



УДК 681.51

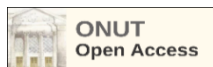
ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ СИНТЕЗУ ОДНОВИМІРНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ДЛЯ ПРОЦЕСІВ З НАБУХАННЯМ

RESEARCH OF SISO CONTROL SYSTEM DESIGN METHODS FOR PLANTS WITH INVERSE STEP RESPONSE

Стопакевич А. О.¹, Карасьова І. О.²
Stopakevych A., Karasova I.

^{1,2}Державний університет інтелектуальних технологій і зв'язку, м. Одеса, Україна
ORCID: ¹<https://orcid.org/0000-0003-1719-9071>, ²<https://orcid.org/0000-0002-8318-6853>.
E-mail: stopakevich@gmail.com, karaseva98@gmail.com

Copyright © 2024 by author and the journal "Automation of technological and business – processes".
This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).
<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0>



DOI:

Анотація. Досліджуються методи синтезу одновимірних систем керування для процесів з набуханням (зворотнім відгуком). Набухання, як динамічний процес, має специфічні характеристики, які ускладнюють застосування регуляторів зі зворотнім зв'язком. Хоча в інженерній практиці розповсюджений підхід апроксимації набухання як запізнення в задачах настройки ПІД регуляторів за моделлю, однак цей підхід має суттєві недоліки, які продемонстровані в роботі. Надано пояснення відмінностей між динамікою об'єктів з набуханням та запізненням з частотного погляду. Проаналізована проблема моделювання об'єктів з набуханням. Визначені методи, які дозволяють розв'язати задачу ідентифікації та проблеми, які можуть привести до неадекватного моделювання. Проаналізовані методи синтезу модифікованих ПІД регуляторів та регуляторів з двома ступенями свободи. Вказані недоліки таких регуляторів. Проведено аналіз динамічних властивостей системи керування при замиканні регулятора зворотним зв'язком з компенсатором Ліної для різних характерних моделей об'єктів з набуханням. Запропоновано ввести в компенсатор коефіцієнт настройки. Встановлено, що з цим коефіцієнтом стає можливим досягти за певними залежностями значення прямих та частотних критеріїв якості системи керування. Проведено порівняння систем керування з ПІ регулятором і компенсатором Ліної з введеним коефіцієнтом та системи керування з ПІД-подібним регулятором для характерних об'єктів з набуханням при різних коефіцієнтах настройки. Встановлені подібність і відмінність в залежностях критеріїв якості від коефіцієнта настройки в системах керування обох типів. Частотний аналіз та аналіз за полюсами цих систем керування показує, що в цілому система керування з компенсатором Ліної з введеним коефіцієнтом настройки компенсатора може забезпечити кращу компенсацію збурень. Запропоновані шляхи удосконалення та модифікації систем керування процесами з набуханням.

Abstract. This paper analyses methods for the design of single-dimensional (SISO) control systems for inverse response (swelling) processes. Inverse response, as a dynamic process, has specific properties that complicate the use of feedback controllers. Although the approach of approximating undershoot as a delay in the tasks of tuning PID controllers by model is widespread in engineering practice, this approach has significant drawbacks, as demonstrated in this paper. The differences between the dynamics of plants with inverse response and delay (dead time) are explained from the frequency point of view. The problem of modeling plants with inverse response is analyzed. The methods that allow solving the identification problem and the problems that can lead to inadequate modeling are pointed out. The tuning methods for modified PID controllers and controllers with two degrees of freedom are analyzed. The disadvantages of such controllers are discussed. The analysis of the dynamic properties of the control system when the controller is closed by feedback with a Linoya linear compensator for various representative models of plants with inverse response is carried out. It is proposed to introduce a tuning factor into the compensator. It is found that with this coefficient it becomes possible to achieve the values of direct and frequency criteria of the control system performance according to certain dependencies. Comparison of control systems with PI controller and linear compensator with the introduced coefficient and control system with PID-like controller for representative plant models with inverse response at different tuning coefficients is carried out. The similarities and differences in the dependence of the performance criteria on the tuning coefficient in the control systems of both types are pointed out. The frequency and pole analysis of both control systems types shows that, in general, the control system with a linear Linoya compensator with the introduced compensator tuning coefficient can provide better compensation of disturbances. Further ways to improve and modify control systems for inverse response processes are proposed.

Ключові слова: керування, ПІД, регулятор, компенсатор, набухання, зворотний відгук, настройка, якість.

Keywords: control, PID, controller, compensator, swelling, inverse response, tuning, performance.



Вступ. Набухання чи зворотний відгук – це явище в динамічних системах, коли процес в системі, яка збуджена стрибком, спочатку на деякий час відхиляється в напрямку, протилежному визначеному коефіцієнтом передачі, після чого знову змінює напрям реакції. Технологічні процеси, які супроводжуються явищем набухання, широко зустрічаються в таких галузях промисловості, як хімічна, харчова, переробна, біотехнологічна та інші. Це явище зазвичай пов'язано зі зміною фазового стану речовини, наприклад, під час випаровування, конденсації, ректифікації, хімічних реакцій, ферментації, кристалізації, плавлення тощо [1-5].

Методи настройки регуляторів ПІД-типу [6-9] переважно орієнтуються на модель у вигляді інерційної ланки першого порядку з запізненням (FOPDT), чи, зрідка, на аперіодичну чи коливальну статичну систему другого порядку з запізненням (SOPDT). Задача настройки найбільш поширеного ПІ-регулятора фактично зводиться до досягнення певного балансу між пропорційною та інтегральною складовою, орієнтиром для якого є ступінь домінантності запізнення [10]. Чим більш домінантним є запізнення, тим має бути більш істотним вплив інтегральної складової. Так само відношення K_p/T_i є визначним для величин перерегулювання та запасу стійкості. Керування рядом немінімальнофазових систем, які мають деяку схожість з системами з запізненням, часто зводять до задач керування об'єктами (ОК), заданими FOPDT чи SOPDT моделями. Цей підхід зазвичай працює, однак істотно зменшує запас за амплітудою систем. Це пояснюється тим, що в системах з запізненням амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) не залежить від запізнення, яке впливає тільки на фазу, тоді як в системах з набуханням АЧХ на низьких частотах знижена, що пов'язано з протифазним відгуком, а на високих частотах амплітуда зростає через наявність нулів в правій півплощині. Відмінна реакція й за фазо-частотною характеристикою (ФЧХ). В системах з набуханням фазовий здвиг найбільш виражений на низьких частотах й може досягати -180° , але зі збільшенням частоти він зменшується. Навпроти, в системах з запізненням фазовий здвиг збільшується пропорційно частоті й найбільш істотним є на високих частотах. Відмінні й швидкісні характеристики систем: частота зрізу залежить лише від постійної часу, наприклад, у FOPDT моделі, в той час як в системах з набуханням вона зміщується в область високих частот.

Типові регулятори зі зворотнім зв'язком не дуже гарно реагують на наявність набухання, оскільки це явище порушує функціонування від'ємного зворотного зв'язку більше, ніж запізнення. Пропорційна складова регулятора може погіршувати ситуацію та збільшувати величину набухання (чи в термінах критеріїв якості – підрегулювання). Теж саме відноситься й до інтегральної складової. Диференційна складова поведінку інтегральної складової мало компенсує.

В межах багатовимірних регуляторів (оптимальних, робастних, модельно-прогнозуючих), які синтезуються за повною моделлю, проблема регулювання процесами з набуханням не має істотних відмінностей від проблеми керування іншими процесами з нетиповою динамікою й може бути повністю врахована в законі керування. Так, наприклад, в роботі [11] показано, що при стандартній реалізації модельно-прогнозуючий регулятор (МРС) може повністю видалити набухання з динаміки керованої змінної в моделі САК. Недоліком таких регуляторів є ускладнена замкнута структура, яка не дозволяє емпіричним чином швидко змінювати настройки при погіршенні якості роботи САК й при пуско-налагоджувальних роботах. Підходи керування зі спостерігачем та адаптивного керування для об'єктів зі складною динамікою можуть мати проблеми з робастністю при зміні структури моделі, а ПІД-регулятори зазвичай менш чутливі до структурної невизначеності динамічних властивостей ОК.

Мета та задачі дослідження. Метою роботи є дослідження методів керування одновимірними САК процесами з набуханням без втрати можливості змінювати настройки САК на об'єкті та не допускаючи істотного ускладнення структури регулятора.

В межах поставленої мети будуть розв'язані наступні задачі.

- 1) Визначення ключових особливостей задачі моделювання динаміки ОК з набуханням.
- 2) Визначення недоліків апроксимації набухання запізненням для застосування стандартних методів настройки ПІД-регуляторів.
- 3) Визначення методів настройки ПІД-регуляторів, які здатні врахувати особливості динаміки моделі ОК з набуханням.
- 4) Визначення потенціалу застосування ПІД-регуляторів з двома ступенями свободи та інших неklasичних регуляторів та працюючих методів настройки в межах ПІД-регуляторів неklasичної структури.
- 5) Дослідження впливу параметра настройки елементарного компенсатора набухання на запас стійкості САК.
- 6) Виявлення властивостей САК з ПІ-регулятором та компенсатором Ліної (Іпоуа) з введенням додаткового коефіцієнта настройки в задачу розрахунку параметрів компенсатора. Дослідження впливу цього параметру на основні критерії якості САК.
- 7) Виявлення властивостей САК з ПІД-подібним регулятором в залежності від коефіцієнта настройки. Дослідження впливу цього параметру на основні критерії якості САК.
- 8) Порівняльний аналіз властивостей САК з ПІ-регулятором і компенсатором Ліної та ПІД-подібним регулятором.

Моделювання ОК з набуханням. З динамічного погляду система з набуханням містить у своїй структурі процеси зі швидкою та тривалою динамікою. Елементарний статичний процес з набуханням представляється лінійною моделлю як різниця між інерційними ланками $k_1 / (T_1 \cdot s + 1) - k_2 / (T_2 \cdot s + 1)$. Однак набухання проявляється не завжди, а в цьому випадку лише за умови $k_2 \cdot T_1 > T_2 \cdot k_1$, $k_1 > k_2 > 0$.



Відмітимо, що набухання може проявлятися й в лінійних системах з додатним нулем, якщо система близька до дифереціюючої, чи якщо час набухання дуже малий в порівнянні з загальною динамікою системи [12]. Для деяких нелінійних систем з багатьма змінними стану умову наявності набухання можна вивести аналітично, що може допомогти при виборі робочого режиму установки [13].

Задача ідентифікації моделей систем з набуханням розглянута в роботі [15]. Задаючись моделлю зі структурою

$$\left(\frac{k_1}{T_1 s + 1} - \frac{k_2}{T_2 s + 1} \right) \cdot e^{-\tau \cdot s} = \frac{K \cdot (-T_3 \cdot s + 1)}{(T_1 s + 1) \cdot (T_2 s + 1)} \cdot e^{-\tau \cdot s} \quad (1)$$

при наступних умовах

$$k_1 = K \cdot \frac{1-b}{1-a}, \quad k_2 = K \cdot \frac{a-b}{1-a}, \quad K = k_1 - k_2, \quad T_3 = \frac{k_1 \cdot T_2 - k_2 \cdot T_1}{k_1 - k_2} \quad (2)$$

для ідентифікації за графіком перехідного процесу (ПП) за стрибком достатньо трьох точок: мінімального значення (y_p, t_p), значення при 47% ($y_{47\%}, t_{47\%}$) та при 90% ($y_{90\%}, t_{90\%}$) процесу. Розрахунок a , b , c проводиться за достатньо простими формулами з використанням нелінійними залежностей між параметрами. Недоліком описаного методу є те, що він не працює для систем з набуханням та домінуючим запізненням, але таких систем в практиці автоматизації незначна кількість.

ПД-керування. Безмодельне настроювання регуляторів ПД-типу виконується методом Циглера-Ніколса (ZN) в його класичній постановці або з використанням релейних тестів [16]. В роботі [17] досліджено застосування цих методів для статичних ОК з набуханням при різних параметрах моделі. У цілому якість керування САК з регуляторами, які настроєні за методом ZN, при оцінці за декількома критеріями є незадовільною, а в одному з випадків процес має автоколивальний характер. Наше моделювання показало, що збільшення коефіцієнта передачі більше чим на +25% в моделі статичного ОК з набуханням помірної величини призводить до стрімкого, майже експоненційного, збільшення величини перерегулювання, але без втрати стійкості. Це робить метод ZN майже завжди технологічно непридатним для систем з набуханням. Модифікація методу ZN для ПД-регулятора, який керує процесами з набуханням і запізненням, запропонована в роботі [18]. В ній послаблюються вказані недоліки: стає можливим керувати процесами з більшим запізненням, забезпечується величина перерегулювання близько 20% й збільшується запас робастності САК. Як і в класичному ZN, в якості початкових даних використовуються частотні параметри САК з ПД-регулятором, однак їх можна отримати не лише експериментально, а й за моделлю ОК в часовій області.

Далі розглянемо настроювання за моделлю ОК, заданою ПФ виду

$$P(s) = \frac{-3 \cdot s + 1}{(1 + 2 \cdot s)(1 + 5 \cdot s)} = \frac{-3 \cdot s + 1}{10 \cdot s^2 + 7 \cdot s + 1}. \quad (3)$$

Базуючись на ідеї апроксимації [19] першого порядку, яка переводить запізнення в набухання зі збереженням основних частотних властивостей системи, застосуємо апроксимацію

$$1 - \eta \cdot s \approx (1 + \eta \cdot s) \cdot e^{-2\eta s}. \quad (4)$$

Тоді модель об'єкта (3) змінюється наступним чином

$$P(s) = \frac{-3 \cdot s + 1}{(1 + 2 \cdot s)(1 + 5 \cdot s)} \approx \frac{3 \cdot s + 1}{(1 + 2 \cdot s)(1 + 5 \cdot s)} e^{-6 \cdot s}. \quad (5)$$

Запізнення можна отримати й іншим шляхом, з застосуванням апроксимації

$$(-\tau \cdot s + 1) \approx e^{-\tau \cdot s} \quad (6)$$

Тоді

$$P(s) = \frac{-3 \cdot s + 1}{(1 + 2 \cdot s)(1 + 5 \cdot s)} \approx \frac{1}{(1 + 2 \cdot s)(1 + 5 \cdot s)} e^{-3 \cdot s}. \quad (7)$$

Адекватність обох приведених апроксимацій перевіримо за допомогою наступного експерименту: визначимо настройки регуляторів за допомогою програми pidtune в MATLAB для моделей (3,5,7) і перевіримо чим вони відрізняються та які запаси гарантують для оригінальної моделі з набуханням.

Будемо використовувати ПД-регулятор стандартної форми

$$C(s) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right). \quad (8)$$

з настройками програми pidtune, які забезпечують САК з 60° запасом за фазою в першу чергу й намагаються наблизити процес за завданням до 5% перерегулювання. Результати зведемо в табл. 1

Табл. 1 – Дослідження адекватності апроксимацій набухання як запізнення

Регулятор за моделлю	k_p	T_i	При підключенні до моделі (3)	
			Запас за амплітудою	Запас за фазою
(3)	0.4968	4.8390	3.2971	60.0000
(5)	0.7462	6.6323	2.5048	62.0397
(7)	0.9814	7.6983	1.9850	56.4440



З таблиці бачимо, що апроксимація елементарної моделі з набуханням для настройки ПІ-регулятора знижує запас стійкості САК за амплітудою. Хоча обидві апроксимації є працездатними, апроксимація (7) більше підходить для застосування правил настройки ПІД-регуляторів за SOPDT моделями (статичний процес другого порядку з запізненням) без нулів.

У цілому настройка ПІ та ПІД регуляторів для ОК з набуханням не дуже піддається нескладним формулам. Щонайменше потрібний експеримент чи частотний аналіз моделі ОК, як в методі Луйбена [18] **Error! Reference source not found.** В монографії О' Двайера [6] крім метода Луйбена приведено два частотні методи. Один з них – метод Хродабакшана-Голбона, який вимагає застосування оптимізації за частотними характеристиками. Те саме робить й програма MATLAB pidtune.

Наприкінці розглянемо проблему структурної оптимальності ПІД-регуляторів для керування ОК з набуханням. Відомо що такі регулятори є структурно оптимальними для моделей, які достатньо точно зводяться до FOPDT/SOPDT. Але процеси з набуханням – це не зовсім той випадок й методи настройки регуляторів ПІД-типу не враховують критерій підрегулювання, який важливий для таких процесів.

На теоретичному рівні обґрунтування недостатності ПІД-регулятора проведено в роботі [14]. Схема обґрунтування наступна. Запропоновано сформулювати регулятор таким чином, щоб при керуванні САК за завданням він повторював розгінну характеристику ОК. Для SOPDT моделі з негативним нулем можна отримати регулятор виходу доволі цікавої структури

$$P(s) = \frac{b_1 \cdot s \cdot (a_1 \cdot b_1 + b_2)}{s^2 + a_1 \cdot s + a_2} \rightarrow C(s) = \left(k_1 + \frac{k_3}{s} \right) + \left(k_2 + \frac{k_4}{s} \right) + \left(\frac{b_2 \cdot s - a_2 \cdot b_1}{b_1 \cdot s + (a_1 \cdot b_1 + b_2)} \right). \quad (9)$$

Таким чином, отримуємо суму, два компонента якої є ПІ-регуляторами. Введення від'ємного нуля призводить до істотної зміни регулятора – вводиться додатковий полюс з метою скорочення цього нуля. Це значить, що доки нуль знаходиться в лівій напівплощині (мінімальнофазовий), оптимальний ПІД-регулятор може бути побудований без вимірювання всіх станів. Однак, коли нуль знаходиться в правій півплощині (не мінімальнофазовий), це потребує вводити нестійкий полюс, який має скоротити нуль. Оскільки нестійкий полюс не може бути реалізований, то необхідно введення в структуру САК з ПІД-регулятором додаткового компенсатора чи спостерігача для отримання оптимального за структурою регулятора.

Некласичні ПІД-подібні регулятори. В роботі [17] розглядається застосування для задачі керування регулятора виду

$$C(s) = k_p \cdot \frac{T_i \cdot T_D \cdot s^2 + T_i \cdot s + 1}{T_i \cdot s} \cdot \frac{1}{T_f \cdot s + 1}. \quad (10)$$

В порівнянні з класичним ПІД регулятором, цей регулятор є більш повільним, оскільки фільтр згладжує різкі зміни. Крім того, знижується коливальність. В порівнянні з ПІ-регулятором з настройками за методом ІМС, цей регулятор виявляється більш ефективним, однак ефект проявляється тільки при рівні невизначеності меншим за 25%.

Огляд робіт, виконаних з метою удосконалити ПІД-регулятор шляхом додавання складових, проведений в роботі [20] **Error! Reference source not found.** Як правило, еталоном для настройки ставиться максимальна чутливість M_s [9]. В роботі [20] запропонований доволі складний варіант розширеного ПІД-регулятора, придатного й для астатичних ОК

$$C(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \right) \frac{(\beta_2 s^2 + \beta_1 s + 1)^2}{(\alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + 1)(\alpha_4 s^2 + \alpha_3 s + 1)}, \quad (11)$$

з компенсатором завдання, який знижує коливальність та перерегулювання.

$$F = \frac{\gamma s + 1}{\left(\left(\frac{k_d}{k_i} \right) s^2 + \left(\frac{k_p}{k_i} \right) s + 1 \right) (\beta_2 s^2 + \beta_1 s + 1) (\delta s + 1)}. \quad (12)$$

Потенційною проблемою застосування подібних регуляторів, настроювання яких в САК часто зводиться до оптимізації, є крихкість та/або низька робастність САК [21, 8].

Іншим розширенням є регулятори з двома ступенями свободи (2DOF) [6-8]. Ключова мета, з якою створювались такі регулятори – ослабити протиріччя між керуванням за завданням та збуренням без введення фільтру завдання. Типова форма 2DOF ПІД регулятора має вигляд

$$u = k_p \cdot (b \cdot r - y) + \frac{k_i}{s} \cdot (r - y) + k_d \cdot s \cdot (c \cdot r - y). \quad (13)$$

Залежно від коефіцієнтів та залучених складових можна вивести ряд регуляторів спрощеної форми.

Показовою є робота [22], яка розглядає задачу синтезу PDF (Pseudo Derivative Feedback) регулятора. Регулятор реалізує закон керування виду

$$e(s) = y(s) - r(s), \quad u = C_1(s) \cdot e(s) + C_2 \cdot y(s), \quad (14)$$

$$C_1 = k_i / s, \quad C_2 = k_p + k_{d1}s + k_{d2}s^2 + \dots + k_{dn}s^n$$

де y -керувана змінна, r -завдання, u -керуючий вплив регулятора.



Автор аналітично вивів правила настройки такого регулятора, які зводяться до підбору двох параметрів. Між ними виведено рівняння зв'язку, яке дозволяє підібрати другий параметр як функцію від бажаної коливальності та першого параметру. Результативний регулятор виявився неякісно працюючим при наявності перерегулювання, тому вихід регулятора запропоновано помножити на інерційну ланку. Також виведені формули для І-ПД регулятора з теоретичною Д-складовою, до виходу якої також додається інерційна ланка.

Авторами роботи [23] розглядається задача настройки двох регуляторів в САК. Один з яких – розімкнутий ПІ-регулятор $C_r(s)$, який застосовується як фільтр завдання, другий – ПІД регулятор $C_y(s)$, входом якого є керована змінна. Керуючий вплив формується як різниця між виходами $C_r(s)$ та $C_y(s)$. Застосовується метод настройки, який розглядає модель наступної структури

$$P(s) = \frac{k \cdot (-b \cdot T \cdot s + 1)}{(T \cdot s + 1)(\alpha \cdot T \cdot s + 1)} \cdot e^{-\tau \cdot s}, \quad d = \tau / T \in (0.1, 2), \quad b \in (0.25, 2.0) \text{ для } M_s = 1.4 \quad (15)$$

та ставить за мету досягнення величини $M_s=1.4$ або $M_s=2$. Задача визначення кожної настройки регуляторів зводиться до розрахунку за поліноміальними формулами з 4 коефіцієнтами. Таким чином, задача розрахунку має 4 вхідних параметра та 12 коефіцієнтів, які знаходяться в дуже нелінійній залежності від α (обидва регулятора мають однакові k_p та T_i). Наявні дві таблиці коефіцієнтів для досягнення $M_s=1.4$ та $M_s=2$ при $\alpha \in (0.1, 0.25, 0.5, 0.75, 1)$. Оскільки такий метод настройки не дуже простий для ручного застосування, автори написали комп'ютерну програму з графічним інтерфейсом мовою MATLAB. Для знаходження проміжних значень коефіцієнтів за таблицями використовується інтерполяція. Таким чином, досягається САК з певним запасом стійкості, однак користувач не має впливу на такі критерії як перерегулювання, підрегулювання, час регулювання, що робить бажаним подальше вдосконалення алгоритму.

Недоліком багатьох некласичних трикомпонентних регуляторів є відсутність простих методів визначення запасу стійкості, таких як M_s , запас по фазі (PM), амплітуді (GM), запізненню (DM). Крім того, коли ПІ-складова реагує безпосередньо на керовану змінну, то виникає питання щодо реалізації такої схеми відносно задачі керування ОК у відхиленнях.

Елементарний компенсатор набухання. Нуль в правій півплощині формує фазову затримку замість фазового випередження, тому дестабілізує систему керування. Розглянемо модель виду

$$\frac{1 - 3 \cdot s}{(2 \cdot s + 1) \cdot (5 \cdot s + 1)}, \quad (16)$$

яка при використанні пропорційного регулятора з коефіцієнтом k_p має характеристичне рівняння

$$10s^2 + (7 - 3 \cdot k_p)s + (1 + k_p) = 0, \quad (17)$$

що накладає обмеження на забезпечення стійкості САК.

Схема моделі САК з цим компенсатором показана на рис. 1. [24, 25]

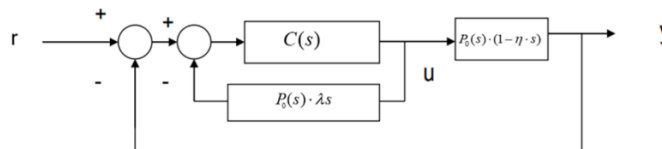


Рис. 1 – Схема САК з елементарним компенсатором набухання

Fig. 1 – Control system diagram with an elementary inverse response compensator

Похибка керування для регулятора $C(s)$ буде наступною

$$e_c = r - y(s) - y^*(s) = r - [P_0(1 - \eta s) - P_0 \lambda s] \cdot u(s). \quad (18)$$

Таким чином, якщо обрати λ більшою за η , регулятор працює з об'єктом з компенсацією нуля в правій півплощині. Розглянемо задачу синтезу САК з ПІ-регулятором та компенсатором для ОК, який описується ПФ виду

$$P(s) = P_0 \cdot (1 - \eta) = \frac{1}{(2 \cdot s + 1) \cdot (5 \cdot s + 1)} \cdot (1 - 3 \cdot s) \quad (19)$$

Регулятор, отриманий для P_0 , має вид ($GM = \infty$, $PM = 60^\circ$)

$$C(s) = 1.92 \left(1 + \frac{1}{5.48 \cdot s} \right) \quad (20)$$

Проведемо дослідження зміни частотних характеристик САК залежно від величини λ . Результати занесемо в табл. 2.

Табл. 2 - Зміна запасу стійкості САК ОК (15) з набуханням і регулятором (18) при зміні величини λ

λ	Запас за амплітудою (GM)	Запас за фазою (PM), °
1	1.24	18.05
3	1.90	49.71
5	2.57	62.73
7	3.24	69.38
9	3.90	73.41



Перехідні процеси за завданням в САК з компенсатором нуля при різних λ показані на рис. 2

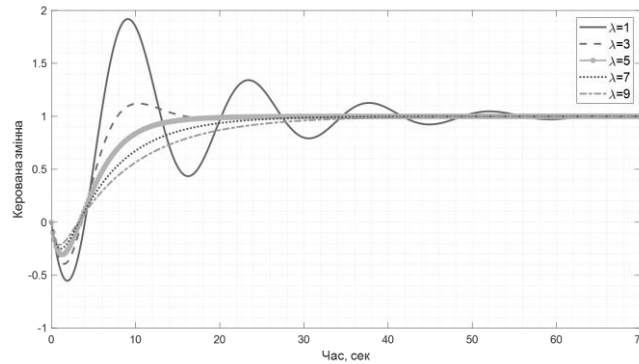


Рис. Error! No text of specified style in document. – Перехідні процеси за завданням в САК з компенсатором набухання при різних λ

Fig. 2 – Transients by reference in control systems having an inverse response compensator with different λ

Дослідження САК дозволяє зробити такі висновки:

1. Ступінь відповідності параметра λ до η істотно впливає на стійкість САК.
2. Якщо λ менше η , то це призводить до надмірної коливальності й різкого зниження запасу стійкості; λ більша ніж потрібна збільшує запас стійкості САК більше ніж 60° , але коштом збільшення тривалості перехідних процесів.
3. Компенсатор працює лише для статичних об'єктів.
4. Компенсатор не видаляє з динамічного відгуку набухання за допомогою регулятора.
5. Введення запізнення в канал керування не призводить до різкої зміни запасу стійкості.

Хоча компенсатор при правильній настройці не знижує рівень робастності, він й не дуже істотно покращує перехідні процеси в порівнянні з ПІ-регулятором навіть для номінального об'єкта. Проведемо порівняння САК з компенсатором при різних значеннях λ і з САК без компенсатора та ПІ-регулятором виду

$$C(s)=0.293 \cdot \left(1 + \frac{1}{3.35s}\right) \quad (21)$$

Цей регулятор забезпечує $GM=3.3$, $PM=60$. Перехідні процеси при різних λ приведені на рис. 3, 4.

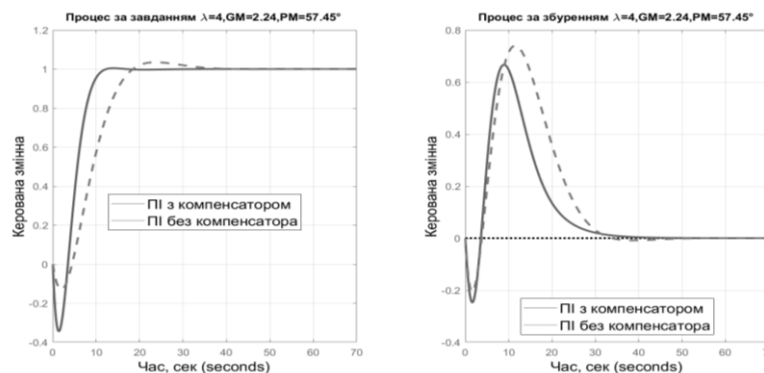


Рис. 3 – ПІ в САК з ПІ-регулятором та з ПІ-регулятором з компенсатором з $\lambda = 4$

Fig. 3 – Transients in control systems with PI controller and PI controller with an inverse response compensator with $\lambda = 4$

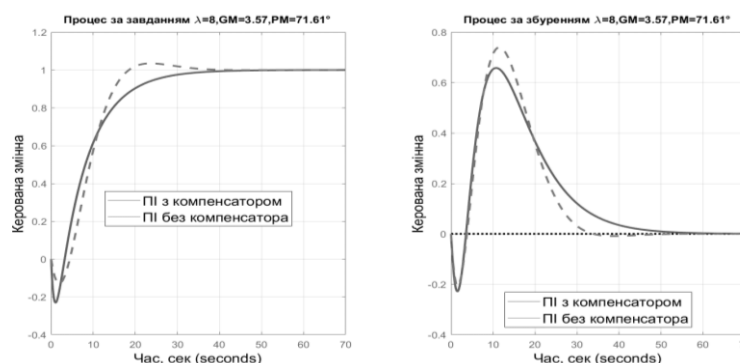


Рис. 4 – ПІ в САК з ПІ-регулятором та з ПІ-регулятором з компенсатором з $\lambda = 8$

Fig. 4 – Transients in control systems with PI controller and PI controller with an inverse response compensator with $\lambda = 8$



З рисунків бачимо, що ПІ регулятор навіть краще нейтралізує викид на початку, характерний для набухання. Введення компенсатора робить процеси за завданням майже аперіодичними (при $\lambda=4$ навіть швидшими), зменшують дещо амплітуду викиду при збуренні й підвищує запас стійкості. Однак ці ефекти не настільки значні, щоб сказати що вони зберуться при нелінійній динаміці об'єкта, а невірний вибір λ може й навпроти, погіршити функціонування САК.

Компенсатор Ліної. В роботі [26] запропонований компенсатор Ліної (КЛ). Цей компенсатор розвиває ідею предиктора Сміта й модифікує об'єкт керування таким чином, щоб його динаміка за моделлю була структурно оптимальна для регулятора ПІД-типу. Проте, він не має таких проблем з робастністю як має класичний предиктор Сміта [27]. В зазначеній роботі запізнень рекомендується нейтралізувати за допомогою предиктора Сміта, а нуль в правій півплощині компенсувати за допомогою компенсатора з диференціатором. Цей компенсатор замикається негативним зворотнім зв'язком з регулятором. В результаті виконується модифікація об'єкта для регулювання.

Для найпростішого статичного процесу (1) з набухання при $\tau = 0$ передаточна функція (ПФ) компенсатора у зворотному зв'язку регулятора має вигляд

$$H(s) = g \cdot \left(\frac{1}{T_2 \cdot s + 1} - \frac{1}{T_1 \cdot s + 1} \right) \quad (22)$$

при умові, що в моделі ОК $T_1 / T_2 > k_1 / k_2 > 1$ настройка компенсатора g розраховується за формулою

$$g = \alpha \cdot \frac{k_2 \cdot T_1 - k_1 \cdot T_2}{T_1 - T_2} \quad (23)$$

Автори роботи [26] розглядали задачу настройки регулятора без складової α , однак це дає не робастні настройки. Це питання проаналізовано в роботі [28], однак розв'язок проблеми автори розглядали в площині зміни настройок регулятора ПІД-типу. Наш аналіз показує, що треба вводити параметр α і його значення має бути більшим за 1. Дійсно при $\alpha = 1$ САК має дуже малий запас стійкості (особливо при збільшенні постійних часу моделі ОК).

Проведемо дослідження САК при різних α для трьох моделей другого порядку ОК з набуханням. Досліджувати будемо некласичні прямі показники якості, такі як підрегулювання (USHT%), час перетину нуля ZCT (с), час першого узгодження FPT (с), й класичні, такі як час регулювання ST (с – досягнення 98% завдання), перерегулювання OVSH (%), запас по амплітуді GM (абс), запас по фазі PM (°).

Методика проведення дослідження наступна.

1. Формується модель ПФ ОК, яка має наступну структуру $P(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} - \frac{k_2}{T_2 s + 1}$
 2. Отримуються параметри розгінної характеристики $P(s)$: USHT, ZCT, FPT, ST.
 3. Програмою pidtune синтезується ПІ-регулятор $C_p(s)$ за моделлю $P(s)$. Замкнена САК досліджується при керуванні за завданням. Отримуються параметри ПП за завданням: USHT, OVSH, ZCT, FPT, ST, GM, PM.
 - 4.1. Синтезується ПІ-регулятор C_0 програмою pidtune за моделлю $P_0(s)$, яка є моделлю $P(s)$ без нуля. За моделлю розраховується величина g за формулою (23).
 - 4.2. За коефіцієнтами множини значень α , яка береться між двома точками з кроком 0.1, розраховується множина компенсаторів H за формулою (22). Точка відліку – мінімальна стійкість, точка максимуму при PM=80°.
 - 4.3. Формується множина регуляторів C , які отримуються шляхом замикання регулятора C_0 негативним зворотним зв'язком з компенсаторами множини H .
 - 4.4. Замкнений компенсатором ПІ регулятор можна представити однією ПФ. Аналітично вона буде мати наступний вигляд
 - 4.5. За множиною регуляторів C і ОК $P(s)$ проводиться дослідження замкнених САК за завданням. Отримуються параметри ПП за завданням: USHT, OVSH, ZCT, FPT, ST, GM, PM.
 5. Будуються графіки для візуалізації та аналізу результатів експерименту.
- Якщо вивести ПФ регулятора з компенсатором, то вона буде мати такий вигляд

$$\begin{aligned} & (n_3 \cdot s^3 + n_2 \cdot s^2 + n_1 \cdot s + n_0) / (d_3 \cdot s^3 + d_2 \cdot s^2 + d_1 \cdot s), \\ & n_3 = T_1 \cdot T_2 \cdot T_i \cdot k_p, \\ & n_2 = T_2 \cdot T_i \cdot k_p + T_1 \cdot T_i \cdot k_p + T_1 \cdot T_2 \cdot k_p, \\ & n_1 = (T_i \cdot k_p + T_2 \cdot k_p + T_1 \cdot k_p), \\ & n_0 = k_p, \\ & d_3 = T_1 \cdot T_2 \cdot T_i, \\ & d_2 = T_2 \cdot T_i + T_1 \cdot T_i + T_1 \cdot T_i \cdot a \cdot k_2 \cdot k_p - T_2 \cdot T_i \cdot a \cdot k_1 \cdot k_p, \\ & d_1 = T_i + T_1 \cdot a \cdot k_2 \cdot k_p - T_2 \cdot a \cdot k_1 \cdot k_p. \end{aligned} \quad (24)$$



Експерименти будемо проводити для трьох різних характерних моделей. Моделі такі:

P_1 : $k_1 = 4, k_2 = 3, T_1 = 2, T_2 = 1$, P_2 : $k_1 = 9, k_2 = 8, T_1 = 5, T_2 = 1$, P_3 : $k_1 = 10, k_2 = 5, T_1 = 8, T_2 = 3$.

Розгінні характеристики моделей показані на рис. 5.

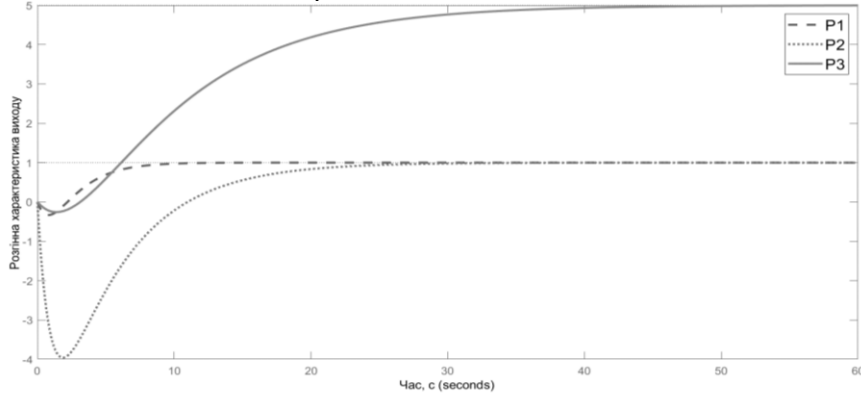
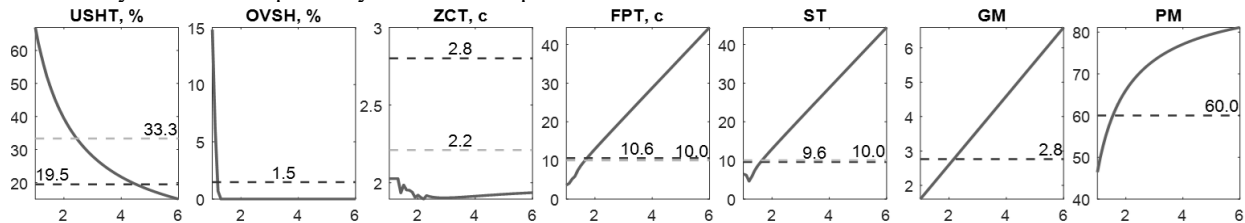
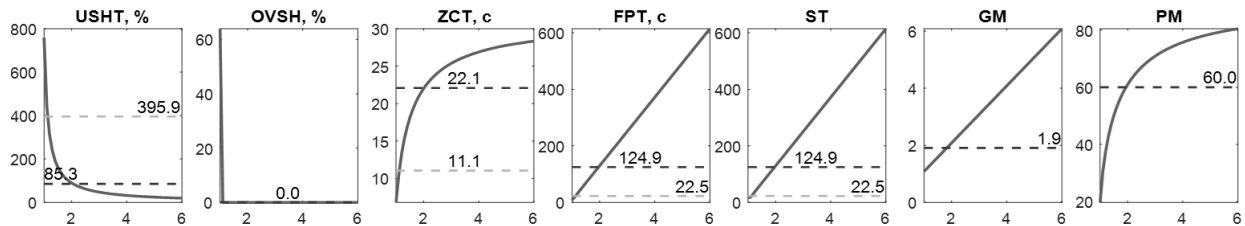


Рис. 5 – Розгінні характеристики трьох моделей характерних процесів з набуханням
Fig. 5 – Step response transients of three representative inverse response processes models

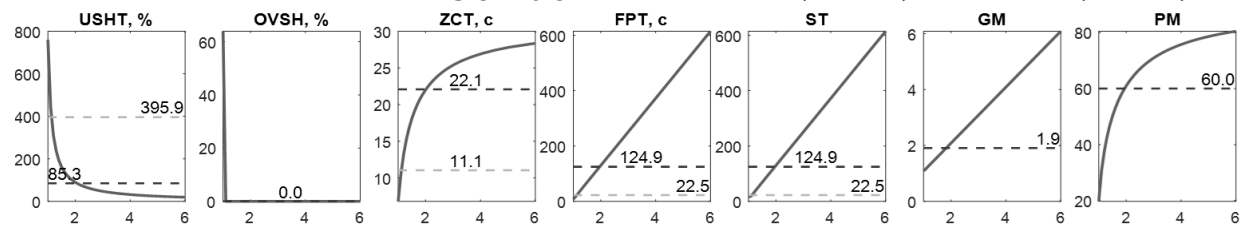
Результати експерименту показані на рис. 6.



а) САК для P_1 : $\alpha \in (0.6, 6)$, $g=2$, $H(s) = \frac{12s}{2s^2 + 3s + 1}$, $C_p(s) = 0.376 \cdot \left(1 + \frac{1}{2.12 \cdot s}\right)$, $C_0(s) = 1.84 \cdot \left(1 + \frac{1}{2.45 \cdot s}\right)$



б) САК для P_2 : $\alpha \in (2, 6)$, $g=7.75$, $H(s) = \frac{186 \cdot s}{5 \cdot s^2 + 6 \cdot s + 1}$, $C_p(s) = 0.0902 \cdot \left(1 + \frac{1}{5.66s}\right)$, $C_0(s) = 1.66 \cdot \left(1 + \frac{1}{3.37s}\right)$



в) САК для P_3 : $\alpha \in (1, 6)$, $g=2$, $H(s) = \frac{60 \cdot s}{24 \cdot s^2 + 11 \cdot s + 1}$, $C_p(s) = 0.261 \cdot \left(1 + \frac{1}{10.8s}\right)$, $C_0(s) = 0.348 \cdot \left(1 + \frac{1}{7.9s}\right)$

Рис. 6 – Результати моделювання розгінної характеристики ОК, САК з ПІ-регулятором за повною моделлю та з ПІ-регулятором за моделлю з компенсатором Ліної; блідою приривчастою позначені критерії, отримані для розгінної характеристики ОК, а чіткою - для САК з ПІ-регулятором, настройки якого розраховані за повною моделлю ОК. По шкалі абсцис вказані величини α

Fig. 6 – The results of simulation the step response of the plant model, control systems with PI controller and the full model and with PI controller, the Linoya compensator and the full model; step response characteristics obtained from the plant model are marked in faint spurred, and characteristics obtained from reference change response for the PI controller, whose tunings are calculated according to the full model of the plant, are marked in sharp spurred. The abscissa scale indicates the values of α



Таким чином, можемо зробити наступні висновки.

1. В межах структури найпростішої статичної моделі з набуханням без запізнення досліджено три моделі. P_1 и P_2 мають одиничний коефіцієнт передачі, для P_3 він дорівнює 5. Величина підрегулювання за розгінною характеристикою становить для P_1 33.5%, P_2 400%, P_3 25.9%.

2. Застосування $\alpha = 1$ в принципі виявляється поганим вибором з погляду більшості прямих показників якості, однак задовільна зона величин α залежить від цільових показників регулятора.

3. Цільовим показником $\text{pidtune} \in \text{PM}=60^\circ$, другий критерій – перерегулювання біля 5% досягається лише в третій моделі. У цілому, закладений в алгоритм метод досягає непоганих результатів для розглянутих ОК в межах звичайного ПІ-регулятора.

4. ПІ регулятор з компенсатором настроювався за моделлю без нуля, тому його настройки суттєво відрізняються від ПІ-регулятора, розрахованого за повною моделлю. Тим не менш, бачимо, що для всіх регуляторів значення $\alpha \approx 2$ в компенсаторі дозволило досягти тих самих частотних запасів (див. рис 6).

5. За запасами бачимо що зв'язок між $\alpha \leftrightarrow GM$ має чисто лінійний характер, між $\alpha \leftrightarrow PM$ експоненціальний.

6. Збільшення запасів за допомогою збільшення α призводить до зменшення величини підрегулювання, перерегулювання (якщо є) і до збільшення часу регулювання.

7. Час першого узгодження має близьку до лінійної залежність від α .

8. Час регулювання має свій оптимум в точці, в якій зникає перерегулювання. Далі характер лінійний від α й співпадає з часом першого узгодження, оскільки процес стає аперіодичним.

9. Запропонована авторами величина $\alpha = 1$ є близькою до оптимальної з точки зору швидкості виходу з режиму набухання. Чим більша α тим більший час першого узгодження. Значення $\alpha < 1$ наближає САК до меж стійкості, тому не доцільне для розгляду.

10. Програма pidtune для розглянутих моделей дає непогані настройки в межах ПІ-регулятора. Можна сказати лише про один явний недолік – запас за амплітудою порівняно малий.

11. Дослідження показало, що при $\alpha \geq 2$ в межах заявлених запасів якість керування не знижується в обох регуляторах при певному відхиленні параметрів моделі. Дослідження робастності щодо зміни структури моделі не проводилось.

12. В цілому, з введенням α можна сказати, що цей параметр дозволяє гнучко коректувати поведінку регулятора на об'єкті з набуханням і без запізнення. В межах звичайного регулятора ПІД-типу досягнути таких простих залежностей між настройками та критеріями якості неможливо.

ПІД-подібний регулятор за оберненою моделлю і фільтром низьких частот та його порівняння з ПІ-регулятором та компенсатором Ліної. В роботі [28] автори пропонують отримати ПІД-регулятор зі зворотної моделі ОК з доданим фільтром низьких частот наступного виду:

$$C(s) = \frac{(T_1 s + 1) \cdot (T_2 s + 1)}{\lambda^2 (k_1 - k_2) \cdot s^2 + [2 \cdot \lambda \cdot (k_1 - k_2) + (k_2 \cdot T_1 - k_1 \cdot T_2)] s}, \quad (25)$$

що, виходячи з наявності в знаменнику s^2 , вказує на диференційний компонент з його перевагами та недоліками. Введемо

$$z = \frac{k_2 - k_1}{k_1 \cdot T_2 - k_2 \cdot T_1} > 0. \quad (26)$$

При збільшенні λ , виходячи з аналізу функцій чутливості та додаткової чутливості, САК може подолати більшу невизначеність з гіршою якістю перехідних процесів. Коли λ зменшується, перехідні процеси наближаються до оптимальних з гіршою робастністю. Зв'язок величини підрегулювання з величиною λ [28]

$$\sigma_u = 1 - e^{-m} - m \cdot e^{-m} - \frac{1}{\lambda \cdot z} \cdot m \cdot e^{-m}, \quad m = \frac{1}{1 + \lambda \cdot z}. \quad (27)$$

Формула (27) є точною і демонструє особливість регулятора – перехідні процеси за завданням при номінальній моделі в ньому завжди аперіодичні, тому величина λ встановлює баланс між підрегулюванням та часом регулювання.

Розглянемо ті ж самі приклади моделей ОК, які розглянуті в попередньому підрозділі, та ті ж самі критерії. На відміну від попереднього експерименту, входним параметром буде величина λ . Порівнювати будемо також з розгінною характеристикою та ПІ регулятором, оскільки стандартного ПІД-регулятора програма pidtune не надає. Результати експерименту показані на рис. 7.

САК з компенсатором Ліної та САК з аперіодичним ПІД-подібним регулятором мають за результатами експерименту схожі властивості, але є певні відмінності.

1. Зі збільшенням величини підрегулювання в розгінній характеристиці ОК діапазон величини α зменшується, λ - збільшується.

2. ПІД-подібний аперіодичний регулятор є строго аперіодичним. Але там, де САК з компенсатором Ліної дає перерегулювання, у ПІД-подібного регулятора збільшується підрегулювання.



3. За винятком ST, ZCT і OVSH характер залежності принципово однаковий. За ST він завжди лінійний, за ZCT він завжди має експоненційний характер, величина OVSH завжди нульова.

4. САК з компенсатором Ліної має в принципі три настройки, однак величина α стає більш пріоритетним параметром, ПІД-подібний компенсатор має одну настройку λ .

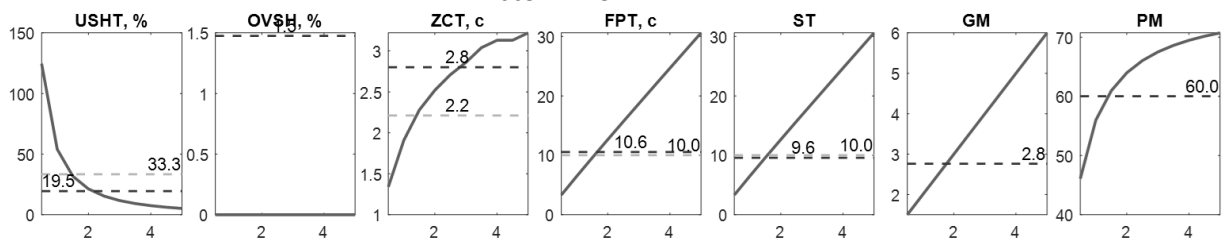
Зроблене порівняння може привести до висновку, що різниця незначна чи САК з компенсатором Ліної менш практична, оскільки її фактичний регулятор має третій порядок, а ПІД-подібний регулятор – другий. Тому проведемо додаткові дослідження в області частотних характеристик та полюсів.

Як ОК виберемо P_2 . Дослідимо частотні властивості та полюси САК з такими регуляторами.

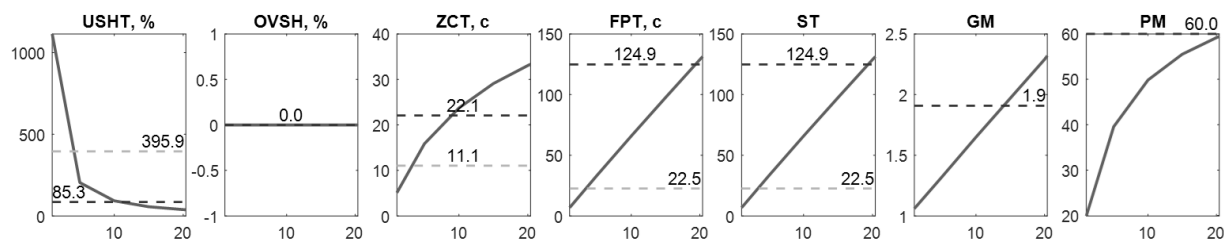
$$\text{ПІ + компенсатор Ліної } (a = 1.9) \quad CL_1(s) = \frac{6.75s^3 + 21.51s^2 + 9.056s + 1}{10.15s^3 + 236.3s^2 + 63.76s}.$$

$$\text{ПІ + компенсатор Ліної редукований } CL_2(s) = \frac{4.571s^2 + 4.701s + 1}{2.77s^2 + 63.77s}.$$

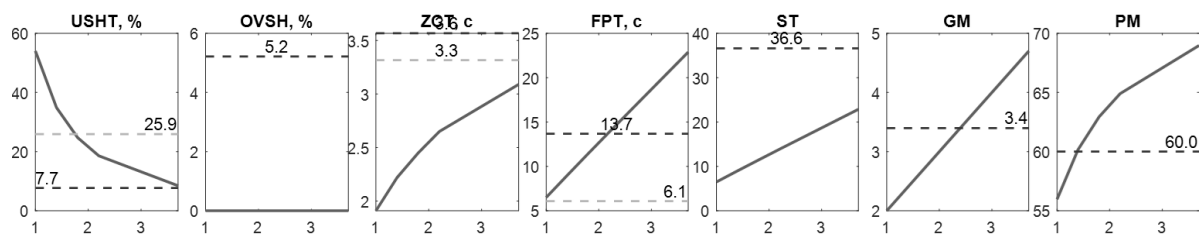
$$\text{ПІД-подібний регулятор } (\lambda = 20) \quad C_p(s) = \frac{5s^2 + 6s + 1}{400s^2 + 71s}.$$



а) САК для P_1 : $\lambda \in (0.5, 5)$



б) САК для P_2 : $\lambda \in (1, 20.4)$



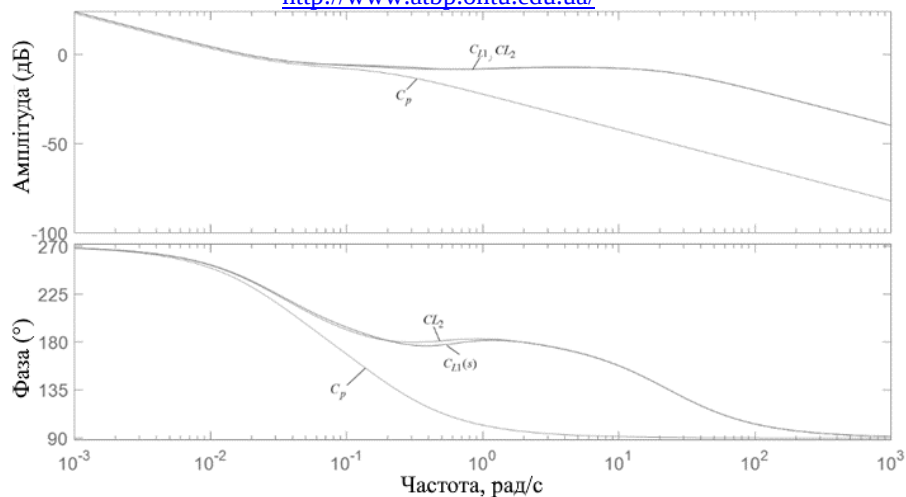
в) САК для P_3 : $\lambda \in (1, 3.7)$

Рис. 7 – Результати дослідження: розгінної характеристики ОК; САК з ПІ-регулятором за повною моделлю; САК з ПІД-подібним аперіодичним регулятором. блідою приривчатою позначені критерії розгінної характеристики, чіткою – САК з ПІ-регулятором, настройки якої розраховані за повною моделлю ОК. По шкалі абсцис вказана величина λ

Fig. 7 – The results of simulation the step response of the plant model, control systems with PI controller and the full model and with PID-like controller and the full model; step response characteristics obtained from the plant model are marked in faint spurred, and characteristics obtained from reference change response for the PI controller, whose tunings are calculated according to the full model of the plant, are marked in sharp spurred.

The abscissa scale indicates the values of λ

З частотного погляду САК з CL_1 має $GM = 2.1959$, $PM = 60.2394$, САК з $CL_2(s)$ $GM = 2.3645$, $PM = 59.6105$, САК з C_p $GM = 2.2903$, $PM = 59.2008$. На всьому діапазоні частот САК з CL_1 та CL_2 дуже близькі й незначно відрізняються лише за ФЧХ. Проте C_p він них відрізняється на високих частотах. Це показано на рис. 8.

Рис. 8 – Графік Бодє САК з ОК P_2 та регуляторами CL_1 , CL_2 , C_p Fig. 8 – Bode plot of control systems with the P_2 plant and CL_1 , CL_2 , C_p controllers

Полюси замкненої САК з CL_1 : $-12.58, -1.27, -0.183 \pm 0.071, -0.0318$

Полюси замкненої САК з CL_2 : $-12.61, -1.21, -0.139, -0.034$.

Полюси замкненої САК з C_p : $-0.2, -0.2, -0.05, -0.05$.

Таким чином, при редукції CL_1 до CL_2 трохи зменшується коливальність САК. САК з компенсатором Ліної мають більші дійсні частини полюсів за модулем, тобто система швидше буде реагувати на збурення й буде менш чутливою до шумів. Також, розміщення полюсів більш далеко в лівій півплощині призведе до швидшого затухання.

Висновки. Проведено дослідження методів керування одновимірних САК процесами з набуханням. Розглянуто методи, які дозволяють змінювати настройки САК на об'єкті та не допускають істотного ускладнення структури регулятора.

Лінійна ОК з набуханням моделюється як різниця між двома передаточними функціями, тобто з динамічного погляду представляється як різниця між двома паралельними процесам. Але набухання при цьому виникає не завжди – потрібно враховувати ще додаткові умови. Такі моделі представляють собою різницю між інерційними ланками або інерційною та інтегральною. Статичні моделі з можливим запізненням можуть бути ідентифіковані за трьома точками (необхідна розгінна характеристика): мінімум значення, 47% значення встановлення, 90% значення встановлення.

ПІД-керування процесами з набуханням доволі поширено. Класичний метод Циглера-Ніколса, який, зокрема застосовується в релейних методах автонастройки сучасних регуляторів, вводить дуже істотну коливальність при відхиленні параметрів ОК. Модифікація метода спеціально для ОК з набуханням та запізненням дозволяє уникнути більшості недоліків, хоча перехідні процеси все одно коливальні. Продемонстровано, що настройка регуляторів ПІД-типу за моделлю, в якій набухання замінено на запізнення, призводить до падіння запасу САК за амплітудою. Достатньо точна настройка для таких ОК в межах регуляторів ПІД-типу може бути отримана частотними методами, зокрема за допомогою програми MATLAB pidtune. Принципово, ПІД регулятор не є структурно оптимальним для процесів з набуханням, тому застосування більш розширених законів керування може призводити до кращого керування. Такими некласичними підходами є введення додаткових фільтрів на завдання, вихід, або застосування регуляторів з двома ступенями свободи. Серед таких регуляторів аналітичний метод настройки мають PDF регулятори.

Для елементарних статичних ОК з набуханням розглянуто застосування елементарного компенсатора, компенсатора Ліної та ПІД-подібного регулятора. В цілому такі підходи не істотно покращують перехідні процеси, якщо порівнювати з ПІ-регулятором, налаштованим pidtune за моделлю ОК з набуханням. Але введення параметру настройки у двох останніх підходах дозволяє підбирати бажані критерії якості САК. Тому в умовах наладки регулятора, якщо автоматизувати розрахунок ПФ регулятора, це буде доволі зручною властивістю САК.

В дослідження не увійшли роботи з керування інтегральними ОК з набуханням та ОК з запізненням та набуханням, нелінійні системи з набуханням. Перші в випадку ПІ-регулятора мають достатньо тривіальну настройку. А другі, та нелінійні системи, зазвичай мають доволі складну структуру і не завжди робастні, тому їх дослідження має проводитися окремо.

Принципово, розглянуті підходи компенсатора Ліної та ПІД-подібного регулятора можна удосконалити. Показано, що в САК з ПІ регулятором та компенсатором Ліної, узагальнений регулятор може бути спрощений до регулятора другого порядку. ПІД-подібний регулятор може бути спрощений до ПІ-подібного регулятора. Крім того, можливо запропонувати методи та інструменти для того, щоб оптимізувати процедуру вибору коефіцієнтів λ і a .

**Список використаних джерел**

1. Venkateswarlu C., Karri R. R. Optimal State Estimation for Process Monitoring, Fault Diagnosis and Control. Amsterdam, Netherlands : Elsevier Science, 2022.
2. Cinar A., Parulekar S. J., Undey C., Birol G. Batch Fermentation: Modeling: Monitoring, and Control. USA, New York, Basel : CRC Press, 2003.
3. Стопакевич А.О., Карасьова І.О. Аналіз проблеми розробки систем керування газофракційними установками. *Автоматизація технологічних і бізнес-процесів*. 2023. Т.15. №3. С. 57-69. DOI: 10.15673/atbp.v15i3.2580
4. Shinskey F.G. Process Control Systems: Application, Design and Tuning (4th ed.). Maidenhead, England: McGraw Hill Higher Education, 1996.
5. Luyben W., Luyben M. Essentials of Process Control. New York : McGraw-Hill, 1997.
6. O'Dwyer A. Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules (3rd Edition). London, England : Imperial College Press, 2009.
7. Silva G., Datta A., Bhattacharyya S.P. PID controllers for time-delay systems. Boston : Birkhäuser, 2005.
8. Vilanova R., Visioli A. (eds.). PID Control in the Third Millennium, Advances in Industrial Control. London : Springer-Verlag, 2012.
9. Åström K., Hägglund T. Advanced PID control. USA, NC, Research Triangle Park : ISA, 2006.
10. Stopakevych A., Stopakevych O. Design of robust controllers for plants with large dead time. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2016. #2(79). P. 48–56. DOI: 10.15587/1729-4061.2016.59107
11. Ky A. M. Vu A. Model Predictive Controller for Inverse Response Control Systems. *IFAC-PapersOnLine*. 2015. Vol. 48, # 8. P. 562-567. DOI: 10.1016/j.ifacol.2015.09.027.
12. Maciejowski J. M. Right-half plane zeros are not necessary for inverse response. *European Control Conference (ECC)*. Limassol, Cyprus : IEEE. 2018. P. 2488-2492. DOI: 10.17863/CAM.36141
13. Trickett K.J. Quantification of inverse response for controllability assessment of nonlinear processes (Ph.D. Thesis). London : University College London, 1994.
14. Rusnak I. The optimality of PID controllers. *MELECON '98. 9th Mediterranean Electrotechnical Conference. Proceedings*. Tel-Aviv, Israel : IEEE, 1998. P. 479-483. DOI: 10.1109/MELCON.1998.692472
15. Balaguer P., Alfaro V., Arrieta O. Second order inverse response process identification from transient step response. *ISA Transactions*. 2011. Vol. 50, # 2. P. 231-238. DOI: 10.1016/j.isatra.2010.11.005
16. Stopakevych A. O., Stopakevych O. A., Tigarev A.M., Vorobiova O.M. Automatic Re-tuning of Poor-Performing PI-based Control Systems. *Problems of the Regional Energetics*. Vol.62, #2. P.164-179. DOI : 10.52254/1857-0070.2024.2-62.14
17. Scali C., Rachid, A. Analytical Design of Proportional–Integral–Derivative Controllers for Inverse Response Processes. *Industrial & Engineering Chemistry Research*. 1998. Vol. 4, #37. P. 1372–1379. DOI: 10.1021/ie970558o
18. Luyben W.L. Tuning Proportional-Integral Controllers for Processes with Both Inverse Response and Deadtime. *Ind. Eng. Chem. Res*. 2000. Vol. 39. P. 973-976. DOI: 10.1021/ie9906114
19. Стопакевич Ал. А., Стопакевич Ан. А. Об устойчивом прецизионном моделировании оператора запаздывания. *Информатика та математичні методи в моделюванні*. 2015. Т. 5, № 4. С. 383–388.
20. Divakar K., Kumar M. P. A Novel Efficacious PID Controller for Processes With Inverse Response and Time Delay. *IEEE Access*. 2022. Vol. 10. P. 63626-63639/ DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3180504
21. Компанець В. О., Стопакевич А.О. Дослідження крихкості основних методів настройки ПІД-регуляторів. *Збірник наукових праць XII Міжнародної науково-практичної конференції «Технічне регулювання, метрологія, інформаційні та транспортні технології»*. 2022. С. 99-102
22. Arvanitis K. G., Pasgianos G. D., Boglou A. K., Bekiaris-Liberis N. K. A new method of tuning three term controllers for dead-time processes with a negative/positive zero. *Proceedings of the 6th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (ICINCO 2009)* Milan, Italy : Scipress, 2009. P. 74-83. 10.5220/0002170500740083
23. Madrigal S., Meneses H., Arrieta O., Meneses M., Vilanova R. Auto-Tuning Software Tool for Inverse Response Model Robust Tuning of 1-DoF PID and FOPID Controllers. *IFAC-PapersOnLine*. 2024. Vol. 58, # 7.P. 67-72, DOI: 10.1016/j.ifacol.2024.08.012.
24. Herrera M., Camacho O. & Leiva H., Smith, C.. An approach of dynamic sliding mode control for chemical processes. *Journal of Process Control*. 2020. Vol. 85. P. 112-120. DOI: 10.1016/j.jprocont.2019.11.008.
25. Ogunnaike B. A., Ray W. H. Process dynamics, modeling, and control. Oxford University press . New York 1994.
26. Iinoya K., Altpeter R. J. Inverse response in process control. *Industrial & Engineering Chemistry*. 1962. Vol. 54. #7. P. 39–43. DOI: 10.1021/IE50631A007
27. Adam E. J., Latchman H. A., Crisalle O. D. Robustness of the Smith Predictor with Respect to Uncertainty in the Time-Delay Parameter. *Proceedings of the American Control Conference*. Chicago: IEEE, 2000. P. 1452-1457. DOI: 10.1109/ACC.2000.876742
28. Zhang W. D., Sun Y. X., Xu X. M. Quantitative Performance Design for Inverse-Response Processes. *Ind. Eng. Chem. Res*. 2000. Vol. 39. P. 2056-2061. DOI: 10.1021/ie990067z.

References

1. C. Venkateswarlu and R. R. Karri, *Optimal State Estimation for Process Monitoring, Fault Diagnosis and Control*. Amsterdam, Netherlands: Elsevier Science, 2022.



2. A. Cinar, S. J. Parulekar, C. Undey, and G. Birol, *Batch Fermentation: Modeling, Monitoring, and Control*. New York, Basel, USA: CRC Press, 2003.
3. A. O. Stopakevych and I. O. Karasova, "Analiz problemy rozrobky system keruvannya hazofraktsiynymy ustanovkamy," *Avtomatyzatsiya tekhnolohichnykh i biznes-protsesiv*, vol. 15, no. 3, pp. 57–69, 2023. DOI: 10.15673/atbp.v15i3.2580.
4. F. G. Shinsky, *Process Control Systems: Application, Design and Tuning*, 4th ed. Maidenhead, England: McGraw Hill Higher Education, 1996.
5. W. Luyben and M. Luyben, *Essentials of Process Control*. New York: McGraw-Hill, 1997.
6. A. O'Dwyer, *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*, 3rd ed. London, England: Imperial College Press, 2009.
7. G. Silva, A. Datta, and S. P. Bhattacharyya, *PID Controllers for Time-Delay Systems*. Boston: Birkhäuser, 2005.
8. R. Vilanova and A. Visioli, Eds., *PID Control in the Third Millennium, Advances in Industrial Control*. London: Springer-Verlag, 2012.
9. K. Åström and T. Hägglund, *Advanced PID Control*. Research Triangle Park, NC, USA: ISA, 2006.
10. A. Stopakevych and O. Stopakevych, "Design of robust controllers for plants with large dead time," *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, no. 2(79), pp. 48–56, 2016. DOI: 10.15587/1729-4061.2016.59107.
11. A. M. Ky and A. Vu, "Model Predictive Controller for Inverse Response Control Systems," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 48, no. 8, pp. 562–567, 2015. DOI: 10.1016/j.ifacol.2015.09.027.
12. J. M. Maciejowski, "Right-half plane zeros are not necessary for inverse response," in *European Control Conference (ECC)*, Limassol, Cyprus: IEEE, 2018, pp. 2488–2492. DOI: 10.17863/CAM.36141.
13. K. J. Trickett, *Quantification of inverse response for controllability assessment of nonlinear processes* (Ph.D. Thesis). London: University College London, 1994.
14. I. Rusnak, "The optimality of PID controllers," in *MELECON '98. 9th Mediterranean Electrotechnical Conference. Proceedings*, Tel-Aviv, Israel: IEEE, 1998, pp. 479–483. DOI: 10.1109/MELCON.1998.692472.
15. P. Balaguer, V. Alfaro, and O. Arrieta, "Second order inverse response process identification from transient step response," *ISA Transactions*, vol. 50, no. 2, pp. 231–238, 2011. DOI: 10.1016/j.isatra.2010.11.005.
16. A. O. Stopakevych, O. A. Stopakevych, A. M. Tigarev, and O. M. Vorobiova, "Automatic Re-tuning of Poor-Performing PI-based Control Systems," *Problems of the Regional Energetics*, vol. 62, no. 2, pp. 164–179, 2024. DOI: 10.52254/1857-0070.2024.2-62.14.
17. C. Scali and A. Rachid, "Analytical Design of Proportional–Integral–Derivative Controllers for Inverse Response Processes," *Industrial & Engineering Chemistry Research*, vol. 37, no. 4, pp. 1372–1379, 1998. DOI: 10.1021/IE970558o.
18. W. L. Luyben, "Tuning Proportional-Integral Controllers for Processes with Both Inverse Response and Deadtime," *Industrial & Engineering Chemistry Research*, vol. 39, pp. 973–976, 2000. DOI: 10.1021/ie9906114.
19. A. A. Stopakevich and A. A. Stopakevich, "Ob ustoychivom pretsizionnom modelirovanii operatora zapazdyvaniya," *Informatika ta matematychni metody v modeliuvanni*, vol. 5, no. 4, pp. 383–388, 2015.
20. K. Divakar and M. P. Kumar, "A Novel Efficacious PID Controller for Processes With Inverse Response and Time Delay," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 63626–63639, 2022. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3181234.
21. V. O. Kompanets and A. O. Stopakevych, "Doslidzhennya kryhkosti osnovnykh metodiv nastroiiky PID-rehulyatoriv," in *Proceedings of the 12th International Conference on Technical Regulation, Metrology, Information and Transport Technologies*, 2022, pp. 99–102.
22. K. G. Arvanitis, G. D. Pasgianos, A. K. Boglou, and N. K. Bekiaris-Liberis, "A new method of tuning three term controllers for dead-time processes with a negative/positive zero," in *Proceedings of the 6th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (ICINCO 2009)*, Milan, Italy: Scipress, 2009, pp. 74–83. DOI: 10.5220/0002200900740083.
23. S. Madrigal, H. Meneses, O. Arrieta, M. Meneses, and R. Vilanova, "Auto-Tuning Software Tool for Inverse Response Model Robust Tuning of 1-DoF PID and FOPID Controllers," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 58, no. 7, pp. 67–72, 2024. DOI: 10.1016/j.ifacol.2024.08.012.
24. M. Herrera, O. Camacho, and H. Leiva, "An approach of dynamic sliding mode control for chemical processes," *Journal of Process Control*, vol. 85, pp. 112–120, 2020. DOI: 10.1016/j.jprocont.2019.11.008.
25. B. A. Ogunnaike and W. H. Ray, *Process Dynamics, Modeling, and Control*. New York: Oxford University Press, 1994.
26. K. Iinoya and R. J. Altpeter, "Inverse response in process control," *Industrial & Engineering Chemistry*, vol. 54, no. 7, pp. 39–43, 1962. DOI: 10.1021/IE50631A007.
27. E. J. Adam, H. A. Latchman, and O. D. Crisalle, "Robustness of the Smith Predictor with Respect to Uncertainty in the Time-Delay Parameter," in *Proceedings of the American Control Conference*, Chicago, IL, USA: IEEE, 2000, pp. 1452–1457. DOI: 10.1109/ACC.2000.876742.
28. W. Zhang, X. Xu, and Y. Sun, "Quantitative Performance Design for Inverse-Response Processes," *Industrial & Engineering Chemistry Research*, vol. 39, pp. 2056–2061, 2000. DOI: 10.1021/ie990067z.