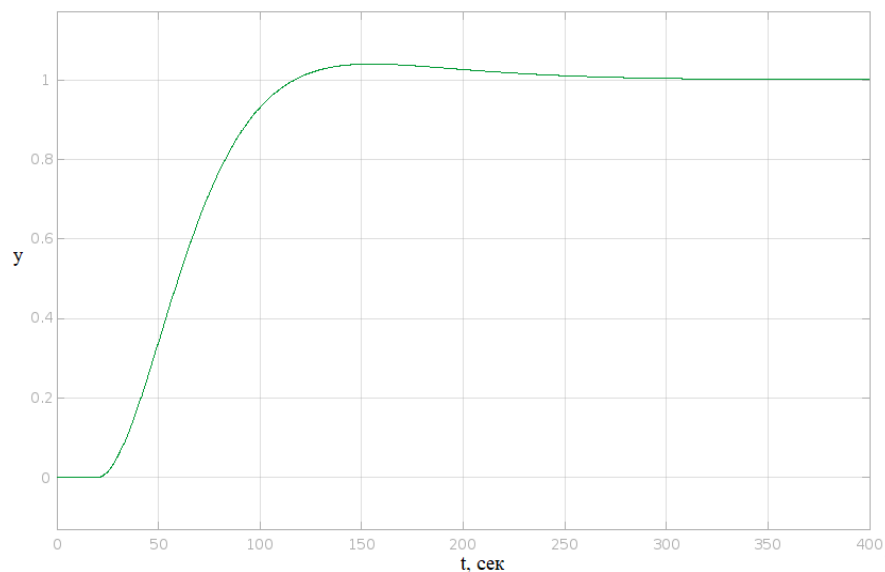


Рис. 6. Перехідний процес для об'єкту (32) по каналу завдання-вихід

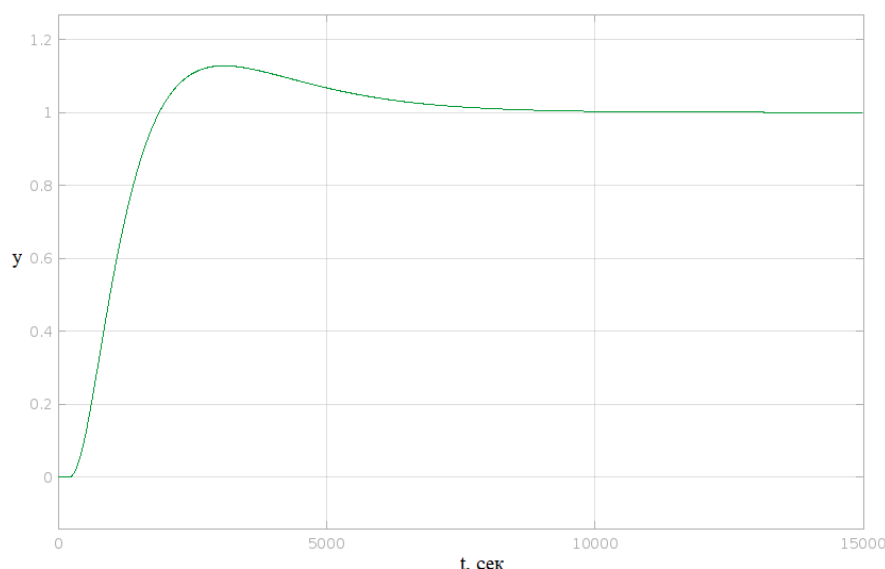


Рис. 7. Перехідний процес для об'єкту (33) по каналу завдання-вихід

Висновки

Запропонований метод дозволяє за допомогою формул (5), (6) та (27) забезпечити швидке налаштування параметрів ПІД-регулятора з мінімальними динамічною похибкою та часом регулювання по каналу завдання-вихід. Отримані результати свідчать про можливість застосування методу для об'єктів другого порядку із запізненням з різною інерційністю. Слід зазначити, що запропонований метод забезпечує налаштування ПІД-регуляторів лише за каналом завдання-вихід, для каналу збурення-вихід слід застосовувати інші методи.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Ziegler J. G. Optimum Settings for Automatic Controllers / J. G. Ziegler, N. B. Nichols // Translation of the ASME. – 1942. – Vol. 64. – P. 759 – 768.
2. Chien K. L. On The Automatic Control of Generalized Passive Systems / K. L. Chien, J. A. Hrones, J. B. Reswick // Translations of the ASME. – 1952. – Vol. 74, № 2. – P. 175 – 183.
3. PID Tuning Method Based on IMC for Inverse-Response Second-Order Plus Dead Time Processes / D. Castellanos-Cárdenas, F. Castrillón, R. E. Vásquez [et al.] // Processes. – September 2020. – Vol. 8, № 9. – P. 1183.
4. Arya P. P. A Modified IMC Design for Second Order Plus Time Delayed Processes / P. P. Arya // IFAC-PapersOnLine. – 2022. – Vol. 55, № 1. – P. 843 – 847.
5. Chen D. PI/PID Controller Design Based on Direct Synthesis and Disturbance Rejection / D. Chen, D. E. Seborg // Industrial & Engineering Chemistry Research. – August 2002. – Vol. 41, № 19. – P. 4807 – 4822.
6. Гарасимів В. М. Алгоритм налаштування коефіцієнтів ПІД-регулятора із використанням методів нечіткої логіки / В. М. Гарасимів // Методи та прилади контролю якості. – 2020. – № 2 (45). – С. 102 – 108.
7. Попович М. Г. Теорія автоматичного керування: підручник [2-ге вид.] / М. Г. Попович, О. В. Ковальчук. – Київ : Либідь, 2007. – 656 с.
8. Bequette B. W. Second-Order Behavior / B. W. Bequette // Process Control : Modeling, Design and Simulation. – Prentice-Hall Professional, 2003. – P. 138 – 147.
9. Lee J. Simple Analytic PID Controller Tuning Rules Revisited / J. Lee, W. Cho, T. F. Edgar // Industrial & Engineering Chemistry Research. – April 2014. – Vol. 53, № 13. – P. 5038 – 5047.
10. Shamsuzzoha M. IMC Filter Design for PID Controller Tuning of Time Delayed Processes / M. Shamsuzzoha, M. Lee // PID Controller Design Approaches – Theory, Tuning and Application to Frontier Areas. – InTech, 2012. – P. 253 – 286.

Стаття надійшла до редакції 15.05.2023.

Стаття пройшла рецензування 26.05.2023.

Поліщук Ігор Анатолійович – старший викладач кафедри автоматизації енергетичних процесів навчально-наукового інституту атомної та теплової енергетики.

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського».