

УДК 681.5.015

DOI: 10.15587/2312-8372.2019.157602

ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ОБ'ЄКТІВ УПРАВЛІННЯ ЛАНКАМИ ДРУГОГО ПОРЯДКУ З ЧАСОМ ЗАПІЗНЮВАННЯ

Лорія М. Г.

1. Вступ

Зростання вартості сировини на світових ринках спричиняє стрімке зростання собівартості продукції українських виробництв. Так, на теперішній час питома частка вартості природного газу в продукції хімічних виробництв сягає 75 %. Отже, для того щоб продукція українських виробництв була конкурентоспроможною на світовому ринку, гостро постає питання більш ефективного використання сировини, енергоресурсів тощо. Тобто необхідно провести оптимізацію технологічних процесів. На більшості підприємств проведена технічна модернізація, в тому числі і систем управління. Але, як виявляється, і цього може бути не достатньо, якщо на самому нижньому рівні системи управління основний пристрій в САР (система автоматичного регулювання) – регулятор, неправильно налаштований. Регулятор формує керуючий сигнал з метою отримання необхідної точності і якості перехідного процесу. Частка неправильно налаштованих регуляторів, що використовуються в промисловості становить більше 50 % [1].

Визначення оптимальних настроюваних параметрів регулятора шляхом проведення експерименту на самому об'єкті може призвести до втрати якості готової продукції, псування сировини, каталізаторів. І навіть до виникнення аварійних ситуацій, включаючи пожежі, вибухи, викиди в навколишнє середовище шкідливих речовин. Тому розробка теоретичних методів розрахунку оптимальних настроювань регулятора є дуже важливою та актуальною задачею [2].

2. Об'єкт дослідження та його технологічний аудит

Об'єктом дослідження є оптимальні настроювання регулятора та показники якості перехідних процесів. Предметом дослідження є одноконтурні автоматичні системи регулювання (АСР).

Одним з найбільш проблемних місць є те, що сучасні технологічні процеси є складними об'єктами керування, при проектуванні систем автоматизації важливим стає питання ідентифікації об'єкту керування та розрахунок настроювань регулятора і їх оптимізація. Оптимальні настроювання регулятора дозволять забезпечити максимально можливу в умовах даної технології якість продукції та мінімальну її собівартість при заданому обсязі виробництва. Визначення оптимальних настроюваних параметрів регулятора шляхом проведення експерименту на самому об'єкті може призвести до втрати якості готової продукції, псування сировини, каталізаторів.

Існуючі методи мають ряд суттєвих недоліків, які є причиною того, що в даний час найбільш ефективним, з погляду оптимального управління, методом знаходження настроювань регулятора є експериментальний пошук.

Якість будь-якої системи регулювання визначається величиною похибки, але функцію похибки для будь-якого моменту часу важко визначити, оскільки вона описується за допомогою диференціального рівняння високого порядку і залежить від великої кількості параметрів системи. Тому оцінюють якість систем керування за деякими її властивостями, які визначають за допомогою критеріїв якості.

Серед усіх відомих критеріїв якості найбільш універсальним є інтегральний критерій якості, який оцінює узагальнені властивості АСР: точність, запас стійкості, швидкодію.

3. Мета та задачі дослідження

Мета даної роботи – розробка алгоритму ідентифікації об'єкту управління, що має час запізнення, за кривою розгону ланкою другого порядку з часом запізнення.

Для реалізації мети необхідно вирішити наступні задачі:

1. Знайти оптимальні настроювання регулятора на основі інтегральної квадратичної оптимізаційної функції з обмеженням на перерегулювання перехідного процесу.

2. Зробити порівняння показників якості перехідних процесів досліджуваних автоматичних систем регулювання при настройках, що отримані різними методами.

4. Дослідження існуючих рішень проблеми

Серед наукових робіт, присвячених даній тематиці, можна виділити роботу [1]. В цій роботі розглянуті висока швидкість технологічних процесів, наявність великої кількості збурень, обумовлених взаємодією окремих частин виробничого процесу й зміною зовнішніх умов. А також залежність режимів роботи устаткування від часу, що викликає необхідність створення високоякісних систем автоматичного управління.

Ефективність виробничого процесу безпосередньо залежить від роботи систем керування. У деяких випадках нові агрегати в принципі не можуть функціонувати без високоякісних систем автоматичного управління (САУ) [2].

У роботі [3] перехідний коливний процес також апроксимують коливою ланкою та ланкою запізнення подібним способом, що і в роботі [4]. За отриманою моделлю знаходять частоту ω_l , на якій фаза системи становить $-\pi$, та амплітуду на цій частоті, на основі яких розраховують чотири параметри моделі об'єкта керування (ОК) другого порядку із запізненням.

Можна виділити напрями, в яких досліджуються методи ідентифікації керованих об'єктів, які засновані на:

- методі найменших квадратів [5];
- методі інструментальних змінних [6];
- ідентифікації по частотних характеристиках [7];
- рандомізованих алгоритмах ідентифікації [8];

– активній ідентифікації з використанням додаткового випробувального сигналу [9, 10].

Загальними проблемами застосування цих методів є негарантована збіжність динамічних процесів ідентифікації, слабка застосовність цих методів у випадку задач великих розмірностей (велика кількість невідомих параметрів), значна вартість відповідного програмного забезпечення.

Таким чином, результати аналізу дозволяють зробити висновок про те, що розробка теоретичних методів розрахунку оптимальних налаштувань регулятора є дуже важливою та перспективною задачею.

5. Методи дослідження

Алгоритм розрахунку було реалізовано за допомогою програмного пакету «Maple».

Перехідні процеси об'єктів керування можуть мати аперіодичний або коливальний характер. Відомо, що обидва процеси з достатнім ступенем точності можна описати диференціальним рівнянням другого порядку [1].

6. Результати дослідження

Розглянемо структурну схему одноконтурної АСР, що наведено на рис. 1.

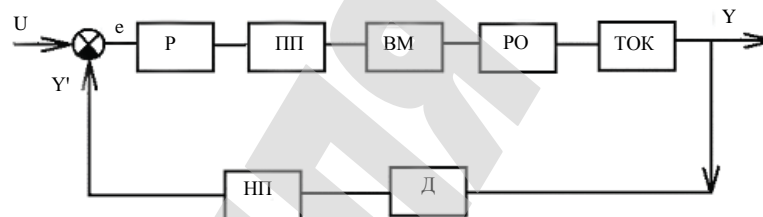


Рис. 1. Структурна схема одноконтурної автоматичної системи регулювання:

Р – регулятор; ПП – проміжний перетворювач; ВМ – виконавчий механізм; РО – регулюючий орган; ТОК – технологічний об'єкт керування; Д – датчик; НП – нормуючий перетворювач

При знятті на реальному об'єкті керування кривої розгону фактично отримано перехідний процес еквівалентного об'єкта керування (розімкненої системи від ПП – проміжного перетворювача до НП – нормуючого перетворювача при умові, що передавальна функція вторинного приладу дорівнює 1). Тобто, якщо за кривою розгону ідентифікувати еквівалентний об'єкт керування ланкою другого порядку, то функціональну схему одноконтурної АСР можна навести таким чином (рис. 2).

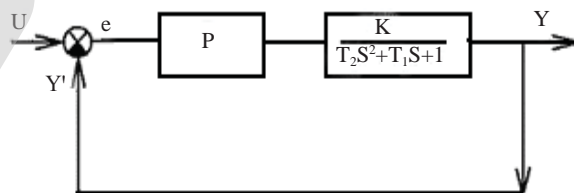


Рис. 2. Перетворена структурна схема одноконтурної автоматичної системи регулювання

Диференціальне рівняння ланки другого порядку керування має вигляд:

$$(T'')^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + T' \frac{dy}{dt} + y = K_p u_0, \quad (1)$$

де T'' , T' – постійні часу; K_p – коефіцієнт.

Характер перехідного процесу цієї ланки залежить від величини відношення $\frac{T'}{T''}$.

Якщо $\frac{T'}{T''} \geq 2$, то перехідний процес матиме аперіодичний характер, а при $\frac{T'}{T''} < 2$ – коливальний.

Знайдемо корені диференціального рівняння (1):

$$P_{1,2} = -\frac{T'}{2(T'')^2} \pm \sqrt{\left[\frac{T'}{2(T'')^2}\right]^2 - \frac{1}{(T'')^2}}. \quad (2)$$

Якщо $\frac{T'}{T''} > 2$, то корені P_1 і P_2 завжди будуть дійсними і від'ємними. Тоді рівняння перехідної функції матиме вигляд:

$$y(t) = K_p u_0 \left[1 - \frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \exp(-\alpha_1 t) + \frac{\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} \exp(-\alpha_2 t) \right], \quad (3)$$

де $\alpha_1 = -P_1$; $\alpha_2 = -P_2$; u_0 – ступінчасте збурення.

При $\frac{T'}{T''} < 2$ корені будуть комплексними:

$$P_{1,2} = \alpha_0 \pm j\omega_0, \quad (4)$$

де $\alpha_0 = \frac{T'}{2(T'')^2}$; $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{(T'')^2} - \left[\frac{T'}{2(T'')^2}\right]^2}$.

У цьому разі перехідна функція описується рівнянням:

$$y(t) = K_p u_0 \left[1 - \exp(-\alpha_0 t) \left(\cos \omega_0 t + \frac{\alpha_0}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) \right]. \quad (5)$$

Розглянемо ідентифікацію об'єктів керування на прикладі ланки п'ятого порядку, яка має передавальну функцію:

$$W = \frac{1}{1.5 \cdot s^5 + 4 \cdot s^4 + 10 \cdot s^3 + 10 \cdot s^2 + 5 \cdot s + 1}. \quad (6)$$

Побудуємо криву розгону (рис. 3).

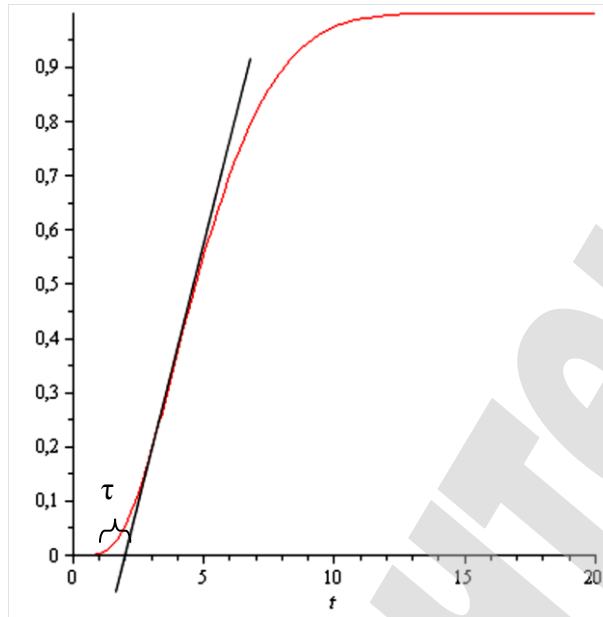


Рис. 3. Крива розгону ланки п'ятого порядку

Для визначення часу запізнення ланки п'ятого порядку будемо дотичну до кривої розгону, як показано на рис. 3, находимо час запізнення та підставляємо у передавальну функцію ланки п'ятого порядку (6):

$$W = \frac{e^{-2 \cdot s}}{1.5 \cdot s^5 + 4 \cdot s^4 + 10 \cdot s^3 + 10 \cdot s^2 + 5 \cdot s + 1} \quad (7)$$

Будуємо знову криву розгону ланки п'ятого порядку тільки вже з часом запізнення (рис. 4). При повторній побудові дотичної знайдено час запізнення для ланки другого порядку.

З рис. 4 видно, що крива розгону має аперіодичний характер, тому для того щоб знайти рівняння кривої розгону можна використати рівняння (3).

Коефіцієнт K знайдемо за кривою розгону ($K=1$). В цьому рівнянні є ще два невідомих параметра α_1 і α_2 . Для того щоб їх знайти, візьмемо на кривій розгону дві точки, вибираємо ці точки приблизно як показано на рис. 4.

Складемо для цих двох точок рівняння. Внаслідок цього отримаємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} 0.0368 = 1 \cdot u_0 \left[1 - \frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \exp(-\alpha_1 \cdot 3.71) + \frac{\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} \exp(-\alpha_2 \cdot 3.71) \right], \\ 0.997 = 1 \cdot u_0 \left[1 - \frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \exp(-\alpha_1 \cdot 14.35) + \frac{\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} \exp(-\alpha_2 \cdot 14.35) \right], \end{cases} \quad (8)$$

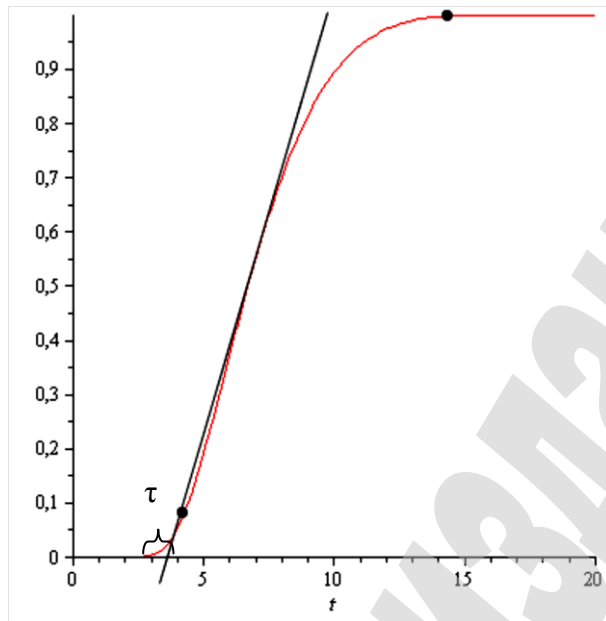


Рис. 4. Крива розгону ланки п'ятого порядку з часом запізнення

Утворену таким чином систему двох рівнянь розв'яжемо відносно α_1 і α_2 . Найпростіший спосіб знайти ці змінні за допомогою математичного пакету «Maple».

Знаходимо змінні α_1 і α_2 . Підставимо ці значення в рівняння (3), щоб знайти рівняння перехідної функції. Після підстановки отримуємо рівняння:

$$y(t) = 1 - 5.58 \cdot 10^5 \exp(-0.558 \cdot t) + 5.58 \cdot 10^5 \exp(-0.558 \cdot t). \quad (9)$$

Побудуємо на одному графіку криву розгону ланки п'ятого порядку та криву, що відповідає отриманому рівнянню (9), рис. 5.

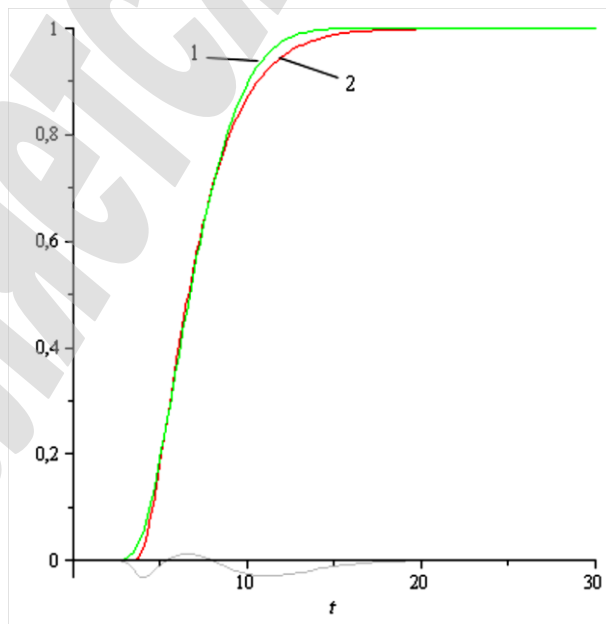


Рис. 5. Початкова і отримана криві розгону еквівалентного об'єкту:

- 1 – крива розгону ланки п'ятого порядку з часом запізнення;
- 2 – перехідний процес ланки другого порядку з часом запізнення

Аналізуючи рис. 5 можна зробити висновок, що аперіодична ланка другого порядку з часом запізнення практично точно описує аперіодичний об'єкт керування з часом запізнення. Максимальне відхилення між кривими 1 та 2 не перебільшує 3 %. Тому в подальших розрахунках будемо використовувати замість еквівалентного об'єкту керування ланку другого порядку з часом запізнення. Зробимо зворотне перетворення Лапласа рівняння, щоб отримати її передаточну функцію:

$$W = \frac{7.942 \cdot 10^9 \cdot e^{-3.6 \cdot s}}{2.5 \cdot 10^{11} \cdot s^2 + 2.8 \cdot 10^{11} \cdot s + 7.784 \cdot 10^{10}} \quad (10)$$

Таким чином, за двома точками кривої розгону аперіодичного об'єкта керування з часом запізнення достатньо точно можна ідентифікувати його аперіодичну ланку другого порядку з часом запізнення.

Розглянемо ідентифікацію об'єктів керування на прикладі ланки п'ятого порядку, яка має передавальну функцію:

$$W = \frac{1}{s^5 + 4 \cdot s^4 + 7 \cdot s^3 + 12 \cdot s^2 + 4.5 \cdot s + 1} \quad (11)$$

Побудуємо криву розгону (рис. 6).

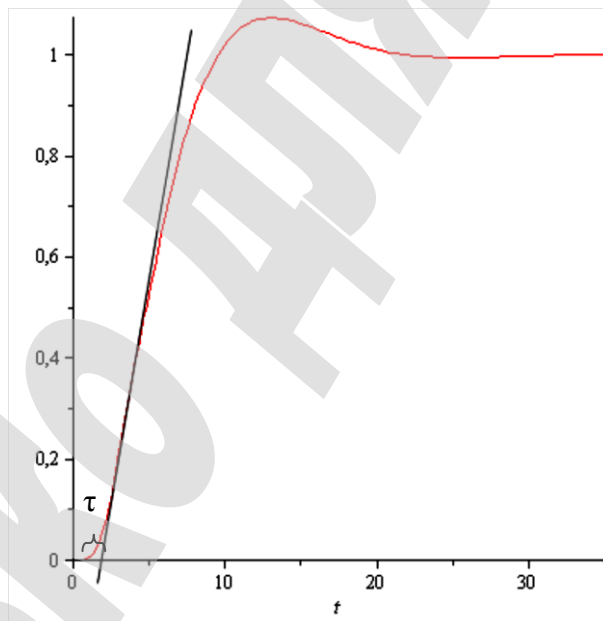


Рис. 6. Крива розгону ланки п'ятого порядку з часом запізнення з дотичної прямої

Для визначення часу запізнення ланки п'ятого порядку будемо дотичну до кривої розгону, як показано на рис. 6. Находимо час запізнення та підставляємо в передавальну функцію ланки п'ятого порядку:

$$W = \frac{e^{-2 \cdot s}}{1.5 \cdot s^5 + 4 \cdot s^4 + 10 \cdot s^3 + 10 \cdot s^2 + 5 \cdot s + 1} \quad (12)$$

Будуємо знову криву розгону ланки п'ятого порядку тільки вже з часом запізнення рис. 7.

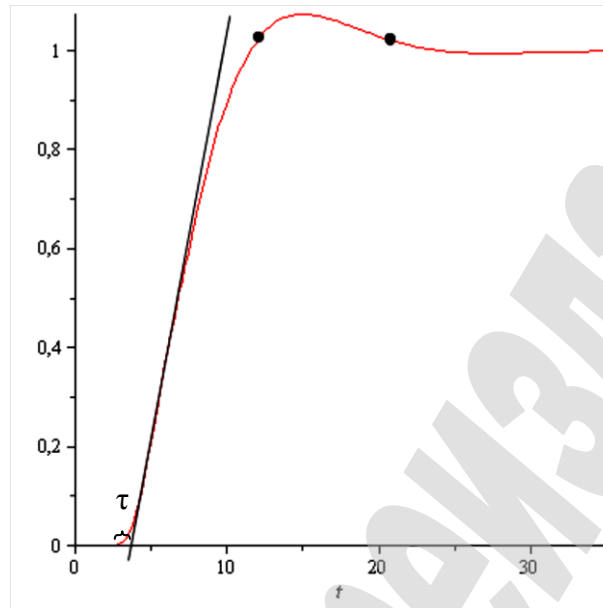


Рис. 7. Крива розгону ланки п'ятого порядку з часом запізнення (коливальний характер)

При повторній побудові дотичної (рис. 7) знайдено час запізнення для ланки другого порядку.

З рис. 7 видно, що крива розгону має коливальний характер, тому для того, щоб знайти рівняння кривої розгону можна використати рівняння (5).

Коефіцієнт K знайдемо за кривою розгону ($K=1$). В цьому рівнянні є ще два невідомих параметра α_0 і ω_0 . Для того, щоб їх знайти, візьмемо на кривій розгону (рис. 7) дві точки, вибираємо ці точки приблизно, як показано на рис. 7.

Складемо для цих двох точок рівняння. Внаслідок цього отримаємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} 1.025 = 1 \cdot u_0 \left[1 - \exp(-\alpha_0 \cdot 12.06) \left(\cos \omega_0 \cdot 12.06 + \frac{\alpha_0}{\omega_0} \sin \omega_0 \cdot 12.06 \right) \right], \\ 1.026 = 1 \cdot u_0 \left[1 - \exp(-\alpha_0 \cdot 20.21) \left(\cos \omega_0 \cdot 20.21 + \frac{\alpha_0}{\omega_0} \sin \omega_0 \cdot 20.21 \right) \right], \end{cases} \quad (13)$$

Утворену таким чином систему двох рівнянь розв'яжемо відносно α_0 і ω_0 . Найпростіший спосіб знайти ці змінні за допомогою математичного пакету «Maple».

Знаходимо змінні α_0 і ω_0 . Підставимо ці значення в рівняння:

$$y(t) = K_p u_0 \left[1 - \exp(-\alpha_0 t) \left(\cos \omega_0 t + 0.1 \cdot \frac{\alpha_0}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right) \right], \quad (14)$$

щоб знайти рівняння перехідної функції. Після підстановки отримуємо рівняння:

$$y(t) = 1 - \exp(-0.1935t)(\cos(0.2081t) + 0.093\sin(0.2081t)). \quad (15)$$

Побудуємо на одному графіку криву розгону ланки п'ятого порядку та криву, що відповідає отриманому рівнянню (15), рис. 8.

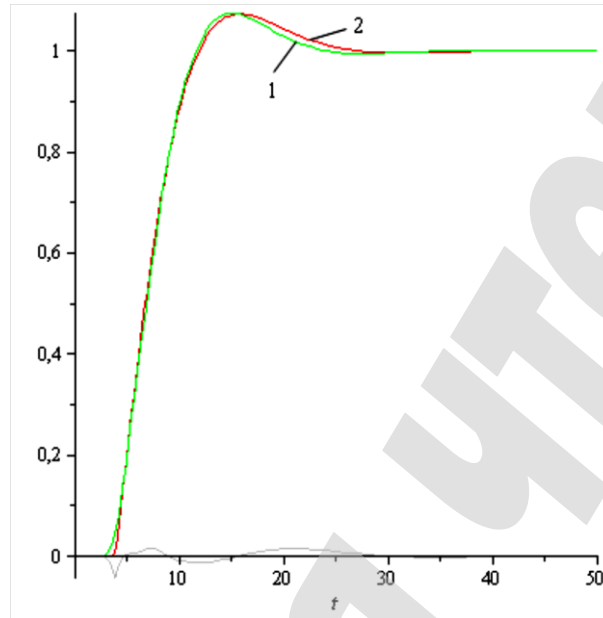


Рис. 8. Порівняння початкової і отриманої кривих розгону еквівалентного об'єкту: 1 – крива розгону ланки п'ятого порядку з часом запізнення; 2 – перехідний процес ланки другого порядку з часом запізнення

Аналізуючи рис. 8 можна зробити висновок, що коливальна ланка другого порядку з часом запізнення практично точно описує коливальний об'єкт керування з часом запізнення. Максимальне відхилення між кривими 1 та 2 не перебільшує 3%. Тому в подальших розрахунках будемо використовувати замість еквівалентного об'єкту керування ланку другого порядку з часом запізнення. Зробимо зворотне перетворення рівняння Лапласа, щоб отримати її передаточну функцію:

$$W = \frac{0.25 \cdot (1.74 \cdot 10^9 \cdot s + 8.1 \cdot 10^{18}) \cdot e^{-3.8 \cdot s}}{2.5 \cdot 10^{19} \cdot s^2 + 9.675 \cdot 10^{18} \cdot s + 2.02 \cdot 10^{18}}. \quad (16)$$

Таким чином, при дослідженні систем автоматичного регулювання, об'єктами керування в яких є складні технологічні процеси, можна зробити висновок. Еквівалентна передаточна функція може бути наведена у випадку аперіодичної кривої розгону з часом запізнення аперіодичною ланкою другого порядку з часом запізнення, а у випадку коливальної кривої розгону – коливальною ланкою другого порядку з часом запізнення. Це дозволить суттєво полегшити процес аналізу та оптимізації динамічних характеристик АСР.

Одержавши передаточну функцію еквівалентного об'єкту за експериментальною кривою розгону можемо синтезувати АСР. Будемо розглядати одноконтурну АСР. Таку АСР із урахуванням передатної функції еквівалентного об'єкта її можна навести у вигляді АСР з одиничним зворотним зв'язком (рис. 2).

Існуючі методи мають ряд суттєвих недоліків, які є причиною того, що в даний час найбільш ефективним з погляду оптимального управління методом знаходження настроювань регулятора є експериментальний пошук.

Якість будь-якої системи регулювання визначається величиною похибки:

$$\varepsilon(t) = u(t) - y(t), \quad (17)$$

де $u(t)$ – сигнал завдання; $y(t)$ – вихідний сигнал (рис. 9).

Але функцію похибки $\varepsilon(t)$ для будь-якого моменту часу важко визначити, оскільки вона описується за допомогою диференціального рівняння високого порядку і залежить від великої кількості параметрів системи. Тому оцінюють якість систем керування за деякими її властивостям, які визначають за допомогою критеріїв якості.

Серед усіх відомих критеріїв якості найбільш універсальним є інтегральний критерій якості, який оцінює узагальнені властивості АСР: точність, запас стійкості, швидкодію.

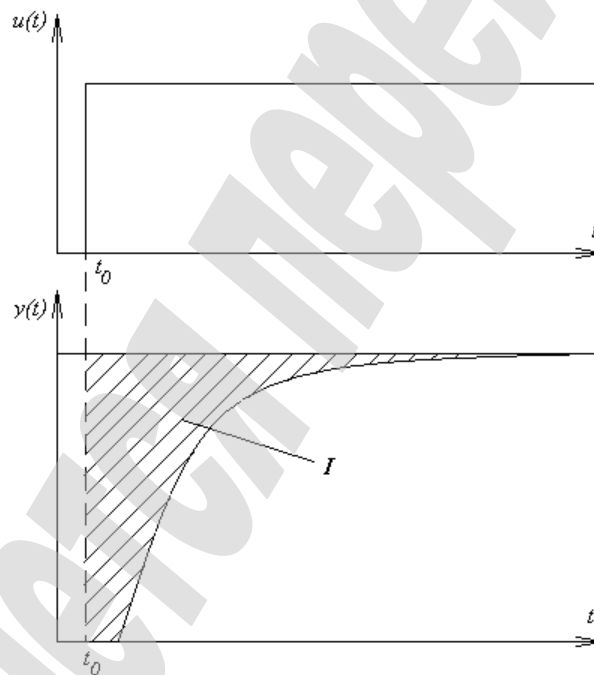


Рис. 9. Інтегральний критерій якості

Тому суть даної роботи полягає в тому, що розроблено алгоритм на основі інтегральної квадратичної оптимізаційної функції, за допомогою якого розраховали оптимальні настроювання регулятора. Запропонований у [6, 7] інтегральний критерій дає узагальнену оцінку швидкості загасання і величини відхилення регульованої величини у вигляді єдиного числового значення. Він знаходиться за формулою [5, 6]:

$$I = \int_0^T [y(t) - u(t)]^2 dt = \int_0^T \varepsilon^2(t) dt, \quad (18)$$

де T – час регулювання.

Цей інтеграл визначає квадрат площини між завданням $u(t)$ і кривою перехідного процесу $y(t)$. Даний інтеграл залежатиме від настроювань регулятора, тобто у випадку з ПІД-регулятором (пропорційно-інтегрально-диференціальним регулятором) від коефіцієнта регулювання K_p , часу інтегрування T_i , часу диференціювання T_d , тобто $I = f(K_p, T_i, T_d)$. У основу запропонованого алгоритму покладено рішення оптимізаційної задачі: знаходження таких значень K_p, T_i, T_d , при яких квадратичний інтегральний критерій був би мінімальним:

$$I = f(K_p, T_i, T_d) = \min. \quad (19)$$

Ці значення K_p, T_i, T_d і будуть оптимальними настроювальними параметрами регулятора. Для більшості процесів інтегральний критерій є унімодальною функцією, що дає можливість застосування запропонованого алгоритму.

ПІ-регулятор (пропорційний регулятор) має один настроювальний параметр – коефіцієнт регулювання K_p , тому квадратичний інтегральний критерій буде функцією однієї змінної $I = f(K_p)$. Визначити коефіцієнт регулювання K_{p0} , при якому цей інтеграл

буде мінімальним, можна розв'язавши рівняння $\frac{dI_2}{dK_p} = 0$. Також оптимальний коефіцієнт регулювання можна визначити побудувавши графік залежності $I = f(K_p)$ і визначивши значення K_{p0} , при якому $I = \min$, безпосередньо за графіком (рис. 10). Це значення коефіцієнта регулювання і буде оптимальним, а відповідно, система при такому значенні коефіцієнта підсилення регулятора буде мати мінімальну динамічну похибку.

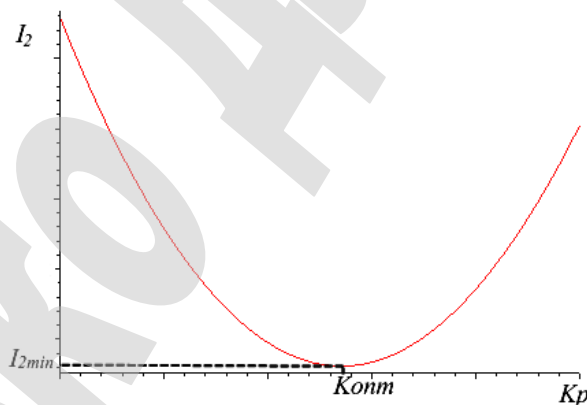


Рис. 10. Оптимізація автоматичної системи регулювання з пропорційним регулятором

ПІІ-регулятор (пропорційно-інтегральний регулятор) має два настроювальні параметри – коефіцієнт регулювання K_p і час інтегрування T_i , тому квадратичний інтегральний критерій буде функцією двох змінних $I = f(K_p, T_i)$, а графік цієї функції буде представляти собою якусь поверхню. Для знаходження значень K_p і T_i , при яких $I = \min$, застосуємо метод найскорішого спуску [7, 8].

Суть цього методу полягає в тому, що один із змінних параметрів фіксується, тобто одному з настроювальних параметрів привласнюється довільне числове значення, наприклад, $K_p = K_{p0}$, таким чином I перетворюється на функцію однієї

змінної $I = f(T_i)$. Потім знаходять значення T_{i0} , при якому квадратичний інтегральний критерій буде мінімальним $I = \min$. Зробити це можна розв'язавши рівняння $\frac{dI_2}{dT_i} = 0$ або безпосередньо за графіком $I = f(T_i)$ (рис. 11).

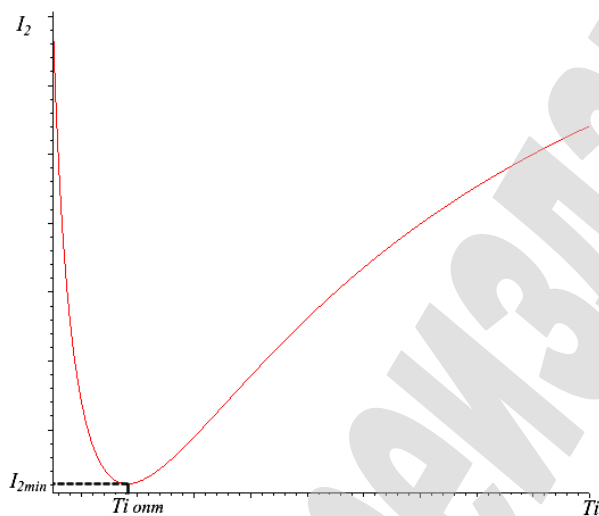


Рис. 11. Знаходження оптимального часу інтегрування пропорційно-інтегрального регулятора за графіком $I = f(T_i)$

На наступному кроці фіксують другий змінний параметр – час інтегрування T_i , привласнивши йому значення, знайдене на попередньому кроці $T_i = T_{i0}$. Потім знаходять значення K_{p1} , при якому виконувалася би умова $I_2 = \min$, розв'язавши рівняння $\frac{dI_2}{dK_p} = 0$ або безпосередньо за графіком $I = f(K_p)$ (рис. 12). Після цього весь цикл повторюється. Кількість необхідних ітерацій можна визначити, наприклад, з умови, що зміна квадратичної оптимізаційної функції при останній ітерації не перебільшуватиме 5%. Як правило, достатньо 3–5 ітерацій для того, щоб знайти такі значення K_p і T_i , при яких квадратичний інтегральний критерій буде мінімальним. Ці значення і будуть оптимальними налаштуваннями ПІ-регулятора.

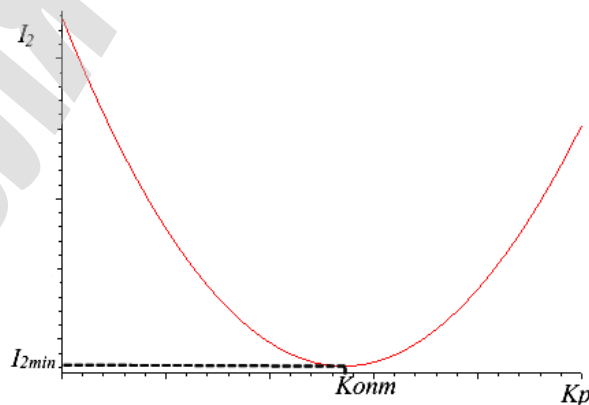


Рис. 12. Знаходження $K_{p\ omn}$ пропорційно-інтегрального регулятора за графіком $I = f(K_p)$

ПД-регулятор (пропорційно-інтегрально-диференційний регулятор) має три настроювальні параметри – коефіцієнт регулювання K_p , час інтегрування T_i і час диференціювання T_d , тому квадратичний інтегральний критерій буде функцією трьох змінних $I = f(K_p, T_i, T_d)$. На відміну від систем з П-регулятором та ПІ-регулятором, графік цієї функції являє собою гіперповерхню, яку не можна навести вочевидь. Для знаходження значень K_p , T_i , T_d , при яких $I = \min$, також застосуємо метод найскорішого спуску. Кількість ітерацій можна визначити таким саме чином, як і в попередньому випадку. Знайдені в такий спосіб значення K_p , T_i , T_d , при яких квадратичний інтегральний критерій буде мінімальним, і будуть оптимальними настроюваннями ПД-регулятора. Показники якості перехідних процесів АСР (перерегулювання, час регулювання, статична та динамічна похибки), у яких оптимальні настройки регуляторів були розраховані за допомогою даного алгоритму, а також по методу трикутників і методу Ніколасса-Ціглера наведено в порівняльних табл. 1, 2.

Результати досліджень (рис. 7, б–г і табл. 1, 2) показали покращення динамічних властивостей системи при використанні оптимальних настроювань регулятора, розрахованих запропонованим способом у порівнянні з найбільш поширеними інженерними методами пошуку настроювань регулятора для САР з аперіодичними і коливальними ОК. Перерегулювання зменшилося до 10 разів, час регулювання зменшився до 30 %, статична і динамічна похибки зменшилися у 2–3 рази.

Характерною ознакою коливального процесу є перерегулювання. Високе перерегулювання вважається недоліком систем автоматичного управління, а для деяких систем зовсім недопустима, оскільки викликає перевантаження системи і т. д. Допустиме значення перерегулювання визначається конкретними умовами роботи і призначенням САУ. Тому важливою задачею є синтез систем із заданими (обмеженими) показниками якості перехідного процесу.

В даній роботі пропонуємо розроблений алгоритм пошуку настройок регулятора з введенням обмеження на перерегулювання перехідного процесу.

Цей алгоритм полягає в тому, що за перетвореною формулою (22) побудовано область можливого перерегулювання:

$$\sigma = \frac{y_{\max} - y_{уст}}{y_{уст}}, \quad (20)$$

$$y = 1 + \sigma, \quad (21)$$

$$y = \frac{y_{\max}}{y_{уст}}. \quad (22)$$

Після цього область обмежується потрібним значенням перерегулювання (лінія для П-регулятора, а площа для ПІ- і ПД-регуляторів) (рис. 13).

Таблиця 1

Порівняльна таблиця якості роботи системи автоматичного регулювання для об'єкта керування аперіодичного характеру

| Метод знаходження налаштувань регулятора | Закон регулювання | Об'єкт керування | Налаштування регулятора | | | Показники якості регулювання | | | |
|--|-------------------|------------------|-------------------------|----------|--------|------------------------------|---------------|---------|--------|
| | | | K_p | T_i | T_d | σ | Δ_{cm} | T_p | J |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| Запропонований спосіб | П-регулятор | Продувна колона | 2.39 | ∞ | 0.00 | 17.26 | 29.52 | 465.45 | 148.04 |
| Метод трикутника | | | 0.24 | ∞ | 0.00 | 0.00 | 80.39 | 816.34 | 665.90 |
| Метод З-Н | | | 4.12 | ∞ | 0.00 | 52.36 | 19.52 | 765.26 | 130.18 |
| Метод CHR | | | 1.24 | ∞ | 0.00 | 1.31 | 44.70 | 202.83 | 273.18 |
| Запропонований спосіб | | Газовий реактор | 1.14 | ∞ | 0.00 | 45.90 | 46.72 | 27.09 | 13.69 |
| Метод трикутника | | | 0.57 | ∞ | 0.00 | 25.77 | 63.79 | 18.33 | 14.60 |
| Метод З-Н | | | 1.78 | ∞ | 0.00 | 83.71 | 35.93 | 69.26 | 17.04 |
| Метод CHR | | | 0.53 | ∞ | 0.00 | 15.47 | 65.15 | 18.28 | 12.97 |
| Запропонований спосіб | ПІ-регулятор | Продувна колона | 1.62 | 187.95 | 0.00 | 0.00 | 0.00 | 959.79 | 124.97 |
| Метод трикутника | | | 0.29 | 135.56 | 0.00 | 40.09 | 0.00 | 2564.73 | 247.94 |
| Метод З-Н | | | 3.71 | 60.28 | 0.00 | 53.47 | 0.00 | 895.26 | 122.30 |
| Метод CHR | | | 1.44 | 56.36 | 0.00 | 55.50 | 0.00 | 1709.88 | 176.51 |
| Запропонований спосіб | | Газовий реактор | 0.66 | 7.57 | 0.00 | 0.00 | 0.00 | 32.45 | 5.24 |
| Метод трикутника | | | 0.68 | 6.07 | 0.00 | 5.66 | 0.00 | 24.05 | 5.01 |
| Метод З-Н | | | 1.60 | 6.24 | 0.00 | 37.87 | 0.00 | 60.54 | 5.66 |
| Метод CHR | | | 0.62 | 5.84 | 0.00 | 8.46 | 0.00 | 24.53 | 5.11 |
| Запропонований спосіб | ПІД-регулятор | Продувна колона | 3.07 | 85.01 | 95.58 | 0.00 | 0.00 | 219.48 | 73.98 |
| Метод трикутника | | | 0.20 | 135.56 | 30.12 | 39.12 | 0.00 | 2805.33 | 241.60 |
| Метод З-Н | | | 4.95 | 27.40 | 167.68 | 33.43 | 0.00 | 372.91 | 80.15 |
| Метод CHR | | | 2.47 | 27.40 | 83.84 | 54.81 | 0.00 | 1598.62 | 129.71 |
| Запропонований спосіб | | Газовий реактор | 0.68 | 5.88 | 0.89 | 0.48 | 0.00 | 15.78 | 4.30 |
| Метод трикутника | | | 0.47 | 6.07 | 1.35 | 5.64 | 0.00 | 31.55 | 4.61 |
| Метод З-Н | | | 2.14 | 2.84 | 3.25 | 60.73 | 0.00 | 30.37 | 4.62 |
| Метод CHR | | | 1.07 | 2.84 | 1.62 | 14.14 | 0.00 | 23.71 | 3.48 |

Таблиця 2

Порівняльна таблиця якості роботи системи автоматичного регулювання для об'єкта керування коливального характеру

| Метод знаходження налаштувань регулятора | Закон регулювання | Об'єкт керування | Налаштування регулятора | | | Показники якості регулювання | | | |
|--|-------------------|----------------------------|-------------------------|----------|-------|------------------------------|---------------|---------|--------|
| | | | K_p | T_i | T_d | σ | $\Delta_{ст}$ | T_p | J |
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| Запропонований спосіб | П-регулятор | Абсорбер оксидів нітрогену | 1.01 | ∞ | 0.00 | 66.44 | 49.76 | 119.00 | 55.61 |
| Метод трикутника | | | 0.60 | ∞ | 0.00 | 42.74 | 62.56 | 81.22 | 51.60 |
| Метод З-Н | | | 1.76 | ∞ | 0.00 | 106.29 | 36.21 | 5500.00 | 760.42 |
| Метод CHR | | | 0.53 | ∞ | 0.00 | 38.77 | 65.42 | 53.08 | 47.23 |
| Запропонований спосіб | | Продувна колона | 1.01 | ∞ | 0.00 | 56.43 | 49.78 | 57.73 | 22.97 |
| Метод трикутника | | | 0.61 | ∞ | 0.00 | 33.14 | 62.08 | 31.33 | 16.06 |
| Метод З-Н | | | 1.72 | ∞ | 0.00 | 87.54 | 36.79 | 150.81 | 33.01 |
| Метод CHR | | | 0.52 | ∞ | 0.00 | 28.61 | 65.99 | 31.57 | 19.88 |
| Запропонований спосіб | ПІ-регулятор | Абсорбер оксидів нітрогену | 0.30 | 25.35 | 0.00 | 0.00 | 0.00 | 102.45 | 15.46 |
| Метод трикутника | | | 0.72 | 12.60 | 0.00 | 24.94 | 0.00 | 116.58 | 11.73 |
| Метод З-Н | | | 1.59 | 13.11 | 0.00 | Процес нестійкий | | | |
| Метод CHR | | | 0.62 | 12.26 | 0.00 | 24.98 | 0.00 | 125.07 | 11.82 |
| Запропонований спосіб | | Продувна колона | 0.34 | 13.76 | 0.00 | 0.00 | 0.00 | 56.72 | 8.34 |
| Метод трикутника | | | 0.73 | 7.02 | 0.00 | 16.96 | 0.00 | 51.79 | 5.88 |
| Метод З-Н | | | 1.55 | 7.49 | 0.00 | 42.97 | 0.00 | 180.33 | 9.69 |
| Метод CHR | | | 0.60 | 7.01 | 0.00 | 15.95 | 0.00 | 46.83 | 6.07 |
| Запропонований спосіб | ПІД-регулятор | Абсорбер оксидів нітрогену | 0.56 | 10.82 | 3.23 | 2.31 | 0.00 | 47.88 | 8.14 |
| Метод трикутника | | | 0.50 | 12.60 | 2.80 | 1.07 | 0.00 | 34.37 | 8.89 |
| Метод З-Н | | | 2.11 | 5.96 | 6.66 | 71.93 | 0.00 | 200.23 | 16.42 |
| Метод CHR | | | 1.06 | 5.96 | 3.33 | 38.71 | 0.00 | 71.03 | 8.71 |
| Запропонований спосіб | | Продувна колона | 0.64 | 5.88 | 1.90 | 1.99 | 0.00 | 26.18 | 4.37 |
| Метод трикутника | | | 0.51 | 7.02 | 1.56 | 1.85 | 0.00 | 28.89 | 4.94 |
| Метод З-Н | | | 2.06 | 3.41 | 3.62 | 45.87 | 0.00 | 38.54 | 4.37 |
| Метод CHR | | | 1.03 | 3.41 | 1.81 | 26.97 | 0.00 | 31.62 | 4.20 |

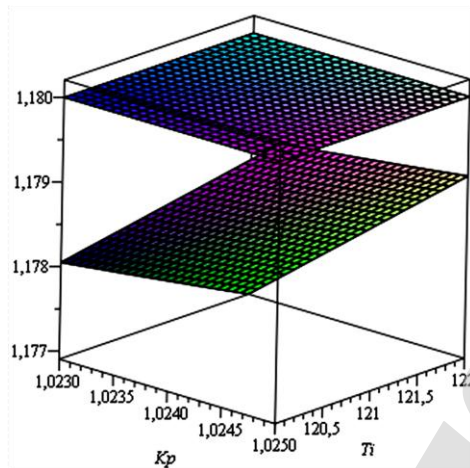


Рис. 13. Знаходження настройок регулятора з обмеженням на перерегулювання

Точка перетину двох площин (ліній) і буде оптимальним настроювальним параметром регулятора із заданим значенням перерегулювання перехідного процесу.

З аналізу результатів досліджень можна констатувати поліпшення динамічних властивостей системи при використанні параметрів регулятора, розрахованих за запропонованим алгоритмом:

- зменшення перерегулювання до 10 разів;
- зменшення часу регулювання до 10 разів.

При дослідженні систем з П-регулятором слід відмітити зростання перерегулювання, але при цьому статична похибка системи зменшується в порівнянні з іншими методами в 2–3 рази.

7. SWOT-аналіз результатів досліджень

Strengths. В даній роботі запропоновано і досліджено алгоритм ідентифікації об'єктів управління з різним характером перехідних процесів ланками другого порядку з часом запізнювання. Погрішність ідентифікації не перевищує 3%, що є цілком допустимо для розрахунків такого типу. За результатом порівняльного аналізу зроблено висновок, що знайдені параметри регулятора за запропонованим алгоритмом значно поліпшили динамічні властивості системи (перерегулювання, час регулювання, статична і динамічна погрішності). Так само в цій роботі був запропонований і досліджений алгоритм пошуку настройок регулятора з введенням обмеження на перерегулювання перехідного процесу, який показав також позитивний результат.

Weaknesses. Якість будь-якої системи регулювання визначається величиною похибки, але функцію похибки для будь-якого моменту часу важко визначити, оскільки вона описується за допомогою диференціального рівняння високого порядку і залежить від великої кількості параметрів системи. Тому оцінюють якість систем керування за деякими її властивостями, які визначають за допомогою критеріїв якості.

Opportunities. Задачею подальших досліджень буде розробка і удосконалення алгоритму пошуку настройок регулятора із заданими (обмеженими) показниками якості перехідних процесів.

Результати досліджень показали покращення динамічних властивостей системи при використанні оптимальних налаштувань регулятора, розрахованих

запропонованим способом у порівнянні з найбільш поширеними інженерними методами пошуку настроювань регулятора для САР з аперіодичними і коливальними ОК. Перерегулювання зменшилося до 10 разів, час регулювання зменшився до 30 %, статична і динамічна похибки зменшилися у 2–3 рази.

Threats. При впровадженні даного алгоритму ідентифікації об'єктів управління не потрібно значних додаткових витрат на обладнання. Сьогодні відомо багато теоретичних та експериментальних методів пошуку настроювань ПД–регулятора. Однак, універсального методу, який дозволив би визначити оптимальні настроювання ПД–регулятора для систем та об'єктів різного типу не існує.

8. Висновки

1. Запропоновано і досліджено алгоритм ідентифікації об'єктів управління з різним характером перехідних процесів ланками другого порядку з часом запізнювання. Погрішність ідентифікації не перевищує 3 %, що є цілком допустимо для розрахунків такого типу. На підставі отриманих таким чином передавальних функцій еквівалентних об'єктів були знайдені настройки П-, ПІ- і ПІД-регуляторів для АСР методом трикутників, методом незагасаючих коливань (метод Ніколасса-Циглера) і з використанням запропонованого алгоритму.

2. Проведено порівняльний аналіз показників якості перехідних процесів досліджуваних АСР при настройках, що отримані різними методами. Результати показали покращення динамічних властивостей системи при використанні оптимальних настроювань регулятора, розрахованих запропонованим способом, у порівнянні з найбільш поширеними інженерними методами пошуку настроювань регулятора для САР з аперіодичними і коливальними ОК. Перерегулювання зменшилося до 10 разів, час регулювання зменшився до 30 %, статична і динамічна похибки зменшилися у 2–3 рази.

Література

1. Karakawa K., Abe N., Ichihara H. Joint design method of closed-loop identification and IMC structure for temperature control system with time delay // Proceedings of the 41st SICE Annual Conference. SICE 2002. 2002. doi: <https://doi.org/10.1109/sice.2002.1196548>
2. Ідентифікація об'єктів керування / Ананьєв М. В. та ін. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. 2010. № 2 (36). С. 178–181.
3. Astrom K. J., Hang C. C., Lim B. C. A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time // IEEE Transactions on Automatic Control. 1994. Vol. 39, Issue 2. P. 343–345. doi: <https://doi.org/10.1109/9.272329>
4. Hongdong Z., Ruixia L., Huihe S. Control for integrating processes based on new modified smith predictor // Control 2004, University of Bath, UK, 2004.
5. Kealy T., O'Dwyer A. Comparison of open- and closed-loop process identification techniques in the time domain // Proceedings of the 3rd Wismarer Automatisierungssymposium. Wismar, 2002.

6. Mamat R., Fleming P. J. Method for on-line identification of a first order plus dead-time process model // Electronics Letters. 1995. Vol. 31, Issue 15. P. 1297–1298. doi: <https://doi.org/10.1049/el:19950865>

7. Бахтадзе Н. Н., Лотоцкий В. А. Современные методы управления производственными процессами // Проблемы управления. 2009. № 3.1. С. 56–63.

8. Verhaegen M., Verdult V. Filtering and System Identification: A Least Squares Approach. 2nd ed. Cambridge University Press, 2012. 422 p.

9. Soderstrom T., Stoica P. Instrumental variable methods for system identification // Circuits, Systems, and Signal Processing. 2002. Vol. 21, Issue 1. P. 1–9. doi: <https://doi.org/10.1007/bf01211647>

10. Орлов Ю. Ф. Идентификация по частотным параметрам // Дифференциальные уравнения. 2006. Т. 42, № 3. С. 425–428.