

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ**

**М.Г. Лорія, О.В. Поркуян,
М.В. Ананьєв, О.Б. Целіщев**

**ОПТИМАЛЬНІ НАСТРОЮВАННЯ
РЕГУЛЯТОРІВ ПРОМИСЛОВИХ СИСТЕМ
УПРАВЛІННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИМИ
ОБ'ЄКТАМИ**

Монографія

Сєвєродонецьк 2019

УДК 681.5.015
О 60

Рекомендовано Вченою радою
Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля
(протокол № 5 від 25.01.2019 р.)

Р е ц е н з е н т и:

- Петрук Василь Григорович*** – докт. техн. наук, проф.,
директор Інституту екологічної безпеки
та моніторингу довкілля Вінницького
національного технічного університету,
заслужений природоохоронець України
- Павлов Сергій Володимирович*** – докт. техн. наук, проф.,
проректор Вінницького національного
технічного університету

В і д п о в і д а л ь н и й р е д а к т о р:

М.Г. Лорія – кандидат технічних наук, доцент, доцент кафедри електронних
апаратів факультету комп'ютерних технологій та електроніки Східноукраїнського
національного університету імені Володимира Даля.

Лорія М.Г.

**О 60 Оптимальні настроювання регуляторів промислових
систем управління технологічними об'єктами:** монографія /
М.Г. Лорія, О.В. Поркуян, М.В. Ананьєв, О.Б. Целіщев [під ред.
М.Г. Лорія]. – Северодонецьк: вид-во СНУ ім. В.Даля, 2019. –
192 с.: табл. 15, рис. 47, бібліогр. 94 назв.

ISBN 978-617-11-0122-7

Монографія присвячена підвищенню ефективності роботи об'єктів
керування у промислових об'єктах за рахунок розробки розподіленої системи
управління виробництвом, яка забезпечує оптимальну роботу систем
автоматичного регулювання за рахунок знаходження оптимальних настроювань
ПІД-регулятора за квадратичною оптимізаційною функцією на основі
експериментально-теоретичного способу.

Розраховано на наукових працівників, викладачів, здобувачів вищої освіти,
аспірантів, працівників сфери автоматизації процесів керування.

УДК 681.5.015

© М.Г. Лорія, О.В. Поркуян,
М.В. Ананьєв, О.Б. Целіщев, 2019

ISBN 978-617-11-0122-7

© Східноукраїнський національний
університет імені Володимира Даля, 2019

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА.....	6
Розділ 1. АНАЛІЗ СУЧАСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ ТА ВИЗНАЧЕННЯ ЇХ НАСТРОЮВАЛЬНИХ ПАРАМЕТРІВ	9
1.1. Коротка характеристика виробництва нітратної кислоти	9
1.2. Математичні моделі ОК.....	10
1.3. Структура автоматизованої системи керування	12
1.4. Класичний ПД–регулятор	16
1.5. Модифікація ПД–регуляторів.....	18
1.5.1. Регулятор з ваговими коефіцієнтами при уставці.....	18
1.5.2. Регулятор з формуючим фільтром для сигналу уставки.....	19
1.5.3. Регулятор з двома ступенями свободи.....	20
1.5.4. Регулятор відношень.....	21
1.5.5. Регулятор з внутрішньою моделлю.....	21
1.5.6. ПД - регулятори для систем з транспортною затримкою.....	23
1.6. Розрахунок параметрів.....	24
1.6.1. Якість регулювання.....	24
1.6.2. Методи розрахунку настроювань регуляторів.....	26
1.6.3. Правила ручної настройки ПД–регулятора.....	33
1.6.4. Чисельні методи оптимізації для настройки ПД–регуляторів.....	33
1.7. Автоматична настройка і адаптація.....	34
1.7.1. Основні принципи.....	35
1.7.2. Табличне керування.....	35
1.7.3. Програмні засоби для налаштування ПД–регуляторів.....	36
1.8. Нечітка логіка, нейронні мережі і генетичні алгоритми.....	36
1.8.1. Нечітка логіка в ПД–регуляторах.....	36
1.8.2. Застосування нечіткої логіки для підстроювання коефіцієнтів ПД–регулятора.....	37
1.8.3. Штучні нейронні мережі в ПД–регуляторах.....	38
1.8.4. Генетичні алгоритми.....	39
1.9. Висновки та постановка задач дослідження	40

Розділ 2. ІДЕНТИФІКАЦІЇ ОБ’ЄКТІВ КЕРУВАННЯ.....	43
2.1. Характеристика об’єктів керування та їх структурно-логічні схеми	44
2.2. Пасивна ідентифікації об’єкта керування в розімкненому контурі.....	50
2.3. Спосіб вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації параметрів моделі з використанням рівномірного розподілу точок на кривій розгону еквівалентного об’єкту керування	54
2.4. Спосіб вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації параметрів моделі з використанням характерних точок	60
2.5. Порівняльний аналіз способів вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації параметрів моделі	66
Висновки до розділу 2	70
Розділ 3. ОПТИМАЛЬНЕ НАСТРОЮВАННЯ РЕГУЛЯТОРА.....	71
3.1. Оптимізаційні функції.....	72
3.1.1. Лінійні оптимізаційні функції.....	74
3.1.2. Квадратичні оптимізаційні функції	75
3.2. Алгоритм пошуку оптимальних настроювань регулятора	76
3.2.1. Вибір методу оптимізації	80
3.2.2. Оптимальні настроювальні параметри для П–регулятора	83
3.2.3. Оптимальні настроювальні параметри для ПІ–регулятора	85
Висновки до розділу 3	89
Розділ 4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ І АНАЛІЗ СПОСОБУ ЗНАХОДЖЕННЯ ОПТИМАЛЬНИХ НАСТРОЮВАНЬ РЕГУЛЯТОРА	90
4.1. Розробка розподіленої системи управління	91
4.2. Спосіб знаходження оптимальних настроювань регулятора..	91
4.3. Порівняльний аналіз	93
Висновки до розділу 4	99
ПІСЛЯМОВА.....	100
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	102
Додаток А	109
Додаток Б.....	123

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ОК	–	об'єкт керування;
ЕОК	–	еквівалентний об'єкт керування;
ОНР	–	оптимальні настроювання регулятора;
РСУ	–	розподілена система управління;
АСК	–	автоматизована система керування;
ТП	–	технологічний процес
САР	–	система автоматичного регулювання;
САК	–	система автоматичного керування;
КР	–	крива розгону;
РРТ	–	рівномірний розподіл точок;
ХТ	–	характерні точки;
ММ	–	математична модель;
ПІД	–	пропорційно–інтегрально–диференціальний;
ПП	–	перехідний процес;
ПдФ	–	передатна функція;
ПхФ	–	перехідна функція;

ПЕРЕДМОВА

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 вітчизняних 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 розподіленої системи управління основний пристрій в САР – регулятор, який формує керуючий сигнал з метою отримання необхідної точності і якості перехідного процесу, неправильно налаштований. Як показує аналіз літературних джерел, частка неправильно налаштованих регуляторів, що використовуються в промисловості, більше 50%.

Не виключенням з вище сказаного є й виробництво нітратної кислоти. Це виробництво в якому з аміаку отримують оксиди нітрогену, які надалі розчиняють у воді з утворенням нітратної кислоти. Виробництво нітратної кислоти є важливим не тільки при виробництві мінеральних добрив, але й як сировини для багатьох галузей хімічних виробництв. Задача підвищення його ефективності за рахунок зменшення енерго- і ресурсозатрат є актуальною задачею. Вона може бути вирішена шляхом розробки розподіленої системи управління та оптимізації настроювань регуляторів.

У більшості наукових праць, присвячених методам визначення настроювань регуляторів, їх пошук ведеться шляхом проведення активного експерименту на самому об'єкті. Це 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. Теоретичні методи пошуку настроювань регуляторів у розрахункові формули не включають оптимізаційні показники. Тобто не можна заздалегідь сказати, якому критерію оптимальності відповідатиме перехідний процес у системі при

даних настроюваннях регулятора. Неврахування нелінійності об'єкта і відсутність в розрахункових формулах показників якості перехідного процесу призводить до того, що на практиці доводиться вручну змінювати отримані тим чи іншим методом настроювання регулятора для того, щоб перехідний процес відповідав регламентним нормам для конкретного технологічного процесу. Також слід відмітити відсутність універсальності існуючих методів. Застосування конкретного методу стає неможливим, якщо відсутній його основний розрахунковий показник (наприклад, час запізнення для методу максимальної швидкості [7, 27, 28]).

Без урахування цих особливостей методів неможливе подальше удосконалення методик визначення оптимальних настроювань регулятора для систем та об'єктів різного типу, які можна ідентифікувати ланкою другого порядку з часом запізнення, та поліпшення їх динамічних властивостей. Основними методами вдосконалення є: врахування нелінійності об'єкта, введення у розрахункові формули оптимізаційних показників та показників якості перехідного процесу, визначення оптимальних настроювань регулятора без проведення активного експерименту, підвищення точності. Отримані таким чином оптимальні настроювання регулятора повинні забезпечити такі властивості САР як точність, запас стійкості та швидкодію.

Отже створення універсального експериментально - теоретичного способу визначення оптимальних настроювань ПІД-регулятора є важливою та актуальною задачею.

Метою роботи є підвищення ефективності роботи об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти за рахунок розробки розподіленої системи управління виробництвом нітратної кислоти, яка забезпечує оптимальну роботу САР за рахунок знаходження оптимальних настроювань ПІД-регулятора за квадратичною оптимізаційною функцією на основі експериментально - теоретичного способу.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі основні задачі:

- виконати аналіз сучасних ПІД-регуляторів та методів визначення їх настроювальних параметрів;
- виконати дослідження перехідних процесів різного характеру, на прикладах об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти;
- удосконалити спосіб вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації еквівалентного об'єкту керування з використанням характерних точок ланкою другого порядку з часом запізнення та визначити залежності похибок ідентифікації від кількості характерних точок;

- виконати порівняльний аналіз способів вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації еквівалентного об'єкту керування: рівномірним розподілом точок на кривій розгону еквівалентного об'єкту керування та за характерними точками, на прикладах об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти;

- розробити алгоритм для розв'язання оптимізаційної задачі, пошук оптимальних настроювань ПД-регулятора на основі інтегральної квадратичної оптимізаційної функції та його програмну реалізацію;

- розробити розподілену систему управління виробництвом нітратної кислоти;

- розробити експериментально - теоретичний спосіб знаходження оптимальних настроювань ПД-регулятора, який складається з алгоритму ідентифікації еквівалентного об'єкту керування та алгоритму пошуку оптимальних настроювань ПД-регулятора;

- виконати порівняльний аналіз запропонованого способу знаходження оптимальних настроювань ПД-регулятора з методом Нікольса-Зіглера, методом трикутника та методом CHR, на прикладах об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти;

- провести експериментальне підтвердження одержаних результатів.

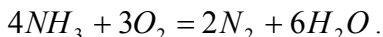
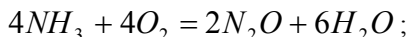
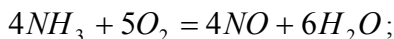
РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ СУЧАСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ ТА ВИЗНАЧЕННЯ ЇХ НАСТРОЮВАЛЬНИХ ПАРАМЕТРІВ

1.1. Коротка характеристика виробництва нітратної кислоти

Методом виробництва неконцентрованої нітратної кислоти являється каталітичне окислення аміаку киснем повітря з подальшою абсорбцією оксидів нітрогену глибоко-знесоленою водою з отриманням неконцентрованої нітратної кислоти під тиском 0,73 МПа (7,3 кгс/см²), каталітичного очищенням хвостових газів і рекуперацією енергії очищених хвостових газів.

Всі реакції є екзотермічними і протікають з великим виділенням тепла і проходять за формулами:



Нітратна кислота є сильною кислотою, яка в природі існує тільки в зв'язаному вигляді як нітрати. Як і інші промислові неорганічні кислоти, нітратна кислота важлива не сама по собі, а як один з ключових хімічних напівфабрикатів для виробництва промислових товарів. На сьогоднішній день світове виробництво нітратної кислоти різної концентрації становить близько 55 млн. т на рік. Приблизно 80% цього обсягу використовується в якості сировини для виробництва нітратних мінеральних добрив, в першу чергу аміачної селітри та її похідних, таких як нітропоокислий кальцій, кальцієво-аміачна селітра і розчин карбаміду і аміачної селітри. Залишок йде на отримання пористої аміачної селітри для гірничодобувної промисловості і на такі спеціальні хімікати як капролактама та адипінова кислота. Серед цілого ряду інших сфер застосування нітратної кислоти варто відзначити її використання в

металургійній промисловості, як травильного засобу для нержавіючої сталі, і у виробництві тетраоксид дінітрогену для ракетних палив.

Основними стадіями виробництва нітратної кислоти є наступні:

Стадія 1. Підготовка та компримування повітря.

Стадія 2. Підготовка газоподібного аміаку.

Стадія 3. Окислення аміаку та охолодження нітрозних газів.

Стадія 4. Абсорбція оксидів нітрогену.

Стадія 6. Селективна каталітична очистка хвостових газів від оксидів нітрогену та рекуперация їх енергії.

Також є одна допоміжна стадія:

Стадія 7. Підготовка води для живлення котлів-утилізаторів, одержання і видача пара.

1.2. Математичні моделі ОК

Одним з ключових питань підчас синтезу САР є розробка адекватної ММ ОК. Відомо, що розробка моделей фізичних систем, це дуже важка і трудомістка робота, яка займає від 80 до 90 % зусиль, необхідних для аналізу і синтезу систем керування, і включає такі етапи [34, 79, 80]:

- визначення параметрів процесу, які впливають на об'єкт керування;

- визначення зв'язків між параметрами;

- складання матеріальних та енергетичних балансів об'єктів керування;

- лінеаризація цих балансів;

- одержання диференціального рівняння.

Результатом моделювання майже всіх технологічних об'єктів є складне диференціальне рівняння великого порядку, яке надалі використовується для розрахунку САР.

Розглянемо, наприклад, одноконтурну САР рівнем в колоні за рахунок витрат сорбенту в абсорбційну колону (рис. 1.1.).

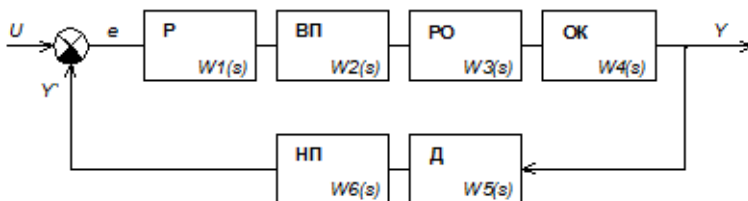


Рис. 1.1. Структурна схема одноконтурної САР

Як показано в [80] абсорбційна колона є багатомірним об'єктом керування четвертого порядку. Інформаційно-логічну схему абсорбційної колони наведено на рис. 1.2.

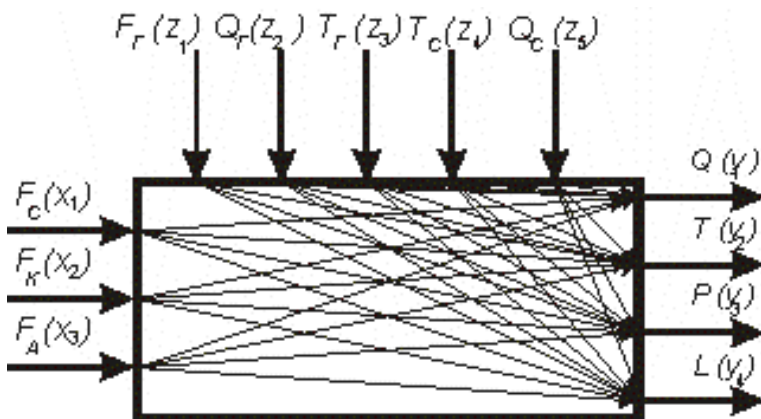


Рис. 1.2. Інформаційно-логічна схема абсорбційної колони

В абсорбційній колоні всі вихідні координати є взаємопов'язані. Зміна будь-якої з вихідних координат спричиняє зміну всіх інших, а також зміна будь-якої з вхідних регулюючих або збурюючих координат буде впливати одразу на всі вихідні координати.

Передатна функція ПД-регулятора P $W_1(s) = K_p + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s$;
 ВП – виконавчого пристрою $W_2(s) = \frac{K_{ВП}}{T_{ВП} \cdot s + 1}$; РО – регулюючого органу
 $W_3(s) = \frac{K_{РО}}{T_{РО} \cdot s + 1}$; ОК – об'єкта керування

$W_{x_1 \rightarrow y_1}(s) = K'_{11} \frac{T_{11} s^3 + T_{12} s^2 + T_{13} s + 1}{T_4 s^4 + T_3 s^3 + T_2 s^2 + T_1 s + 1} \cdot e^{-\tau \cdot s}$; Д – датчика

$W_5(s) = \frac{K_D}{T_D \cdot s + 1}$; НП – нормуючого перетворювача $W_6(s) = \frac{K_{НП}}{T_{НП} \cdot s + 1}$.

Еквівалентна передатна функція замкненої САР дорівнюватиме:

$$W(s) = \frac{W_1(s)W_2(s)W_3(s)W_4(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)W_3(s)W_4(s)W_5(s)} \quad (1.1)$$

Передавальна функція еквівалентного об'єкта керування:

$$W_{\text{ЕОК}}(s) = W_2(s)W_3(s)W_4(s)W_5(s) \quad (1.2)$$

Після підстановки передатних функцій в рівняння (1.2) отримаємо рівняння восьмого порядку, яке надалі використовується для розрахунку САР.

Безумовно моделі високих порядків більш точно описують динаміку об'єкта, але їх застосування обмежується тим, що: по-перше, неможливість аналітичного рішення системи рівнянь, що описують ПІД-регулятор з моделлю вищого порядку, так як, саме аналітичні рішення набули найбільшого поширення в ПІД-регуляторах з автоматичною настройкою; по – друге, їх використання в алгоритмах пошуку оптимальних настроювань ПІД-регулятора та їх оптимізація потребує дуже багато комп'ютерного ресурсу; по-третє, при великій кількості параметрів і високому рівні шуму вимірювань кількість інформації, що отримано в експерименті, виявляється недостатньою для ідентифікації тонких особливостей поведінки об'єкта [5, 20, 26].

Отримана в такий спосіб детермінована ММ потребує перевірку на адекватність та визначення точності описання реального об'єкту. Тобто навіть ММ високого порядку буде мати похибку при описанні роботи реального об'єкта керування, яка виникає за рахунок лінеаризації складних залежностей, наближеності розв'язань рівнянь і т. і. Тому гостро постає питання зменшення ступеню диференційного рівняння перехідної характеристики об'єкта керування з урахуванням його нелінійності.

1.3. Структура автоматизованої системи керування

Оптимальне керування полягає у виборі найкращих за деякими критеріями ефективності керування впливів із багатьох можливих із врахуванням можливих обмежень та інформації про стан керуючого об'єкта і навколишнього середовища. Основним інструментом для вирішення проблем керування виробництвом служить АСК, яка забезпечує автоматизований збір і обробку інформації, необхідну для оптимізації керування деяким процесом. По типу об'єктів керування розрізняють АСК підприємством – АСКП і АСК технологічними процесами – АСК ТП.

АСК ТП виробляє та реалізації керуючі впливи на технологічний об'єкт керування згідно с прийнятими критеріями керування. Метою функціонування АСК ТП є оптимізація роботи об'єкта шляхом

відповідного вибору керуючих впливів. Значне місце в АСК ТП займають програмно-технічні комплекси. Програмно-технічний комплекс являє собою сукупність засобів вимірювальної та обчислювальної техніки, програмного забезпечення, засобів для створення та заповнення машинної інформаційної бази, достатніх для виконання функції АСК ТП [28].

До складу однієї АСК ТП можуть входити декілька програмно-технічних комплексів, кожний із яких функціонує автономно, але має засоби взаємодії з іншими. Зокрема до складу програмно-технічного комплексу АСК ТП входить вимірюючі перетворювачі, виконуючі механізми, локальні регулятори, щити керування, обслуговуючий персонал.

У програмно-технічному комплексі реалізовані практично всі функції керуючої системи: реєстрація і обробка параметрів технологічного процесу, візуалізація процесу, регулювання, захисту та блокування, сигналізації, обчислювальні операції та експертні системи. В АСК ТП важливе значення мають процеси збору вимірювальної інформації, її оперативне відображення і видача керуючих впливів на виконавчі засоби технологічних ОК. Інформація про технологічний ОК уводиться в програмно-технічний комплекс від засобів вимірювання у вигляді сигналів струму, напруги, часо-імпульсних сигналів, частоти, дискретних сигналів.

До найбільш складних і довершених відносяться адаптивні системи регулювання, системи регулювання з нечіткою логікою ПІД-регулятора, системи регулювання з нейронною мережею і генетичними алгоритмами. У них керуючий вплив, або алгоритми керування, змінюються автоматично і цілеспрямовано для забезпечення кращого керування об'єктом. При цьому характеристики об'єкта керування або впливу навколишнього середовища можуть змінюватися заздалегідь невідомим законам. При цьому настроювальні параметри регулятора теж змінюються за спеціальним алгоритмом з метою досягнення найкращої якості (зменшення часу перехідного процесу, числа перемикань і помилок і т. і.).

Із зростанням кількості датчиків, збільшенням площі території, на якій розташована автоматизована система і ускладненням алгоритмів керування стає більш ефективним застосування розподілених систем. Вона являє систему що складається з безлічі пристроїв, рознесених у просторі, кожне з яких не залежить від інших, але взаємодіє з ними для виконання загального завдання. У граничному випадку елементи системи можуть знаходитися на різних континентах земної кулі, а зв'язок між ними може виконуватися через Інтернет. При такому підході структура

розподіленої системи і структура алгоритму її роботи стають подібні структурі самого об'єкта автоматизації [5].

Розподілена система має такі характеристики:

- більшу швидкодію завдяки розподілу завдань між паралельно працюючими процесорами;
- підвищену надійність (відмова одного з контролерів не впливає на працездатність інших);
- велику стійкість до збоїв;
- більш просте нарощування або реконфігурування системи;
- спрощену процедуру модернізації;
- більшу простоту проектування, налаштування, діагностики та обслуговування завдяки відповідності архітектури системи архітектурі об'єкта управління, а також відносній простоті кожного з модулів системи;
- поліпшену поміхостійкість і точність завдяки зменшенню довжини ліній передачі аналогових сигналів від датчиків до пристроїв введення;
- менший обсяг кабельної продукції, знижені вимоги до кабелю і нижча його вартість;
- менші витрати на монтаж та обслуговування кабельного господарства.

Структурно - функціональна схема розподіленої системи управління показана на рис. 1.3.

Розподілені системи управління будуються через промислові мережі з рівневим типом. Розподіленої системи управління складається з наступних рівнів:

Нижній рівень – на цьому рівні задача керування в основному зводиться до локальної стабілізації технологічних параметрів типових процесів за допомогою системи автоматичного регулювання. В основу САР покладено принцип одноконтурних систем регулювання з використанням ПІД-закону регулювання.

Середній рівень – на цьому рівні в лінійній системі керування відбувається обробка сигналів від датчиків з видачою їх на перевірку адекватності системи за рахунок порівняння інформації про стан технологічного процесу з моделлю об'єкта та розрахунок оптимальних настроювальних параметрів для регуляторів в залежності від деяких критеріїв, які задаються в залежності від техніко – економічних показників або від інформації яка приходить з рівня перевірки адекватності.

Верхній рівень представляє собою АСК підприємства – на цьому рівні за допомогою системи Internet розгорнута глобальна інформаційна мережа, через яку адміністрація підприємства отримує і передає

інформацію галузевого типу, крім того, вона отримує і обробляє міжнародні фінансово-економічні та кон'юнктурні дані.



Рис. 1.3. Структурно - функціональна схема розподіленої системи управління

В автоматизованих системах керування є одна суттєва проблема, яка знаходиться на їх самому нижньому рівні – налаштування локальних регуляторів.

1.4. Класичний ПД-регулятор

Найпростішу САР зі зворотним зв'язком наведено на рис. 1.4 [5, 10, 29, 30]. У ній: блок R – регулятор, P – ОК, r – керуючий вплив або уставка, e – сигнал неузгодженості або помилки, u – вихідна величина регулятора, y – регульована величина.

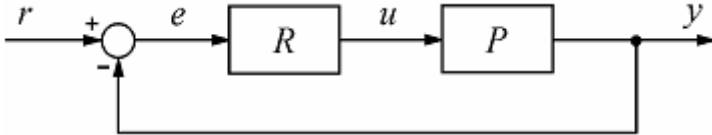


Рис. 1.4. ПД-регулятор в системі зі зворотним зв'язком

Якщо вихідна змінна u регулятора описується виразом:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) dt + T_d \cdot \frac{de(t)}{dt}, \quad (1.3)$$

де t – час;

K_p, T_i, T_d – пропорційний коефіцієнт, постійна інтегрування і постійна диференціювання відповідно, то такий регулятор називають ПД-регулятором [5, 10, 11, 28, 31-35].

В окремому випадку пропорційна, інтегральна або диференціальна компоненти можуть бути відсутні. Такі спрощені регулятори називають І, П, ПД або ПІ регуляторами [5, 10, 14, 28, 29, 32, 34, 35, 36, 38, 41-44].

Використовуючи перетворення Лапласа при нульових початкових умовах, передатну функцію ПД-регулятора можна навести в операторній формі [10, 17, 31-34, 36-38]:

$$R(s) = K_p + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s, \quad (1.4)$$

де s – комплексна частота.

Амплітудно-частотна (АЧХ) і фазочастотна (ФЧХ) характеристики операторної передатної функції (1.4) показані на рис. 1.5. В області нижніх частот АЧХ і ФЧХ визначаються інтегральним членом, в області середніх частот – пропорційним, в області високих – диференційним [5, 10].

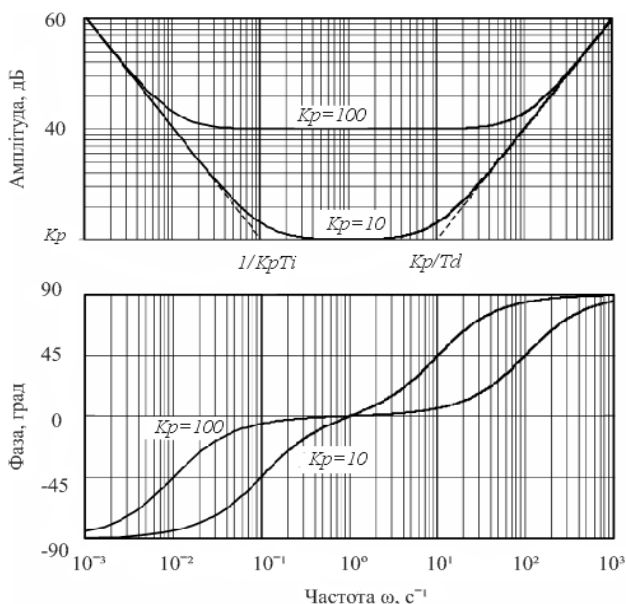


Рис. 1.5. АЧХ і ФЧХ ПІД-регулятора при $T_i = 1$ с, $T_d = 1$ с, $K_p = 10$ і $K_p = 100$

На САР можуть впливати зовнішні збурення $d = d(s)$ і шум вимірювань $n = n(s)$ (рис. 1.6) [5, 10].

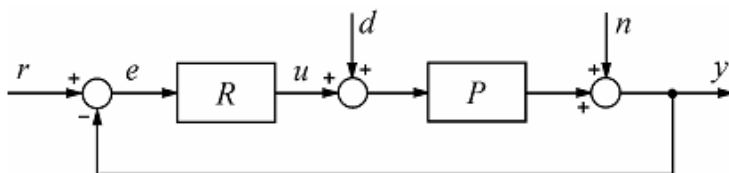


Рис. 1.6. ПІД-регулятор в системі з шумом n і зовнішніми збуреннями d

Зовнішні збурення (вплив навантаження, зміна температури навколишнього середовища, вітер, течія води тощо) зазвичай просторово розподілені по об'єкту, однак для спрощення аналізу їх моделюють зосередженим джерелом $d(s)$, прикладеним до входу системи. Джерело шуму $n(s)$ моделює похибку вимірювань вихідною змінною y , похибка датчика, а також перешкоди, які впливають на канал передачі сигналу з виходу системи на її вхід [5, 10, 39, 40].

Вид АЧХ і ФЧХ регулятора визначає точність і запас стійкості регулятора [5, 10, 29]. Із зменшенням інтегральної складової T_i , як випливає з рис. 1.5, збільшується модуль коефіцієнта підсилення регулятора на низьких частотах (тобто при наближенні до сталого режиму) і тому знижується похибка e .

Зі збільшенням диференційної складової T_d зростає підсилення на високих частотах, що призводить до посилення шумів вимірів і зовнішніх збурень. Тому диференційну складову використовують тільки для поліпшення форми ПП в системі, а її практична реалізація зазвичай містить фільтр високих частот.

З ростом пропорційного коефіцієнта K_p збільшується модуль петлевого підсилення контуру регулювання і точність у всьому діапазоні частот, однак падає запас по фазі і підсиленню, що погіршує робастність і якість регулювання системи, а при подальшому збільшенні K_p виникають періодичні коливання (система втрачає стійкість). Вплив шуму і перешкод вимірювань також зменшується з ростом петлевого підсилення і пропорційного коефіцієнта.

1.5. Модифікація ПІД-регуляторів

Постійно зростаючі вимоги ринку до зниження часу регулювання, до якості ПП, до послаблення впливу зовнішніх збурень і шумів, до спрощення процедури налаштування, а також необхідність управління об'єктами з великою транспортною затримкою ініціювали появу безлічі модифікацій ПІД-регуляторів [5, 10, 12].

1.5.1. Регулятор з ваговими коефіцієнтами при уставці. У класичному ПІД-регуляторі сигнал помилки e дорівнює різниці між заданою дією r і вихідної змінної об'єкта y : $e = r - y$. Однак якість регулювання можна поліпшити, якщо помилку обчислювати окремо для пропорційної, диференційної і інтегральної складової [5, 9, 10, 12, 14] (рис. 1.7):

$$e_p = b \cdot r - y, \quad e_d = c \cdot r - y, \quad e_i = e = r - y \quad (1.5)$$

де e_p , e_d , e_i – помилки для пропорційної, диференційної і інтегральної складової; b, c – настроювальні вагові коефіцієнти.

Рівняння такого регулятора:

$$u(t) = K_p \cdot e_p(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t e_i(t) dt + T_d \cdot \frac{de_d(t)}{dt}. \quad (1.6)$$

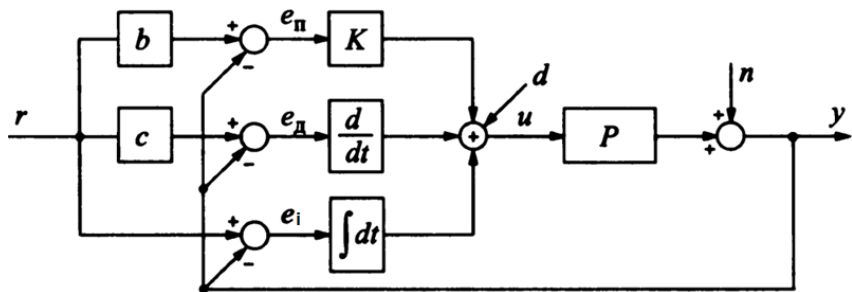


Рис. 1.7. ПІД-регулятор з ваговими коефіцієнтами b, c при усталці

Переходячи к зображенню Лапласа:

$$u(s) = \left(b \cdot K_p + \frac{1}{T_i \cdot s} + c \cdot T_d \cdot s \right) \cdot r(s) - \left(K_p + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right) \cdot y(s). \quad (1.7)$$

Другий доданок в (1.7) містить передатну функцію класичного ПІД-регулятора (1.4). Тому регулятор, представлений на рис. 1.7, можна замінити еквівалентним йому регулятором, показаним на рис. 1.8, якщо блок $R(s)$ залишиться класичним регулятором, а блок $F(s)$ матиме передатну функцію виду

$$F(s) = \frac{b \cdot K_p + \frac{1}{T_i \cdot s} + c \cdot T_d \cdot s}{K_p + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s} \quad (1.8)$$

Структура отриманого регулятора має чудову властивість: блок $F(s)$ не входить в контур регулювання. Це означає, що робастність, якість регулювання, реакція на шуми і зовнішні збурення, як і раніше будуть визначатися лише параметрами K_p, T_d, T_i , тобто параметри блоків $F(s)$ (b і c) настраюються незалежно від параметрів K_p, T_d, T_i .

Коефіцієнт c часто вибирають рівним нулю, щоб уникнути диференціювання випадкових різких викидів у керуючому сигналі $r(s)$, якщо вони можливі.

Описаний регулятор при $b = 0$ і $c = 0$ іноді називають І-ПІД-регулятором, а при $b = 1$ і $c = 0$ – ПІ-Д-регулятором.

1.5.2. Регулятор з формуючим фільтром для сигналу уставки.

Подальшим удосконаленням регулятора зі структурою, що наведено на рис.1.8, є застосування фільтра в блоці $F(s)$ [5, 10, 12, 43].

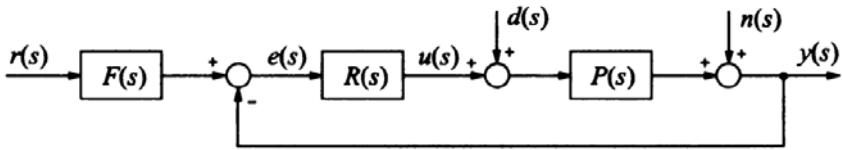


Рис. 1.8. Виділення блоку $F(s)$ в структурі ПІД-регулятора

Передатна функція фільтру набуває вигляду:

$$F(s) = \frac{b \cdot K_p + \frac{1}{T_i \cdot s} + c \cdot T_d \cdot s}{K_p + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s} \cdot F_r(s), \quad (1.9)$$

де

$$F_r(s) = \frac{1}{1 + T_r \cdot s}. \quad (1.10)$$

В (1.10) T_r – постійна часу фільтра.

1.5.3. Регулятор з двома ступенями свободи. Переваги розімкнутого і замкнутого керування можна об'єднати в одному регуляторі, який називають регулятором з двома ступенями свободи, і на його умовному зображенні присутні два входи (рис. 1.9). Найкращі характеристики системи виходять, якщо її проектувати за принципом розімкнутого керування (забезпечує задану реакцію на керуючий вплив $r(s)$ – вирішується за допомогою параметрів регулятора з прямим зв'язком), а зворотний зв'язок використовувати тільки для подальшої мінімізації похибки системи (забезпечення робастності, ослаблення впливу шумів і зовнішніх збурень – вирішується за допомогою параметрів звичайного ПІД-регулятора K_p, T_i, T_d) [4, 5, 10, 12].

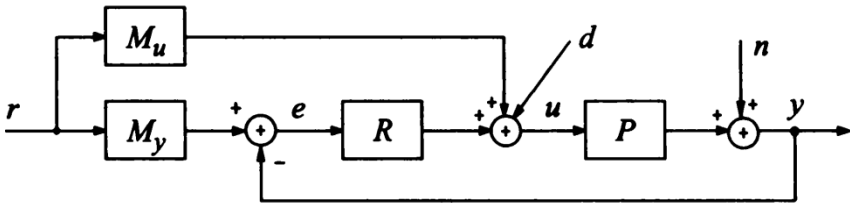


Рис.1.9. Регулятор з двома ступенями свободи

Принцип дії системи полягає в наступному. Зміна сигналу $r(t)$ поступає на вхід ОК u через блок M_u , міняючи ланцюг зворотного

зв'язку. Передатна функція блоку M_u обирається таким чином, щоб вихідний сигнал системи $y(t)$ в точності відповідав вхідному сигналу, $y(t) = r(t)$, тобто щоб сигнал помилки $e(t)$ дорівнював нулю. Оскільки в реальній системі при дії зовнішніх збурень або зміні уставки $e(t) \neq 0$, то під час перехідного процесу вступає в дію звичайний ПД-регулятор R , який за допомогою зворотного зв'язку намагається звести отриману похибку до нуля.

1.5.4. Регулятор відношень. Задача регулювання відношень виникає, коли важливо підтримувати не абсолютні значення параметрів, а співвідношення між ними [5, 12, 43, 45].

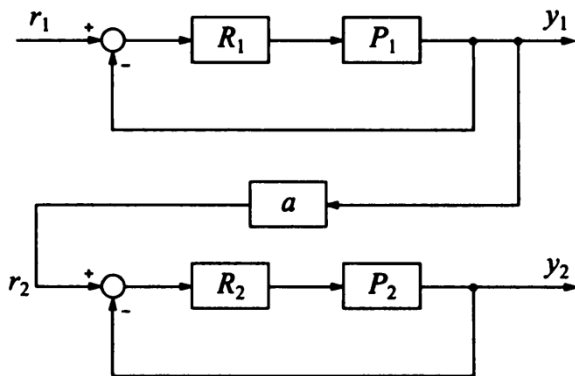


Рис. 1.10. ПД-регулятор відношень $y_2/y_1 = a$

Приклад вирішення даної задачі наведений на рис.1.10. Перший регулятор підтримує вихідну величину y_1 дорівнює значенню уставки r_1 . Значення уставки другого регулятора пропорційно регульованій величині першого регулятора: $r_2(t) = a \cdot y_1(t)$. Величина відношення встановлюється блоком a на рис.1.10 і може змінюватися відповідно до алгоритму роботи системи. Сигнал бажано брати саме з виходу системи y_1 . Це підвищує точність, оскільки $y_1(t)$ відрізняється від $r_1(t)$ на величину похибки, яка в динаміці може бути значною. Крім того, величина $y_1(t)$ завжди змінюється з деякою затримкою щодо $r_1(t)$. Тому величина $y_2(t)$ буде відставати за часом від бажаного значення $a \cdot y_1(t)$.

1.5.5. Регулятор з внутрішньою моделлю. Якщо модель $M(s)$ об'єкта $P(s)$ ідентифікована, то можна не розраховувати параметри ПД-регулятора, якщо використовувати регулятор з показаної на рис.1.11 структурою. Тут $F(s)$ – фільтр, Q – обернена модель об'єкта, тобто

$Q(s) \approx M_1(s)$. Знак наближеної рівності стоїть тому, що обернення моделі рідко можна виконати точно [5, 12, 43, 45].

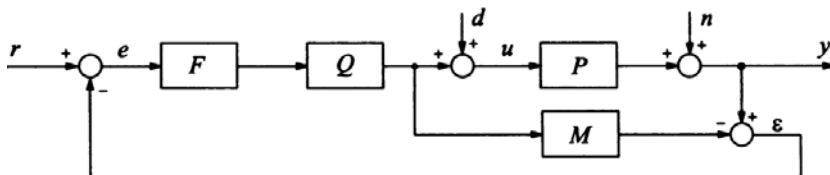


Рис.1.11. Регулятор з внутрішньою моделлю M

Регулятор з внутрішньою моделлю точно підтримує значення уставки в статичному режимі.

Фільтр нижніх частот $F(s)$ в такій структурі дозволяє вибрати компроміс між запасом стійкості і швидкодією замкнутої системи.

Регулятор, представлений на рис.1.11, перенесенням блоку обчислення різниці ε може бути перетворений в класичну форму ПІД-регулятора (рис.1.6, 1.12), де

$$R(s) = \frac{F(s) \cdot Q(s)}{1 - F(s) \cdot Q(s) \cdot M(s)}. \quad (1.11)$$

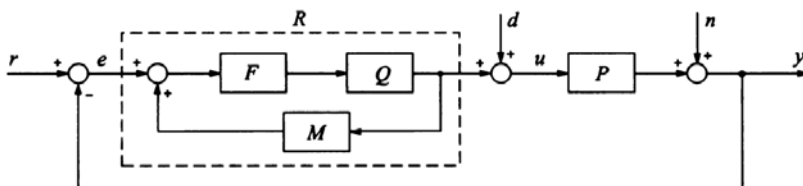


Рис.1.12. Регулятор з внутрішньою моделлю M
в класичній формі представлення (з регулятором R)

У загальному випадку регулятор (1.11) може мати високий порядок, який визначається порядком об'єкта. Однак в окремому випадку описана структура вироджується у звичайний ПІ- або ПІД-регулятор.

Важливою особливістю регулятора з внутрішньою моделлю є можливість налаштування робастності незалежно від вибору інших параметрів регулятора, для цього вибирають відповідний фільтр F . Регулятор з внутрішньою моделлю може дати дуже гарну реакцію на зміну уставки, проте реакція на зовнішні збурення може бути занадто сповільненою, оскільки у виразі (1.11) скорочуються нулі і полюси передатної функції.

1.5.6. ПІД - регулятори для систем з транспортною затримкою. Всі типові перехідні процеси ОК, в яких відбувається перенесення тепла, мають затримку L , після якої відбувається плавне зростання параметра.

Предиктор Сміта. Для керування об'єктами з великою транспортною затримкою використовують спеціальні структури ПІД-регуляторів, що містять блоки для передбачення поведінки об'єкта через деякий час L – предиктори (від англійського «prediction») [43]. На рис.1.13 показана структура такого регулятора, запропонована Смітом в 1957 р. Предиктор Сміта включений в деякі промислові ПІД-регулятори [4, 5, 12, 45].

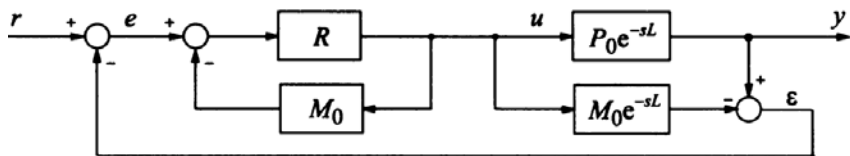


Рис.1.13. Система керування з предиктором Сміта

Мета предиктора Сміта - передбачити, який сигнал з'явиться на виході об'єкта до того, як він там з'явиться насправді. Для передбачення можна використовувати модель ОК, що складається з дрібно-раціональної частини M_0 та транспортної затримки e^{-sL} (рис.1.13). Завдяки тому, що з моделі можна виключити затримку, з'являється принципова можливість передбачення поведінки об'єкта до появи сигналу на його виході. Реалізується ця можливість системою зі структурою, що наведена на рис.1.13. Тут R – звичайний ПІД-регулятор, $P_0 \cdot e^{-sL}$ – передаточна характеристика ОК.

ППІ-регулятори. ППІ-регулятор (скорочення від «предиктивне», або «пророкуючий» ПІ) є модифікацією предиктора Сміта, яка поширена в АСК ТП більш широко, ніж сам предиктор Сміта. Один з варіантів ППІ-регулятора наведений на рис.1.14 [4]. ППІ-регулятор відрізняється від звичайного ПІ-регулятора тільки тим, що замість одиниці в чисельнику виразу $1/(1 + sT_i)$ стоїть зображення затримки e^{-sL} . Існує багато модифікацій структури, зображеної на рис.1.14 [9].

Відзначимо, що ППІ-регулятор і предиктор Сміта виконують тільки стеження за уставкою, але дуже погано послаблюють зовнішні збурення [5, 12, 45].

З усього вище сказаного випливає те, що всі модифікації ПІД-регулятора, в основному, ґрунтуються на зміні структури системи керування, а не самого ПІД-регулятора і так же, як і для класичного ПІД-

регулятора, робастність, ослаблення шумів та зовнішніх збурень будуть визначатися лише параметрами ПІД-регулятора K_p, T_i, T_d .

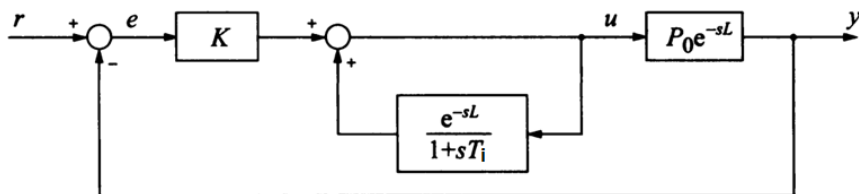


Рис.1.14. Система керування з ППІ-регулятором

1.6. Розрахунок параметрів

Перед тим, як розраховувати параметри регулятора, необхідно сформулювати мету і критерії якості регулювання, а також обмеження на величини і швидкості зміни змінних в системі [5, 20].

1.6.1. Якість регулювання. Вибір критерію якості регулювання залежить від мети, для якої використовується регулятор. Метою може бути:

- підтримка постійного значення параметра (наприклад, температури);
- спостереження за зміною уставки або програмне управління;
- управління демпфером у резервуарі з рідиною і т.д.

Для того чи іншого завдання найбільш важливим можуть бути такі фактори:

- форма відгуку на зовнішні збурення (час встановлення, перерегулювання, час відгуку та ін.);
- форма відгуку на шуми вимірювань;
- форма відгуку на сигнал уставки;
- робастність по відношенню до розкиду параметрів ОК;
- вимоги до економії енергії в керованій системі;
- мінімум шумів вимірювань.

Для класичного ПІД-регулятора параметри, які є найкращими для стеження за уставкою, в загальному випадку відрізняються від параметрів, найкращих для ослаблення впливу зовнішніх збурень.

Послаблення впливу зовнішніх збурень. Зворотній зв'язок послаблює вплив зовнішніх збурень в $|S(j\omega)|$ раз за винятком тих частот, на яких $|S(j\omega)| > 1$.

Послабити вплив зовнішніх збурень (наприклад, впливу навантаження) можна зменшивши постійну інтегрування T_i [34].

В часовій області реакцію на зовнішні збурення оцінюють по відгуку на одиничний стрибок $d(t)$ [5, 20].

Послаблення впливу шумів вимірювань. Послабити вплив шумів вимірювань за допомогою зворотного зв'язку неможливо. Однак ці шуми легко усуваються застосуванням фільтрів нижніх частот, а також правильним екрануванням і заземленням [5, 20, 39, 40]

Критерії якості в часовій області. Для оцінки якості регулювання в замкнутій системі з ПД-регулятором зазвичай використовують ступінчастий вхідний вплив і ряд критеріїв для опису форми ПП (рис. 1.15) [4, 5, 20, 34, 43, 44, 46-54]:

максимум помилки регулювання:

$$e_{max} = \max_{0 < t < \infty} |e(t)| \quad (1.12)$$

і момент часу T_{max} , при якому помилка досягає цього максимуму;
інтегрована абсолютна похибка:

$$e_{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt; \quad (1.13)$$

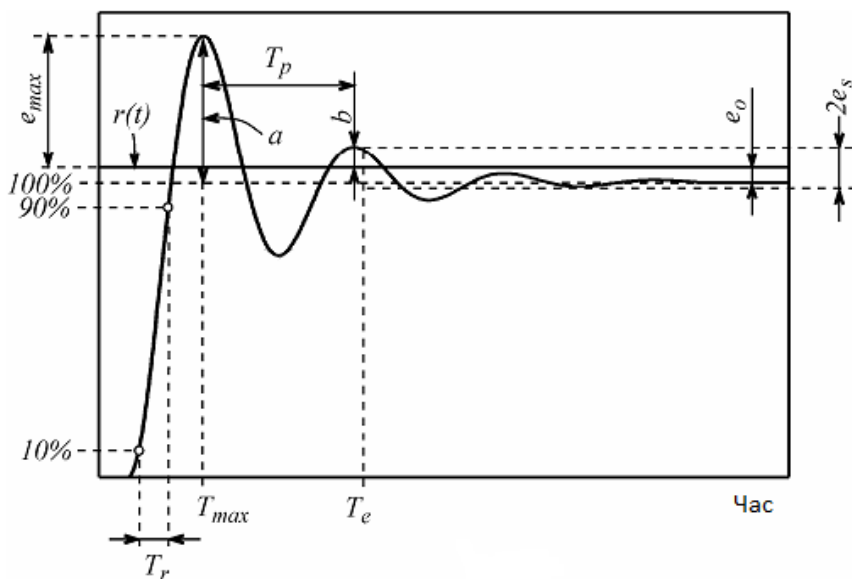


Рис. 1.15. Критерії якості в часовій області

– інтеграл від квадрата похибки:

$$e_{IAE} = \int_0^{\infty} e^2(t) dt; \quad (1.14)$$

– декремент загасання $d = a/b$ – відношення першого максимуму до другого;

- статична похибка e_0 ;
- час встановлення T_e з заданою похибкою e_s ;
- перерегулювання e_{max} ;
- час наростання T_r ;
- період затухаючих коливань T_p .

Наведені вище критерії використовуються як для оцінки якості реакції на зміну уставки, так і на вплив зовнішніх збурень і шумів вимірювань.

1.6.2. Методи розрахунку настроювань регуляторів. У загальній теорії автоматичного керування структура регулятора обирається виходячи з моделі ОК. При цьому більш складним ОК відповідають більш складні регулятори. Але в переважній більшості додатків у промисловості застосовують ПІД-регулятори, тому що ця структура дуже проста.

Вперше методику розрахунку параметрів ПІД-регулятора запропонували Зіглер і Нікольс у 1942 році [11, 13, 14, 17, 21]. Ця методика дуже проста, але дає не дуже гарні результати. Тим не менш, вона досі часто використовується на практиці, хоча до теперішнього часу з'явилося безліч більш точних методів.

Після розрахунку параметрів регулятора, як правило, потрібно його ручне підстроювання для поліпшення якості регулювання. Для цього використовується ряд правил, добре обґрунтованих теоретично.

Для налаштування ПІД-регуляторів можна використовувати і загальні методи теорії автоматичного керування, такі, як метод призначення полюсів і алгебраїчні методи. У літературі [5, 14, 20, 29] опубліковано і безліч інших методів, які мають переваги в конкретних застосуваннях. Нижче наведено лише найпоширеніші інженерні методи розрахунку настроювань регуляторів.

Метод Зіглера і Нікольса. Зіглер і Нікольс запропонували два методи налаштування ПІД-регуляторів. Один з них заснований на параметрах відгуку об'єкта на одиничний стрибок; другий метод заснований на частотних характеристиках ОК. Обидва методи

ґрунтуються на переводі САР в критичний режим роботи [4, 5, 13, 14, 15, 20, 21, 29, 51, 55-57].

Для розрахунку параметрів ПД-регулятора за першим методом Зіглера-Нікольса (З-Н) використовуються параметри експериментальної КР еквівалентного об'єкту керування (рис. 1.16): K_{Π} – коефіцієнт передачі, T_0 – стала часу об'єкту і τ – час чистого запізнення.

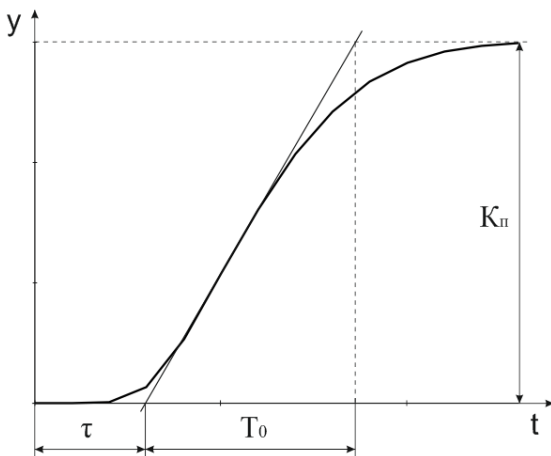


Рис. 1.16. Крива розгону еквівалентного об'єкту керування

Формули для розрахунку коефіцієнтів ПД-регулятора зведено в табл.1.1.

Таблиця 1.1

Формули для розрахунку коефіцієнтів регулятора за методом З-Н

	Розрахунок за відгуком на стрибок			Розрахунок за частотними параметрами		
Регулятор	K_p	T_i	T_d	K_p	T_i	T_d
П	$\frac{T_0}{K_{\Pi} \cdot \tau}$	—	—	$0.5 \cdot K_{p\text{кр}}$	—	—
ПІ	$\frac{0.9 \cdot T_0}{K_{\Pi} \cdot \tau}$	$\frac{3.3 \cdot \tau}{K_p}$	—	$0.45 \cdot K_{p\text{кр}}$	$\frac{0.83 \cdot T_{кр}}{K_p}$	—
ПД	$\frac{1.2 \cdot T_0}{K_{\Pi} \cdot \tau}$	$\frac{2 \cdot \tau}{K_p}$	$0.5 \cdot \tau \cdot K_p$	$0.6 \cdot K_{p\text{кр}}$	$\frac{0.5 \cdot T_{кр}}{K_p}$	$0.125 \cdot T_{кр} \cdot K_p$

Другий метод З–Н (частотний метод або метод незгасаючих коливань). У відповідності з даним методом розрахунків налаштувань ПІД–регулятора проводять у два етапи.

На першому етапі визначають критичну налаштування пропорційної складової $K_{p\,кр}$ (при нульових значеннях T_i, T_d), при якій система регулювання буде знаходитися на межі стійкості (режим незатухаючих коливань), а також відповідну їй критичну частоту $\omega_{кр}$ та період власних коливань $T_{кр} = 2 \cdot \pi / \omega_{кр}$.

На другому етапі за знайденими значеннями $T_{кр}$ і $K_{p\,кр}$ визначають налаштувальні параметри регуляторів за формулами, що наведено в табл. 1.1. Розраховані за таблицею 1.1 налаштувальні параметри регуляторів забезпечують ступінь загасання $\alpha = 0.8 \dots 0.9$.

Недоліками методів З–Н є те, що вони дають параметри, далекі від оптимальних, які потім потребують ручного підстроювання для поліпшення якості регулювання. Це пояснюється не тільки спрощеністю самих методів, але і тим, що параметри регулятора в цих методах визначалися Зіглером і Нікольсом виходячи з вимоги до декременту затухання, що дорівнює 4 [21]. Другим їх недоліком є те, що вони не враховують вимоги до запасу стійкості системи. А також неможливість застосування методів, якщо відсутній їх основний розрахунковий показник: час чистого запізнення для першого методу і критична частота для другого [5, 20, 27].

Метод CHR. На відміну від Зіглера і Нікольса, які використовували в якості критерію якості налаштування декремент загасання, дорівнює 4, Чін, Хронес, Ресвік (Chien, Hrones і Reswick (CHR)) використовували критерій максимальної швидкості наростання при відсутності перерегулювання або за наявності не більше ніж 20%-ного перерегулювання. Такий критерій дозволяє отримати більший запас стійкості, ніж у методі З–Н [5, 15, 20, 29, 51, 57].

CHR метод дає дві різні системи параметрів регулятора. Одна з них отримана при спостереженні відгуку на зміну уставки (табл. 1.2), друга – при спостереженні відгуку на зовнішні збурення (табл. 1.3). Яку систему параметрів обрати – залежить від того, що важливіше для конкретного регулятора: якість регулювання при зміні уставки, або ослаблення зовнішніх впливів. Якщо ж важливо і те і інше, то необхідно використовувати регулятори з двома ступенями свободи [5, 16, 45]. Метод CHR використовує апроксимацію ОК моделлю першого порядку з запізненням і ті ж вихідні параметри, що і в методі З–Н.

Недоліки методу CHR практично такі ж, як і для методу З–Н, за винятком, того, що система отримує трохи більший запас стійкості [5, 20].

Таблиця 1.2

**Формули для розрахунку коефіцієнтів регулятора
за методом CHR, за відгуком на зміну уставки**

	Без перерегулювання			З 20%-ним перерегулюванням		
Регулятор	K_p	T_i	T_d	K_p	T_i	T_d
П	$\frac{0,3 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	-	-	$\frac{0,7 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	-	-
ПІ	$\frac{0,35 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	$\frac{1,2 \cdot T_0}{K_p}$	-	$\frac{0,6 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	$\frac{T_0}{K_p}$	-
ПІД	$\frac{0,6 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	$\frac{T_0}{K_p}$	$0,5 \cdot \tau \cdot K_p$	$\frac{0,95 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	$\frac{1,4 \cdot T_0}{K_p}$	$0,47 \cdot \tau \cdot K_p$

Таблиця 1.3

**Формули для розрахунку коефіцієнтів регулятора
за методом CHR, за відгуком на зовнішні обурення**

	Без перерегулювання			З 20%-ним перерегулюванням		
Регулятор	K_p	T_i	T_d	K_p	T_i	T_d
П	$\frac{0,3 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	-	-	$\frac{0,7 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	-	-
ПІ	$\frac{0,6 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	$\frac{4 \cdot \tau}{K_p}$	-	$\frac{0,7 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	$\frac{2,3 \cdot \tau}{K_p}$	-
ПІД	$\frac{0,95 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	$\frac{2,4 \cdot \tau}{K_p}$	$0,42 \cdot \tau \cdot K_p$	$\frac{1,2 \cdot T_0}{K_p \cdot \tau}$	$\frac{2,0 \cdot \tau}{K_p}$	$0,42 \cdot \tau \cdot K_p$

Метод кривої ПІ еквівалентного об'єкту керування (метод ВТІ), також, ґрунтується на використанні тих же вихідні параметри, що і в метод З–Н.

На практиці для налагоджувальних робіт досить часто користуються наближеними формулами визначення параметрів П–, ПІ– і ПІД–регуляторів, що забезпечують мінімум квадратичного інтеграла якості при запасі стійкості зі ступенем загасання 0,75 для ОК з самовирівнюванням (S – подібна форма) [28, 44, 51].

Налагоджувальні параметри регуляторів розраховуються за формулами, наведеними в табл. 1.4.

Даний метод налагодження систем регулювання є наближеним. Точність знайдених параметрів залежить від конкретних властивостей ОК, акуратності і правильності отримання та обробки результатів експерименту. Зазвичай цим методом знаходять параметри стійкого

стану системи регулювання, за яких можливе перше включення системи регулювання в роботу. Знайдені при цьому значення параметрів регулятора приймаються як початкові для подальшої оптимізації.

Таблиця 1.4

Налагоджувальні параметри регуляторів

Настроювальні параметри	Формули для розрахунку налагоджувальних параметрів регулятора			Характеристика об'єкта керування
	II	III	$ПД$	
K_p	$0.8 \cdot \frac{T_0}{K_n \cdot \tau}$	$0.6 \cdot \frac{T_0}{K_n \cdot \tau}$	$\frac{T_0}{K_n \cdot \tau}$	$0 < \frac{\tau}{T_0} < 0.2$
T_i	-	$3.3 \cdot \tau$	$2.5 \cdot \tau$	
T_d	-	-	$0.15 \cdot T_i$	
K_p	$\frac{0.38 \cdot (\tau + 0.6 \cdot T_0)}{K_n \cdot (\tau - 0.08 \cdot T_0)}$		$\frac{0.22 \cdot (\tau + 1.5 \cdot T_0)}{K_n \cdot (\tau - 0.13 \cdot T_0)}$	$0.2 < \frac{\tau}{T_0} < 1.5$
T_i	-	$0.8 \cdot T_0$	$0.45 \cdot T_0$	
T_d	-	-	$0.15 \cdot T_i$	
K_p	$2 \cdot K_n$	$2 \cdot K_n$	$1.7 \cdot K_n$	$\frac{\tau}{T_0} > 1.5$
T_i	-	$0.6 \cdot \tau$	$0.7 \cdot \tau$	
T_d	-	-	$0.15 \cdot T_i$	

Недоліком цього методу є те, що метод є наближеним, придатний для ОК, які мають час чистого запізнення, а характер ПП має бути аперіодичним і описуватися функцією близькою до експоненціальної [28].

Метод за швидкістю ПП не потребує визначення сталої часу ОК. Метод придатний для ОК, які можна віднести до аперіодичних і описуються диференційними рівняннями другого і вище порядків. КР таких об'єктів мають S — подібну форму, а значить і максимальну швидкість виходу на усталений режим (рис. 1.17) [28].

На кривій розгону навколо точки a будується прямокутний трикутник і визначається максимальна швидкість ПП за формулою: $v_{max} = \Delta y / \Delta t$. Використовуючи швидкість v_{max} і τ , визначають налагоджувальні параметри регулятора за формулами, що наведено в табл. 1.5.

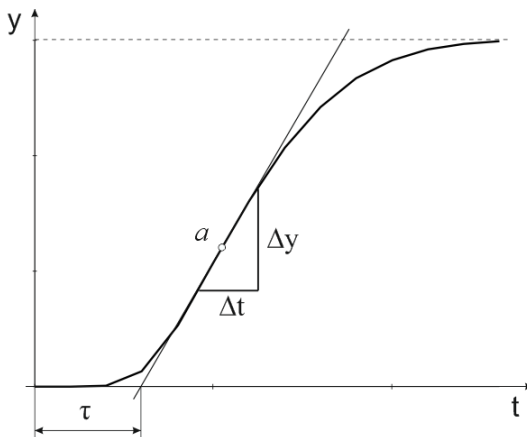


Рис. 1.17. Крива розгону еквівалентного об'єкту керування

Таблиця 1.5

Налагоджувальні параметри регуляторів

Тип регулятора	Формули для розрахунку налагоджувальних параметрів регулятора		
	K_p	T_i	T_d
Π – регулятор	$v_{max} \cdot \tau$	-	-
$\Pi\Pi$ – регулятор	$1.2 \cdot v_{max} \cdot \tau$	$2 \cdot \tau$	-
$\Pi\Pi D$ – регулятор	$0.83 \cdot v_{max} \cdot \tau$	$2 \cdot \tau$	$T_i/4.5$

Недоліком цього методу є те, що його застосування стає неможливим, якщо відсутній основний розрахунковий показник – час чистого запізнення. Його можна використовувати тільки для ОК, які мають криві розгону S – подібної форми [27].

Метод розширених частотних характеристик [28, 44, 51, 58] ґрунтується на такому самому принципі, як і частотний метод З-Н, з тією лише різницею, що задається ступень коливальності m :

$$A_p(m, \omega, \vec{K}) \cdot e^{-j \cdot \varphi_p(m, \omega, \vec{K})} \cdot A_0(m, \omega) \cdot e^{-j \cdot \varphi_0(m, \omega)} = -1, \quad (1.15)$$

де $\vec{K}$ – вектор налаштувань регулятора.

Рівняння (1.15) виконується тоді, коли:

$$A_p(m, \omega, \vec{K}) \cdot A_0(m, \omega) = -1, \quad (1.16)$$

$$\varphi_p(m, \omega, \vec{K}) + \varphi_0(m, \omega) = 0. \quad (1.17)$$

Для регуляторів з одним параметром настроювання, в яких ФЧХ не залежить від параметра $\vec{K}$, із рівняння (1.17) знаходять робочу частоту ω_p , а з рівняння (1.16) – параметр налагоджування для П-регулятора коефіцієнт підсилення регулятора розраховується при робочій частоті ω_p за формулою:

$$K_p = 1/A_0(\omega_p), \quad (1.18)$$

а для І-регулятора час інтегрування визначають за рівнянням:

$$T_i = A_0(\omega_p)/\omega_p. \quad (1.19)$$

Так як для ПІ-регулятора настроювальні параметри K_p і T_i залежать від частоти ω , то спочатку за формулами (1.16) і (1.17) у площині параметрів налагоджень регулятора розраховують криву залежності $K_p/T_i = f(K_p)$ для інтервалу частот, а потім визначають робочу частоту, приймаючи що $\omega_p \approx 1.2 \cdot \omega_{max}$. На рис.1.18,а наведені залежності $K_p/T_i = f(K_p)$ для різних значень ступеня коливальності m . Розрахунок лінії заданого запаса стійкості для ПІ-регулятора можна провести за формулами:

$$\frac{K_p}{T_i} = \omega \cdot (1 + m^2) \cdot \frac{\sin[\varphi_0(m, \omega)]}{A_0(m, \omega)}, \quad (1.20)$$

$$K_p = \frac{1}{A_0(m, \omega)} \cdot \{m \cdot \sin[\varphi_0(m, \omega)] - \cos[\varphi_0(m, \omega)]\}. \quad (1.21)$$

ПІД-регулятор має три настроювальні параметри: K_p , T_i і T_d . Тому межа заданого запаса стійкості являтиме собою деяку поверхню в трьохмірному просторі. Побудова такої поверхні є достатньо складною, тому приймають за сталу величину $C = K_p \cdot T_d$ і розраховують криві $K_p/T_i = f(K_p)$ для різних значень цієї сталої за формулами:

$$\frac{K_p}{T_i} = \omega \cdot \sqrt{1 + m^2} \cdot \frac{m \cdot \cos \gamma - \sin \gamma}{A_0(m, \omega)} + \omega^2 \cdot C \cdot (1 + m^2); \quad (1.22)$$

$$K_p = \sqrt{1 + m^2} \cdot \frac{\cos \gamma}{A_0(m, \omega)} + 2 \cdot m \cdot \omega \cdot C; \quad (1.23)$$

$$\gamma = \varphi_0(m, \omega) + \arctg(m) - \pi. \quad (1.24)$$

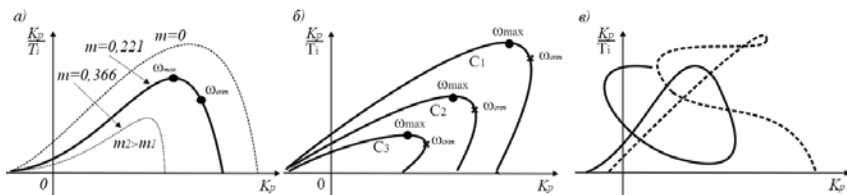


Рис. 1.18. Лінії рівного ступеня коливальності для ПІ-регулятора (а) і ПІД-регулятора (б, в)

Криві $K_p/T_i = f(K_p)$ розраховуються за формулами (1.20) – (1.24) для різних значень сталої $C = K_p \cdot T_d$ наведені на рис. 1.18, б.

Для кожного значення параметра C розраховується ПП і обирається те значення T_d , при якому якість керування є найкращою. Але в багатьох випадках лінії рівного ступеня коливальності є настільки складними (рис. 1.18, в), що визначити робочу частоту ω практично неможливо. Практика використання методу розширених частотних характеристик для визначення настроювань регуляторів показує, що, як правило, його можна використати тільки у випадках, коли ОК ідентифіковані об'єктами першого або другого порядку. Для об'єктів більш високого порядку практично неможливо побудувати таку криву функції $K_p/T_i = f(K_p)$, за якою можна визначити робочу частоту системи керування.

1.6.3. Правила ручної настройки ПІД-регулятора. Розрахунок параметрів за формулами не може дати оптимальних настроювань регулятора, оскільки аналітично отримані результати ґрунтуються на сильно спрощених моделях ОК. Зокрема, в них не завжди враховується присутня нелінійність типу "обмеження" для керуючого впливу. Крім того, моделі використовують параметри, ідентифіковані з деякою похибкою. Тому після розрахунку параметрів регулятора бажано зробити його підстроювання. Підстроювання можна виконати на основі правил, які використовуються для ручної настройки. Ці правила отримані з досвіду, теоретичного аналізу і чисельних експериментів.

Недоліком ручної настройки є те, що застосування правил можливо тільки після попередньої настройки регулятора за формулами. Спроби налаштувати регулятор без початкового наближеного розрахунку коефіцієнтів можуть бути безуспішними.

А також, сформульовані правила справедливі тільки навколо оптимальних настроювань регулятора. Далеко від неї ефекти можуть бути іншими.

1.6.4. Чисельні методи оптимізації для настройки ПІД-регуляторів. Методи оптимізації для знаходження параметрів регулятора

концептуально дуже прості. Обирається критерій мінімізації, в якості якого може бути один з показників якості або комплексний критерій, складений з декількох показників з різними ваговими коефіцієнтами. До критерію додаються обмеження, що накладаються вимогами робастності [59]. Таким чином виходить критеріальна функція, що залежить від параметрів ПД–регулятора. Далі використовуються чисельні методи мінімізації критеріальної функції з заданими обмеженнями, які й дозволяють знайти шукані параметри ПД–регулятора [5, 20, 60]. Методи, засновані на оптимізації, мають такі переваги:

- дозволяють отримати оптимальні значення параметрів, які не потребують подальшого підстроювання;
- не вимагають спрощення моделі об'єкта, модель може бути як завгодно складною;
- дозволяють швидко досягти кінцевого результату (уникнути процедури тривалого підстроювання параметрів).

Однак реалізація даного підходу пов'язана з великими проблемами, які не один десяток років є предметом наукових досліджень. До цих проблем належить:

- тривалість процесу пошуку мінімуму;
- низька надійність методу (у багатьох випадках обчислювальний процес може розходитися і шукані коефіцієнти не будуть знайдені);
- низька швидкість пошуку мінімуму для яружних функцій і функцій з кількома мінімумами.

Тим не менш, методи оптимізації є потужним засобом настройки ПД–регуляторів за допомогою спеціально розроблених для цього комп'ютерних програм.

1.7. Автоматична настройка і адаптація

Невід'ємним напрямком розвитку комерційних ПД–регуляторів є розробка методів, що дозволяють знизити витрати людської праці на інсталяцію, настройку та обслуговування, одні із таких є методи автоматичної настройки та адаптації ПД–регуляторів [5, 20, 43, 48, 61, 62].

Адаптація в принципі є повільним процесом, тому її не можна розглядати як безперервне стеження параметрів регулятора за змінними параметрами об'єкту.

Регулятори, налаштовані в автоматичному режимі, частіше налаштовані гірше, ніж налаштовані в ручному режимі [23]. Пояснюється

це філософським міркуванням, що комп'ютер не може виконувати складні й погано формалізуючі завдання краще людини [5, 20].

На сьогодні відсутні прості, надійні й загально прийняті методи автоматичної настройки.

1.7.1. Основні принципи. Всі види автоматичної настройки використовують три принципово важливих етапи: ідентифікація, розрахунок параметрів регулятора, настройка регулятора [18, 30, 43]. Часто кінцевий етап включає етап підстроювання (заклучна оптимізація настройки). Оптимізація налаштування необхідна у зв'язку з тим, що методи розрахунку параметрів регулятора за формулами не враховують нелінійності об'єкта, а ідентифікація параметрів об'єкта виконується з деякою похибкою [5, 20, 52].

Важливо підкреслити, що, незважаючи на наявність "автоматичного" підстроювання, контролер може не дати необхідної якості регулювання з причин, незалежних від якості закладених у нього алгоритмів. Наприклад, ОК може бути погано спроектований (залежні контури регулювання, велика затримка, високий порядок об'єкта); об'єкт може бути нелінійним; датчики можуть бути розташовані не в тому місці, де потрібно і мати поганий контакт з об'єктом, рівень перешкод у каналі вимірювання може бути неприпустимо великим; роздільна здатність датчика може бути недостатньо високою; джерело вхідного впливу на об'єкт може мати дуже велику інерційність або гістерезис; можуть бути також помилки в монтажі системи, погане заземлення, обриви провідників і т. д.

Автонастроювання практично не має ніяких особливостей у порівнянні з описаними раніше методами, за винятком того, що вона виконується в автоматичному режимі. Основним етапом автоматичної налаштування та адаптації є ідентифікація моделі об'єкта. Вона виконується в автоматичному режимі звичайними методами ідентифікації параметрів моделей ОК. Автоматична настройка може виконуватися і без ідентифікації ОК, ґрунтуючись на правилах або пошукових методах [4, 33, 43, 52, 61, 62].

1.7.2. Табличне керування. Найбільш простим методом адаптації ПД-регулятора до постійно змінюваних властивостей ОК є табличне керування коефіцієнтами регулятора [5, 20]. Він може бути використаний не тільки для адаптивного керування, а й для керування нелінійними об'єктами, нестационарними процесами, при необхідності змінювати параметри залежно від деяких умов.

Знаючи заздалегідь можливі зміни режиму роботи системи, виконують ідентифікацію ОК для декількох різних режимів і для кожного з них знаходять параметри регулятора. Значення цих параметрів записують в таблицю.

Недоліком цього методу є великі витрати на попередню ідентифікацію, необхідну для складання таблиці.

1.7.3. Програмні засоби для налаштування ПД–регуляторів [5, 20]. Типова система для настроювання ПД–регуляторів складається з комп'ютера з програмним забезпеченням під Windows, комплекту модулів вводу-виводу і сполучних кабелів. Об'єкт включається в контур регулювання, система налаштовується бажаним способом, потім отримані коефіцієнти регулятора записуються в ПД–контролер. Завдяки зручному для користувача інтерфейсу, великої продуктивності комп'ютера і відсутності обмежень на алгоритми ідентифікації системи, вдається отримати параметри регулятора, близькі до оптимальних. В даний час є близько півсотні комерційних продуктів [19] для настроювання ПД–регуляторів.

Серед аналітичних методів настроювання в цих програмах найбільш поширені Lambda - тюнінг [4, 9] або метод регулятора з внутрішньою моделлю [10, 45]. Переважна більшість програм використовує модель першого порядку з затримкою для опису ОК.

1.8. Нечітка логіка, нейронні мережі і генетичні алгоритми

ПД–регулятори, описані вище, мають погані показники якості при управлінні нелінійними і складними системами, а також при недостатній інформації про ОК. Характеристики регуляторів в цих випадках можна поліпшити за допомогою методів нечіткої (фазі-) логіки, нейронних мереж і генетичних алгоритмів. В одному контролері можуть застосовуватися комбінації перерахованих методів (фазі–ПД, нейро–ПД, нейро–фазі–ПД–регулятори з генетичними алгоритмами) [5, 45].

Основним недоліком нечітких і нейромережових контролерів є складність їх налаштування (складання бази правил і навчання нейронної мережі).

1.8.1. Нечітка логіка в ПД–регуляторах. Нечітке керування (керування на основі методів теорії нечітких множин) [63-66] використовується при недостатньому знанні ОК, але наявності досвіду керування ним, в нелінійних системах, ідентифікація яких занадто трудомістка, а також у випадках, коли за умовами задачі необхідно використовувати знання експерта [4, 43, 61, 67-70]. Прикладом може бути доменна піч або ректифікаційна колона, ММ яких містить багато емпіричних коефіцієнтів, що змінюються в широкому діапазоні і викликають великі труднощі при ідентифікації [63]. У той час, як

кваліфікований оператор досить добре керує такими об'єктами, користуючись показаннями приладів та накопиченим досвідом [5, 45].

Нечітка логіка в ПІД-регуляторах використовується переважно двома шляхами: для побудови самого регулятора та для організації підстроювання коефіцієнтів ПІД-регулятора. Обидва шляхи можуть використовуватися в ПІД-контролері одночасно [5, 33, 43, 45, 67, 68, 70].

Для побудови нечітких регуляторів зазвичай використовують П, І, ПІ і ПД, ПД + І, ПІ + Д і ПІД - закони регулювання. В якості вхідних сигналів для системи нечіткого виводу використовують сигнал помилки, приріст помилки, квадрат помилки і інтеграл від помилки. Реалізація нечіткого ПІД регулятора викликає проблеми, оскільки він повинен мати тривимірну таблицю правил у відповідності з трьома доданками в рівнянні ПІД-регулятора, яку надзвичайно складно заповнити, користуючись відповідями експерта [5, 18, 45].

Недоліком є те, що остаточна настройка нечіткого регулятора або настройка, близька до оптимальної, до цих пір залишається важким завданням. Для цього використовуються генетичні пошукові методи, що вимагають великих обчислювальних ресурсів і часу [5, 45].

1.8.2. Застосування нечіткої логіки для підстроювання коефіцієнтів ПІД-регулятора. Налаштування ПІД-регулятора за формулами зазвичай не є оптимальною і може бути покращена за допомогою подальшого підстроювання. Підстроювання може бути виконано оператором на підставі евристичних правил або автоматично, за допомогою блоку нечіткої логіки (рис. 1.19). Блок нечіткої логіки (фазі-блок) використовує базу правил та методи нечіткого виводу. Нечітке підстроювання дозволяє зменшити перерегулювання, знизити час встановлення і підвищити робастність ПІД-регулятора [18, 43, 45, 71].

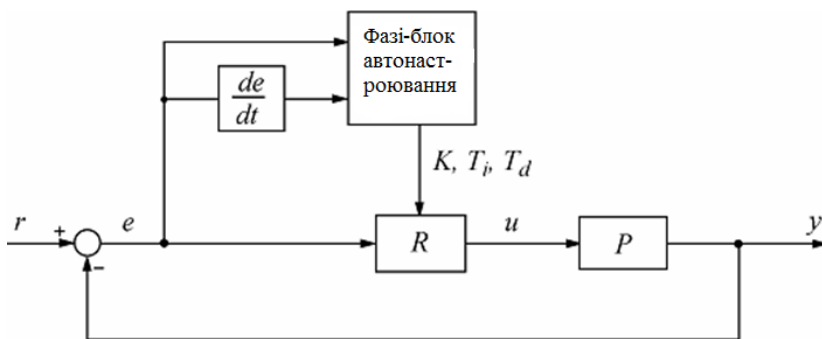


Рис. 1.19. Структура ПІД-регулятора з блоком автонастроювання на основі нечіткої логіки

Процес автонастроювання регулятора за допомогою блоку нечіткої логіки починається з пошуку початкових наближень коефіцієнтів регулятора K_p , T_i , T_d . Це робиться зазвичай методом Зіглера - Нікольса, виходячи з періоду власних коливань в замкнутій системі і петльового посилення. Далі формулюється критеріальна функція, необхідна для пошуку оптимальних значень параметрів настроювання методами оптимізації [5, 15, 45].

Слід зазначити, що у випадках, коли інформації достатньо для отримання точної ММ ОК, традиційний регулятор завжди буде краще нечіткого тому, що при синтезі нечіткого регулятора вихідні дані задані наближено [5, 45].

1.8.3. Штучні нейронні мережі в ПД-регуляторах. Нейронні мережі, як і нечітка логіка, використовуються в ПД-регуляторах двома шляхами: для побудови самого регулятора та для побудови блоку настроювання його коефіцієнтів. Особливістю нейронної мережі є здатність до "навчання", що дозволяє передати нейронній мережі досвід експерта. Регулятор з нейронної мережею схожий на регулятор з табличним керуванням, однак відрізняється спеціальними методами настройки ("навчання"), розробленими для нейронних мереж, і методами інтерполяції даних [63, 69, 72-74].

Типова структура САР з ПД-регулятором і нейронної мережею в якості блоку автонастройки показана на рис. 1.20 [75]. Нейронна мережа NN в даній структурі виконує роль функціонального перетворювача, який для кожного набору сигналів r, e, u, y виробляє коефіцієнти ПД-регулятора K_p, T_i, T_d .

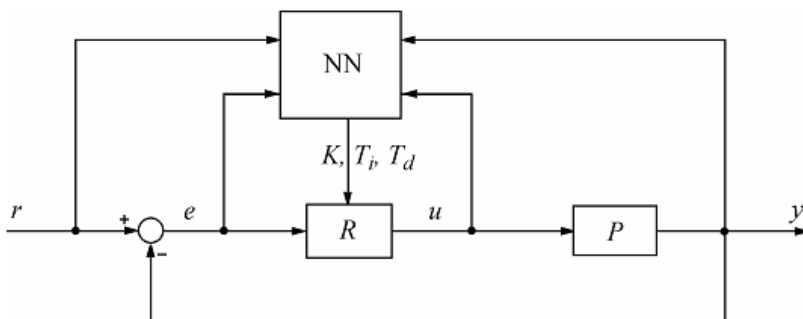


Рис. 1.20. Структура ПД-регулятора з блоком автонастройки на основі нейронної мережі NN

Найскладнішою частиною у проектуванні регуляторів з нейронної мережею є процедура навчання мережі. Для навчання нейронної мережі зазвичай використовують методи градієнтного пошуку мінімуму критеріальної функції $\varepsilon = (u^* - u)^2$, що залежить від параметрів нейронів. Процес пошуку є ітераційним, на кожній ітерації знаходять всі коефіцієнти мережі, спочатку для вихідного прошарку нейронів, потім попереднього, і так до першого прошарку (метод зворотного поширення помилки) [66]. Використовуються також інші методи пошуку мінімуму, в тому числі генетичні алгоритми, метод моделювання відпаду, метод найменших квадратів [5, 45].

Тривалість процесу навчання є основною перешкодою на шляху широкого використання методів нейронних мереж в ПІД-регуляторах [64]. Іншими недоліками нейронних мереж є неможливість передбачення похибки регулювання для впливів, які не входили в набір навчальних сигналів; відсутність критеріїв вибору кількості нейронів в мережі, тривалості навчання, діапазону і кількості навчальних впливів. Ні в одній з публікацій не досліджувалася робастність або запас стійкості регулятора [5, 45].

1.8.4. Генетичні алгоритми. Генетичні алгоритми є потужним методом оптимізації, що дозволяє знайти глобальний оптимум швидше, ніж інші методи випадкового пошуку [5, 18, 45, 76-78].

Генетичні алгоритми засновані на принципах природного відбору, сформульованих Дарвіном в 1859 році. Ідею генетичних алгоритмів стосовно до вирішення математичних задач сформулював Дж. Холланд в 1962 р. Основною ідеєю генетичних алгоритмів є пряма подoba принципам природного відбору, коли виживають найбільш пристосовані особини [66, 78].

Істотною їх перевагою є відсутність проблем зі збіжністю і стійкістю. Ці методи використовуються для ідентифікації моделей ОК, для пошуку оптимальних параметрів регулятора, для пошуку оптимальних положень функцій приналежності в нечітких регуляторах і для навчання нейронних мереж. Найчастіше генетичні алгоритми використовуються спільно з нейронними мережами і регуляторами з нечіткою логікою [4, 76, 77].

Недоліком генетичних алгоритмів є великий час пошуку екстремуму, що не дозволяє їх використовувати в швидкодіючих системах реального часу [5, 45].

1.9. Висновки та постановка задач дослідження

Аналіз одного із ключових питань синтезу САР, а саме розробка математичних моделей об'єктів керування показав, що самий типовий об'єкт вже має 3-4 порядок детермінованої моделі, до нього ще додаються виконавчий пристрій, регулюючий орган, датчик, нормуючий перетворювач і вже отримуємо математичну модель 8-10 порядку. З такою моделлю робити в оптимізаційній задачі практично неможливо використовуючи точні аналітичні методи, тільки за допомогою приближених методів. Тому, навіщо ускладнювати математичну модель та йти на приближене рішення, якщо можна використовувати точну модель більш низького порядку і використовувати аналітичне рішення.

Вже багато напрацьовано з АСК ТП в напрямку її оптимальності, яка залежить від настроювань ПД-регуляторів на самому нижньому рівні розподіленої.

Аналіз сучасних ПД-регуляторів за науково-технічною та патентною літературою показує, що ПД-регулятор відноситься до найбільш поширеного типу регуляторів. Близько 90...95% [5, 8-18] регуляторів, що знаходяться в даний час в експлуатації, використовують ПД алгоритм. Причиною такої високої популярності та промислового використання є простота побудови, якість функціонування, придатність для вирішення більшості практичних завдань і низька вартість. Серед ПД-регуляторів 64% займають одноконтурні регулятори і 36% – багатоконтурні. Контролери зі зворотним зв'язком охоплюють 85% всіх додатків, контролери з прямим зв'язком – 6% і контролери, що з'єднано каскадно – 9% [5, 10, 12, 19].

Не дивлячись на довгу історію розвитку ПД-регуляторів і велику кількість публікацій щодо різних аспектів їх застосування, визначення передатної функції ОК та оптимальних настроювань ПД-регулятора залишається однією з основних проблем при синтезі САР [5, 10, 26].

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 [7, 27].

У багатьох ПД-контролерах диференціальна компонента виключена тільки тому, що її важко правильно налаштувати. Користувачі нехтують процедурою калібрування, а недостатньо глибокі знання динаміки регульованого процесу не дозволяють правильно обрати параметри ПД-регулятора. Це веде до значних матеріальних витрат на виробництво та псує якість продукції. Більшість об'єктів хімічної та нафтохімічної технології є пожежо- вибухонебезпечними. Це

унеможливиює пошук оптимальних настроювань ПІД-регулятора шляхом активного експерименту. Тому основні зусилля дослідників в даний час зосереджені на пошуку надійних методів автоматичної настройки регуляторів, як вбудованих в ПІД-контролер, так і тих, що функціонують на окремому комп'ютері [10, 12]. Для вирішення цієї проблеми слід використовувати експериментально-теоретичні методи пошуку оптимальних настроювань ПІД-регулятора із використанням ММ ОК [5, 7, 27]. Оцінюючи сучасний рівень досліджень і розробок в області експериментально-теоретичних способів і методів пошуку оптимальних настроювань ПІД-регулятора, необхідно відмітити актуальність робіт у цьому напрямку оптимального регулювання. Виходячи з вище сказаного, можна сформулювати мету й задачі роботи.

Метою роботи є підвищення ефективності роботи об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти за рахунок розробки розподіленої системи управління виробництвом нітратної кислоти, яка забезпечує оптимальну роботу САР за рахунок знаходження оптимальних настроювань ПІД-регулятора за квадратичною оптимізаційною функцією на основі експериментально - теоретичного способу.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі основні задачі:

1. Виконати аналіз сучасних ПІД-регуляторів та методів визначення їх настроювальних параметрів.

2. Виконати дослідження перехідних процесів різного характеру, на прикладах об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти.

3. Удосконалити спосіб вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації еквівалентного об'єкту керування з використанням характерних точок ланкою другого порядку з часом запізнення та визначити залежності похибок ідентифікації від кількості характерних точок.

4. Виконати порівняльний аналіз способів вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації еквівалентного об'єкту керування: рівномірним розподілом точок на кривій розгону еквівалентного об'єкту керування та за характерними точками, на прикладах об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти.

5. Розробити алгоритм пошуку оптимальних настроювань ПІД-регулятора на основі інтегральної квадратичної оптимізаційної функції та його програмну реалізацію.

6. Розробити розподілену систему управління виробництвом нітратної кислоти.

7. Розробити спосіб знаходження оптимальних настроювань ПІД-регулятора, який складається з алгоритму ідентифікації

еквівалентного об'єкту керування та алгоритму пошуку оптимальних налаштувань ПД-регулятора;

8. Виконати порівняльний аналіз запропонованого способу знаходження оптимальних налаштувань ПД-регулятора з методом Нікольса-Зіглера, методом трикутника та методом CHR, на прикладах об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти.

9. Провести експериментальне підтвердження одержаних результатів.

Постановка задач робота доповідалась на конференції "Технологія 2011" (м. Сєвєродонецьк).

РОЗДІЛ 2

ІДЕНТИФІКАЦІЇ ОБ'ЄКТІВ КЕРУВАННЯ

Слід усвідомлювати, що ніяка математична модель фізичної системи не є точною. Ми можемо підвищувати точність моделі, збільшуючи кількість і складність рівнянь, але все одно ніколи не досягнемо абсолютної точності. Зазвичай ми прагнемо до того, щоб модель адекватно відображала поведінку фізичної системи і в той же час була не надто складною.

В роботі пропонується спосіб отримання математичної моделі об'єкта керування, в якому в якості початкових даних обирається перехідний процес об'єкта керування. Такий підхід має очевидні переваги: по-перше він базується на об'єктивних даних, що формує сам об'єкт керування, по-друге – він може бути достатньо просто реалізований, по-третє – адекватність і точність отриманої математичної моделі не може викликати сумнівів, так як для її отримання використовується глобальна інформація динамічної характеристики об'єкта керування [6, 26, 81].

У ряді випадків є можливість звести модель високого порядку до моделі більш низького, іноді навіть першого або другого [42] порядку і при цьому істотно не програти в точності оцінки її характеристик, тобто будь-яку фізичну систему завжди можна описати моделлю порівняно невисокого порядку, нехтуючи деякими її характеристиками. Цьому є декілька причин [34]:

- для моделей невисокого порядку набагато простіше вирішуються задачі аналізу та синтезу;
- чим нижче порядок моделі, тим вище точність обчислень на цифровому комп'ютері;
- якщо модель має перший або другий порядок, ми володіємо обширною інформацією, необхідною для аналізу та синтезу;
- не дивлячись на те, що моделі високого порядку і самі по собі ніколи не були абсолютно точними, в ряді випадків зниження їх порядку може дати результати, які не поступаються в точності моделі високого порядку. Нарощування порядку моделі не завжди виправдано з точки зору підвищення точності.

Відомо, що ланка другого порядку з часом запізнення може мати як аперіодичний так і коливальний перехідні процеси [49]. Отже, якщо при виводі математичної моделі обмежитися ступенем диференційного рівняння (ступенем передатної функції) і прийняти його таким, що дорівнює двом, то розробка математичної моделі значно спрощується [5-7, 18, 20, 26, 28, 30, 34, 42, 79].

При розв'язанні цієї задачі слід розв'язати такі важливі питання:

- скільки точок на кривій розгону об'єкта керування вибрати;
- який алгоритм ідентифікації обрати;
- яким чином точки мають бути розміщені на кривій розгону об'єкта керування;
- яким чином кількість і місце розташування точок впливають на похибку апроксимації [104, 106].

Відомо, що перехідна функція є неперервною та диференційованою. Зміна похідних у часі є додатковою інформацією про динаміку об'єкта керування, що дозволяє на багато точніше ідентифікувати об'єкт керування [6, 26, 81].

2.1. Характеристика об'єктів керування та їх структурно-логічні схеми

В якості прикладів було обрано такі об'єкти керування: газовий реактор селективної очистки, продувна колонна, абсорбер оксидів нітрогену.

Газовий реактор селективної очистки. Реактор селективного очищення являє собою вертикальний циліндричний апарат зі сферичними днищами, що має одну полицю. На ній знаходиться каталізатор АВК-10М.

Розглянемо газовий реактор, який наведено на рис. 2.1.

Газоподібний аміак з витратою F_1 з температурою T_1 та концентрацією Q_1 через клапан подається газоподібний аміак в змішувач, вбудований безпосередньо в газопровід хвостових газів перед реактором селективного очищення. При цьому хвостові гази є нерегульованим і потрапляють в реактор з витратою F_2 , температурою T_2 , тиском P_2 та концентрацією Q_2 . Нагрітий хвостовий газ змішуючись з відновлювальним реагентом - газоподібним аміаком, загальним потоком надходить у реактор селективного очищення, де на

каталізаторі АВК-10М відбувається відновлення оксидів нітрогену за реакціями:

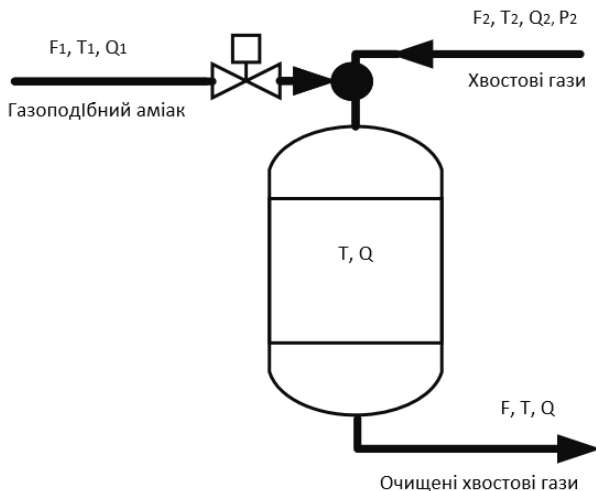
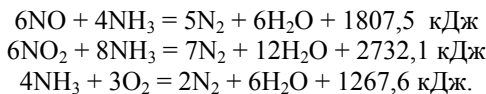


Рис. 2.1. Газовий реактор селективного очищення

Процес є екзотермічний і протикає при температурі T . Очищені хвостові гази відводяться з реактора витратою F та з концентрацією Q .

До вихідних параметрів процесу слід віднести концентрацію Q на виході реактора, температуру T в реакторі.

При керуванні газовим реактором достатньо регулювати температуру, а концентрацію в цьому випадку можна тільки контролювати. Отже витратою газоподібного аміаку F_1 будемо регулювати кількість компоненту, що утворюється в наслідок реакції, за рахунок підтримки відповідної температури процесу.

Всі інші параметри процесу є збурюючими координатами. До них слід віднести температури вхідних потоків T_1 , T_2 та концентрації Q_1 , Q_2 у них цільового компоненту. Інформаційно-логічна схема газового реактора наведена на рис. 2.2.

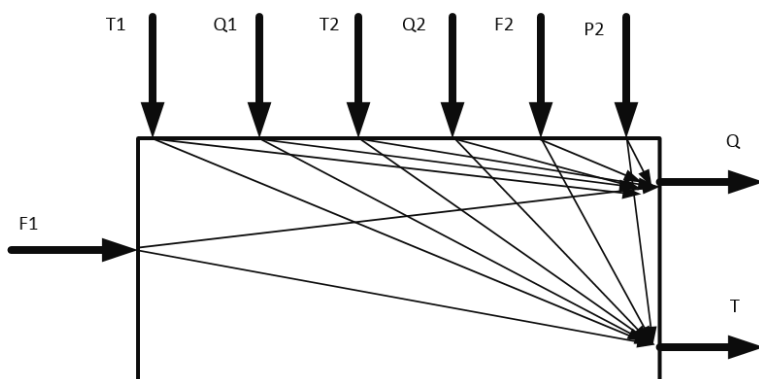


Рис. 2.2. Інформаційно-логічна схема газового реактора селективного очищення

Вихідні координати газового реактора є взаємопов'язаними, тому зміна будь - якої з вхідних координат (регулюючої або збурюючої) спричинить зміну відразу всіх вихідних координат.

Продувна колонна. Структурна схема продувної колони наведена на рис.2.3.

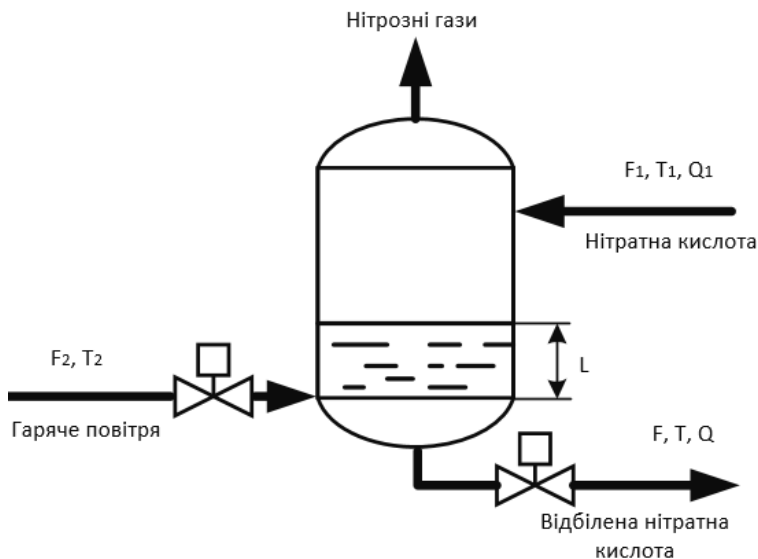


Рис. 2.3. Продувна колона

Нітратна кислота з масовою часткою нітратної кислоти не менше 58% з кубової частини абсорбційної колони самопливом надходить в продувну колону, де віддуваються гарячим повітрям розчинені в ній оксиди нітрогену. Вибілена нітратна кислота після продувної колони надходить у сховище кислоти, а повітря з оксидами нітрогену направляється під першу тарілку абсорбційної колони.

При аналізі продувної колони як об'єкта керування до вихідних координат слід віднести концентрацію нітратна кислота Q , та рівень у колоні L .

В продувній колоні є змога змінювати витрату гарячого повітря F_2 , що подається в колону, та витрату відбіленої нітратної кислоти F , що відводиться з продувної колони. Ці параметри є входними регулюючими координатами.

Всі інші параметри процесу: температуру входних і вихідних потоків T_1 та T_2 , вміст цільового компоненту у входних потоках в Q_1 та Q_2 , а також витрату F_1 слід віднести до збурюючих координат.

Інформаційно-логічну схема продувної колони наведено на рис. 2.4.

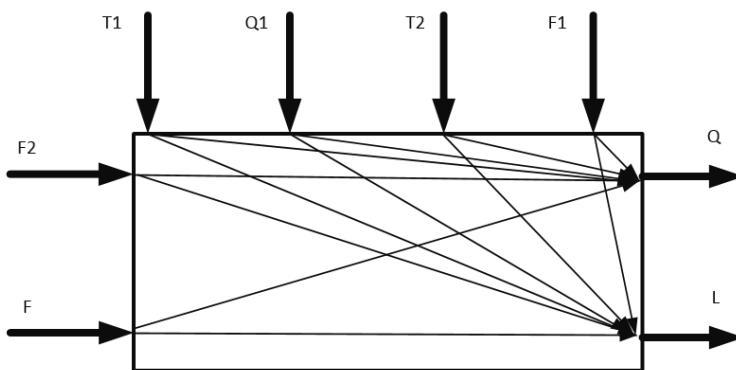


Рис. 2.4. Інформаційно-логічна схема продувної колони

Абсорбер оксидів нітрогену. Абсорбція діоксиду нітрогену відбувається в абсорбційній колоні, що представляє собою вертикальний циліндричний апарат з 50-ю тарілками. Схематично такий абсорбер наведено на рис.2.5.

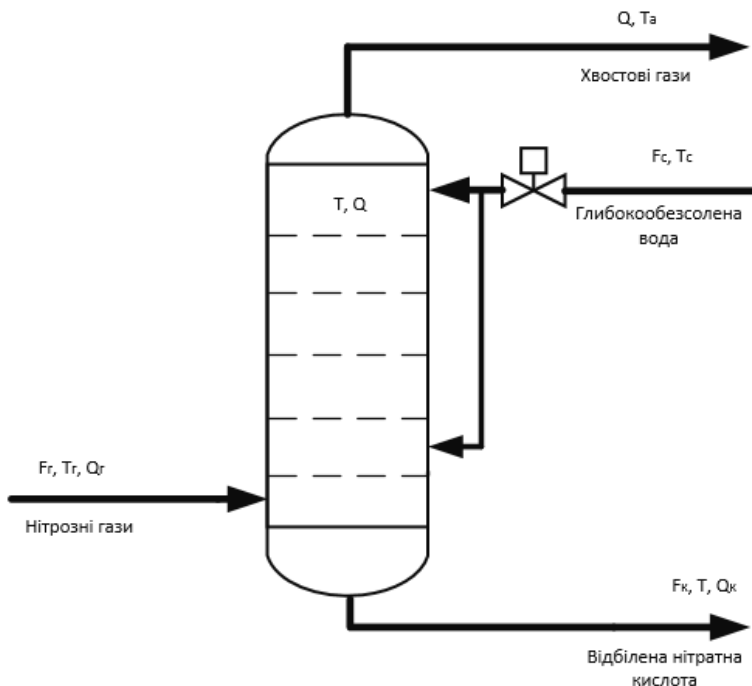


Рис. 2.5. Абсорбер оксидів нітрогену

Нітрозні гази з витратою F_r , температурою T_r та концентрацією цільового компоненту Q_r надходять знизу в отвори і на сітчастій тарілці за рахунок рівня рідини створюють пінний режим, необхідний для інтенсивного протікання реакції. Рівень рідини на тарілці підтримується переливним пристроєм, який забезпечений перетоком для відводу кислоти з верхньої тарілки на нижче лежачі. Для відводу тепла реакцій, що проходять на тарілці, встановлені змійовики, по яких подається оборотна вода.

Для зрошення абсорбційної колони на 18 і 50 тарілки подається сорбент, глибокознесолена вода з витратою F_c , температурою T_c або паровий конденсат, які рухаються назустріч руху нітрозних газів. Концентрація цільового компоненту в сорбенті Q_c (в сорбенті залишається певна частина цільового компоненту після його регенерації)

При взаємодії нітрозного газу та сорбенту певна частина цільового компоненту (нітратної кислоти) із газової суміші переходить у розчин (розчиняється). В наслідок цього, розчин збагачується на цільовий компонент, а у газової суміші (хвостові гази) його кількість зменшується. Кількість цільового компоненту, що розчиняється в сорбенті, залежить від температури та тиску та визначається законом Генрі: при певній температурі T молярна доля газу в розчині (розчинність) пропорційна парціальному тиску газу над розчином. Внаслідок цієї взаємодії збільшується температура в абсорбері.

Насичений розчин сорбенту стікає в нижню – кубову частину абсорбційної колони звідки відводиться з колони. В кубовій частині колони утворюється рівень L .

Хвостові гази з концентрацією цільового компоненту Q з верху колони відводиться з абсорбційної колони.

З точки зору аналізу процесу як об'єкта керування, до вихідних координат цього процесу слід віднести такі параметри: концентрацію цільового компоненту в хвостових газах Q , температуру T процесу.

Так як, абсорбер не є першим апаратом технологічної схеми, тому, немає можливості регулювати зміну витрати F_G свіжого газу, що потрапляє на абсорбцію. Зміна витрати нітрозних газів впливає на концентрацію цільового компоненту в хвостових газах. Ця витрата є найбільшим збуренням (навантаженням), що діють на абсорбер. Також не має можливості регулювати тиск P в колоні та витрати F_K насиченого розчину, за допомогою якої регулюють рівень в абсорбційній колоні L .

Інші параметри процесу слід віднести до збурюючих координат: температуру T_G газу, що потрапляє на абсорбцію, концентрацію цільового компоненту у свіжому газі Q_G , температуру T_c сорбенту на вході колони та концентрацію цільового компоненту в сорбенті Q_c .

Інформаційно-логічну схему абсорбційної колони наведено на рис. 2.6.

Всі вихідні координати є взаємопов'язані. Зміна будь - якої з вихідних координат спричиняє зміну всіх інших.

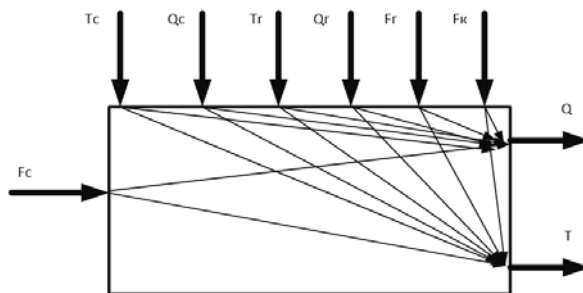


Рис. 2.6. Інформаційно-логічна схема абсорбційної колони

2.2. Пасивна ідентифікації об'єкта керування в розімкненому контурі

Розрізняють активну ідентифікацію (за допомогою впливу на систему, який подається спеціально з метою вирішення задачі структурної ідентифікації) і пасивну (при вирішенні задачі параметричної ідентифікації) – коли в якості впливів використовують сигнали, наявні в системі в процесі її нормального функціонування. У пасивному експерименті виробляють тільки спостереження за поведінкою системи в нормальному режимі її функціонування, намагаючись витягти з цього спостереження інформацію, достатню для настроювання регулятора [5, 20].

Ідентифікацію можна виконувати в розімкненому або в замкненому контурі зі зворотним зв'язком. Ідентифікація в розімкненому контурі є найбільш застосованим підходом, оскільки в цьому випадку відсутня можливість випадкового виведення системи за межі стійкості. Крім того, ідентифікація в розімкненому контурі дозволяє обрати оптимальні тестові впливи, чого не можна зробити в замкненому контурі, де спектральна функція вхідного впливу на об'єкт керування формується динамікою контуру, незалежно від вимог експериментатора [5, 7, 20].

Розглянемо структурну схему одноконтурної САР, що наведена на рис.2.7.

Для ідентифікації в розімкненому контурі експериментальним шляхом на об'єкт керування подають вхідний вплив u і реєструють реакцію об'єкта керування y на цей вплив, при цьому отримуємо перехідний процес еквівалентного об'єкту керування (розімкнена система від виконавчого пристрій до нормуючого перетворювача при умові, що передатна функція вторинного приладу дорівнює 1) [30].

Перехідний процес еквівалентного об'єкту керування можна отримати також теоретичним шляхом. Для цього слід отримати його передатну функцію та за допомогою зворотного перетворення за Лапласом отримати рівняння перехідної характеристики. Побудувати графік перехідної функції (рис. 2.8) [79].

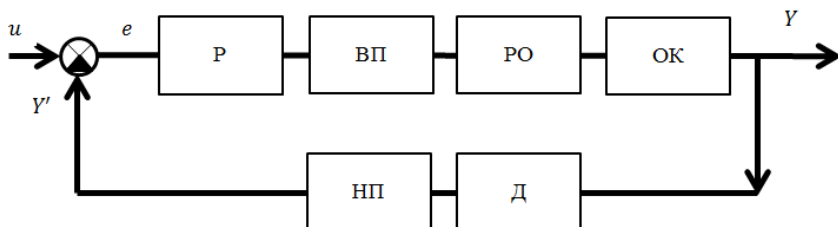


Рис. 2.7. Структурна схема одноконтурної САР:

Р – ПІД-регулятор; ВП – виконавчий пристрій; РО – регулюючий орган;
ОК – об'єкт керування; Д – датчик; НП – нормуючий перетворювач

Тобто, якщо за кривою розгону апроксимувати еквівалентний об'єкт керування ланкою другого порядку з часом запізнення, то структурну схему одноконтурної САР можна навести таким чином рис.2.9 [79].

Диференціальне рівняння ланки другого порядку з часом запізнення, яке моделює об'єкт, має загальний вигляд [26, 28, 30, 79]:

$$T_2^2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + T_1 \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = K_n \cdot u(t - \tau), \quad (2.1)$$

де T_2, T_1 – сталі часу;

τ – час запізнення;

K_n – коефіцієнт передачі;

u – вхідний сигнал (наприклад, ступінчасте збурення);

y – вихідний сигнал.

Залежно від характеру перехідного процесу (рис. 2.8), рівняння його перехідної функції матиме вигляд [7, 26, 28, 79]:

для аперіодичного процесу

$$y(t) = H(t - \tau) \cdot K_n \cdot u \cdot \left[1 - \frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot e^{-\alpha_1 \cdot (t - \tau)} + \frac{\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} \cdot e^{-\alpha_2 \cdot (t - \tau)} \right], \quad (2.2)$$

де $\alpha_{1,2}$ – корені диференційного рівняння;

$H(t - \tau)$ – функція Хевісайда;

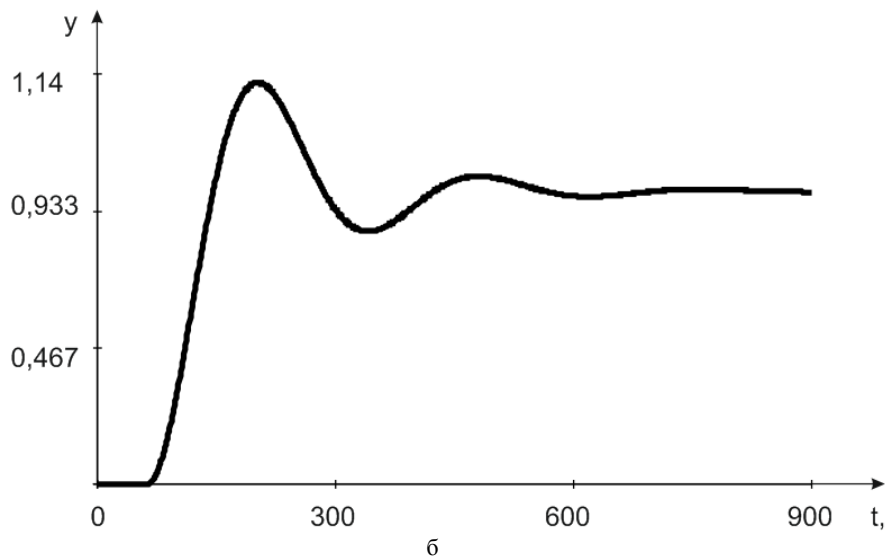
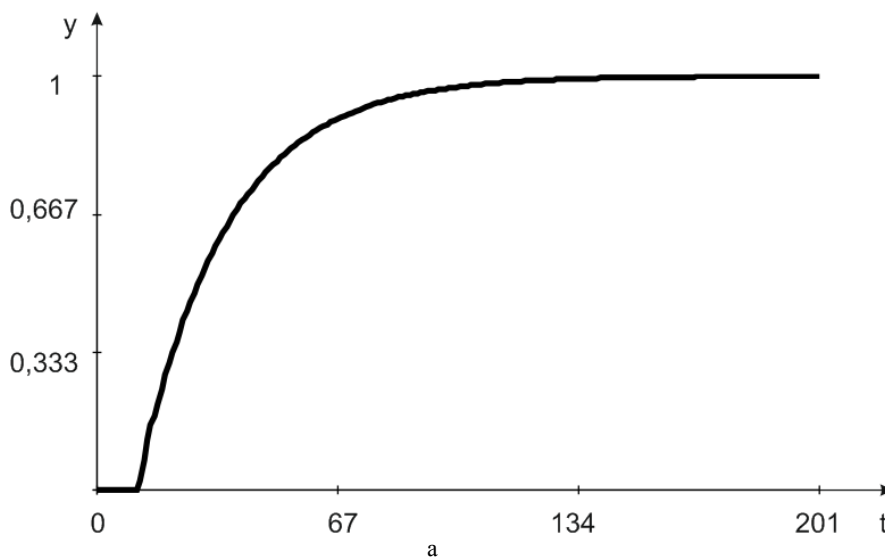


Рис. 2.8. Криві розгону еквівалентного об'єкту керування для аперіодичного процесу (а) і коливального процесу (б)

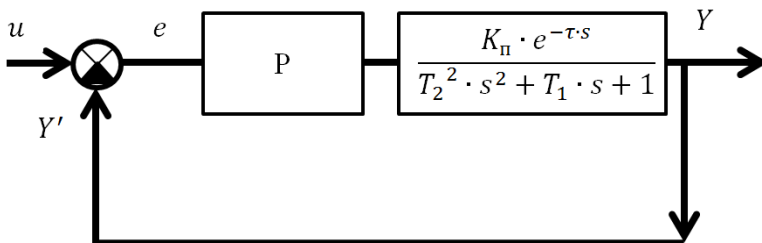


Рис. 2.9. Перетворена структурна схема одноконтурної САР

або

$$y(t) = H(t - \tau) \cdot K_n \cdot u \cdot \left[1 - \frac{T_{01}}{T_{01} - T_{02}} \cdot e^{-\frac{(t-\tau)}{T_{01}}} + \frac{T_{02}}{T_{01} - T_{02}} \cdot e^{-\frac{(t-\tau)}{T_{02}}} \right], \quad (2.3)$$

де T_{01} і T_{02} – сталі часу.

Корені рівняння (2.2) α_1 , α_2 та сталі часу T_{01} , T_{02} знаходять таким чином:

$$\begin{cases} \alpha_1 = -\frac{T_1}{2 \cdot (T_2)^2} + \sqrt{\left[\frac{T_1}{2 \cdot (T_2)^2} \right]^2 - \frac{1}{(T_2)^2}}; \\ \alpha_2 = -\frac{T_1}{2 \cdot (T_2)^2} - \sqrt{\left[\frac{T_1}{2 \cdot (T_2)^2} \right]^2 - \frac{1}{(T_2)^2}} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$T_2 = \sqrt{T_{01} \cdot T_{02}}; T_1 = T_{01} + T_{02}. \quad (2.5)$$

Для коливального процесу

$$y(t) = H(t - \tau) \cdot K_n \cdot u \cdot \left[1 - e^{-\alpha \cdot (t-\tau)} \left(\cos(\omega \cdot (t - \tau)) + \frac{\alpha}{\omega} \sin(\omega \cdot (t - \tau)) \right) \right], \quad (2.6)$$

де α – ступінь загасання перехідного процесу;

ω – власна частота коливань системи.

Показники α та ω знаходять таким чином:

$$\begin{cases} \alpha = \frac{T_1}{2 \cdot (T_2)^2} \\ \omega = \sqrt{\frac{1}{(T_2)^2} - \left[\frac{T_1}{2 \cdot (T_2)^2} \right]^2} \end{cases} \quad (2.7)$$

2.3. Спосіб вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації параметрів моделі з використанням рівномірного розподілу точок на кривій розгону еквівалентного об'єкту керування

Рівномірний розподіл точок на кривій розгону [6, 7, 81] дає можливість наблизити апроксимовану криву до експериментальної рівномірно у всіх точках на кривій перехідного процесу (рис. 2.10).

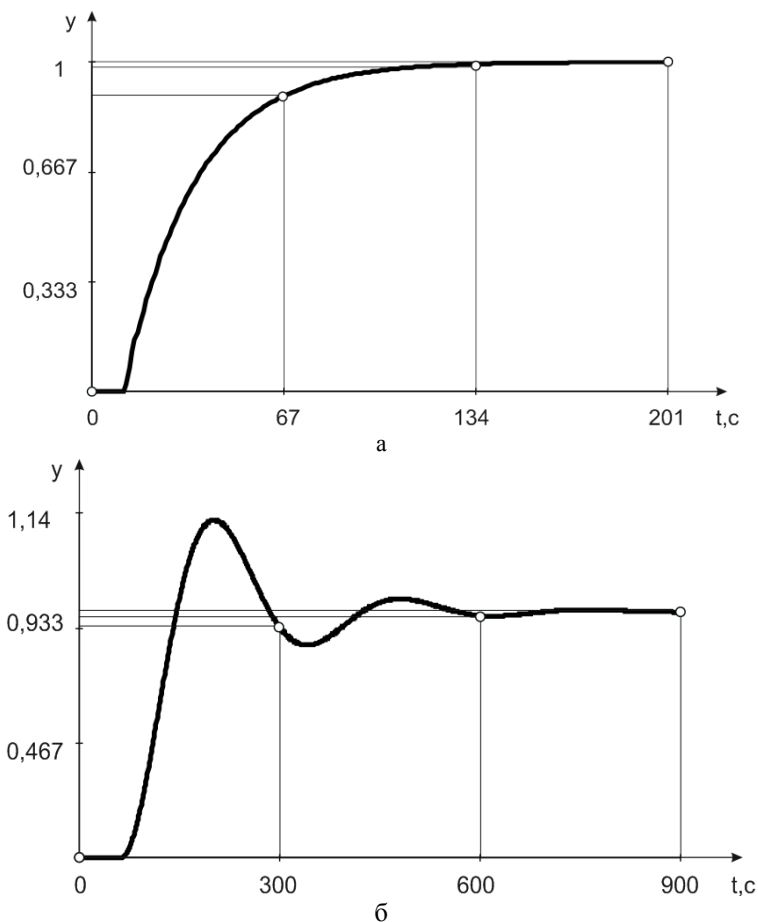


Рис. 2.10. Криві розгону еквівалентного об'єкту керування аперіодичного процесу (а) і коливального процесу (б)

Для апроксимації кривої розгону еквівалентного об'єкту керування відповідним перехідним процесом ланки другого порядку з часом запізнення використовуємо рівняння (2.2), (2.3) або (2.6). В цих рівняннях є чотири невідомих параметра. Коефіцієнт K_n знаходиться за кривою розгону. Для перехідного процесу, що наведено на рис. 2.10, $K_n = 1$. Для того щоб знайти останні три параметри (для аперіодичного процесу це α_1 , α_2 або T_{02} , T_{01} і τ , а для коливального процесу це α , ω і τ), слід розбити криву розгону на рівні частини за віссю часу, між початком і кінцем кривої розгону (в даному випадку і надалі під кінцем кривої розгону будемо розуміти – вихід кривої розгону на стає значення) (див. рис. 2.10) та взяти точки перетину з кривою розгону, а також точки: початок і кінець кривої розгону. Визначаємо невідомі коефіцієнти рівняння перехідного процесу, використовуючи алгоритм ідентифікації нелінійного методу найменших квадратів, так як для апроксимації перехідного процесу еквівалентного об'єкту керування використовуються нелінійні рівняння. Підставляємо знайдені значення невідомих параметрів у відповідне рівняння (2.2), (2.3) або (2.6), для отримання рівняння перехідної функції. Потім знайти передатну функцію, використовуючи пряме перетворення за Лапласом отриманого рівняння або, щоб знайти T_2 , T_1 треба розв'язати просту систему з двох рівнянь: для аперіодичного процесу, якщо апроксимується рівнянням (2.2), це система рівнянь (2.4), а якщо – (2.3), то знайдені значення невідомих параметрів T_{02} , T_{01} підставляємо в формули (2.5), для коливального – (2.7) [7]. Знайдені значення T_2 , T_1 в такий спосіб підставляють в рівняння (2.8) [30, 49, 79]:

$$W_{EOK}(s) = \frac{K_n \cdot e^{-\tau s}}{T_2^2 \cdot s^2 + T_1 \cdot s + 1}. \quad (2.8)$$

Покажемо роботу запропонованого способу вибору початкових даних на прикладах перехідних процесів різних типів.

Розглянемо апроксимацію кривої розгону аперіодичного об'єкту керування на прикладі кривої розгону продувної колони за каналом витрати нітратної кислоти $\rightarrow$ рівень в колоні (рис.2.11,а) у виробництві нітратної кислоти, та кривої розгону коливального об'єкту керування на прикладі кривої розгону абсорбера оксидів нітрогену за каналом витрати глибокознесоленої води $\rightarrow$ концентрація нітратної кислоти (рис.2.11,б) у виробництві нітратної кислоти.

Для апроксимації кривої розгону еквівалентного об'єкту керування (рис.2.11) відповідним перехідним процесом ланки другого порядку з часом запізнення, використовуючи рівняння (2.3) і (2.6) відповідно до характеру процесу, застосуємо запропонований вище алгоритм. Знайдені

значення параметрів перехідної функції і похибок апроксимації (максимальне відхилення між кривими δ_{max} та середньоквадратичне відхилення σ) в залежності від кількості точок N для перехідного процесу продувної колони наведено в табл. 2.1, а для перехідного процесу абсорбера оксидів нітрогену – в табл. 2.2.

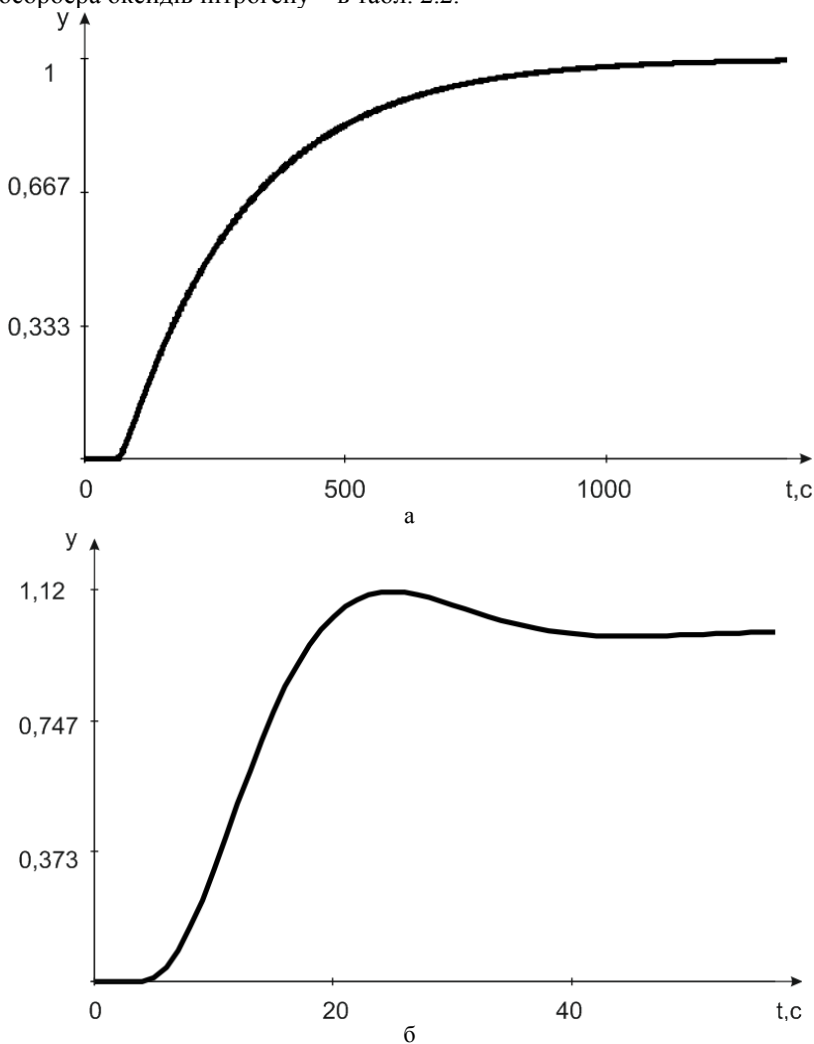


Рис. 2.11. КР: а - продувної колони; б - абсорбера оксидів нітрогену

В табл. 2.1, 2.2 показано результати апроксимації для кількості точок від 3 до 11 з інтервалом 1 точка і від 11 до 21 з інтервалом 2 точки. Додатково показано результати апроксимації при зменшенні ступеня дискретизації до 2с, 1с та 0,1с. Відповідно для першого об'єкту керування 673 точки, 1346 точок та 13460, а для другого об'єкту керування 29, 58 та 580 точок.

Таблиця 2.1

Значення параметрів і похибок апроксимації в залежності від кількості точок для ПП продувної колонни

Кількість точок N	Параметри $ПХФ$ ланки другого порядку			Похибки апроксимації	
	T_{01}	T_{02}	τ, c	$\delta_{max}, \%$	σ
3	237.415	12.531	60.003	0.156	$6.341 \cdot 10^{-4}$
4	237.415	11.682	60.918	0.014	$5.623 \cdot 10^{-5}$
5	237.415	11.441	61.150	0.023	$8.754 \cdot 10^{-5}$
6	237.415	11.361	61.235	0.036	$1.395 \cdot 10^{-4}$
7	237.415	11.329	61.269	0.041	$1.600 \cdot 10^{-4}$
8	237.415	11.322	61.275	0.042	$1.640 \cdot 10^{-4}$
9	237.415	11.570	61.015	$4.990 \cdot 10^{-3}$	$6.699 \cdot 10^{-6}$
10	237.415	11.571	61.015	$4.975 \cdot 10^{-3}$	$6.639 \cdot 10^{-6}$
11	237.415	11.571	61.014	$4.957 \cdot 10^{-3}$	$6.570 \cdot 10^{-6}$
13	237.415	11.571	61.014	$4.910 \cdot 10^{-3}$	$6.399 \cdot 10^{-6}$
15	237.415	11.572	61.013	$4.837 \cdot 10^{-3}$	$6.156 \cdot 10^{-6}$
17	237.415	11.573	61.012	$4.763 \cdot 10^{-3}$	$5.944 \cdot 10^{-6}$
19	237.415	11.577	61.007	$4.340 \cdot 10^{-3}$	$5.507 \cdot 10^{-6}$
21	237.415	11.587	60.998	$3.604 \cdot 10^{-3}$	$8.352 \cdot 10^{-6}$
673	237.415	11.577	61.008	$4.387 \cdot 10^{-3}$	$5.419 \cdot 10^{-6}$
1346	237.415	11.577	61.008	$4.379 \cdot 10^{-3}$	$5.418 \cdot 10^{-6}$
13460	237.415	11.577	61.008	$4.379 \cdot 10^{-3}$	$5.418 \cdot 10^{-6}$

Таблиця 2.2

Значення параметрів і похибок апроксимації в залежності від кількості точок для ПП абсорбера оксидів нітрогену

Кількість точок N	Параметри $ПХФ$ ланки другого порядку			Похибки апроксимації	
	α	ω	τ, c	$\delta_{max}, \%$	σ
1	2	3	4	5	6
3	0.094	0.151	1.920	24.488	0.313
4	0.108	0.161	5.401	4.969	0.052
5	0.110	0.161	5.149	3.215	0.028

Продовження табл. 2.2

Кількість точок N	Параметри $Л\&Ф$ ланки другого порядку			Похибки апроксимації	
	α	ω	τ, c	$\delta_{max}, \%$	σ
1	2	3	4	5	6
6	0.110	0.158	4.942	2.223	0.018
7	0.109	0.156	4.788	1.630	0.014
8	0.108	0.154	4.671	1.273	0.013
9	0.107	0.153	4.610	1.116	0.014
10	0.106	0.153	4.623	1.153	0.014
11	0.107	0.154	4.699	1.371	0.013
13	0.108	0.156	4.808	1.722	0.013
15	0.108	0.155	4.746	1.511	0.013
17	0.107	0.154	4.715	1.415	0.013
19	0.107	0.154	4.710	1.401	0.013
21	0.107	0.154	4.720	1.429	0.013
29	0.107	0.154	4.722	1.439	0.013
58	0.108	0.154	4.727	1.453	0.013
580	0.108	0.154	4.727	1.452	0.013

Аналізуючи результати досліджень, можна зробити висновок, що при $N > 6$ для абсорбера оксидів нітрогену та $N > 3$ для продувної колонії, похибка апроксимації δ_{max} не перевищує 3%. Тому при ідентифікації параметрів моделі ланки другого порядку для абсорбера оксидів нітрогену можна обмежитися шістьма точками, а для продувної колонії – трьома точками. Після визначення невідомих параметрів та підстановки їх у відповідні рівняння (2.3) і (2.6), отримуємо рівняння перехідної функції:

для продувної колонії:

$$y(t) = H(t - 60.003) \cdot [1 - 1.056 \cdot e^{-4.212 \cdot 10^{-3} \cdot t + 0.253} + 0.056 \cdot e^{-0.08 \cdot t + 4.788}], \quad (2.9)$$

для абсорбера оксидів нітрогену:

$$y(t) = H(t - 4.942) \cdot [1 - e^{-0.110 \cdot (t + 4.942)} \cdot (\cos(0.158 \cdot (t + 4.942)) + 0.696 \cdot \sin(0.158 \cdot (t + 4.942)))] \quad (2.10)$$

Порівняємо експериментальні криві розгону продувної колонії та абсорбера оксидів нітрогену з ідентифікованими моделями (рис. 2.12, 2.13).

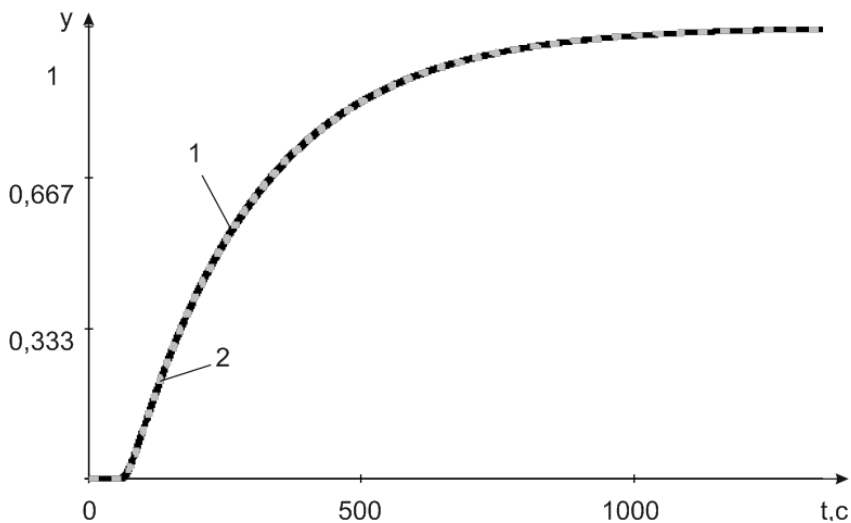


Рис. 2.12. Криві розгону: 1 – продувної колони;
2 – ПП ланки другого порядку з часом запізнення

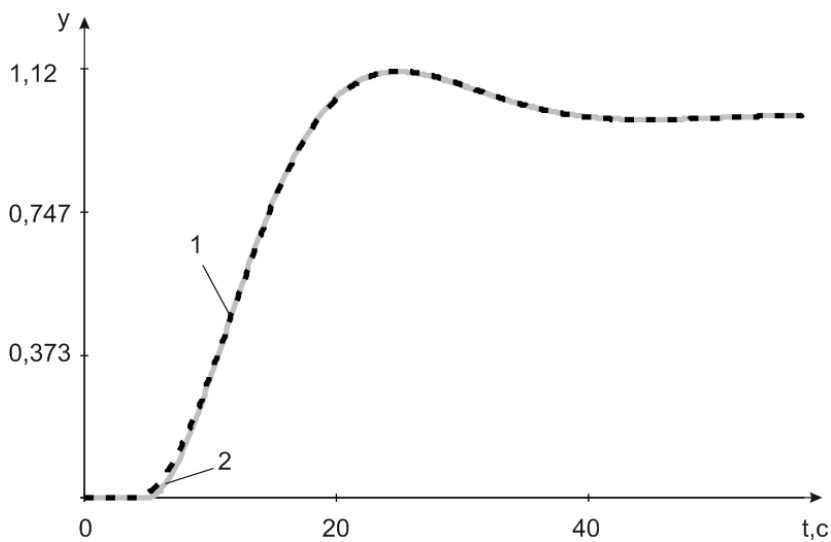


Рис. 2.13. Криві розгону: 1 – абсорбера оксидів нітрогену,
2 – ПП ланки другого порядку з часом запізнення

Аналізуючи рис. 2.12, 2.13, можна зробити висновок, що δ_{max} при апроксимації перехідного процесу продувної колони та абсорбера оксидів нітрогену відповідно аперіодичною та коливальною ланками другого порядку з запізненням при рівномірному розподілі точок не перебільшує 3%.

Перейдемо від перехідної функції к передатній функції ідентифікованих ланок [7, 26, 36, 79].

Для продувної колони:

$$W_{EOK}(s) = \frac{e^{-60,003 \cdot s}}{2975.084 \cdot s^2 + 249.946 \cdot s + 1} \cdot \quad (2.11)$$

Для абсорбера оксидів нітрогену:

$$W_{EOK}(s) = \frac{e^{-4,942 \cdot s}}{26.940 \cdot s^2 + 5.931 \cdot s + 1} \cdot \quad (2.12)$$

Ці рівняння (2.11) і (2.12) можна надалі використовувати для пошуку оптимальних настроювань регулятора [27].

Крім наведених прикладів, було досліджено цілий ряд об'єктів керування з різним ступенем коливальності та інерційності. За результатами цих досліджень можна зробити висновок, що для забезпечення похибки апроксимації $\delta_{max} < 3\%$ при апроксимації перехідної функції еквівалентного об'єкту керування будь-якого типу достатньо розбити криву розгону на 15 рівних частин за віссю часу та взяти 15 точок перетину з кривою розгону.

2.4. Спосіб вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації параметрів моделі з використанням характерних точок

Динаміка перехідного процесу описується такими параметрами, як швидкість v , прискорення a , швидкість прискорення va і т.д. (рис.2.14), які є відповідними похідними від вихідного сигналу y за часом t . Часові характеристики об'єкта керування залежать від його властивостей (об'єм, конструктивні особливості, теплоємність матеріалів, з яких виготовлено апарат, каталізатора тощо) та властивостей речовини, яка в ньому знаходиться. Відповідно до цього координати екстремумів максимуму та мінімуму на часових характеристиках будуть визначатися цими параметрами об'єкта керування.

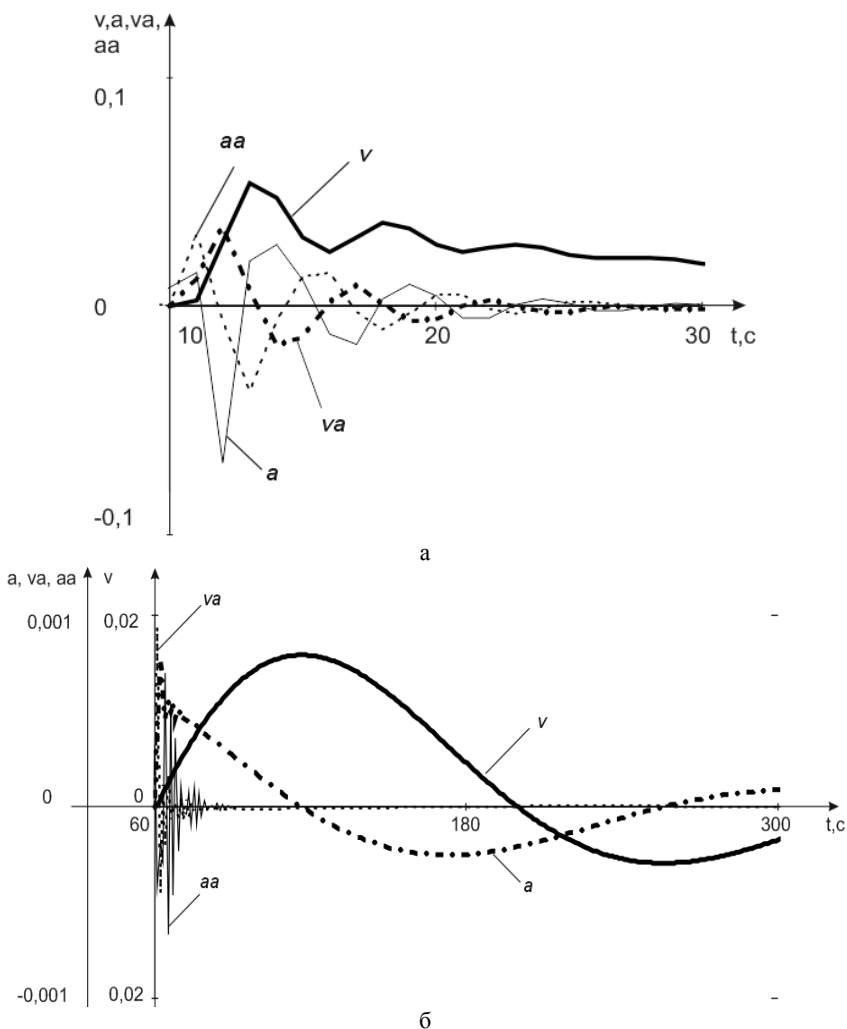


Рис. 2.14. Графіки похідних для аперіодичного процесу (а) і для коливального процесу (б): v – швидкість, a – прискорення, va – швидкість прискорення, aa – прискорення прискорення

Як випливає з рис. 2.14, при перехідному процесі мають місце дуже характерні сплески значення швидкості v , прискорення a , швидкість прискорення va , прискорення прискорення aa , тобто вони мають

характерні точки – точки глобальних екстремумів, які визначаються однозначно. А так як ці точки визначаються однозначно, вони максимально характеризують перехідний процес, тобто характеризують найбільш важливі властивості об'єкта, і при апроксимації бажано забезпечити найменшу похибку саме в цих точках. Отже їх можна використовувати як початкові дані для алгоритму ідентифікації об'єкта керування [6, 26, 81].

В рівняннях (2.2), (2.3) і (2.6) є чотири невідомих параметра. Коефіцієнт K_p , як і в попередньому випадку, знаходиться за кривою розгону. Для перехідного процесу, що наведено на рис. 2.8, $K_p = 1$. Для того щоб знайти останні три параметри (для аперіодичного це α_1 , α_2 або T_{02} , T_{01} і τ , а для коливального це α , ω і τ) визначаємо точки на кривій розгону, в яких похідні мають глобальні екстремуми, тобто характерні точки. Для цього, наприклад, будуємо графіки похідних перехідного процесу еквівалентного об'єкту керування (рис. 2.14), за якими визначаємо характерні точки. Визначаємо невідомі коефіцієнти рівняння перехідного процесу, використовуючи нелінійний метод найменших квадратів. Підставляємо знайдені значення невідомих параметрів у відповідне рівняння (2.2), (2.3) або (2.6), для отримання рівняння перехідної функції. Потім знаходимо передатну функцію (2.8), використовуючи пряме перетворення за Лапласом отриманого рівняння. Можна знайти T_2 і T_1 розв'язавши відповідну до рівняння (2.2), (2.3) і (2.6) систему рівнянь (2.4), (2.5) і (2.7) [26].

Покажемо роботу запропонованого способу вибору початкових даних на тих самих прикладах перехідних процесів (рис.2.11), що і для способу вибору початкових даних з використанням рівномірного розподілу точок.

Для апроксимації кривої розгону еквівалентного об'єкту керування (рис.2.11) відповідним перехідним процесом ланки другого порядку з часом запізнення, використовуючи рівняння (2.3) і (2.6) відповідно до характеру процесу, застосуємо запропонований вище алгоритм. Знайдені значення параметрів перехідної функції і похибок апроксимації в залежності від кількості точок N для перехідного процесу продуквної колони наведено в табл. 2.3, а для перехідного процесу абсорбера оксидів нітрогену – в табл. 2.4.

Слід відмітити, що перша похідна, для будь-якого аперіодичного перехідного процесу, має лише один глобальний екстремум, тобто одну характерну точку, на відмінну від коливального, який завжди має два екстремуми, тобто дві характерні точки. Всі інші похідні, як для аперіодичного так і для коливального перехідного процесу мають по дві характерні точки. Тому в табл. 2.3 і 2.4 кількість характерних точок для

апроксимації кривої розгону обиралися виходячи з вище сказаного, а також додатково до характерних точок взяті ще дві точки: початок і кінець кривої розгону.

Таблиця 2.3

Значення параметрів і похибок апроксимації в залежності від кількості точок для ПП прудувної колони

Похідна	Кількість точок N	Параметри $П\kappa\Phi$ ланки другого порядку			Похибки апроксимації	
		T_{01}	T_{02}	τ, c	$\delta_{max}, \%$	σ
1	3	11,305	237,424	61,248	0,034	$1,720 \cdot 10^{-4}$
1,2	5	11,473	237,473	61,068	0,012	$1,046 \cdot 10^{-4}$
1,2,3	7	11,537	237,444	61,041	$7,292 \cdot 10^{-3}$	$6,080 \cdot 10^{-5}$
1,2,3,4	9	11,596	237,397	60,993	$3,795 \cdot 10^{-3}$	$3,749 \cdot 10^{-5}$
1-5	11	11,596	237,397	60,993	$3,795 \cdot 10^{-3}$	$3,749 \cdot 10^{-5}$
1-6	13	11,596	237,397	60,993	$3,795 \cdot 10^{-3}$	$3,749 \cdot 10^{-5}$
1-7	15	11,596	237,397	60,993	$3,795 \cdot 10^{-3}$	$3,749 \cdot 10^{-5}$
1-8	17	11,596	237,397	60,993	$3,795 \cdot 10^{-3}$	$3,749 \cdot 10^{-5}$
1-9	19	11,596	237,397	60,993	$3,795 \cdot 10^{-3}$	$3,749 \cdot 10^{-5}$
1-10	21	11,596	237,397	60,993	$3,795 \cdot 10^{-3}$	$3,749 \cdot 10^{-5}$

Таблиця 2.4

Значення параметрів і похибок апроксимації в залежності від кількості точок для ПП абсорбера оксидів нітрогену

Похідна	Кількість точок N	Параметри $П\kappa\Phi$ ланки другого порядку			Похибки апроксимації	
		α	ω	τ, c	$\delta_{max}, \%$	σ
1	4	0,109	0,160	4,961	2,291	0,023
1,2	6	0,107	0,153	4,634	1,184	0,014
1,2,3	8	0,107	0,152	4,614	1,130	0,014
1,2,3,4	10	0,107	0,152	4,614	1,130	0,014
1-5	12	0,107	0,152	4,614	1,130	0,014
1-6	14	0,107	0,152	4,614	1,130	0,014
1-7	16	0,107	0,152	4,614	1,130	0,014
1-8	18	0,107	0,152	4,614	1,130	0,014
1-9	20	0,107	0,152	4,614	1,130	0,014
1-10	22	0,107	0,152	4,614	1,130	0,014

Аналізуючи результати досліджень, можна зробити висновок, що при використанні характерних точок двох похідних, похибка апроксимації δ_{max} не перевищує 3%. Подальше збільшення характерних

точок третьої, четвертої і так далі похідних на похибку апроксимації практично не впливає. Тому при ідентифікації параметрів даних моделей ланками другого порядку з запізненням досить взяти характерні точки тільки перших двох похідних (швидкість v та прискорення a). Після визначення невідомих параметрів та підстановки їх у відповідні рівняння (2.3) та (2.6) отримуємо рівняння перехідної функції.

Для продувної колони:

$$y(t) = H(t - 61.068) \cdot [1 - 1.051 \cdot e^{-4.211 \cdot 10^{-5} \cdot t + 0.257} + 0.051 \cdot e^{-0.087 \cdot t + 5.323}], \quad (2.13)$$

Для абсорбера оксидів нітрогену:

$$y(t) = H(t - 4.634) \cdot [1 - e^{-0.107 \cdot (t + 4.634)} \cdot (\cos(0.152 \cdot (t + 4.634)) + 0.705 \cdot \sin(0.153 \cdot (t + 4.634)))] \quad (2.14)$$

Порівняємо експериментальні криві розгону продувної колони та абсорбера оксидів нітрогену з ідентифікованими моделями (рис. 2.15, 2.16).

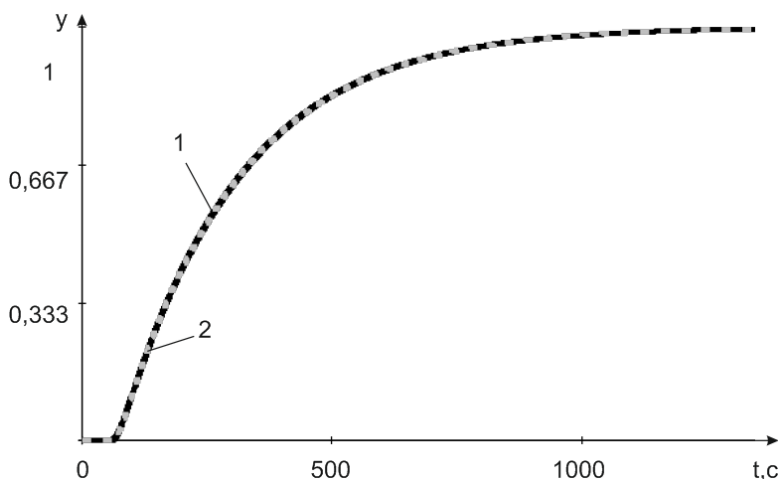


Рис. 2.15. Криві розгону: 1 – продувної колони; 2 – ПП ланки другого порядку з часом запізнення

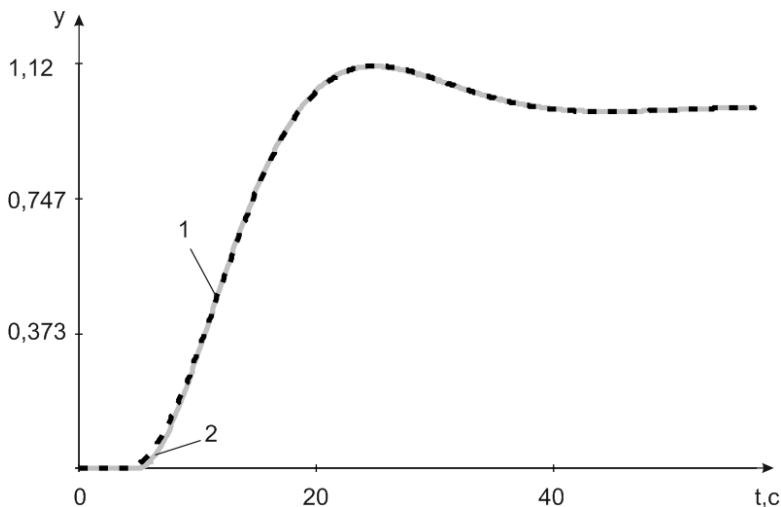


Рис. 2.16. Криві розгону: 1 – абсорбера оксидів нітрогену
2 – ПП ланки другого порядку з часом запізнення

Аналізуючи рис. 2.15 та 2.16, можна зробити висновок, що максимальне відхилення δ_{max} при апроксимації перехідних процесів продувної колони та абсорбера оксидів нітрогену відповідно аперіодичною та коливальною ланками другого порядку з запізненням при взятті характерних точок перших двох похідних не перебільшує 3%.

Перейдемо від перехідної функції к передатній функції ідентифікованих ланок [7, 26, 36, 79].

Для продувної колони:

$$W_{EOK}(s) = \frac{e^{-61,068 \cdot s}}{2724,459 \cdot s^2 + 248,946 \cdot s + 1}, \quad (2.15)$$

Для абсорбера оксидів нітрогену:

$$W_{EOK}(s) = \frac{e^{-4,634 \cdot s}}{28,804 \cdot s^2 + 6,160 \cdot s + 1}. \quad (2.16)$$

Ці рівняння (2.15) і (2.16) можна надалі використовувати для пошуку оптимальних налаштувань регулятора [27].

2.5. Порівняльний аналіз способів вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації параметрів моделі

Для порівняльного аналізу способів вибору початкових даних візьмемо чотири об'єкта керування різної інерційності та характеру, два з яких вже розглядалися вище. Розглянемо апроксимацію кривих розгону аперіодичних об'єктів керування на прикладах кривої розгону продувної колони за каналом витрати нітратної кислоти $\rightarrow$ рівень в колоні (рис.2.11, а) і газового реактора за каналом витрати аміаку $\rightarrow$ температура в реакторі (рис. 2.17, а) у виробництві нітратної кислоти, та кривої розгону коливальних об'єктів керування на прикладах кривої розгону абсорбера оксидів нітрогену за каналом витрати глибокознесоленої води $\rightarrow$ концентрація нітратної кислоти (рис. 2.11, б) і продувної колони за каналом стабілізації витрат гарячого повітря (рис. 2.17, б) у виробництві нітратної кислоти.

Для апроксимації кривої розгону еквівалентного об'єкту керування (рис. 2.11, 2.17) відповідним перехідним процесом ланки другого порядку з часом запізнення, слід визначити невідомі параметри перехідних функцій, які знаходяться за вище приведеними способами вибору початкових даних для апроксимації об'єкта керування, а також визначити сталі часу T_2 і T_1 для отримання, відповідно, передатних функцій. В табл. 2.5-2.8 наведені знайдені значення параметрів T_2 , T_1 і похибок апроксимації в залежності від кількості точок N : перехідний процес продувної колони наведено в табл. 2.5, перехідний процес газового реактора – в табл. 2.6, перехідний процес абсорбера оксидів нітрогену – в табл. 2.7, перехідний процес продувної колони – в табл. 2.8.

В табл. 2.5 – 2.8 кількість точок для способу вибору початкових даних з використанням рівномірного розподілу точок було обрано стільки, скільки і для способу вибору початкових даних з використанням характерних точок.

З результатів досліджень (табл. 2.5-2.8) залежності δ_{max} та σ від кількості точок N , при апроксимації об'єкта керування за початковими даними, що обрано рівномірним розподілом точок та характерні точки, впливає, що для апроксимації об'єкта керування за характерними точками ланкою другого порядку достатньо взяти 6 точок (дві точки – початок і кінець перехідного процесу, і по дві характерні точки на графіках перших двох похідних), які визначаються однозначно і максимально характеризують динамічні властивості об'єкта керування. Тоді як для апроксимації об'єкта керування за рівномірним розподілом

точок в багатьох випадках потрібно порядку 15 точок, а інколи і цього не достатньо, щоб похибка апроксимації δ_{max} не перевищувала 3%.

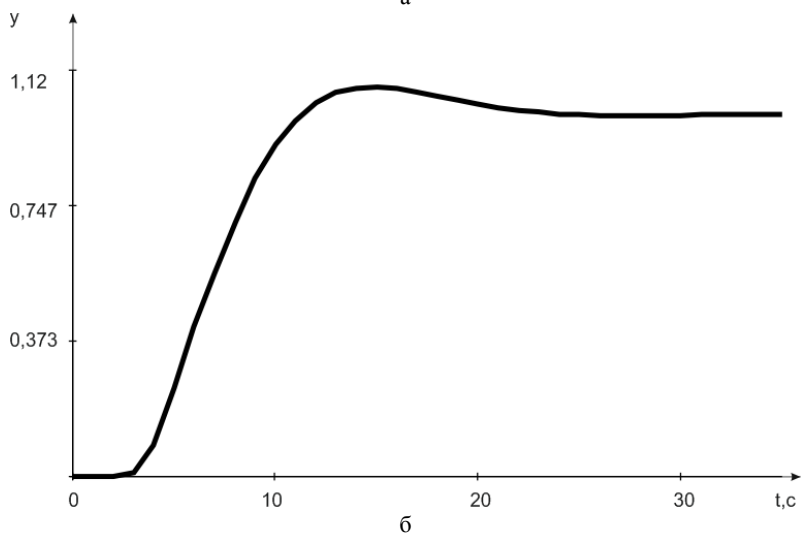
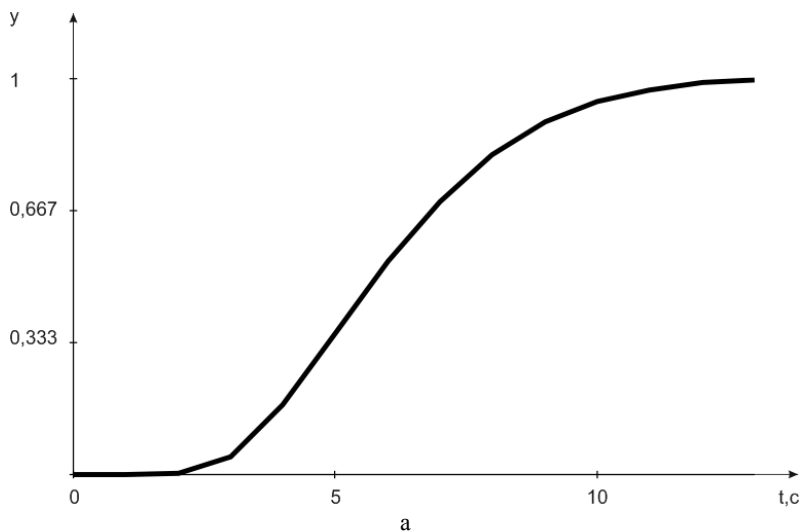


Рис. 2.17. Криві розгону:
а – газового реактора; б – продувної колонії

Таблиця 2.5

**Значення параметрів і похибок апроксимації
в залежності від кількості точок для ПП продуквної колонни**

Алгоритм	Похідна	Кількість точок N	Параметри $П\partial\Phi$ ланки другого порядку			Похибки апроксимації	
			T_1	T_2	τ, c	$\delta_{max}, \%$	σ
ХТ	1	3	11,305	237,424	61,248	0,034	$1,720 \cdot 10^{-4}$
	1,2	5	11,473	237,473	61,068	0,012	$1,046 \cdot 10^{-4}$
	1,2,3	7	11,537	237,444	61,041	$7,292 \cdot 10^{-3}$	$6,080 \cdot 10^{-3}$
	1,2,3,4	9	11,596	237,397	60,993	$3,795 \cdot 10^{-3}$	$3,749 \cdot 10^{-3}$
PPT	Без похідної	3	12,531	237,415	60,003	0,156	$6,341 \cdot 10^{-4}$
		5	11,441	237,415	61,150	0,023	$8,754 \cdot 10^{-5}$
		7	11,329	237,415	61,269	0,041	$1,600 \cdot 10^{-4}$
		9	11,322	237,415	61,275	0,042	$1,640 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 2.6

**Значення параметрів і похибок апроксимації
в залежності від кількості точок для ПП газового реактора**

Алгоритм	Похідна	Кількість точок N	Параметри $П\partial\Phi$ ланки другого порядку			Похибки апроксимації	
			T_1	T_2	τ, c	$\delta_{max}, \%$	σ
ХТ	1	3	1,233	1,241	3,443	10,958	0,165
	1,2	5	1,813	1,813	2,619	2,905	0,049
	1,2,3	7	1,809	1,809	2,625	2,898	0,048
	1,2,3,4	9	1,809	1,809	2,625	2,898	0,048
PPT	Без похідної	3	1,149	1,156	4,093	21,699	0,234
		5	1,827	1,827	2,536	3,248	0,064
		7	1,700	1,700	2,811	4,153	0,055
		9	1,748	1,747	2,716	3,298	0,054

Таблиця 2.7

**Значення параметрів і похибок апроксимації в залежності
від кількості точок для ПП абсорбера оксидів нітрогену**

Алгоритм	Похідна	Кількість точок N	Параметри $П\partial\Phi$ ланки другого порядку			Похибки апроксимації	
			T_1	T_2	τ, c	$\delta_{max}, \%$	σ
ХТ	1	4	5,829	5,180	4,961	2,291	0,023
	1,2	6	6,160	5,367	4,634	1,184	0,014
	1,2,3	8	6,195	5,376	4,614	1,130	0,014
	1,2,3,4	10	6,195	5,376	4,614	1,130	0,014
PPT	Без похідної	4	5,750	5,155	5,401	4,969	0,052
		6	5,931	5,190	4,942	2,223	0,018
		8	6,107	5,327	4,671	1,273	0,013
		10	6,146	5,371	4,610	1,116	0,014

Таблиця 2.8

**Значення параметрів і похибок апроксимації в залежності
від кількості точок для ПП продувної колонни**

Алгоритм	Похідна	Кількість точок N	Параметри $ПДФ$ ланки другого порядку			Похибки апроксимації	
			T_1	T_2	τ, c	$\delta_{max}, \%$	σ
ХТ	1	4	3,910	3,049	2,417	2,118	0,016
	1,2	6	3,754	2,964	2,552	1,646	0,013
	1,2,3	8	3,774	2,920	2,575	1,510	0,014
	1,2,3,4	10	3,774	2,920	2,575	1,510	0,014
PPT	Без похідної	4	3,925	3,062	2,285	3,577	0,025
		6	3,892	3,052	2,387	2,449	0,015
		8	3,906	3,906	2,336	2,992	0,019
		10	3,845	3,02	2,444	1,981	0,012

Крім наведених прикладів, було досліджено цілий ряд об'єктів керування з різним ступенем коливальності та інерційності. На підставі цих досліджень була проведена узагальнена залежність δ_{max} від N для обох способів вибору початкових даних (рис. 2.18). Ці дослідження підтверджують вище сказане [6, 81].

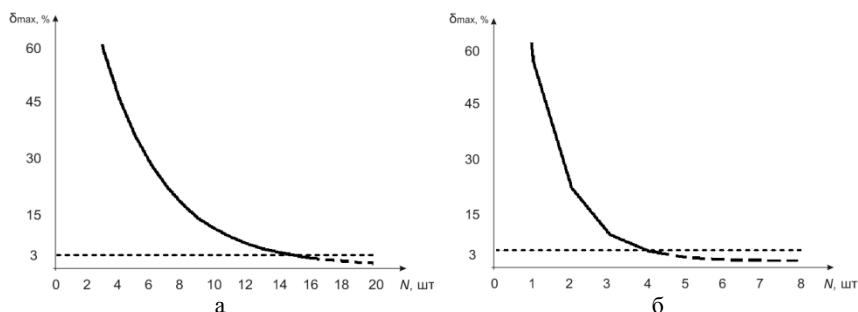


Рис. 2.18. Графіки узагальненої залежності δ_{max} від N для алгоритму ідентифікації ОК за: а – PPT; б – ХТ

Для розрахунку невідомих коефіцієнтів рівняння перехідного процесу і самого перехідного процесу з урахуванням цих коефіцієнтів було використано математичний пакет програм MathCad 15 [82]. Розрахункова програма та результати розрахунків наведено в додатку Б.

Знайдені таким чином рівняння можна надалі використовувати для пошуку оптимальних налаштувань регулятора [26, 27].

Висновки до розділу 2

Запропоновано алгоритм ідентифікації з використанням нелінійного методу найменших квадратів параметрів ланкою другого порядку з часом запізнення, яким апроксимується експериментальна крива перехідного процесу з урахуванням її нелінійності, який дає можливість реалізувати в РСУ перевірку адекватності системи.

Розв'язано задачу зменшення ступеню диференційного рівняння перехідного процесу еквівалентного об'єкту керування до другого.

Запропоновано два способи вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації об'єкту керування: рівномірний розподіл точок та за характерними точками. Проаналізовано залежності похибки апроксимації від кількості точок на кривій розгону для об'єктів різного типу та проведена узагальнена залежність δ_{max} від N .

Показано, що для апроксимації кривої перехідного процесу доцільно брати характерні точки, які є координатами глобальних екстремумів перших двох похідних від функції перехідного процесу, які, наприклад, можна визначити графічно. Це дозволить суттєво полегшити процес аналізу і оптимізації динамічних характеристик САР та суттєво спростити пошук оптимальних налаштувань регулятора за квадратичною оптимізаційною функцією [27].

Виконано порівняльний аналіз способів вибору початкових даних, на прикладах об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти, з якого можна констатувати, що спосіб вибору початкових даних для ідентифікації об'єкта керування за характерними точками краща ніж за рівномірним розподілом точок, через те, що: по-перше, координати характерних точок визначаються однозначно; по-друге, вони можуть бути визначені як в процесі зняття характеристики так і після; по-третє, кількість точок, що використовуються, при забезпеченні заданої точності, зменшилася в 1,5-3 рази порівняно з алгоритмом рівномірного розподілу точок [6, 26, 81].

РОЗДІЛ 3

ОПТИМАЛЬНЕ НАСТРОЮВАННЯ РЕГУЛЯТОРА

Проблема оптимізації є однією з найважливіших проблем як науки, так і повсякденної людської діяльності, бо людині органічно притаманне прагнення до досягнення найкращого (оптимального) результату. З формально математичних позицій задачі оптимізації можна розбити на дві групи: оптимізація в кінечномірному просторі або параметрична оптимізація та безкінечномірна оптимізація [32].

Властивості, що забезпечують ефективне функціонування, як самого об'єкту керування, так і керуючого пристрою, тобто всієї системи керування в цілому і які мають кількісні вимірники за якими в задачах оптимізації оцінюється якість системи, називаються критеріями (показниками) якості (оптимальності) системи керування.

Для аналізу якості керування можуть бути використані прямі і непрямі методи оцінки. Прямі методи визначення якості базуються на дослідженні перехідного процесу, дають найбільш достовірну інформацію з наступним визначенням показників якості. Непрямі методи визначення якості дозволяють за непрямыми ознаками, не вирішуючи ні диференціальних, ні характеристичних рівнянь, отримати наближений перехідний процес з наближеними показниками якості. Прямі й непрямі критерії якості характеризують лише одну будь-яку властивість системи, лише одна ознака перехідної або частотної характеристики. Всі показники якості пов'язані з настроявальними параметрами регулятора складними залежностями, які мають суперечливий характер: зміна параметра приводить до поліпшення одних показників якості та до погіршення інших. Це значно ускладнює вибір параметрів регулятора.

Питанням оптимального керування присвячена велика кількість робіт. Бібліографія робіт містить понад десяти тисяч найменувань [32, 44, 83], які орієнтовані на математиків і вони дуже складні для сприйняття фахівцями, що займаються розробкою САК, а деякі з них взагалі не розраховані на практичне використання.

Тому серед усіх відомих критеріїв якості найбільш універсальними і застосовуваними в інженерній практиці, є інтегральні критерії якості, які оцінюють узагальнені властивості САР: точність, запас стійкості, швидкодія. Це особлива категорія показників якості, які обчислюють або

безпосередньо за перехідною функцією системи, або за коефіцієнтами передатної функції системи [27, 54].

3.1. Оптимізаційні функції

Інтегральні критерії якості являють собою певні інтеграли за часом (в межах від 0 до ∞ , або до очікуваного часу перехідного процесу) від деякої функції перехідного процесу $y(t)$ або помилки регулювання $\varepsilon(t)$ [31, 42, 43, 46, 48, 54, 84]:

$$J = \int_0^{\infty} f[y(t), t] dt \rightarrow \min. \quad (3.1)$$

Підінтегральна функція f обирається таким чином, щоб інтеграл краще характеризував якість системи і простіше виражався через коефіцієнти передатної функції замкненої системи. Щоб інтеграл був збіжним, в функцію f вводять не абсолютне значення $y(t)$ або $\varepsilon(t)$, а її відхилення від кінцевих, сталих значень:

$$y(t) = u(t) - \varepsilon(t), \quad (3.2)$$

або

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

де $u(t)$ – сигнал завдання;

$y(t)$ – вихідний сигнал, функція часу, характеризуючи відхилення регульованого параметру від заданого значення.

Таким чином, інтегральний критерій можна використовувати для вибору оптимального значення будь-якого параметра системи, що забезпечує екстремум критерію оптимальності. В якості ідеального перехідного процесу в принципі може вважатися будь-який, задовольняючий тим чи іншим умовам. Зазвичай прийнято вважати ідеальним перехідним процесом або ступінчастий перехідний процес, що протікає миттєво і без перерегулювання, або процес, що представляється експонентою із заданими параметрами. У практиці проектування систем керування найбільше застосування знаходять лінійні та квадратичні інтегральні критерії якості, які мають такий вигляд [43, 54, 85]:

$$J_1 = \int_0^{\infty} y(t) dt, \quad (3.3)$$

$$J_{1M} = \int_0^{\infty} |y(t)| dt, \quad (3.4)$$

$$J_2 = \int_0^{\infty} y^2(t) dt, \quad (3.5)$$

$$J_3 = \int_0^{\infty} [y^2(t) + \tau_y^2 \cdot (y'(t))^2] dt, \quad (3.6)$$

де τ_y – постійна, що має розмірність часу.

За величиною інтегралів J_1 , J_2 , J_3 можна приблизно судити про якість перехідного процесу. Показники якості при цьому зв'язуються з площами, укладеними між підінтегральною функцією і віссю часу. Якщо система із стану рівноваги переходить до нового стану рівноваги, то практично нездійсненим ідеалом перехідного процесу буде процес, при якому регульований параметр миттєво досягає заданого нового сталого значення, тобто коли перехідний процес має стрибкоподібну форму. Вочевидь, що реальний перехідний процес, що має вигляд, показаний на рис.3.1, тим менше буде відрізнятися від ідеального перехідного процесу, чим менше буде заштрихована площа [43, 54].

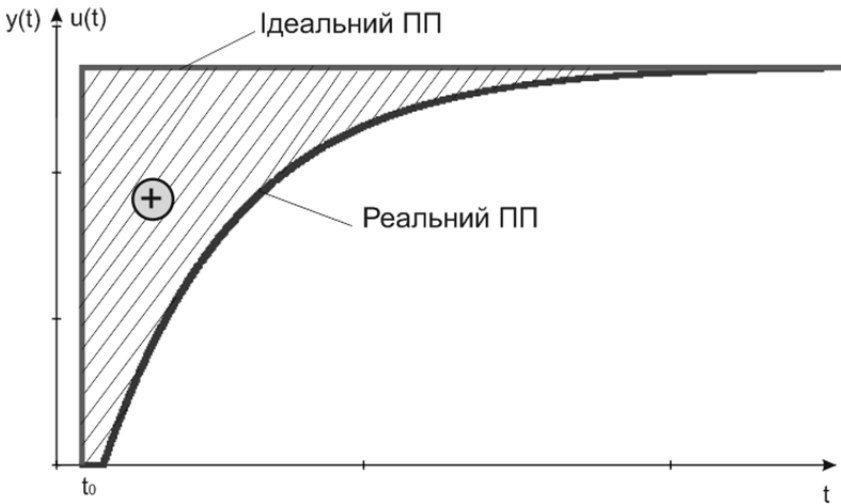


Рис. 3.1. Геометричний зміст лінійного інтегрального критерію якості

3.1.1. Лінійні оптимізаційні функції

Інтеграл виду (3.3) являє собою алгебраїчну (тобто з урахуванням знаків) суму площ, обмежених кривою перехідного процесу і лінією нового заданого стану рівноваги (рис.3.1.). Такий інтеграл може дати правильне судження про перехідний процес тільки в разі аперіодичного перехідного процесу [48]. Тому параметри системи регулювання обирають таким чином, щоб добитися мінімуму J_1 , при якому ідеальний перехідний процес буде прагнути до ідеальної ступінчастої форми [43, 54].

Для коливального процесу (рис.3.2) таке судження може бути помилковим, так як при коливальних процесах в системах регулювання лінійна інтегральна оцінка дає значну похибку. При цьому мінімум оцінки може відповідати процесові з великим числом коливань із значною амплітудою, малою швидкістю, так як, по суті, в оцінці відбувається складання додатних і від'ємних областей площі під інтегральною кривою.

І так як форма перехідного процесу при аналізі САР часто заздалегідь невідома, то застосовувати лінійні інтегральні оцінки на практиці недоцільно [43].

Можна використати інтеграл від модуля помилки (3.4). Але аналітичне обчислення інтеграла від модуля помилки за ММ системи є досить громіздким, тому застосування цієї оцінки на практиці також недоцільно [43, 54].

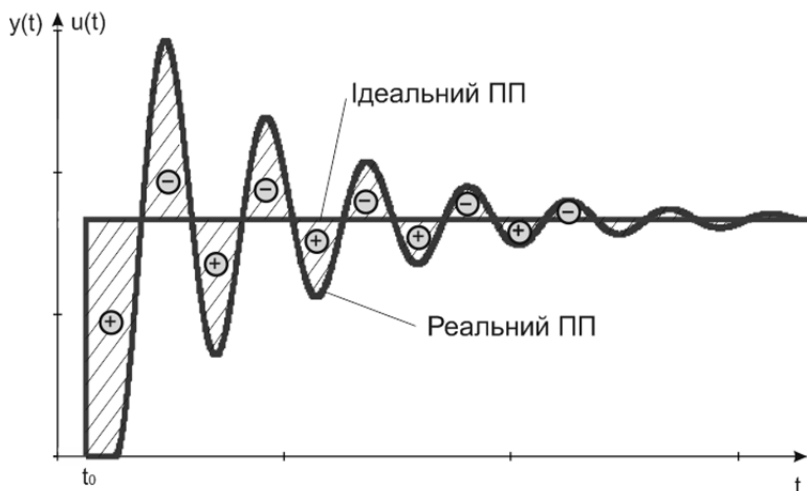


Рис. 3.2. Геометричний зміст квадратичного інтегрального критерію якості

3.1.2. Квадратичні оптимізаційні функції

У більшості випадків, при можливості виникнення в системі коливального перехідного процесу, використовують квадратичну інтегральну оцінку (3.5) [43, 48, 54].

Інтегральна оцінка J_2 враховує суму абсолютних значень площ, розташованих вище і нижче осі часу, при цьому при обчисленні окремих площ в розрахунок приймається замість ординати її квадратичне значення [48]. Завдяки цьому інтегральна оцінка J_2 може бути застосована до будь-якого перехідного процесу.

Чим меншою буде сума абсолютних величин площ між лінією (рис.3.2), визначальною ідеальний перехідний процес, і кривою, що відповідає реальному перехідному процесу і чим менше буде значення цього інтеграла, тим більш якіснішими будуть показники системи. Однак, слід зауважити, що оскільки розглянута квадратична інтегральна форма оцінює процес за сумою площ, то аперіодичний і коливальний процеси можуть за певних умов мати таке співвідношення розглянутих площ, при якому сильно коливальний перехідний процес представиться кращим, ніж аперіодичний, що у багатьох випадках не є правильним. Тільки якщо наявність коливань несуттєва, така інтегральна форма дає задовільну оцінку якості, в іншому випадку рекомендується користуватися іншою, більш складною інтегральною формулою вигляду (3.6) [43, 54].

Така форма (3.6) доцільна тому, що величина інтеграла J_2 ніяк не відображає плавності процесу регулювання. Тому, для того щоб врахувати плавність протікання процесу, необхідно додати оцінку, що залежить від швидкості зміни регульованого параметра [54, 86].

Інтеграл J_3 можна перетворити так:

$$\begin{aligned} J_3 &= \int_0^{\infty} [y(t) + \tau_y y'(t)]^2 dt - 2\tau_y \int_0^{\infty} [y(t)y'(t)] dt = \\ &= \int_0^{\infty} [y(t) + \tau_y y'(t)]^2 dt + \tau_y y_0^2(t) \Big|_{\infty}^0, \end{aligned} \quad (3.7)$$

так як $y_{\infty}(t) = 0$, то, позначивши величину $y(t)$ при $t = 0$, через $y_0(t)$, отримаємо:

$$J_3 = \int_0^{\infty} [y(t) + \tau_y \cdot y'(t)]^2 dt + \tau_y \cdot y_0^2(t). \quad (3.8)$$

При заданій постійній τ_y інтеграл (3.8) має мінімум, якщо перший доданок у виразі для J_3 перетворюється на нуль, тобто якщо перетворюється на нуль підінтегральна функція. Отже, J_3 мінімальний, якщо $y(t)$ задовольняє рівнянню [54, 86]:

$$y(t) + \tau_y \cdot y'(t) = 0. \quad (3.9)$$

Звідси випливає, що найкраща якість перехідного процесу має місце у випадку, якщо він має вигляд експоненти, яка визначається таким рівнянням [54]:

$$y(t) = y_0(t) \cdot e^{-t/\tau_y}. \quad (3.10)$$

Таким чином, ідеалізованим перехідним процесом в цьому випадку вважається не стрибкоподібна ламана, а експонента, до якої і повинен прагнути реальний перехідний процес [54]. Оцінку якості системи по мінімуму інтеграла J_3 варто робити тільки в тих випадках, коли можна, виходячи з вимог, з одного боку, плавності перехідного процесу регулювання, а з іншого боку - швидкодії, вказати приблизне значення показника τ_y оптимальної експоненти.

Задаючи чисельне значення τ_y , обмежують швидкодію оптимальної системи і забезпечують плавність протікання оптимального процесу. Часто при цьому зазвичай вважають [43]:

$$\frac{T_p}{6} < \tau_y < \frac{T_p}{3}, \quad (3.11)$$

де T_p – необхідний час регулювання.

Визначення показників якості за інтегралом виду J_3 дає задовільні результати і для систем, схильних до підвищеної коливальності.

3.2. Алгоритм пошуку оптимальних налаштувань регулятора

Інтегральна квадратична оцінка залежить від коефіцієнтів передатної функції системи, яка в свою чергу, залежить від обраних налаштувальних параметрів регулятора, тобто у випадку з ПІД-регулятором від коефіцієнта регулювання K_p , часу інтегрування T_i , часу диференціювання T_d . Тому показник якості налаштування регулятора – величина відхилення від заданого значення може бути наведений у вигляді функції трьох змінних [27]:

$$J_2 = \int_0^{\infty} y^2(t) dt = f(K_p, T_i, T_d). \quad (3.12)$$

В основу нижче запропонованого алгоритму покладено рішення оптимізаційної задачі: знаходження таких значень K_p , T_i , T_d , при яких квадратичний інтегральний критерій був би мінімальним:

$$J_2 = f(K_p, T_i, T_d) \rightarrow \min. \quad (3.13)$$

Ці значення K_p , T_i , T_d , і будуть оптимальними налаштуваннями регулятора. Для більшості процесів квадратичний інтегральний критерій є унімодальною функцією, що дає можливість застосування нижче запропонованого алгоритму [27].

Однак функцію (3.12) важко задати в явному виді, так як $y(t)$ являється рішенням диференційного рівняння, описуючу систему регулювання.

Тому для спрощення обчислень, інтеграл (3.12) можна привести в аналітичній формі [54]. Розглянемо процедуру обчислення квадратичної оцінки за ММ системи. Система регулювання представляється у вигляді, що наведено на рис. 3.3.

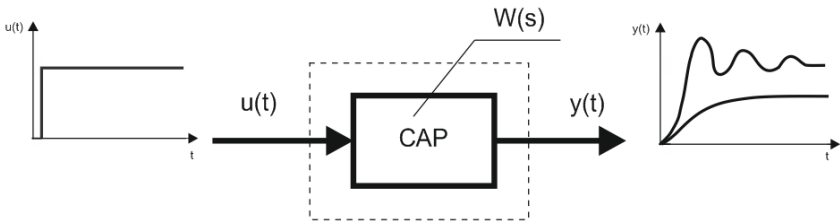


Рис. 3.3. Система регулювання з одиничним стрибком на вході

Покажемо зв'язок квадратичної оцінки (3.12) з коефіцієнтами диференційного рівняння. Зображення за Лапасом сигналу на виході системи має вигляд [31, 54]:

$$Y(s) = W(s) \cdot U(s) = \frac{b_0 + b_1 \cdot s + \dots + b_m \cdot s^m}{a_0 + a_1 \cdot s + \dots + a_n \cdot s^n} \cdot \frac{1}{s}, \quad (3.14)$$

де $U(s) = 1/s = L\{1(t)\}$ – зображення за Лапасом одиничної ступінчастої функції вхідного сигналу системи.

Для САР, ММ якої приведена до вигляду (3.14), при умові, що $m < n$ нижче без виводу наводиться вираз [31, 48, 54], за яким може бути обчислений квадратичний інтегральний критерій:

$$J_2 = \int_0^{\infty} y^2(t)dt = \frac{B_0\Delta_0 + B_1\Delta_1 + \dots + B_k\Delta_k + \dots + B_m\Delta_m - 2b_0b_1\Delta}{2 \cdot a_0^2 \cdot \Delta}, \quad (3.15)$$

де визначник Δ знаходиться таким чином:

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_0 & -a_2 & a_4 & -a_6 & \dots & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 & a_5 & \dots & 0 \\ 0 & -a_0 & a_2 & -a_4 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -a_1 & a_3 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{n-1} \end{vmatrix}. \quad (3.16)$$

В Δ всі елементи з індексом менше 0 і більше $(n - 1)$ замінюються на 0.

Визначник Δ_v в (3.15), де $v = k = 0, 1, \dots, m$, отримуємо з Δ заміною $(v + 1)$ – го стовпця стовпцем:

$$\begin{vmatrix} a_1 \\ a_0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{vmatrix}. \quad (3.17)$$

Коефіцієнти $B_0, \dots, B_m$ визначаються таким чином:

$$\begin{aligned} B_0 &= b_0^2; \\ B_1 &= b_1^2 - 2 \cdot b_0 \cdot b_2; \\ &\dots \\ B_k &= b_k^2 - 2 \cdot b_{k-1} \cdot b_{k+1} + \dots + 2 \cdot (-1)^k \cdot b_0 \cdot b_{2k}; \\ &\dots \\ B_m &= b_m^2; \end{aligned} \quad (3.18)$$

при визначенні B_k коефіцієнти, індекси яких менше 0 і більше m , замінюються на 0.

В тому випадку, коли $m = n$, формула (3.15) замінюється наступною [54]:

$$J_2 = \int_0^{\infty} y^2(t) dt = \frac{B'_0 \Delta_0 + B'_1 \Delta_1 + \dots + B'_k \Delta_k + \dots + B'_{n-1} \Delta_{n-1} - 2b'_0 b'_1 \Delta}{2 \cdot a_0^2 \cdot \Delta}, \quad (3.19)$$

де

$$\begin{aligned} B'_0 &= b_n^2 \left(\frac{b_0}{b_n} - \frac{a_0}{a_n} \right)^2; \\ B'_1 &= b_n^2 \left[\left(\frac{b_1}{b_n} - \frac{a_1}{a_n} \right)^2 - 2 \left(\frac{b_0}{b_n} - \frac{a_0}{a_n} \right) \left(\frac{b_2}{b_n} - \frac{a_2}{a_n} \right) \right]; \\ &\dots \\ B'_k &= b_n^2 \left[\left(\frac{b_k}{b_n} - \frac{a_k}{a_n} \right)^2 - 2 \left(\frac{b_{k-1}}{b_n} - \frac{a_{k-1}}{a_n} \right) \left(\frac{b_{k+1}}{b_n} - \frac{a_{k+1}}{a_n} \right) + \dots + \right. \\ &\quad \left. + 2(-1)^k \left(\frac{b_0}{b_n} - \frac{a_0}{a_n} \right) \left(\frac{b_{2k}}{b_n} - \frac{a_{2k}}{a_n} \right) \right]; \\ &\dots \\ B'_{n-1} &= b_n^2 \left(\frac{b_{n-1}}{b_n} - \frac{a_{n-1}}{a_n} \right)^2; \\ b'_0 &= b_n \left(\frac{b_0}{b_n} - \frac{a_0}{a_n} \right); \quad b'_1 = b_n \left(\frac{b_1}{b_n} - \frac{a_1}{a_n} \right). \end{aligned} \quad (3.20)$$

Методика визначення квадратичної інтегральної оцінки J_3 , в якій обмеження накладаються не тільки на величину відхилення $y(t)$, але також і на швидкість відхилення $y'(t)$, може бути аналогічною методикою визначення J_2 , розглянутої вище, якщо уявити J_3 з урахуванням похідної в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} J_3 &= \int_0^{\infty} \left[y^2(t) + \tau_y^2 \cdot (y'(t))^2 \right] dt = \\ &= \int_0^{\infty} y^2(t) dt + \tau_y^2 \int_0^{\infty} (y'(t))^2 dt = J_2 + \tau_y^2 J'_2, \end{aligned} \quad (3.21)$$

де J'_2 визначається за формулами для J_2 , але з урахуванням того, що порядок чисельника передатної функції замкнутої системи керування $W(s)$ *т* збільшується на 1, а останній коефіцієнт чисельника $b_0 = 0$ [54].

Задачу пошуку оптимального значення параметрів настройки регулятора простіше розв'язати використовуючи метод оптимізації [27].

3.2.1. Вибір методу оптимізації

Існує велика кількість ефективних методів пошуку екстремуму функції декількох змінних. Ефективність методів, в основному, визначається, двома факторами: часом, що витрачається на пошук екстремуму і забезпечення методом пошуку глобального екстремуму. Час, що витрачається на вирішення завдання, має критичне значення, якщо, наприклад, система керування вимагає частих перенастроювань. Для більшості технологічних процесів цього не потрібно [87].

Методи пошуку екстремуму функції декількох змінних, кожен з яких має ряд переваг та недоліків, можна умовно розділити на три класи (приведено найбільш поширені в інженерній практиці методи оптимізації) [60, 83, 87, 88]:

1. Методи прямого пошуку (нульового порядку), це методи, в яких при пошуку екстремуму використовується інформація тільки про саму функцію і не використовується інформація про її похідні [60, 83, 87, 88]. К ним відносяться:

- Пошук по симплексу;
- Метод Хука–Джівса;
- Метод сполучених напрямків Пауелла.

Переваги даних методів: відносна простота обчислювальних процедур, легкість реалізації і коректування.

Недоліки: значні витрати часу в порівнянні з градієнтними методами.

2. Градієнтні методи (методи першого порядку), при пошуку рішення використовується не тільки інформація про саму функцію, але і точні значення її похідних першого порядку [60, 83, 87–91]. К ним відносяться:

— Метод градієнту – метод знаходження локального екстремуму функції за допомогою руху вздовж градієнта. Напрямок спуску обирається в напрямку антиградієнту, тобто в напрямку найбільш швидкого спаду функції [48, 60, 83, 87, 90, 92]. Для мінімізації функції в напрямку градієнта використовуються методи одновимірної оптимізації, наприклад, метод золотого перетину.

Переваги: найбільш простий в реалізації з усіх методів локальної оптимізації.

Недоліки: основний об'єм обчислень приходить, як правило, на обчислення градієнта цільової функції в кожній точці траєкторії пошуку, тому, кожна ітерація виконується незалежно від другої, тобто інформація не накопичується і не використовується для підвищення швидкості

збіжності. Вибір величини кроку, який в значній мірі залежить від виду досліджуваної функції. Якщо крок занадто малий, то це потребує тривалих розрахунків. Якщо навпаки розміри кроку занадто великі, то можна проскочити оптимум. Гарантує збіжність до точки мінімуму тільки для сильно випуклих функцій, а для функцій яружного типу, збіжність може бути дуже повільною, так як швидкість її лінійна, а то й зовсім не бути – відбувається «зациклення».

— Метод найшвидшого спуску, являється модифікацією метода градієнтного пошуку [48, 60, 87–90].

Переваги: Відносно простий в реалізації. В цьому методі пошук відбувається більш великими кроками, у порівнянні з методом градієнта, і градієнт функції обчислюється в меншій кількості точок, а розмір кроку, на кожній ітерації, обирається виходячи із умови мінімуму функції в напрямку антиградієнта. Дозволяє значно зменшити значення цільової функції (швидко спуститися на «дно яру») при русі з точок, розташованих на значних відстанях від точки мінімуму, тому він має глобальну збіжність і стійкість.

Недоліки: Як і в методі градієнту на кожному етапі пошуку використовується тільки поточна інформація про функцію та градієнта. Процес найшвидшого спуску зазвичай швидко збігається вдалі від точки екстремуму і повільно в районі екстремуму. Для деяких типів функцій збіжність може виявитися повільною, так як швидкість збіжності лінійна, тому метод гарантує збіжність до точки мінімуму тільки для сильно випуклих функцій. У випадку яскраво вираженої нелінійності («яружної») цільової функції відбувається «зациклення». Тому метод найшвидшого спуску нерідко використовують в комбінації з іншими алгоритмами.

— Метод сполучених градієнтів (метод Флетчера–Рівза) – метод знаходження локального мінімуму функції на основі інформації про її значення і її градієнти [60, 87, 88].

Переваги: Відносна простота використовує інформацію про пошук на попередніх етапах спуску. Висока надійність при пошуку точки мінімуму з віддаленої точки і швидка збіжність в околиці точки мінімуму. У разі позитивно визначеної квадратичної форми розмірності n мінімум знаходиться, тобто забезпечує збіжність, за n або менше кроків. Цей метод має приблизно таку саму область збіжності, як і метод найшвидшого спуску, але швидкість збіжності квадратичну. Може бути застосований до функцій довільного виду та для рішення задач великої розмірності [92].

— Квазіньютонівський метод (метод Девідона - Флетчера - Пауелла). Реальна різницям квазіньютонівських методів полягає в

знаходженні матриці корекції (визначальна матриця). В даному методі матриця має ранг 2. Цей метод заснований на властивостях квадратичних функцій [60, 83, 87, 88].

Переваги: стійкість при розв'язанні самих різних задач, що виникають на практиці, в тому числі з нелінійними цільовими функціями загального виду. Забезпечує збіжність за n кроків для позитивно визначеної квадратичної форми порядку n . В ході оптимізації цим методом відбувається поступовий перехід від градієнтного напрямку спуску к ньютонівському. При цьому використовуються переваги кожного метода на відповідному етапі. Заснований на накопиченні інформації про кривизну цільової функції при спостереженні за зміною градієнта, чим принципово відрізняються від ньютонівських методів.

Недоліки: необхідність зберігання матриці корекції порядку $n \times n$.

Методи другого порядку, в яких крім перших похідних використовують також другі похідні цільової функції, тобто враховують додаткову інформацію про форму поверхні цільової функції, а отже, і про величину кроку [60, 83, 87, 88, 90].

— Метод Ньютона [59, 60, 83, 87–91].

Переваги: Має квадратичну швидкість збіжності.

Недоліки: Метод має повільну збіжність вдалі від точки мінімуму, але має гарну збіжність поблизу неї. Не завжди існує зворотна матриця других часткових похідних. Якщо цільова функція не квадратична, тобто матриця других часткових похідних не є позитивно визначеною, то метод не гарантує високої швидкодії та надійності. Для деяких функцій з неперервними другими частковими похідними буває складно аналітично обчислювати похідні.

— Модифікований метод Ньютона [59, 60, 87, 90].

Недоліки: На кожній ітерації виникає необхідність побудови та рішення лінійного рівняння, яке містить елементи матриці Гессе.

— Метод Левенберга–Марквардта являється комбінацією методів найскорішого спуску і Ньютона. В ньому успішно поєднуються позитивні властивості обох методів [60, 87, 92].

Переваги: Відносна простота, цільова функція зменшується від ітерації до ітерації. Висока швидкість збіжності навколо точки мінімуму, відсутня процедура пошуку вздовж прямої.

Недоліки: Необхідність обчислення матриці Гессе на кожній ітерації.

Так як квадратичний інтегральний критерій є унімодальною функцією [27, 31] і його можна аналітично обчислити, можна застосувати будь-який із вище запропонованих методів оптимізації. Всі вони зрештою дадуть приблизно однакове рішення. Тому вибір буде полягати в виборі

такого методу, який би відповідав умовам, що накладаються при вирішенні даної задачі: реалізація методу, виходячи з того за допомогою якої програми, програмного забезпечення і на якому пристрої він буде реалізовуватися (комп'ютер, мікроконтролер і т.д., яку вони мають обчислювальну базу, яка в них швидкість обробки даних та їх обчислення), час що витрачається на вирішення поставленої задачі при даній реалізації.

В даній роботі для знаходження оптимальних налаштувань регулятора використано метод сполучених градієнтів, так як в пакеті програм MathCad 15 він вже є реалізований.

3.2.2. Оптимальні налаштувальні параметри для П-регулятора

П-регулятор має один налаштувальний параметр – коефіцієнт регулювання K_p , тому квадратичний інтегральний критерій (3.12) буде функцією однієї змінної $J_2 = f(K_p)$, який можна обчислити аналітично скориставшись виразом (3.15). Нижче приведено загальне аналітичне обчислення J_2 для замкнутої системи (рис.2.3) з П-регулятором.

Передатна функція замкнутої системи «вхід-вихід»:

$$W(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{W_p(s) \cdot W_{EOK}(s)}{1 + W_p(s) \cdot W_{EOK}(s)}, \quad (3.22)$$

де $W_p(s)$ – передатна функція регулятора, в даному випадку для П-регулятора, дорівнює K_p ;

$W_{EOK}(s) = K_n \cdot e^{-\tau \cdot s} / (T_2^2 \cdot s^2 + T_1 \cdot s + 1)$ – передатна функція ланки другого порядку еквівалентного об'єкту керування.

Так як ланка запізнення $e^{-\tau \cdot s}$ визначає трансцендентний характер характеристичного рівняння системи. Як показує практика, для приведення характеристичного рівняння до алгебраїчної форми трансцендентну передатну функцію ланки необхідно розкласти в ряд Паде [29, 30, 57], так як він краще наближує властивості об'єкту до реальних, ніж ряд Тейлора, і замінюємо передатну функцію ланки запізнення, в даному випадку буде достатньо, двома членами ряду:

$$e^{-\tau \cdot s} = \frac{2 - \tau \cdot s}{2 + \tau \cdot s}. \quad (3.23)$$

Зображення за Лапласом вихідної величини після підстановки та алгебраїчних перетворень має вигляд:

$$Y(s) = \frac{2K_{\Pi}K_p - K_{\Pi}K_p\tau s}{T_2^2\tau s^3 + (2T_2^2 + T_1\tau)s^2 + (2T_1 - K_{\Pi}K_p\tau + \tau)s + 2K_{\Pi}K_p + 2} \cdot \frac{1}{s} =$$

$$= \frac{b_1s + b_0}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \cdot \frac{1}{s}, \quad (3.24)$$

де $b_1 = K_{\Pi}K_p\tau$; $b_0 = 2K_{\Pi}K_p$;

$a_3 = T_2^2\tau$; $a_2 = 2T_2^2 + T_1\tau$; $a_1 = 2T_1 - K_{\Pi}K_p\tau + \tau$; $a_0 = 2K_{\Pi}K_p + 2$.

Квадратичний інтегральний критерій може бути записаний:

$$J_2 = \frac{B_0\Delta_0 + B_1\Delta_1 - 2 \cdot b_0 \cdot b_1 \cdot \Delta}{2 \cdot a_0^2 \cdot \Delta}, \quad (3.25)$$

де $B_0 = b_0^2$; $B_1 = b_1^2$;

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_0 & -a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 \\ 0 & -a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_0(a_1a_2 - a_0a_3);$$

$$\Delta_0 = \begin{vmatrix} a_1 & -a_2 & 0 \\ a_0 & a_1 & -a_3 \\ 0 & -a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1^2a_2 - a_1a_0a_3 + a_0a_2^2;$$

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} a_0 & a_1 & 0 \\ 0 & a_0 & -a_3 \\ 0 & 0 & a_2 \end{vmatrix} = a_0^2a_2.$$

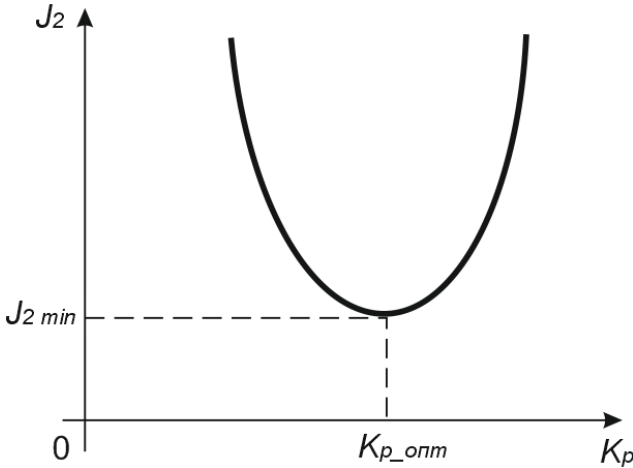


Рис. 3.4. Пошук оптимальних настроювальних параметрів для П-регулятора

В результаті отримаємо загальне аналітичне рішення J_2 для САР з П-регулятором.

Визначити коефіцієнт регулювання K_p , при якому цей інтеграл буде мінімальним, можна розв'язавши рівняння $dJ_2/dK_p = 0$ або побудувавши графік $J_2 = f(K_p)$ і визначивши значення K_p , при якому $J_2 = \min$, безпосередньо за графіком (рис.3.4). Це значення коефіцієнта регулювання і буде оптимальним, а відповідно, система при такому значенні коефіцієнта підсилення регулятора буде мати мінімальну динамічну похибку [27].

3.2.3. Оптимальні настроювальні параметри для ПІ-регулятора

Такий регулятор має два настроювальні параметри – коефіцієнт регулювання K_p і час інтегрування T_i , тому квадратичний інтегральний критерій буде функцією двох змінних $J_2 = f(K_p, T_i)$, а графік цієї функції буде представляти собою поверхню (рис. 3.5).

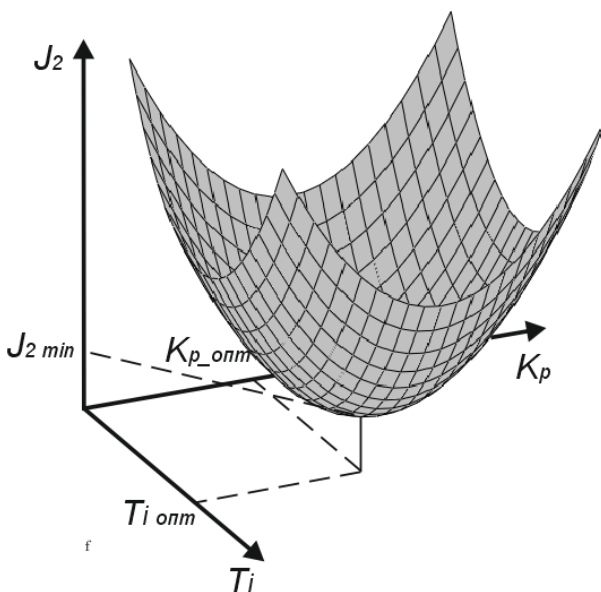


Рис. 3.5. Пошук оптимальних настроювальних параметрів для ПІ-регулятора

Цей інтеграл J_2 можна також обчислити аналітично скориставшись рівнянням (3.15). Нижче приведено загальне аналітичне обчислення J_2 для замкнутої системи (рис.2.3) з ПІ-регулятором.

Передатна функція замкнутої системи «вхід – вихід» для ПІ-регулятора залишається такою ж як і для П-регулятора, рівняння (3.22), тільки вже замість передатної функції П-регулятора підставляють передатну функцію ПІ-регулятора.

Зображення за Лапласом вихідної величини після підстановки та алгебраїчних перетворень має вигляд:

$$Y(s) = \frac{(2K_{\Pi}K_pT_i - K_{\Pi}\tau)s - K_{\Pi}K_pT_i\tau s^2 + 2K_{\Pi}}{T_2^2T_i\tau s^4 + T_i(2T_2^2 + T_1\tau)s^3 + T_i(2T_1 - K_{\Pi}K_p\tau + \tau)s^2 + \frac{1}{(2T_i + 2K_{\Pi}K_pT_i - K_{\Pi}\tau)s + 2K_{\Pi}} \frac{s}{b_2s^2 + b_1s + b_0}} \frac{1}{a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0s} ; \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} \text{де } b_2 &= -K_{\Pi}K_pT_i\tau ; b_1 = 2K_{\Pi}K_pT_i - K_{\Pi}\tau ; b_0 = 2K_{\Pi} ; \\ a_4 &= T_2^2T_i\tau ; a_3 = T_i(2T_2^2 + T_1\tau) ; a_2 = T_i(2T_1 - K_{\Pi}K_p\tau + \tau) ; \\ a_1 &= 2T_i + 2K_{\Pi}K_pT_i - K_{\Pi}\tau ; a_0 = 2K_{\Pi}. \end{aligned}$$

Квадратичний інтегральний критерій може бути записаний:

$$J_2 = \frac{B_0\Delta_0 + B_1\Delta_1 + B_2\Delta_2 - 2 \cdot b_0 \cdot b_1 \cdot \Delta}{2 \cdot a_0^2 \cdot \Delta}, \quad (3.27)$$

$$\text{де } B_0 = b_0^2 ; B_1 = b_1^2 - 2 \cdot b_0 \cdot b_2 ; B_2 = b_2^2 .$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_0 & -a_2 & a_4 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 & 0 \\ 0 & -a_0 & a_2 & -a_4 \\ 0 & 0 & -a_1 & a_3 \end{vmatrix} = a_0(a_2a_1a_3 - a_4a_1^2 - a_0a_3^2) ;$$

$$\begin{aligned} \Delta_0 &= \begin{vmatrix} a_1 & -a_2 & a_4 & 0 \\ a_0 & a_1 & -a_3 & 0 \\ 0 & -a_0 & a_2 & -a_4 \\ 0 & 0 & -a_1 & a_3 \end{vmatrix} = -a_1^2(a_4a_1 - a_2a_3) + ; \\ &+ a_0(a_2^2a_3 - a_4a_1a_2 - a_1a_3^2 - a_0a_4a_3) \end{aligned}$$

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} a_0 & a_1 & a_4 & 0 \\ 0 & a_0 & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & a_2 & -a_4 \\ 0 & 0 & -a_1 & a_3 \end{vmatrix} = a_0^2(a_2a_3 - a_4a_1) .$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_0 & -a_2 & a_1 & 0 \\ 0 & a_1 & a_0 & 0 \\ 0 & -a_0 & 0 & -a_4 \\ 0 & 0 & 0 & a_3 \end{vmatrix} = a_0^3a_3$$

В результаті отримаємо загальне аналітичне рішення J_2 для САР з ПІ-регулятором.

Знаходимо значення K_p і T_i , використовуючи алгоритм оптимізації метод сполучених градієнтів, при яких $J_2 = \min$. Знайдені в такий спосіб значення K_p і T_i , при яких квадратичний інтегральний критерій буде мінімальним, і будуть оптимальними настроювальними параметрами для ПІ-регулятора.

3.2.4. Оптимальні настроювальні параметри для ПІД-регулятора

Такий 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 $J_2 = f(K_p, T_i, T_d)$. На відмінно від систем з П-регулятором та ПІ-регулятором, графік цієї функції являє собою гіперповерхню, яку не можна навести вочевидь. Цей інтеграл J_2 можна також обчислити аналітично скориставшись рівнянням (3.15). Нижче приведено загальне аналітичне обчислення J_2 для замкнутої системи (рис.2.3) з ПІД-регулятором.

Передатна функція замкнутої системи «вхід – вихід» також описується рівнянням (3.22), тільки $W_p(s)$ буде мати рівняння передатної функції ПІД-регулятора (1.5).

Зображення за Лапласом вихідної величини після підстановки та алгебраїчних перетворень має вигляд:

$$\begin{aligned}
 Y(s) &= \\
 &= \frac{-K_n T_d T_i \tau s^3 + (2K_n T_d T_i - K_n K_p T_i \tau) s^2 + (2K_n K_p T_i - K_n \tau) s + 2K_n}{T_2^2 T_i \tau s^4 + T_i (2T_2^2 - (K_n T_d - T_1) \tau) s^3 + T_i (2T_1 - K_n K_p \tau + 2K_n T_d + \tau) s^2 +} \\
 &\quad \frac{1}{(2T_i + 2K_n K_p T_i - K_n \tau) s + 2K_n} \frac{1}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \frac{1}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad ; \quad (3.27)
 \end{aligned}$$

де $b_3 = -K_n T_d T_i \tau$; $b_2 = 2K_n T_d T_i - K_n K_p T_i \tau$; $b_1 = 2K_n K_p T_i - K_n \tau$;

$b_0 = 2K_n$;

$a_4 = T_2^2 T_i \tau$; $a_3 = T_i (2T_2^2 - (K_n T_d - T_1) \tau)$;

$a_2 = T_i (2T_1 - K_n K_p \tau + 2K_n T_d + \tau)$; $a_1 = 2T_i + 2K_n K_p T_i - K_n \tau$; $a_0 = 2K_n$.

Квадратичний інтегральний критерій може бути записаний:

$$J_2 = \frac{B_0 \Delta_0 + B_1 \Delta_1 + B_2 \Delta_2 + B_3 \Delta_3 - 2 \cdot b_0 \cdot b_1 \cdot \Delta}{2 \cdot a_0^2 \cdot \Delta}, \quad (3.28)$$

де $B_0 = b_0^2$; $B_1 = b_1^2 - 2 \cdot b_0 \cdot b_2$; $B_2 = b_2^2 - 2 \cdot b_1 \cdot b_3$; $B_3 = b_3^2$.

$$\Delta = \begin{vmatrix} a_0 & -a_2 & a_4 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 & 0 \\ 0 & -a_0 & a_2 & -a_4 \\ 0 & 0 & -a_1 & a_3 \end{vmatrix} = a_0(a_2 a_1 a_3 - a_4 a_1^2 - a_0 a_3^2);$$

$$\Delta_0 = \begin{vmatrix} a_1 & -a_2 & a_4 & 0 \\ a_0 & a_1 & -a_3 & 0 \\ 0 & -a_0 & a_2 & -a_4 \\ 0 & 0 & -a_1 & a_3 \end{vmatrix} = -a_1^2(a_4 a_1 - a_2 a_3) + ;$$

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} a_0 & a_1 & a_4 & 0 \\ 0 & a_0 & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & a_2 & -a_4 \\ 0 & 0 & -a_1 & a_3 \end{vmatrix} = a_0^2(a_2 a_3 - a_4 a_1);$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_0 & -a_2 & a_1 & 0 \\ 0 & a_1 & a_0 & 0 \\ 0 & -a_0 & 0 & -a_4 \\ 0 & 0 & 0 & a_3 \end{vmatrix} = a_0^3 a_3;$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_0 & -a_2 & a_4 & a_1 \\ 0 & a_1 & -a_3 & a_0 \\ 0 & -a_0 & a_2 & 0 \\ 0 & 0 & -a_1 & 0 \end{vmatrix} = a_0^3 a_1.$$

В результаті отримаємо загальне аналітичне рішення J_2 для САР з ПД-регулятором.

Знаходимо значення K_p , T_i і T_d , також, використовуємо метод сполучених градієнтів, при яких $J_2 = \min$. Знайдені в такий спосіб значення K_p , T_i і T_d , при яких квадратичний інтегральний критерій буде мінімальним, і будуть оптимальними налаштувальними параметрами для ПД-регулятора.

Результати теоретичних досліджень підтверджено експериментальними (див. розділ 4).

Для розрахунку параметрів регуляторів було використано пакет програм MathCad 15. Розрахункові програми приведені в додатку В.

Робота запропонованого алгоритму показана на прикладах перехідних процесів різного характеру. Зроблено порівняльний аналіз з широко використовуваними у інженерній практиці методом трикутників, методом Зіглера–Нікольса і методом CHR в розділі 4.

Висновки до розділу 3

Обґрунтовано вибір критерію якості на основі якого будуть знаходитися оптимальні настроювання регулятора.

Обґрунтовано вибір інтегральної квадратичної функції.

Проаналізовано переваги та недоліки найбільш поширених в інженерній практиці методів оптимізації.

Запропоновано алгоритм пошуку оптимальних настроювань регулятора на основі інтегральної квадратичної оптимізаційної функції.

Для пошуку екстремуму оптимізаційної функції використано метод сполучених градієнтів, що дало змогу достатньо просто реалізувати пошук екстремуму оптимізаційної функції програмним шляхом.

РОЗДІЛ 4

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ І АНАЛІЗ СПОСОБУ ЗНАХОДЖЕННЯ ОПТИМАЛЬНИХ НАСТРОЮВАНЬ РЕГУЛЯТОРА

Ринкова глобалізація стає всеосяжною і це означає, що для того, щоб залишитися в бізнесі, виробничі галузі промисловості повинні звертати більшу увагу на проблеми якості та ефективності. У свою чергу, це зосереджує увагу на розвитку вдосконалених систем управління, щоб процеси протікали якнайкраще. Зокрема, поліпшене керування - ключ для вдосконалення технології, що забезпечує: покращена якість виробу, мінімізацію втрат, захист навколишнього середовища, збільшення продуктивності для встановлених потужностей, збільшення продукції, відстрочку дорогої модернізації об'єктів керування і більш високі запаси безпеки.

Однак у більшості випадків різного роду перемикання, зміни характеристик сировини і матеріалів, що надходять, зміни викликані перемінним режимом роботи об'єктів, властивостями виконавчих механізмів та регулюючих органів, взаємозалежністю контурів в багатовимірних системах, все це змінює характеристики об'єкта і, отже, вимагають перенастроювання систем.

В даний час експлуатаційний персонал не має придатних для промислових умов методів необхідних для перерахунку налаштувань регуляторів. В умовах експлуатації єдиний вихід - послабити налаштування регуляторів, домагаючись зниження, таким чином, взаємовпливу контурів, забезпечення необхідного запасу стійкості при будь-яких можливих режимах роботи об'єкта. Якість роботи систем при цьому очевидно значно гірше, а прибуток значно менше досяжних при настройках, відповідних характеристикам об'єкта.

Багато методів підвищення якості, які запропоновані теорією управління, практично непридатні для промислових умов. Так методи, пов'язані з підвищенням порядків керуючих пристроїв, забезпечуючи підвищення якості, зменшують область стійкості в просторі параметрів моделі об'єкта.

У результаті ми маємо таку складну ситуацію (типова статистика для більшості підприємств): 10-90% контурів знаходиться в ручному

режими; 30% регулюючих клапанів з серйозними проблемами; 30% САР налаштованих абсолютно неправильно; 40% контурів з коливаннями; 30% невідповідна організація схеми регулювання; 85% неоптимальні налаштування; 75% регуляторів тільки збільшують нестабільність.

У переважної більшості САР, що функціонують на підприємствах, є величезний невикористаний потенціал. Цей потенціал можна «підняти» за рахунок не технологічних заходів, а за рахунок підвищення ефективності експлуатації цих систем, оптимального налаштування, основних пристроїв САР, регуляторів.

Тому, на сьогодні є дуже актуальна задача, розробка надійних методів пошуку оптимальних налаштувань регулятора, які би дозволили значно поліпшити якість роботи САР.

4.1. Розробка розподіленої системи управління

Розподілена система управління була реалізована в SCADA-системі TRACE MODE, виконавчі модулі якої забезпечили функціонування системи в реальному часі. Система може бути використана в об'єднанні, що складається з кількох АСК ТП, розташованих в різних містах. В якості каналів передачі даних використовувалися мережі Ethernet , промислові шини , послідовні інтерфейси , радіомережі і комутовані телефонні лінії, а також підтримка робочих місць мобільних співробітників (наприклад, співробітників сервісної служби), що працюють поза офісом. Вони можуть обмінюватися даними по GSM операторами через кишенькові комп'ютери , ноутбуки , web або навіть через простий стільниковий телефон. Також TRACE MODE дозволяє використовувати GSM- мережі і для телемеханіки та збору даних територіально розподілених об'єктів нафтового виробництва, наприклад допомогою GSM- модемів можна охопити віддалені об'єкти родовища.

Для забезпечення оптимальної роботи САР розподіленої системи управління, було реалізовано на середньому рівні спосіб знаходження ОНР.

4.2. Спосіб знаходження оптимальних налаштувань регулятора

Основні вимоги, що висуваються до методів розрахунку налаштувань регулятора, є простота, надійність, універсальність, точність. Отримані оптимальні налаштування регулятора, які не

підлягають подальшому підстроюванню, повинні надавати САР такі властивості, як точність, запас стійкості та належну швидкодію. Відомі методи пошуку настроювань регулятора в багатьох випадках не задовольняють таким вимогам і, не дивлячись на їх простоту, вони мають ряд суттєвих недоліків, а саме:

- знаходження ММ об'єкта керування та подальшого визначення настроювань регулятора шляхом проведення активного 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;

- об'єкт керування описується поліномами, які не враховують їх нелінійність;

- у формули для знаходження настроювань регуляторів не входять оптимізаційні показники, тобто не можна заздалегідь сказати, якому критерію оптимальності відповідатиме перехідний процес в системі при даних настроюваннях регулятора;

- відсутність в розрахункових формулах показників якості перехідного процесу призводить до того, що на практиці доводиться вручну змінювати отримані тим чи іншим методом настроювання регулятора для того, щоб перехідний процес відповідав регламентним нормам для конкретного технологічного процесу;

- відсутність універсальності існуючих методів. Застосування конкретного методу стає неможливим, якщо відсутній його основний розрахунковий показник і застосовується тільки для певних видів регуляторів і об'єктів керування.

Без урахування цих особливостей методів неможливе подальше удосконалення методик визначення оптимальних настроювань регулятора для систем та об'єктів різного типу, та поліпшення їх динамічних властивостей.

Всі ці недоліки враховує запропонований спосіб знаходження оптимальних настроювань регулятора [93], який об'єднує в собі два алгоритми: алгоритм ідентифікації параметрів моделі з використанням точок глобальних екстремумів динамічних характеристик (див. розділ 2) і алгоритм пошуку оптимальних настроювань регулятора за квадратичною оптимізаційною функцією (див. розділ 3):

- для ідентифікації об'єктів керування та подальшого визначення оптимальних настроювань регулятора проводиться пасивний експеримент в розімкненому контурі, оскільки в цьому випадку відсутня можливість виведення системи за границі стійкості;

— нелінійність об'єкту керування враховується залежно від вигляду перехідного процесу відповідним рівнянням перехідної функції ланки другого порядку (2.2), (2.4) або (2.6). При цьому апроксимація перехідної функції об'єкта керування виконується з використанням динаміки перехідного процесу, яка описується такими параметрами як швидкість, прискорення, швидкість прискорення і т. д., які є похідними від вихідного сигналу за часом;

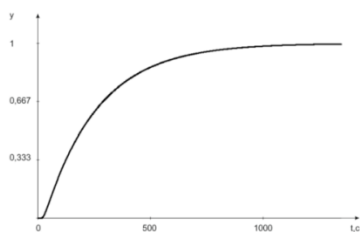
— для вводу оптимізаційних показників і показників якості у формули знаходження оптимальних налаштувань регулятора використовуємо формулу квадратичного інтегрального критерію, який є для більшості процесів унімодальною функцією і у вигляді єдиного числового значення дає узагальнену оцінку швидкості загасання і величини відхилення регульованої величини. Цей інтеграл визначає квадрат площини між завданням і кривою перехідного процесу, а також залежить від налаштувальних параметрів регулятора.

— універсальність даного способу полягає в тому, що знаходяться оптимальні налаштування регулятора САР для любых видів перехідних процесів об'єктів керування та регуляторів, а також в ньому відсутнє таке поняття як розрахунковий показник.

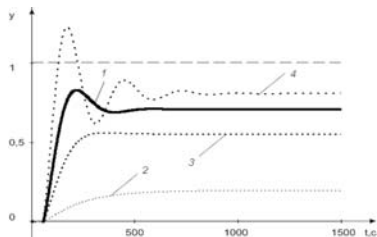
Спосіб ґрунтується на тому, що аналізується крива розгону об'єкта керування, визначається її характер для апроксимації перехідної функції системи ланкою другого порядку з часом запізнювання за характерними точками використовуємо нелінійний метод найменших квадратів. Знайдене таким чином рівняння надалі використовуємо для пошуку оптимальних налаштувань регулятора за квадратичним інтегральним критерієм. Пошук оптимальних налаштувань регулятора полягає в знаходженні таких параметрів регулятора, при яких квадратичний інтегральний критерій (квадрат динамічної похибки) був би мінімальним. Для пошуку екстремуму оптимізаційної функції використовуємо метод сполучених градієнтів. Знайдені в такий спосіб значення і будуть оптимальними налаштуваннями регулятора.

4.3. Порівняльний аналіз

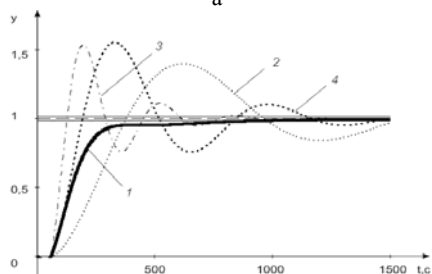
Для ілюстрації роботи проведений порівняльний аналіз (рис. 4.1-4.4б-г) запропонованого способу знаходження оптимальних налаштувань регулятора (на рисунку під цифрою 1) і широко використовувані в інженерній практиці методу трикутника (на рисунку під цифрою 2), методу Зіглер-Нікольса (З-Н) (на рисунку під цифрою 4) і методу CHR (на рисунку під цифрою 3). Були розраховані настройки П–, ПІ–,



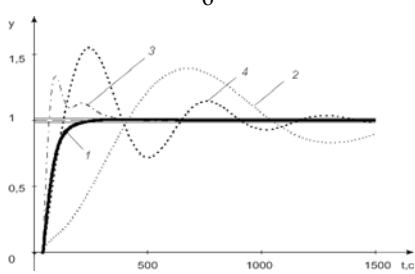
а



б

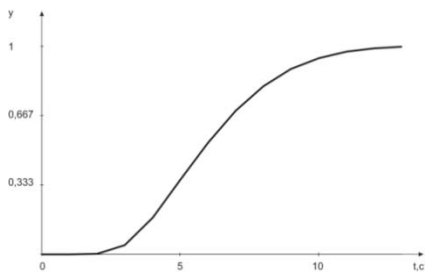


в

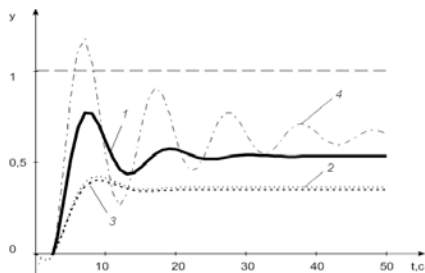


г

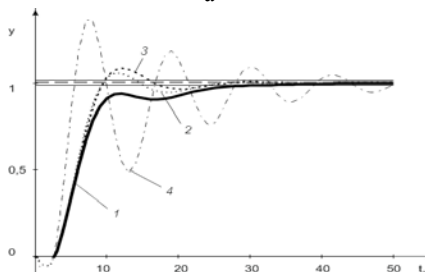
Рис. 4.1. ПП САР продувної колони: а – КР ОК; б – ПП САР з П-регулятором; в – ПП САР з ПІ -регулятором; г – ПП САР з ПД-регулятором



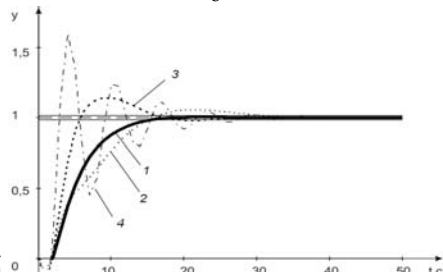
а



б



в



г

Рис. 4.2. ПП САР газового реактора: а – КР ОК; б – ПП САР з П-регулятором; в – ПП САР з ПІ -регулятором; г – ПП САР з ПД-регулятором

ПІД-регуляторів одноконтурних САР для аперіодичних об'єктів керування на прикладі кривих розгону продувної колони у виробництві нітратної кислоти за каналом витрата нітратної кислоти → рівень в колоні (рис. 4.1а) і газового реактора за каналом витрата аміаку → температура (рис. 4.2а) у виробництві нітратної кислоти і для коливальних об'єктів керування на прикладах кривих розгону абсорбера оксидів нітрогену за каналом витрати глибокообезсоленої води → концентрація нітратної кислоти (рис. 4.3а) і продувної колони за каналом стабілізації витрат гарячого повітря (рис. 4.4а) у виробництві нітратної кислоти [94].

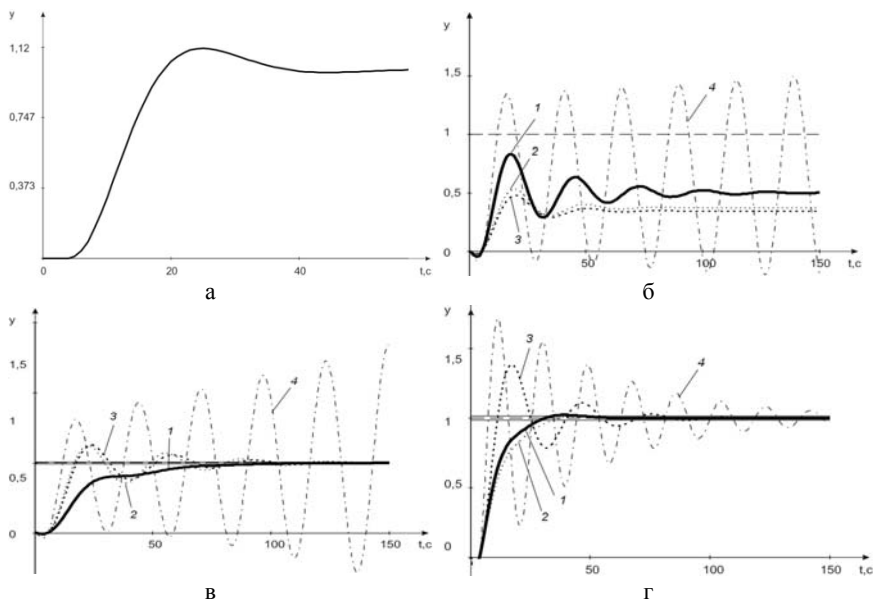


Рис. 4.3. ПП САР абсорбера оксидів нітрогену:
а – ОК; б – ПП САР з П-регулятором; в– ПП САР з ПІ -регулятором;
г – ПП САР з ПІД-регулятором

Показники якості перехідних процесів САР (перерегулювання σ , час регулювання T_p , статична Δ_{cm} і динамічна J похибки), в яких настройки регуляторів були розраховані за допомогою запропонованого способу знаходження оптимальних настроювань регулятора, а також за методом трикутника, методом З-Н і методу СНР наведені в порівняльних табл. 4.1, 4.2.

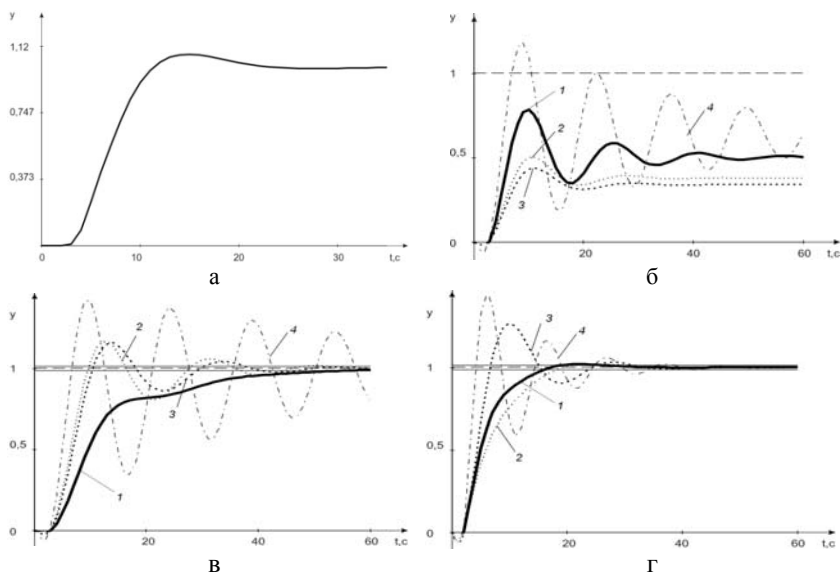


Рис. 4.4. ПП САР продувної колони:
а – КР ОК; б – ПП САР з П-регулятором;
в – ПП САР з ПІ-регулятором; г – ПП САР з ПД-регулятором

З аналізу результатів досліджень (рис. 4.1-4.4б-г і табл. 4.1, 4.2) можна констатувати поліпшення 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 об'єктами керування (зменшення на порядок перерегулювання, часу регулювання і динамічної похибки, зменшення в 2-3 рази статичної похибки системи).

Таблиця 4.1

Порівняльна таблиця якості роботи САР для ОК аперіодичного характеру

Метод знаходження настроювань регулятора	Закон регулювання	Об'єкт керування	Настройки регулятора			Показники якості регулювання			
			Kp	Ti	Td	σ	Δ_{cm}	Tp	J
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Запропонований спосіб	П-регулятор	Продукна 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 3-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 3-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	ПД-регулятор	Продукна 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 3-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 3-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	ПДД-регулятор	Продукна 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 3-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 3-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 4.2

Порівняльна таблиця якості роботи САР для ОК коливального характеру

Метод знаходження настроювань регулятора	Закон регулювання	Об'єкт керування	Настройки регулятора			Показники якості регулювання			
			Kp	Ti	Td	σ	$\Delta_{ст}$	Tr	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

Висновки до розділу 4

Розроблено розподілену систему управління виробництвом нітратної кислоти, яка за рахунок реалізації в ній на середньому рівні способу знаходження ОНР, забезпечила оптимальну роботу САР.

Запропоновано спосіб знаходження оптимальних налаштувань ПД-регулятора, який враховує всі недоліки найбільш поширених інженерних методів пошуку налаштувань регуляторів. Він характеризується: простотою і універсальністю, що дозволяє визначити оптимальні налаштування регулятора за одну ітерацію; високою точністю ідентифікації об'єкта керування з урахуванням його нелінійності, не вимагає проведення активного експерименту, забезпечує поліпшення динамічних властивостей систем.

Знайдено налаштувальні параметри регуляторів запропонованим способом знаходження оптимальних налаштувань регулятора і найбільш поширеними інженерними методами пошуку налаштувань регуляторів для САР об'єктами керування у виробництві нітратної кислоти. Крім наведених прикладів в роботі був досліджений цілий ряд об'єктів керування з різним ступенем коливальності і інерційності.

Виконано порівняльний аналіз запропонованого способу з найбільш поширеними інженерними методами пошуку налаштувань регуляторів для САР об'єктами керування у виробництві нітратної кислоти. Він показав, що знайдені запропонованим способом параметри регулятора, значно поліпшили динамічні властивості системи (перерегулювання зменшилася до 10 разів, час регулювання зменшилося порядку 30%, статична і динамічна похибки зменшились у 2-3 рази).

ПІСЛЯМОВА

У роботі вирішена актуальна науково-технічна задача, яка полягає в підвищенні ефективності роботи об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти за рахунок розробки розподіленої системи управління виробництвом нітратної кислоти, яка забезпечує оптимальну роботу САР за рахунок знаходження оптимальних налаштувань ПІД-регулятора за квадратичною оптимізаційною функцією на основі експериментально - теоретичного способу

Основні наукові та практичні результати полягають у такому:

1. Проведений аналіз сучасних ПІД-регуляторів та методів визначення їх налаштувальних параметрів показав необхідність розробки нових методик визначення оптимальних налаштувань ПІД-регулятора, які би дозволили поліпшити динамічні властивості САР.

2. Проведено дослідження перехідних процесів різного характеру, на прикладах об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти в результаті чого було запропоновано алгоритм ідентифікації з використанням нелінійного методу найменших квадратів параметрів ланкою другого порядку з часом запізнення, яким апроксимується експериментальна крива перехідного процесу з урахуванням її нелінійності, який дозволив розв'язати задачу зменшення ступеня диференційного рівняння перехідного процесу еквівалентного об'єкту керування до другого.

3. Удосконалено спосіб вибору початкових даних для алгоритму ідентифікації еквівалентного об'єкту керування з використанням характерних точок ланкою другого порядку з часом запізнення. У результаті досліджень визначено похибки ідентифікації від кількості характерних точок, це дозволило зменшити необхідну кількість характерних точок до чотирьох, при якій похибка δ_{max} ідентифікації еквівалентного об'єкту керування не перевищує 3%.

4. Виконано порівняльний аналіз способів вибору початкових даних, на прикладах об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти на підставі якого зроблено висновок, що спосіб вибору початкових даних для ідентифікації об'єкта керування за характерними точками кращий ніж за рівномірним розподілом точок: по-перше, координати характерних точок визначаються однозначно; по-друге, вони можуть бути визначені як в процесі зняття характеристики так і після; по-третє, кількість точок,

що використовуються, при забезпеченні заданої точності, зменшилася в 1,5-3 рази порівняно з алгоритмом рівномірного розподілу точок.

5. Розроблено алгоритм для розв'язання оптимізаційної задачі, пошук оптимальних налаштувань ПД-регулятора на основі інтегральної квадратичної оптимізаційної функції із застосуванням методу сполучених градієнтів, що дало змогу достатньо просто реалізувати пошук екстремуму оптимізаційної функції програмним шляхом.

6. Розроблено розподілену систему управління виробництвом нітратної кислоти, яка за рахунок реалізації в ній на середньому рівні способу знаходження ОНР, забезпечила оптимальну роботу САР.

7. Розроблено експериментально - теоретичний спосіб знаходження оптимальних налаштувань ПД-регулятора, що враховує всі недоліки найбільш поширених інженерних методів пошуку налаштувань регуляторів. Він характеризується: простотою і універсальністю, що дозволяє визначити оптимальні налаштування ПД-регулятора для систем та об'єктів керування різного типу за одну ітерацію, високою точністю ідентифікації об'єкта керування з урахуванням його нелінійності, не вимагає проведення активного експерименту, забезпечує поліпшення динамічних властивостей систем.

8. Виконано порівняльний аналіз, на прикладах САР для об'єктів керування у виробництві нітратної кислоти, запропонованого способу знаходження оптимальних налаштувань ПД-регулятора з найбільш поширеними інженерними методами пошуку налаштувань регуляторів для САР на підставі якого зроблено висновок, що знайдені запропонованим способом параметри ПД-регулятора, значно поліпшили динамічні властивості системи (перерегулювання зменшилося до 10 разів, час регулювання зменшився ~ 30%, статична і динамічна похибки зменшилися в 2-3 рази).

9. Експериментально підтверджено одержані теоретичні результати.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Серезин Л. П. Бизнес–мотивация на внедрение средств автоматизации для эффективной эксплуатации САР / Л. П. Серезин // Автоматизация и ИТ в нефтегазовой отрасли (научно-производственный журнал). — 2011. — №2(4). — С. 2–5.
2. Современная инфраструктура эффективной эксплуатации САР на промышленных предприятиях / ООО «НПО Техноонт» // Информатизация и Системы Управления в Промышленности. — 2011. — №2(32). — С. 19–21.
3. Штейнберг, Ш. Е. Проблемы создания и эксплуатации эффективных систем регулирования/ Ш. Е. Штейнберг и др. // АСУ для промышленных предприятий. — 2007. — №7 — С. 1–5.
4. Leva A. Hands-on PID autotuning: a guide to better utilization [Электронный ресурс] / Leva A., Cox C., Ruano A. — IFAC Professional Brief. – Режим доступа \www/ URL: <http://www.ifac-control.org/publications/list-of-professional-briefs> – 1.03.2011 г. — Загл. с экрана.
5. Денисенко В. В. Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием / В. В. Денисенко. – М.: Горячая линия – Телеком, 2009. – 608 с., ил.
6. Ананьев М. В. Алгоритм ідентифікації об'єктів керування / М. В. Ананьев // Восточно–европейский журнал передовых технологий.– Харьков, 2012. – №5/4(59). – С. 53–56.
7. Апроксимація перехідної функції об'єкта керування ланкою другого порядку / М. В. Ананьев, О. Б. Целіщев, М. Г. Лорія, П. Й. Єлісєєв // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (міжнародний науково–технічний журнал). – Хмельницький, 2011. – №2. – С. 209–213.
8. A multi-layer architecture for distributed data acquisition / M. Bertocco, S. Cappellazzo, A. Flammini, M. Paxvis // Proceedings of the 19th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. IMTC/2002. – 2002. – Vol. 2. – P. 1261-1264.
9. Astrom K. J. Advanced PID control / K. J. Astrom, T. Hagglund – ISA (The instrumentation, Systems, and Automation Society), 2006. – 460 p.
10. Денисенко В. В. ПИД–регуляторы: принципы построения и модификации. Ч.1. // Современные технологии автоматизации. – 2006. – №4. – С. 66-74.
11. Ang K. H. PID control system analysis, design, and technology. / K. H. Ang, G. Chong, Y. Li // IEEE Transactions on Control Systems Technology, July 2005.– 2005 – vol.13 (4) – P. 559-576.
12. Денисенко В. В. Разновидность ПИД–регуляторов / В.В. Денисенко // Автоматизация в промышленности. – 2007. – С.45-50.

13. Astrom K. J. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control / K. J. Astrom, T. Hagglund // *Journal of Process Control* – 2004. – №4 – P. 635-650.
14. Robert A. Paz The design of the PID Controller / Robert A. Paz // *Klipsch school of Electrical and Computer Engineering*. – june 12,2001
15. Vaishnav S. Performance of tuned PID controller and a new hybrid fuzzy PD + I controller / S. Vaishnav, Z. Khan // *World Journal of Modelling and Simulation*. – 2010. – Vol. 6, No. 2. – P. 141-149
16. Lee C. A Survey of PID Controller Design based on Gain and Phase Margins / C. Lee // *International Journal of Computational Cognition*. – 2004. – №2(3). – P. 63–100.
17. Tavakolic S. Optimal tuning of PID controllers for first order plus time delay models using dimensional analysis / S.Tavakolic, M.Tavakoli // *The Fourth International Conference on Control and Automation: Montreal, Canada*. –2003. – P. 942–946.
18. Johnson M. A. PID Control. New Identifications and Design Methods / M. A. Johnson, M. H. Moradi. – London: Springer, 2005. – 544 p.
19. LI Y. Patents, Software, and Hardware for PID control. An overview and analysis of the current art. / Y. LI, K. H. ANG and G. C. Y. CHONG // *IEEE Control Systems Magazine*. – Feb. 2006. – P. 41-54.
20. Денисенко В. В. ПИД - регуляторы: вопросы реализации. Ч.2. // *Современные технологии автоматизации*. – 2008. – №1. – С. 86-97.
21. Finn Haugen Ziegler-Nichols' Open-Loop Method / Finn Haugen // *TechTeach*. –17 July 2010.
22. Aggarwal V. A Self-Tuning Analog Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller / V. Aggarwal // *IEEE Computer Society Washington*. – USA. – 2006. – P. 12 – 19.
23. O'Dwyer A. PID compensation of time delayed processes 1998-2002: a survey / A. O'Dwyer // *Proceedings of the American Control Conference*. – Denver. – Colorado. – June 4-6. ZW3. – P. 1494-1499.
24. Quevedo J. Digital control: past, present and future of PID control / J. Quevedo, T. Escobet // *Proc. IFAC Workshop*. Eds. – Terrassa. – Spain. – Apr. 5-7 2000.
25. The Patent Office — <http://gb.espacenet.com>.
26. Ідентифікація параметрів моделі з використанням точок глобальних екстремумів динамічних характеристик / М. В. Ананьєв, О. Б. Целіщев, М. Г. Лорія, П. Й. Єлісєєв // *Вопросы химии и химической технологии (общегосударственный научно-технический журнал)*. – Днепропетровск, 2012. – №5. – С. 188–191.
27. Оптимальне налаштування регулятора за квадратичною оптимізаційною функцією / М. В. Ананьєв, О. Б. Целіщев, М. Г. Лорія, П. Й. Єлісєєв // *Вісник Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля (науковий журнал)*. Ч. 2. – 2010. – №6(148). – С. 134–141.
28. Стенцель Й.І. Автоматизація технологічних процесів хімічних виробництв: Підручник / Й.І. Стенцель, О.В. Поркуян — Луганськ: вид-во Східноукр. нац. ун-ту ім. В. Даля, 2010. – 300 с.

29. Гудвин Г. К. Проектирование систем автоматизации / Г. К. Гудвин, С. Ф. Гребе, М. Э. Сальгадо. – М. «Бином». Лаборатория знаний, 2004. – 911 с., ил.
30. Шидловский С. В. Автоматическое управление. Перестраиваемые структуры / С. В. Шидловский. – Томск: Томский государственный университет, 2006. – 288 с.
31. Теорія автоматичного керування: Навч. посіб. / Л. М. Артюшин, О. А. Машков, Б. В. Дурняк, М. С. Сівов. – Львів: Вид-во УАД, 2004. – 272 с.
32. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 3-х т. / Под ред. Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000. – Т.2: Синтез регуляторов и теория оптимизации систем автоматического управления. – 2000. – 748 с, ил.
33. Ротач В. Я. Теория автоматического управления: учебник для вузов / В. Я. Ротач. – 5-е изд., перераб. и доп. — М.: Издательский дом МЭИ, 2008. — 396 с., ил.
34. Филиппс Ч. Системы управления с обратной связью / Ч. Филиппс, Р. Харбор. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2001. – 616 с.
35. Густав Олссон Цифровые системы автоматизации и управления / Густав Олссон, Джангуидо Пиани. – СПб.: Невский Диалект, 2001. – 557 с.: ил.
36. Мирошник И. В. Теория автоматического управления. Линейные системы: Учебное пособие для вузов / И. В. Мирошник. – СПб.: Питер, 2005. – 336 с.
37. Иванов А. О. Теорія автоматичного керування: Підручник / А. О. Іванов. – Дніпропетровськ: Національний гірничий університет. – 2003. – 250 с.
38. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5-й т. / Под ред. К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – Т.3: Синтез регуляторов систем автоматического управления. – 2004 – 616 с., ил.
39. Денисенко В. В. Заземление в системах промышленной автоматизации / В. В. Денисенко // СТА. – 2006. – № 2. – С. 94 – 99.
40. Денисенко В. В. Защита от помех датчиков и соединительных проводов систем промышленной автоматизации / В. В. Денисенко, А. Н. Халявко // СТА – 2001. – №1. – С. 68–75.
41. Ким Д. П. Теория автоматического управления / Д. П. Ким. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – Т. 1. Линейные системы. – 2003 – 288 с.
42. Дорф Р. Современные системы управления/ Р. Дорф, Р. Бишоп. Пер. с англ. Б. И. Копылова. — М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. — 832 с.: ил.
43. Лукас В. А. Теория управления техническими системами: компактный учеб курс для вузов / В. А. Лукас – 3-е издание, перераб. и дополн. – Екатеринбург: Изд-во УГГГА, 2002 – 675 с., ил.
44. Андрушин А. В. Управление и инноватика в теплоэнергетике: учебное пособие / А. В. Андрушин, В. Р. Сабанин, Н. И. Смирнов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2011. – 392 с.: ил.
45. Денисенко В. В. ПИД–регуляторы: принципы построения и модификации. Ч.2. / В. В. Денисенко // Современные технологии автоматизации. – 2007.– №1. – С. 78–88.
46. Егоров А. И. Основы теории управления / А. И. Егоров. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. — 504 с.

47. Страшинин Е. Э. Основы теории автоматического управления: учебное пособие / Е. Э. Страшинин. – Екатеринбург: УГТУ, 2000. – Ч. 1: Линейные непрерывные системы управления. – 2000 – 217 с.
48. Попович М. Г. Теорія автоматичного керування: підручник / М. Г. Попович, О. В. Ковальчук. — К.: Либідь, 1997 — 544 с.
49. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5-й т. / Под ред. К. А. Пупкова, Н. Д. Егупова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – Т.1: Математические модели, динамические характеристики и анализ систем автоматического управления. –2004 – 656 с., ил.
50. Туманов М. П. Теория управления. Теория линейных систем автоматического управления: учебное пособие / М. П. Туманов. – МГИЭМ. М. – 2005. – 82 с.
51. Новиков С. И. Оптимизация автоматических систем регулирования теплоэнергетического оборудования. Ч.1: учеб. пособие / С. И. Новиков. - Новосибирск: Изд-во НГТУ. – 2006.–108 с.
52. Теория автоматического управления: учеб. для машино-строит. спец. вузов / В. Н. Брюханов, М. Г. Косов, С. П. Протопопов и др.; Под ред. Ю. М. Соломенцева. — 3-е изд., стер. — М.: Высш. шк., 2000. — 268 с.: ил.
53. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 3-х т. / Под ред. Н. Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. – Т.1: Анализ и статистическая динамика систем автоматического управления. – 2000. – 748 с, ил.
54. Бессекерский В. А. Теория систем автоматического управления / В. А. Бессекерский, Е. П. Попов.— СПб: Профессия, 2004.— 749 с.
55. Cominos P. PID Controllers: Recent Tuning Methods and Design to Specification / P. Cominos, N. Munro // IEE Proceedings, Control Theory and Applications. – 2002. – vol. 149. – P. 46–53.
56. Intelligent Ziegler-Nichols-Based Fuzzy Controller Design for Mobile Satellite Antenna Tracking System with Parameter Variations Effect / Jium-Ming Lin, Po-Kuang Chang // WSEAS Transactions on Circuits and Systems. – July 2012. – Vol. 11, Issue 7. – P. 224–236
57. Silva G. J. PID controllers for time delay systems / G. J. Silva; A. Datta and S. P. Bhattacharyya. – Birkhauser: Boston USA, 2005. – 330 p.
58. Панько М. А. Расчет и моделирование автоматических систем регулирования в среде Mathcad: учебное пособие / М. А. Панько. – М.: Издательство МЭИ, 2004. – 112 с.
59. Киреев В. И. Численные методы в примерах и задачах: учеб. пособие / В. И. Киреев, А. В. Пантелеев. — 3-е изд. стер. — М.: Высш. шк., 2008. — 480 с.: ил.
60. Пантелеев. А. В. Методы оптимизации в примерах и задачах: учеб. пособие / А. В. Пантелеев, Т. А. Летова. — 2-е изд., исправл. — М.: Высш. шк., 2005. — 544 с.: ил.
61. Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 5-й т. / Под ред. К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова. – 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – Т.5: Методы современной теории автоматического управления.–2004. — 784 с., ил.

62. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 3-х т. / Под ред. Н. Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. – Т.3: Методы современной теории автоматического управления. – 2000. – 748 с, ил.
63. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления. Учебник/ Под ред. Н. Д. Егупова. – изд. 2-е. – М.: Изд-во МГТУ им. Бауман, 2002. – 744 с
64. Усков А.А. Интеллектуальные технологии управления. Искусственные нейронные сети и нечеткая логика / А. А. Усков, А. В. Кузьмин. — М.: Горячая линия – Телеком, 2004. — 143 с.
65. IEC 61131-7(2000) Programmable controllers. Part 7. Fuzzy control programming. 2000.
66. Рутковская Д. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы / Д. Рутковская, М. Пилиньский, Л. Рутковский; пер. с польск. И. Д. Рудинского. – М.: Горячая линия Телеком, 2006. – 452 с., ил.
67. Бочарников В.П. Fuzzy-технология: Математические основы. Практика моделирования в экономике / Бочарников В.П.. – Санкт-Петербург: «Наука» РАН, 2001. – 328 с.
68. Штовба С. Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB / С. Д. Штовба. М.: Горячая Линия – Телеком, 2007. – 288 с.
69. Яхьяева Г. Э. Нечеткие множества и нейронные сети: учебное пособие / Г. Э. Яхьяева – М.: Интернет-Университет Информационных Технологий; БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. — 316 с.: ил., табл.— (Серия «Основы информационных технологий»)
70. Пономарьов О.С. Нечеткие множества в задачах автоматизированного управления и принятия решения: Навчальний посібник / О. С. Пономарьов. – Харків: НТУ “ХПГ”, 2005. – 232 с. – Рос. мовою.
71. Yesil E. Internal model control based fuzzy gain scheduling technique of PID controllers / E. Yesil, M. Guzelkaya, I. Eksin // World Automation Congress. 2004. Proceedings. 28 June — 1 July 2004. – Vol. 17. – P. 501-506.
72. Еремин Д.М. Искусственные нейронные сети в интеллектуальных системах управления / Д. М. Еремин, И. Б. Гарцев. – М.: МИРЭА, 2004. – 75 с.
73. Комашинский В. И. Нейронные сети и их применение в системах управления и связи / В. И. Комашинский, Д. А. Смирнов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 94 с.
74. Feng H.-M. A self-tuning fuzzy control system design / H.-M. Feng. // IFSA World Congress and 20th NAFIPS International Conference, 2001. Joint 9th. Volume 1. – 25-28 July 2001. – P: 209– 214 vol.1.
75. Kawafuku R. Self-tuning PID control of a flexible micro-actuator using neural networks / R. Kawafuku, M. Sasaki, S. Kato. // Systems, Man, and Cybernetics, 1998. 1998 IEEE International Conference on. Volume 3. – 11-14 Oct 1998. – P. 3067– 3072 vol.3.
76. Fleming P. J. Genetic algorithms in control systems engineering / P. J. Fleming, R. C. Purshouse. – IFAC Professional Brief, <http://www.ifac-control.org>. - 32 p.
77. Pereira D. S., Pinto J. O. P. Genetic algorithm based system identification and PID tuning for optimum adaptive control / D. S. Pereira, J. O. P. Pinto. // Advanced

- Intelligent Mechatronics. Proceedings. 2005 IEEE/ASME International Conference on. – 2005. – P. 801-806.
78. Панченко Т. В. Генетические алгоритмы: учебно-методическое пособие / Т. В. Панченко; под ред. Ю. Ю. Тарасевича. — Астрахань : Издательский дом «Астраханский университет», 2007. — 87 с.
 79. Ідентифікація об'єктів керування / М. В. Ананьєв, О. Б. Целіщев, М. Г. Лорія і ін.. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (міжнародний науково-технічний журнал). – Хмельницьк, 2010. – №2(36). – С. 178–181.
 80. Целіщев О. Б. Математичне моделювання технологічних об'єктів / О. Б. Целіщев, П. Й. Єлісєєв, М. Г. Лорія, І. І. Захаров – Луганськ. Вид-во Східноукр. нац. унів. ім. В. Даля, 2011. – 421 с.
 81. Ананьєв М. В. Вибір початкових даних для ідентифікації об'єктів керування / М. В. Ананьєв // Вісник ВПІ. – 2012. – №6. – С.7-10.
 82. Дьяконов В. П. Mathcad 11,12,13 в математике. Справочник / В. П. Дьяконов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 958 с., ил.
 83. Норенков И. П. Основы автоматизированного проектирования: учеб. для вузов / И. П. Норенков. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 336 с.: ил. – (Сер. Информатика в техническом университете).
 84. Мицель А. А. Методы оптимизации. Ч. 2: учебное пособие / А. А. Мицель, А. А. Шелестов. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2002. – 73 с.
 85. Алексеев А. А. Идентификация и диагностика систем : учеб. для студ. высш. учеб. заведений / А.А. Алексеев, Ю. А. Кораблев, М. Ю. Шестопалов. — М.: Издательский центр «Академия», 2009 – 352 с.
 86. Ким Д. П. Теория автоматического управления: учеб. пособие. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы. – 2004. – 464 с.
 87. Мицель А. А. Методы оптимизации. Ч. 1: учебное пособие / А. А. Мицель, А. А. Шелестов. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2002. – 192 с.
 88. Лемешко Б.Ю. Методы оптимизации: конспект лекций / Б.Ю. Лемешко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – 126 с.
 89. Харчистов Б. Ф. Методы оптимизации: учебное пособие / Б. Ф. Харчистов. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2004. – 140с.
 90. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5-й т. / Под ред. К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова. – 2-е изд., перераб. и доп.– М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – Т.4: Теория оптимизации систем автоматического управления. – 2004. – 744с., ил.
 91. Глебов Н.И. Методы оптимизации учеб. пособие / Н. И. Глебов, Ю. А. Кочетов, А. В. Плясунов. – Новосиб. ун-т. Новосибирск, 2000. – 105 с.
 92. Черноуцкий И. Г. Методы оптимизации в теории управления: учебное пособие / И. Г. Черноуцкий. — СПб.: Питер, 2004. — 256 с: ил.
 93. Патент України на корисну модель 77800. МПК (2012.01) G05D 19/00. Спосіб знаходження оптимальних налаштувань регуляторів / Ананьєв М.В., Целіщев

- О. Б., Лорія М.Г., Єлісеєв П.Й., Павленко Ю.В.; заявл. 03.09.2012; опубл. 25.02.2013. Бюл. №4.
94. Ананьев М.В. Аналіз ефективності способу налаштування регуляторів з використанням квадратичної оптимізаційної функції / М.В. Ананьев, О.Б. Целіщев, М.Г. Лорія, П.Й. Єлісеєв // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (міжнародний науково-технічний журнал): Хмельницький, 2013.-№2.-С.172–177.

Додаток А

Ідентифікації об'єктів керування

— Ідентифікація параметрів моделі продувної колони

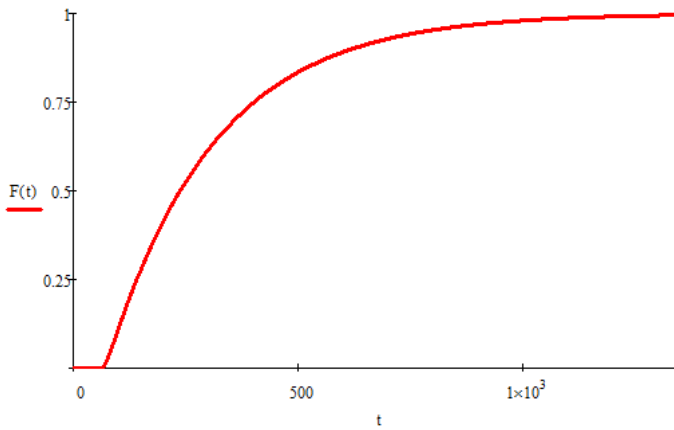


Рис. А.1. КР ЕОК продувної колони

Вибір початкових даних для алгоритму ідентифікації параметрів моделі з використанням ХТ

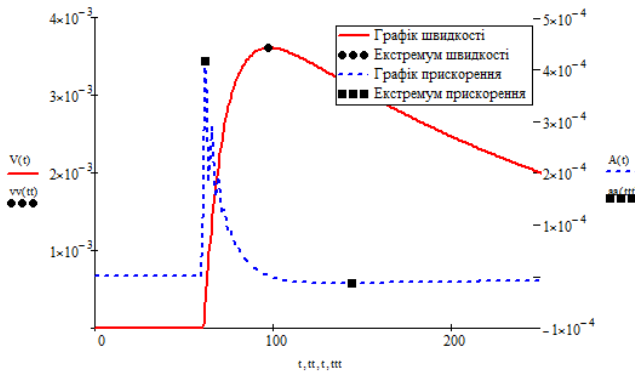


Рис. А.2. Графіки похідних для продувної колони

$$\underline{\text{ORIGIN}} := 1$$

$$\underline{\text{Tp}} := 1500$$

Вибрані вхідні дані

$$\underline{\text{T}} := (0 \quad 62 \quad 97 \quad 144 \quad 1345)^T \quad \underline{\text{Y}} := (0 \quad 0.00015 \quad 0.099 \quad 0.259 \quad 0.9953)^T$$

$$\underline{\text{xmin}} := \min(\underline{\text{Y}}) \quad \underline{\text{xmax}} := \max(\underline{\text{Y}}) \quad \underline{\text{x}} := \underline{\text{xmin}}, \underline{\text{xmin}} + \frac{\underline{\text{xmax}} - \underline{\text{xmin}}}{30} .. \underline{\text{xmax}}$$

Рівняння ПхФ з невідомими коефіцієнтами

$$\text{F1}(\underline{\text{t}}, \underline{\text{k}}) := \Phi(\underline{\text{t}} - \underline{\text{k}}_3) \cdot \left(\frac{e^{-\frac{\underline{\text{t}} - \underline{\text{k}}_3}{\underline{\text{k}}_2} \cdot \underline{\text{k}}_2}}{\underline{\text{k}}_1 - \underline{\text{k}}_2} - \frac{e^{-\frac{\underline{\text{t}} - \underline{\text{k}}_3}{\underline{\text{k}}_1} \cdot \underline{\text{k}}_1}}{\underline{\text{k}}_1 - \underline{\text{k}}_2} + 1 \right)$$

Визначення невідомих коефіцієнтів рівняння ПхФ (функція `genfit` реалізує НМНК)

$$\underline{\text{k}} := \begin{pmatrix} 200 \\ 11 \\ 50 \end{pmatrix}$$

$$\text{----- } \underline{\text{i}} := 1 .. 20000 \quad \text{----- } \underline{\text{t}} := 0 .. 0.1 .. \underline{\text{Tp}} \text{-----}$$

$$\underline{\text{P}} := \text{genfit}(\underline{\text{T}}, \underline{\text{Y}}, \underline{\text{k}}, \text{F1})$$

$$\underline{\text{G}}(\underline{\text{t}}) := \text{F1}(\underline{\text{t}}, \underline{\text{P}})$$

$$\underline{\text{H}}(\underline{\text{t}}) := \underline{\text{G}}(\underline{\text{t}}) - \underline{\text{F}}(\underline{\text{t}})$$

$$\underline{\text{P}} = \begin{pmatrix} 237.473 \\ 11.4727 \\ 61.0681 \end{pmatrix}$$

Знайдені значення невідомих коефіцієнтів рівняння ПхФ

$$\underline{\text{k}}_1 := \underline{\text{P}}_{1,1} = 237.47 \quad \underline{\text{k}}_2 := \underline{\text{P}}_{2,1} = 11.47 \quad \underline{\text{k}}_3 := \underline{\text{P}}_{3,1} = 61.07$$

Рівняння ідентификованої моделі продуквної колонни

$$\underline{\text{y}}(\underline{\text{t}}) := \Phi(\underline{\text{t}} - \underline{\text{k}}_3) \cdot \left(\frac{e^{-\frac{\underline{\text{t}} - \underline{\text{k}}_3}{\underline{\text{k}}_2} \cdot \underline{\text{k}}_2}}{\underline{\text{k}}_1 - \underline{\text{k}}_2} - \frac{e^{-\frac{\underline{\text{t}} - \underline{\text{k}}_3}{\underline{\text{k}}_1} \cdot \underline{\text{k}}_1}}{\underline{\text{k}}_1 - \underline{\text{k}}_2} + 1 \right) \rightarrow \Phi(\underline{\text{t}} - 61.068) \cdot \left(-1.051 \cdot e^{-4.211 \times 10^{-3} \cdot \underline{\text{t}} + 0.257} + 0.051 \cdot e^{-0.087 \cdot \underline{\text{t}} + 5.323} + 1 \right)$$

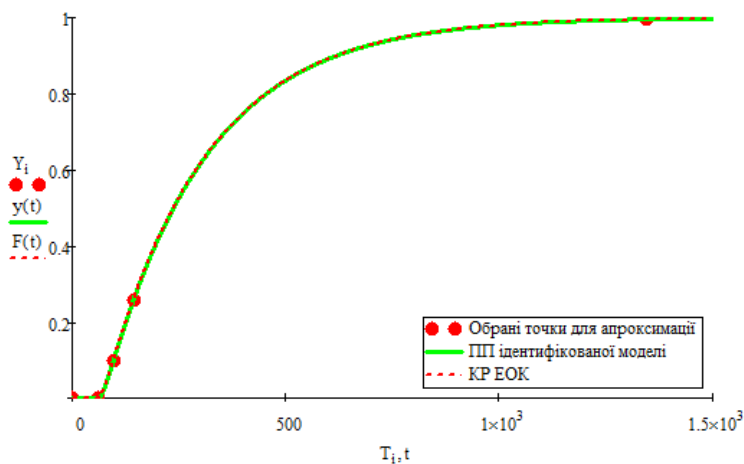


Рис. А.3. Криві розгону

Середньоквадратичне відхилення
$$\sigma := \sqrt{\frac{1}{T_p} \sum_t (H(t))^2} = 1.046 \times 10^{-4}$$

Визначення максимального відхилення між кривими

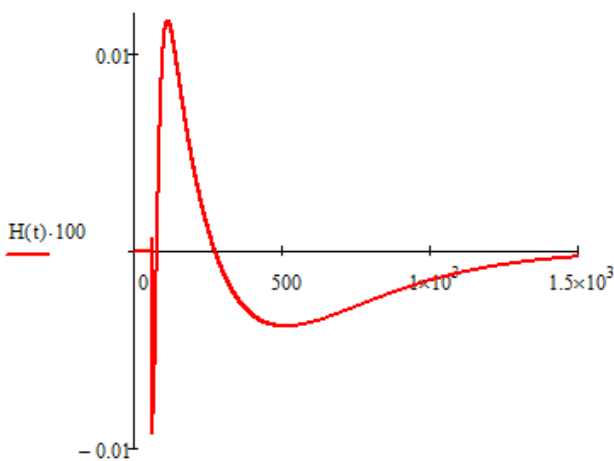


Рис. А.4. Графік похибки апроксимації

$t := 130$ Given

$t_{\max} := \text{Maximize}(H, t)$

$t_{\max} = 115.5$

$Y_{\max} := H(t_{\max}) \cdot 100 = 0.012$

$t_{\min} := \text{Minimize}(H, t)$

$t_{\min} = 512.46$

$Y_{\min} := H(t_{\min}) \cdot 100 = -0.004$

$\delta_{\max} := \max(|Y_{\max}|, |Y_{\min}|) = 0.012$

Перехід від ПхФ до ПдФ ідентифікованої ланки

$T_{11} := P_{1,1} = 237.47$ $T_{22} := P_{2,1} = 11.47$ $\tau := P_{3,1} = 61.07$

$\underline{K} := 1$ $T_1 := T_{11} + T_{22} = 248.95$ $T_2 := \sqrt{T_{11} \cdot T_{22}} = 52.2$ $\tau = 61.07$

$$W_o(s) := \frac{\underline{K} \cdot e^{(-\tau \cdot s)}}{T_2^2 \cdot s^2 + T_1 \cdot s + 1} \rightarrow \frac{e^{-61.068 \cdot s}}{248.946 \cdot s + 2724.459 \cdot s^2 + 1}$$

— Ідентифікація параметрів моделі газового реактора

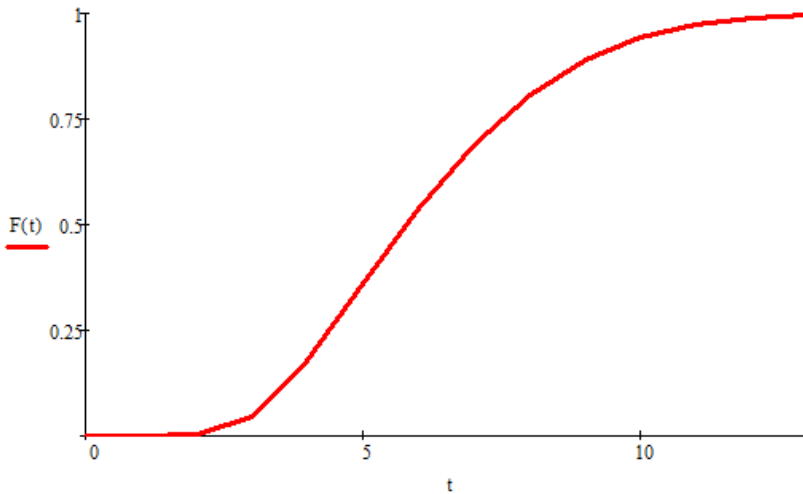


Рис. А.5. КР ЕОК газового реактора

Вибір початкових даних для алгоритму ідентифікації параметрів моделі з використанням ХТ

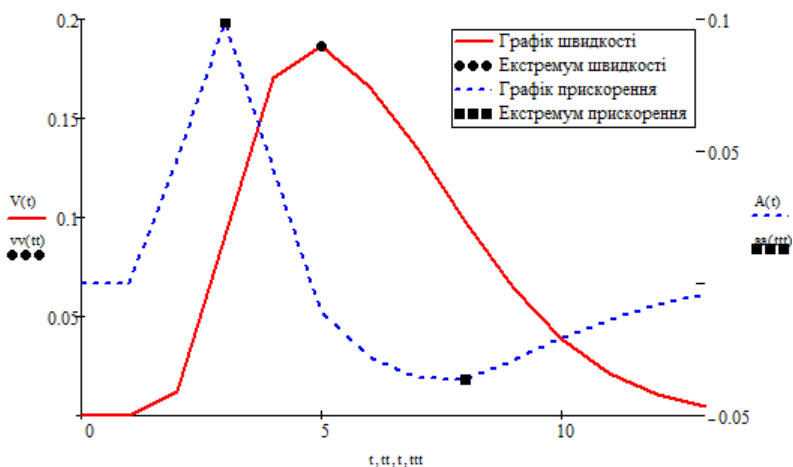


Рис. А.6. Графіки похідних для газового реактора

ORIGIN := 1

Tr := 20

Вибрані вхідні дані

$Y := (0 \ 0.045 \ 0.359 \ 0.808 \ 1)^T$ $T_w := (0 \ 3 \ 5 \ 8 \ 13)^T$

$xmin := \min(Y)$ $xmax := \max(Y)$ $x := xmin, xmin + \frac{xmax - xmin}{30} .. xmax$

Рівняння ПхФ з невідомими коефіцієнтами

$$F1(t, k) := \Phi(t - k_3) \cdot \left(\frac{e^{-\frac{t-k_3}{k_2}} \cdot k_2}{k_1 - k_2} - \frac{e^{-\frac{t-k_3}{k_1}} \cdot k_1}{k_1 - k_2} + 1 \right)$$

Визначення невідомих коефіцієнтів рівняння ПхФ (функція `genfit` реалізує НМНК)

$$k := \begin{pmatrix} 10 \\ 11 \\ 2 \end{pmatrix}$$

$$i := 1..20000 \quad t := 0, 0.1..T_p$$

$$P := \text{genfit}(T, Y, k, F1)$$

$$\begin{aligned} G(t) &:= F1(t, P) \\ H(t) &:= G(t) - F(t) \end{aligned} \quad P = \begin{pmatrix} 1.8131 \\ 1.813 \\ 2.6193 \end{pmatrix}$$

Знайдені значення невідомих коефіцієнтів рівняння ПхФ

$$k_1 := P_{1,1} = 1.813 \quad k_2 := P_{2,1} = 1.813 \quad k_3 := P_{3,1} = 2.619$$

Рівняння ідентифікованої моделі газового реактора

$$y(t) := \Phi(t - k_3) \cdot \left(\frac{e^{-\frac{t-k_3}{k_2} \cdot k_2}}{k_1 - k_2} - \frac{e^{-\frac{t-k_3}{k_1} \cdot k_1}}{k_1 - k_2} + 1 \right) \rightarrow \Phi(t - 2.619) \cdot (-1.925 \times 10^4 \cdot e^{-0.552 \cdot t + 1.445} + 1.924 \times 10^4 \cdot e^{-0.552 \cdot t + 1.445} + 1)$$

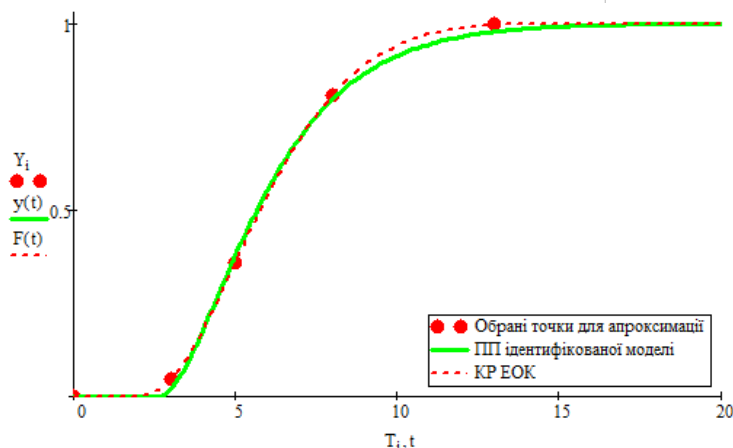


Рис. А.7. Криві розгону

$$\text{Середньоквадратичне відхилення} \quad \sigma := \sqrt{\frac{1}{T_p} \sum_t (H(t))^2} = 0.049$$

Визначення максимального відхилення між кривими

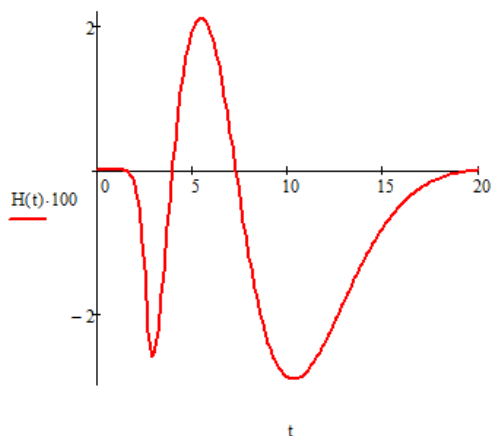


Рис. А.8. Графік похибки апроксимації

$t := 13$ Given

$tmax := \text{Maximize}(H, t)$

$tmax = 5.471$

$Ymax := H(tmax) \cdot 100 = 2.112$

$tmin := \text{Minimize}(H, t)$

$tmin = 10.317$

$Ymin := H(tmin) \cdot 100 = -2.905$

$$\delta_{\max} := \max(|Y_{\max}|, |Y_{\min}|) = 2.905$$

Перехід від ПхФ до ПдФ ідентифікованої ланки

$$T11 := P_{1,1} = 1.813 \quad T22 := P_{2,1} = 1.813 \quad \tau := P_{3,1} = 2.619$$

$$\underline{K} := 1 \quad T1 := T11 + T22 = 3.626 \quad T2 := \sqrt{T11 \cdot T22} = 1.813 \quad \tau = 2.619$$

$$W_o(s) := \frac{K \cdot e^{(-\tau \cdot s)}}{T2^2 \cdot s^2 + T1 \cdot s + 1} \rightarrow \frac{e^{-2.619 \cdot s}}{3.626 \cdot s + 3.287 \cdot s^2 + 1}$$

— Ідентифікація параметрів моделі абсорбера оксидів нітрогену

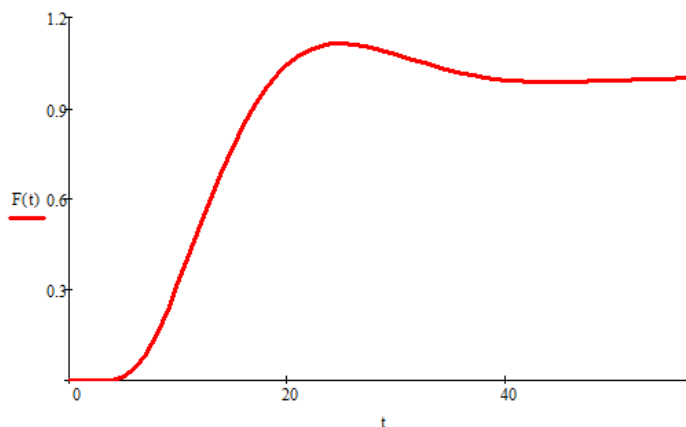


Рис. А.9. КР ЕОК абсорбера оксидів нітрогену

Вибір початкових даних для алгоритму ідентифікації параметрів моделі використанням ХТ

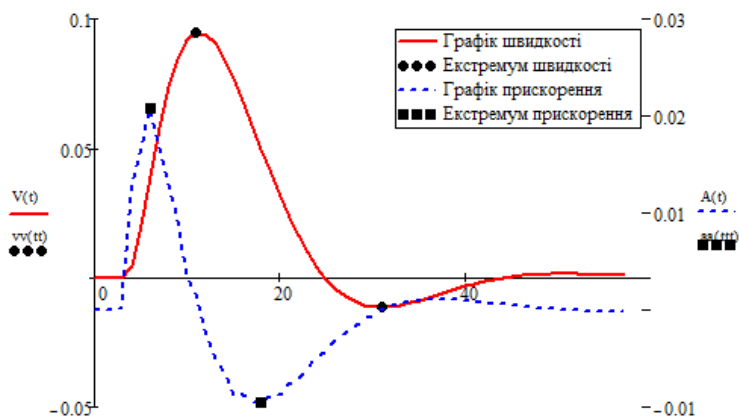


Рис. А.10. Графіки похідних для абсорбера оксидів нітрогену

$\text{ORIGIN} := 1$

$T_p := 60$

Вибрані вхідні дані

$Y := (0 \quad 0.041 \quad 0.414 \quad 0.962 \quad 1.065 \quad 1)^T$ $T := (0 \quad 6 \quad 11 \quad 18 \quad 31 \quad 57)^T$

$x_{\min} := \min(Y)$ $x_{\max} := \max(Y)$ $x := x_{\min}, x_{\min} + \frac{x_{\max} - x_{\min}}{30} \dots x_{\max}$

Рівняння ПхФ з невідомими коефіцієнтами

$$F1(t,k) := \Phi(t - k_3) \cdot \left[1 - e^{-(t-k_3) \cdot k_1} \cdot \left[\cos[(t - k_3) \cdot k_2] + \frac{\sin[(t - k_3) \cdot k_2] \cdot k_1}{k_2} \right] \right]$$

Визначення невідомих коефіцієнтів рівняння ПхФ (функція genfit реалізує НМНК)

$$i := 1..20000 \quad t := 0, 0.1..T_p \quad k := \begin{pmatrix} 0.1 \\ 0.2 \\ 2 \end{pmatrix}$$

$$P := \text{genfit}(T, Y, k, F1)$$

$$G(t) := F1(t, P) \quad P = \begin{pmatrix} 0.1069 \\ 0.1526 \\ 4.6344 \end{pmatrix}$$

$$H(t) := G(t) - F(t)$$

Знайдені значення невідомих коефіцієнтів рівняння ПхФ

$$k_1 := P_{1,1} = 0.107 \quad k_2 := P_{2,1} = 0.153 \quad k_3 := P_{3,1} = 4.634$$

Рівняння ідентифікації моделі абсорбера оксидів нітрогену

$$y(t) := -\Phi(t - 4.634) \cdot \left[e^{-0.107 \cdot t + 0.496} \cdot (\cos(0.153 \cdot t - 0.707) + 0.701 \cdot \sin(0.153 \cdot t - 0.707)) - 1 \right]$$

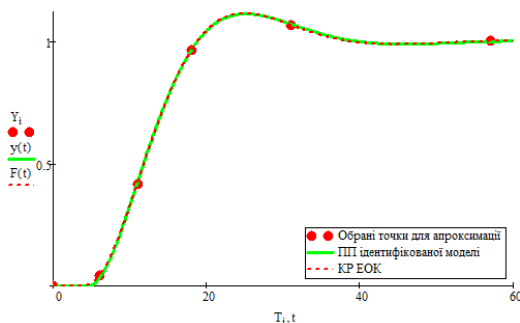


Рис. А.11. Криві розгону

Середньоквадратичне відхилення $\sigma := \sqrt{\frac{1}{T_p} \cdot \sum_t (H(t))^2} = 0.014$

Визначення максимального відхилення між кривими

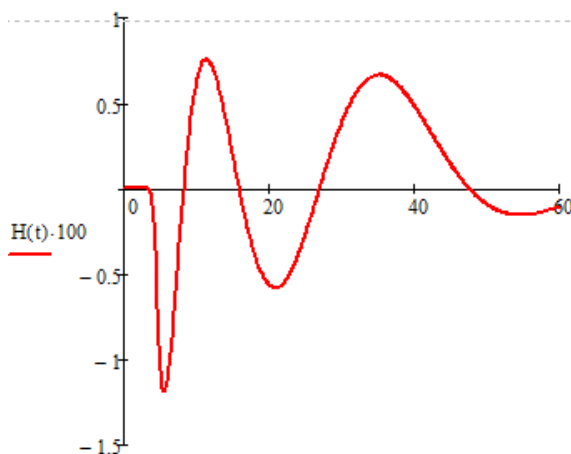


Рис. А.12. Графік похибки апроксимації

$t := 20$ Given

$tmax := \text{Maximize}(H, t)$ $tmax = 11.271$ $Ymax := H(tmax) \cdot 100 = 0.758$

$tmin := \text{Minimize}(H, t)$ $tmin = 5.587$ $Ymin := H(tmin) \cdot 100 = -1.184$

$\delta_{\max} := \max(|Ymax|, |Ymin|) = 1.184$

Перехід від ПхФ до ПдФ ідентифікованої ланки

$X := P_{1,1} = 0.107$ $Z := P_{2,1} = 0.153$ $\tau := P_{3,1} = 4.634$

$$D := \begin{bmatrix} \frac{T1}{2 \cdot (T2)^2} = X \\ \sqrt{\frac{1}{(T2)^2} - \left[\frac{T1}{2 \cdot (T2)^2} \right]^2} = Z \end{bmatrix} \quad \text{solve, } T2, T1 \rightarrow \begin{pmatrix} 5.367i & -6.16 \\ -5.367i & -6.16 \end{pmatrix}$$

$T1 := |(D)_{1,2}| \rightarrow 6.16$ $T2 := |(D)_{2,1}| \rightarrow 5.367$

$K_{\omega\omega} := 1$ $T2 = 5.367$ $T1 = 6.16$ $\tau = 4.634$

$$W_o(s) := \frac{K \cdot e^{(-\tau \cdot s)}}{T_2^2 \cdot s^2 + T_1 \cdot s + 1} \rightarrow \frac{e^{-4.634 \cdot s}}{6.16 \cdot s + 28.804 \cdot s^2 + 1}$$

— Ідентифікація параметрів моделі продувної колони

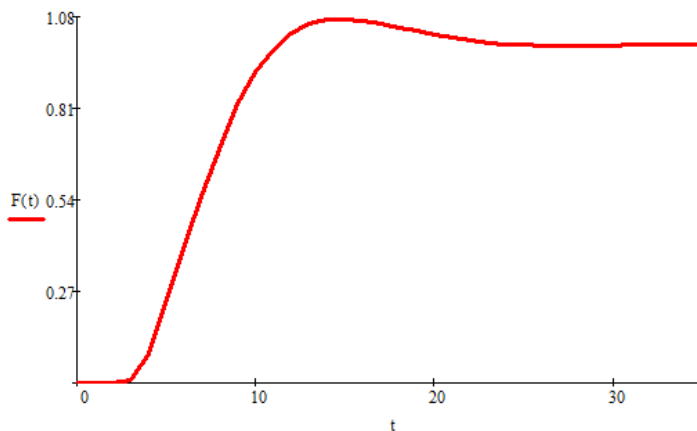


Рис. А.13. КР. ЕОК продувної колони

Вибір початкових даних для алгоритму ідентифікації параметрів моделі з використанням ХТ

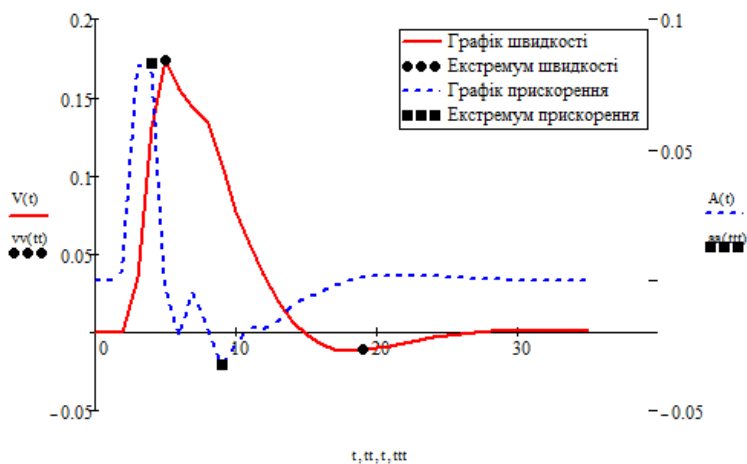


Рис. А.14. Графіки похідних для продувної колони

$$\underline{\text{ORIGIN}} := 1$$

$$\underline{\text{Tp}} := 40$$

Вибрані вхідні дані

$$Y := (0 \quad 0.086 \quad 0.244 \quad 0.822 \quad 1.038 \quad 1)^T \quad \underline{T} := (0 \quad 4 \quad 5 \quad 9 \quad 19 \quad 35)^T$$

$$x_{\min} := \min(Y) \quad x_{\max} := \max(Y) \quad x := x_{\min}, x_{\min} + \frac{x_{\max} - x_{\min}}{30} \dots x_{\max}$$

Рівняння ПхФ з невідомими коефіцієнтами

$$F1(t, k) := \Phi(t - k_3) \cdot \left[1 - e^{-(t - k_3) \cdot k_1} \cdot \left[\cos[(t - k_3) \cdot k_2] + \frac{\sin[(t - k_3) \cdot k_2] \cdot k_1}{k_2} \right] \right]$$

Визначення невідомих коефіцієнтів рівняння ПхФ (функція `genfit` реалізує НМНК)

$$i := 1..20000 \quad t := 0, 0.1..Tp \quad k := \begin{pmatrix} 0.1 \\ 0.2 \\ 2 \end{pmatrix}$$

$$P := \text{genfit}(T, Y, k, F1)$$

$$\underline{G}(t) := F1(t, P)$$

$$\underline{H}(t) := G(t) - F(t)$$

$$P = \begin{pmatrix} 0.2137 \\ 0.2611 \\ 2.5525 \end{pmatrix}$$

Знайдені значення невідомих коефіцієнтів рівняння ПхФ

$$k_1 := P_{1,1} = 0.21 \quad k_2 := P_{2,1} = 0.26 \quad k_3 := P_{3,1} = 2.55$$

Рівняння ідентифікації моделі продувної колони

$$y(t) := -\Phi(t - 2.552) \cdot \left[e^{-0.214 \cdot t + 0.545} \cdot (\cos(0.261 \cdot t - 0.667) + 0.818 \cdot \sin(0.261 \cdot t - 0.667)) - 1 \right]$$

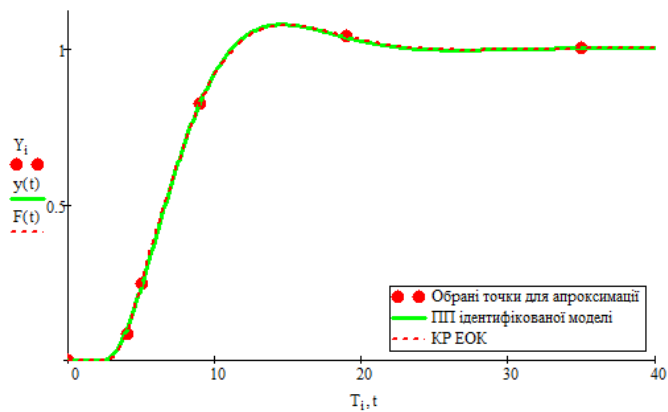


Рис. А.15. Криві розгону

Середньоквадратичне відхилення $\sigma := \sqrt{\frac{1}{T_p} \sum_t (H(t))^2} = 0.013$

Визначення максимального відхилення між кривими⁺

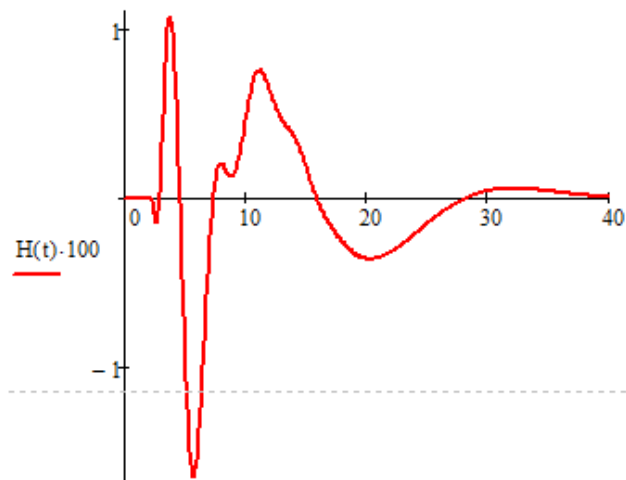


Рис. А.16. Графік похибки апроксимації

$$t := 20 \quad \text{Given}$$

$$t_{\max} := \text{Maximize}(H, t) \quad t_{\max} = 3.79 \quad Y_{\max} := H(t_{\max}) \cdot 100 = 1.072$$

$$t_{\min} := \text{Minimize}(H, t) \quad t_{\min} = 5.72 \quad Y_{\min} := H(t_{\min}) \cdot 100 = -1.646$$

$$\delta_{\max} := \max(|Y_{\max}|, |Y_{\min}|) = 1.646$$

Перехід від ПхФ до ПдФ ідентифікованої ланки

$$X := P_{1,1} = 0.214 \quad Z := P_{2,1} = 0.261 \quad \tau := P_{3,1} = 2.552$$

$$D := \left[\begin{array}{l} \frac{T1}{2 \cdot (T2)^2} = X \\ \sqrt{-\frac{1}{(T2)^2} - \left[\frac{T1}{2 \cdot (T2)^2} \right]^2} = Z \end{array} \right] \text{solve, } T2, T1 \rightarrow \begin{pmatrix} 2.964i & -3.754 \\ -2.964i & -3.754 \end{pmatrix}$$

$$T1 := |(D)_{1,2}| \rightarrow 3.754 \quad T2 := |(D)_{2,1}| \rightarrow 2.964$$

$$\underline{\underline{K}} := 1 \quad T2 = 2.964 \quad T1 = 3.754 \quad \tau = 2.552$$

$$W_o(s) := \frac{K \cdot e^{(-\tau \cdot s)}}{T2^2 \cdot s^2 + T1 \cdot s + 1} \rightarrow \frac{e^{-2.552 \cdot s}}{3.754 \cdot s + 8.783 \cdot s^2 + 1}$$

Додаток Б

Знаходження налаштувань регуляторів. Аналіз способу знаходження ОНР.

1. Знаходження НР для САР продувної колони.

— Спосіб знаходження ОНР.

- П – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла

$$W_o(s) := \frac{K \cdot \frac{2 - \tau \cdot s}{2 + \tau \cdot s}}{T_2^2 \cdot s^2 + T_1 \cdot s + 1} \quad W_{p_p}(s) := K_p \quad W_{ok_p}(s) := \frac{W_o(s) \cdot W_{p_p}(s)}{1 + W_o(s) \cdot W_{p_p}(s)}$$

$$\begin{aligned} b1 &:= K \cdot K_p \cdot \tau & b0 &:= 2 \cdot K \cdot K_p & b21 &:= K \cdot K_p \cdot \tau & b11 &:= 2 \cdot K \cdot K_p \\ a3 &:= T_2^2 \cdot \tau & a2 &:= 2 \cdot T_2^2 + T_1 \cdot \tau & a1 &:= 2 \cdot T_1 - K \cdot K_p \cdot \tau + \tau & a0 &:= 2 \cdot K \cdot K_p + 2 \\ B0 &:= b0^2 & B1 &:= b1^2 & B11 &:= b11^2 & B21 &:= b21^2 \end{aligned}$$

$$\Delta := a0 \cdot a1 \cdot a2 - a0^2 \cdot a3 \quad \Delta1 := a0^2 \cdot a2$$

$$\Delta0 := a1^2 \cdot a2 - a0 \cdot a3 \cdot a1 + a0 \cdot a2^2 \quad \Delta2 := a0^3$$

$$J2(K_p) := \frac{1}{2 \cdot (a0)^2 \cdot \Delta} \cdot (B0 \cdot \Delta0 + B1 \cdot \Delta1 - 2 \cdot b0 \cdot b1 \cdot \Delta)$$

$$J21(K_p) := \frac{1}{2 \cdot (a0)^2 \cdot \Delta} \cdot (B11 \cdot \Delta1 + B21 \cdot \Delta2)$$

$$T := \frac{500}{6} \quad J3(K_p) := J2(K_p) + T^2 \cdot J21(K_p)$$

Пошук ОНР

$$K_p := J3(K_p) \text{ solve, } K_p \rightarrow \begin{pmatrix} 0 \\ -21.85 \\ 0.325 - 2.366i \\ 0.325 + 2.366i \end{pmatrix} \quad K_p := |(K_p)_{3,1}| \rightarrow 2.388$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} Wok_p(s) \rightarrow 0.705$$

Настроювальні параметри регулятора: $K_p = 2.39$

ПкФ САР

$$y_p(t) := \frac{Wok_p(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.7 - 0.58 \cdot e^{-0.01 \cdot t} \cdot \cos(0.02 \cdot t) - 1.11 \cdot e^{-0.01 \cdot t} \cdot \sin(0.02 \cdot t) - 0.13 \cdot e^{-0.1 \cdot t}$$

ПП САР

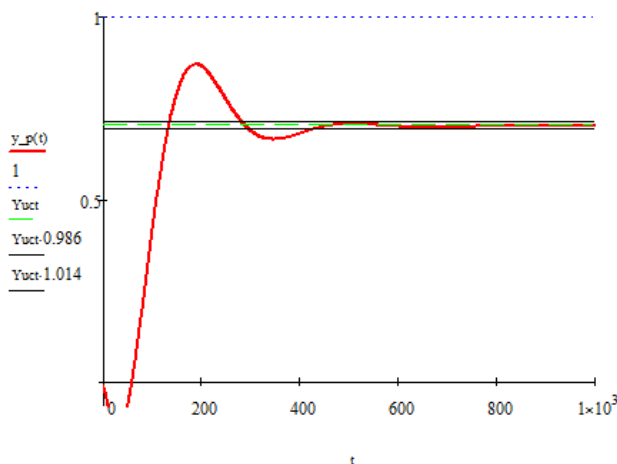


Рис. Б.1. ПП САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Час регулювання

$$t_w := 500 \quad \text{Given} \quad y_p(t) = Y_{uct} - 0.986 \quad \underline{t_p} := \text{Find}(t) = 431.8$$

Максимум помилки регулювання

$$t_w := 250 \quad \text{Given} \quad \underline{t_{max}} := \text{Maximize}(y_p, t) \quad t_{max} = 188.36 \quad \underline{Y_{max}} := y_p(t_{max}) = 0.87$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 23.48$$

Статична похибка

$$\frac{1 - Y_{uct}}{1} \cdot 100 = 29.52$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{700} (1 - y_p(t))^2 dt \rightarrow 146.86$$

- ПІ – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла

$$W_o(s) := \frac{K \cdot \frac{2 - \tau \cdot s}{2 + \tau \cdot s}}{T_2^2 \cdot s^2 + T_1 \cdot s + 1} \quad W_{p_pi}(s) := K_{p_pi} + \frac{1}{T_{i_pi} \cdot s} \quad W_{ok_pi}(s) := \frac{W_o(s) \cdot W_{p_pi}(s)}{1 + W_o(s) \cdot W_{p_pi}(s)}$$

$$\begin{aligned} a4_pi &:= T_{i_pi} \cdot \tau \cdot (T_2)^2 & B0_pi &:= (b0_pi)^2 \\ a3_pi &:= T_{i_pi} \cdot [T_1 \cdot \tau + 2 \cdot (T_2)^2] & B1_pi &:= (b1_pi)^2 - 2 \cdot b0_pi \cdot b2_pi \\ a2_pi &:= T_{i_pi} \cdot (-K \cdot K_{p_pi} \cdot \tau + 2 \cdot T_1 + \tau) & B2_pi &:= (b2_pi)^2 \\ a1_pi &:= -K \cdot \tau + 2 \cdot T_{i_pi} + 2 \cdot K \cdot K_{p_pi} \cdot T_{i_pi} & B11_pi &:= (b11_pi)^4 \\ a0_pi &:= 2 \cdot K & B21_pi &:= (b21_pi)^2 - 2 \cdot b11_pi \cdot b31_pi \\ b2_pi &:= -K \cdot K_{p_pi} \cdot T_{i_pi} \cdot \tau & B31_pi &:= (b31_pi)^2 \\ b1_pi &:= 2 \cdot K \cdot K_{p_pi} \cdot T_{i_pi} - K \cdot \tau & b31_pi &:= -K \cdot K_{p_pi} \cdot T_{i_pi} \cdot \tau \\ b0_pi &:= 2 \cdot K & b21_pi &:= 2 \cdot K \cdot K_{p_pi} \cdot T_{i_pi} - K \cdot \tau \\ & & b11_pi &:= 2 \cdot K \end{aligned}$$

$$\Delta_pi := a0_pi \cdot [a3_pi \cdot a2_pi \cdot a1_pi - a4_pi \cdot (a1_pi)^2 - a0_pi \cdot (a3_pi)^2]$$

$$\Delta0_pi := -(a1_pi)^2 \cdot (a4_pi \cdot a1_pi - a2_pi \cdot a3_pi) + a0_pi \cdot [(a2_pi)^2 \cdot a3_pi - a4_pi \cdot a1_pi \cdot a2_pi - a1_pi \cdot (a3_pi)^2] - a0_pi \cdot a4_pi \cdot a3_pi$$

$$\Delta1_pi := (a0_pi)^2 \cdot (a3_pi \cdot a2_pi - a4_pi \cdot a1_pi) \quad \Delta2_pi := (a0_pi)^3 \cdot a3_pi \quad \Delta3_pi := (a0_pi)^3 \cdot a1_pi$$

$$J2_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) := \left[\frac{1}{2 \cdot (a0_pi)^2 \cdot \Delta_pi} \cdot (B0_pi \cdot \Delta0_pi + B1_pi \cdot \Delta1_pi + B2_pi \cdot \Delta2_pi - 2 \cdot b0_pi \cdot b1_pi \cdot \Delta_pi) \right] \rightarrow \frac{b0_pi^2 \cdot [-1.374}{$$

$$J21_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) := \left[\frac{1}{2 \cdot (a0_pi)^2 \cdot \Delta_pi} \cdot (B11_pi \cdot \Delta1_pi + B21_pi \cdot \Delta2_pi + B31_pi \cdot \Delta3_pi) \right] \rightarrow \frac{b31_pi^2 \cdot (16 \cdot T_{i_pi} + 16 \cdot K_{p_pi} \cdot T}{-1.365 \times$$

$$K_{p_pi} := 1 \quad T_{i_pi} := 1000 \quad T_w := \frac{600}{6}$$

Пошук ОНР

$$J3_pi(Kp_pi, Ti_pi) := J2_pi(Kp_pi, Ti_pi) + T^2 \cdot J21_pi(Kp_pi, Ti_pi) \rightarrow \frac{-5.498 \times 10^{10} \cdot Ti_pi^4 - 4 \cdot 1.664 \times 10^7 \cdot Ti_pi^3}{1}$$

Given

$$\frac{d}{dKp_pi} J3_pi(Kp_pi, Ti_pi) = 0 \quad \frac{d}{dTi_pi} J3_pi(Kp_pi, Ti_pi) = 0$$

$$Kp_pi > 0 \quad Ti_pi > 0$$

$$S_J3_pi := \text{Find}(Kp_pi, Ti_pi) \quad S_J3_pi = \begin{pmatrix} 1.62 \\ 187.95 \end{pmatrix}$$

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_J3_pi := S_J3_pi_{1,1} = 1.62 \quad Ti_J3_pi := S_J3_pi_{2,1} = 187.95$$

$$Kp_pi := Kp_J3_pi = 1.62 \quad Ti_pi := Ti_J3_pi = 187.95$$

ПхФ САР

$$y_J3_pi(t) := \frac{Wok_pi(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.1 \cdot e^{-0.1 \cdot t} - 0.69 \cdot \cos(0.01 \cdot t) \cdot e^{-0.01 \cdot t} - 1.76 \cdot \sin(0.01 \cdot t) \cdot e^{-0.01 \cdot t} - 0.21 \cdot e^{-2.82 \cdot t}$$

ПП САР

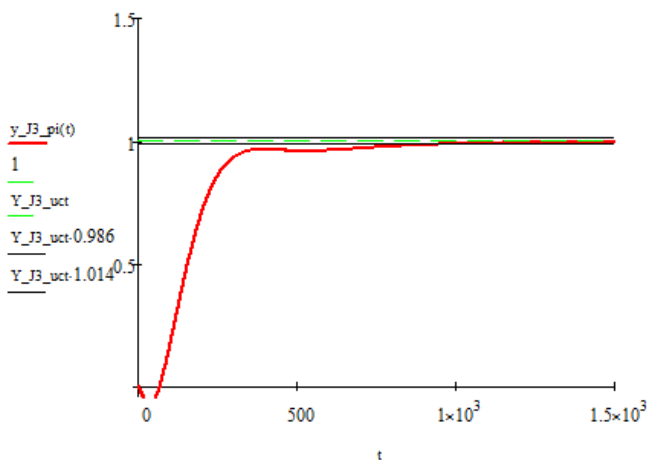


Рис. Б.2. ПП САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Стале значення функції

$$Y_J3_uct := \lim_{s \rightarrow 0} W_J3(s) \rightarrow 1$$

Час регулювання

$$t := Tp \quad \text{Given} \quad y_{J3_pi}(t) = Y_{J3_uct} \cdot 0.986 \quad Tp_{J3} := \text{Find}(t) = 958.64$$

Максимум помилки регулювання

$$t_{\max} := 100 \quad \text{Given} \quad t_{\max} := \text{Maximize}(y_{J3_pi}, t) \quad t_{\max} = 20580 \quad Y_{J3_max} := y_{J3_pi}(t_{\max}) = 1$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{J3_max} - Y_{J3_uct}}{Y_{J3_uct}} \cdot 100 = 0$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J3 := \int_0^{2000} (1 - y_{J3_pi}(t))^2 dt \rightarrow 138.76$$

- ПД – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла

$$W_o(s) := \frac{K \cdot \frac{2 - \tau \cdot s}{2 + \tau \cdot s}}{T2^2 \cdot s^2 + T1 \cdot s + 1} \quad Wp_pid(s) := Kp_pid + \frac{1}{Ti_pid \cdot s} + Td_pid \cdot s$$

$$Wok_pid(s) := \frac{W_o(s) \cdot Wp_pid(s)}{1 + W_o(s) \cdot Wp_pid(s)} \quad +$$

$$a4_pid := Ti_pid \cdot \tau \cdot (T2)^2$$

$$b41_pid := -K \cdot Td_pid \cdot Ti_pid \cdot \tau$$

$$a3_pid := [Ti_pid \cdot [-(K \cdot Td_pid - T1) \cdot \tau + 2 \cdot (T2)^2]]$$

$$b31_pid := 2 \cdot K \cdot Td_pid \cdot Ti_pid - K \cdot Kp_pid \cdot Ti_pid \cdot \tau$$

$$a2_pid := [Ti_pid \cdot [(-K \cdot Kp_pid \cdot \tau + 2 \cdot T1) + \tau + 2 \cdot K \cdot Td_pid]]$$

$$b21_pid := 2 \cdot K \cdot Kp_pid \cdot Ti_pid - K \cdot \tau$$

$$a1_pid := -K \cdot \tau + 2 \cdot Ti_pid + 2 \cdot K \cdot Kp_pid \cdot Ti_pid$$

$$b11_pid := 2 \cdot K$$

$$a0_pid := 2 \cdot K$$

$$b01_pid := 0$$

$$b3_pid := -K \cdot Td_pid \cdot Ti_pid \cdot \tau$$

$$B0_pid := (b0_pid)^2$$

$$b2_pid := 2 \cdot K \cdot Td_pid \cdot Ti_pid - K \cdot Kp_pid \cdot Ti_pid \cdot \tau$$

$$B1_pid := (b1_pid)^2 - 2 \cdot b0_pid \cdot b2_pid$$

$$b1_pid := 2 \cdot K \cdot Kp_pid \cdot Ti_pid - K \cdot \tau$$

$$B2_pid := (b2_pid)^2 - 2 \cdot b1_pid \cdot b3_pid$$

$$b0_pid := 2 \cdot K$$

$$B3_pid := (b3_pid)^2$$

$$B01_pid := (b41_pid)^2 \cdot \left(\frac{a0_pid}{a4_pid} \right)^2$$

$$\begin{aligned}
B11_pid &:= (b41_pid)^2 \cdot \left[\left(\frac{b11_pid}{b41_pid} - \frac{a1_pid}{a4_pid} \right)^2 - 2 \cdot \left(\frac{a0_pid}{a4_pid} \right) \cdot \left(\frac{b21_pid}{b41_pid} - \frac{a2_pid}{a4_pid} \right) \right] \\
B21_pid &:= (b41_pid)^2 \cdot \left[\left(\frac{b21_pid}{b41_pid} - \frac{a2_pid}{a4_pid} \right)^2 - 2 \cdot \left(\frac{b11_pid}{b41_pid} - \frac{a1_pid}{a4_pid} \right) \cdot \left(\frac{b31_pid}{b41_pid} - \frac{a3_pid}{a4_pid} \right) \right] \\
B31_pid &:= (b41_pid)^2 \cdot \left(\frac{b31_pid}{b41_pid} - \frac{a3_pid}{a4_pid} \right)^2 \\
b011_pid &:= b41_pid \cdot \left(\frac{a0_pid}{a4_pid} \right) \quad b111_pid := b41_pid \cdot \left(\frac{b11_pid}{b41_pid} - \frac{a1_pid}{a4_pid} \right) \\
\Delta_pid &:= a0_pid \cdot [a3_pid \cdot a2_pid \cdot a1_pid - a4_pid \cdot (a1_pid)^2 - a0_pid \cdot (a3_pid)^2] \\
\forall 0 \text{ } b1q &:= -(s1 \text{ } b1q) \cdot (s4 \text{ } b1q \cdot s1 \text{ } b1q - s5 \text{ } b1q \cdot s3 \text{ } b1q) + s0 \text{ } b1q \cdot [(s5 \text{ } b1q) \cdot s3 \text{ } b1q - s4 \text{ } b1q \cdot s1 \text{ } b1q \cdot s5 \text{ } b1q - s1 \text{ } b1q \cdot (s3 \text{ } b1q) \cdot s5 \text{ } b1q - s0 \text{ } b1q \cdot s4 \text{ } b1q \cdot s3 \text{ } b1q] \\
\Delta 1_pid &:= (a0_pid)^2 \cdot (a3_pid \cdot a2_pid - a4_pid \cdot a1_pid) \\
\Delta 2_pid &:= (a0_pid)^3 \cdot a3_pid \quad \Delta 3_pid := (a0_pid)^3 \cdot a1_pid \\
J21_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) &:= \frac{1}{2 \cdot (a0_pid)^2 \cdot \Delta_pid} \cdot (B01_pid \cdot \Delta 0_pid + B11_pid \cdot \Delta 1_pid + B21_pid \cdot \Delta 2_pid + B31_pid \cdot \Delta 3_pid - 2 \cdot b011_pid \cdot b111_pid \cdot \Delta_pid) \\
J2_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) &:= \frac{1}{2 \cdot (a0_pid)^2 \cdot \Delta_pid} \cdot (B0_pid \cdot \Delta 0_pid + B1_pid \cdot \Delta 1_pid + B2_pid \cdot \Delta 2_pid + B3_pid \cdot \Delta 3_pid - 2 \cdot b0_pid \cdot b1_pid \cdot \Delta_pid) \rightarrow \frac{b0_pid}{\Delta_pid} \\
Kp_pid &:= 1 \quad Ti_pid := 10000 \quad Td_pid := 1 \quad T_{\wedge \wedge \wedge} := \frac{150}{6} \\
J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) &:= J2_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) + T^2 \cdot J21_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid)
\end{aligned}$$

Пошук ОНР

Given

$$\frac{d}{dKp_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

$$\frac{d}{dTd_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

$$\frac{d}{dTd_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

+

$$Kp_pid > 0 \quad Ti_pid > 0 \quad Td_pid > 0$$

$$S_J3_pid := \text{Find}(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) \quad S_J3_pid = \begin{pmatrix} 3.07 \\ 85.01 \\ 95.58 \end{pmatrix}$$

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_J3_pid := S_J3_pid_{1,1} = 3.072 \quad Ti_J3_pid := S_J3_pid_{2,1} = 85.01 \quad Td_J3_pid := S_J3_pid_{3,1} = 95.58$$

$$Kp_pid := Kp_J3_pid \quad Ti_pid := Ti_J3_pid \quad Td_pid := Td_J3_pid$$

Стале значення функції

$$Y_J3_uct := \lim_{s \rightarrow 0} Wok_pid(s) \rightarrow 1.0$$

ПхФ САР

$$y_J3_pid(t) := \frac{Wok_pid(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.04 \cdot e^{-4.57 \times 10^{-3} \cdot t} - 1.15 \cdot e^{-0.02 \cdot t} + 0.11 \cdot \cos(0.03 \cdot t) \cdot e^{-0.03 \cdot t} - 1.87$$

ПП САР

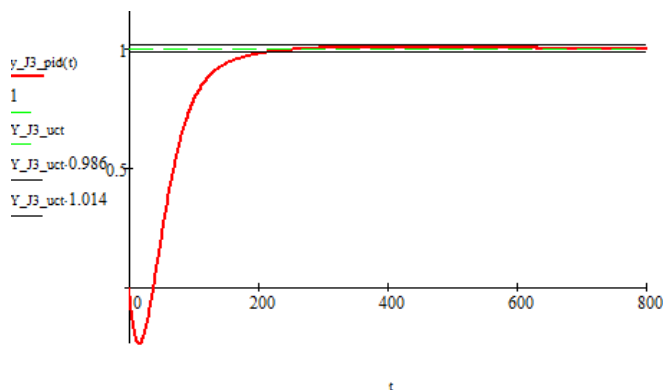


Рис. Б.3. ПП САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Час регулювання

$$t := 200 \quad \text{Given} \quad y_J3_pid(t) = Y_J3_uct \cdot 0.986 \quad T_{p_J3} := \text{Find}(t) = 215.55$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 300 \quad \text{Given}$$

$$t_J3_max := \text{Maximize}(y_J3_pid, t) \quad t_J3_max = 374.32 \quad Y_J3_max := y_J3_pid((t_J3_max)) = 1$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_J3_max - Y_J3_uct}{Y_J3_uct} \cdot 100 = 0.48$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J3 := \int_0^{T_{pp}} (1 - y_J3_pid(t))^2 dt \rightarrow 72.86$$

— Метод трикутника.

Будується дотична до КР ЕОК та прямокутний трикутник навколо точки

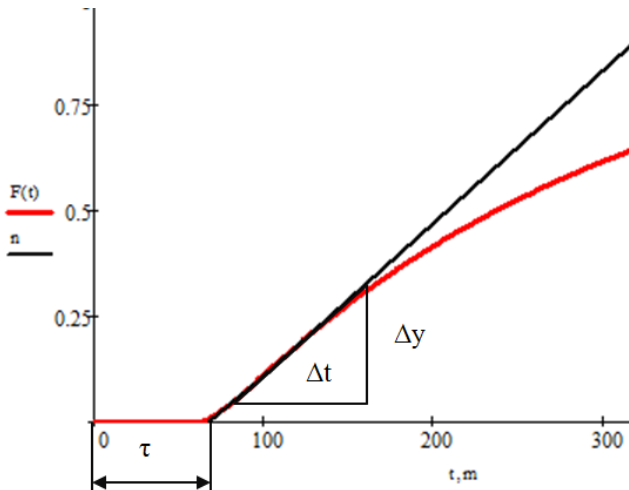


Рис. Б.4. КР ЕОК продувної колони

Розрахунок максимальної швидкості та часу чистого запізнення:

$$V_{\max} := 0.0036 \quad \tau_0 := 67.78$$

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Налаштовувальні параметри регулятора

$$K_{p_tr_p} := V_{\max} \cdot \tau_0 = 0.24$$

$$W_{p_tr_p}(s) := K_{p_tr_p} \quad \tau$$

$$W_{tr_p}(s) := \frac{Weok(s) \cdot W_{p_tr_p}(s)}{1 + Weok(s) \cdot W_{p_tr_p}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{8.96 \times 10^{-5} \cdot s - 2.93 \times 10^{-6}}{(s + 0.09) \cdot (s + 5.78 \times 10^{-3}) \cdot (s + 0.03)}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{tr_p}(s) \rightarrow 0.2$$

ПхФ САР

$$y_{tr_p}(t) := \frac{W_{tr_p}(s)}{s} \text{ invlaplace, } s, t \rightarrow 0.14 \cdot e^{-0.03 \cdot t} - 0.31 \cdot e^{-5.78 \times 10^{-3} \cdot t} - 0.02 \cdot e^{-0.09 \cdot t} + 0.2$$

ПП САР

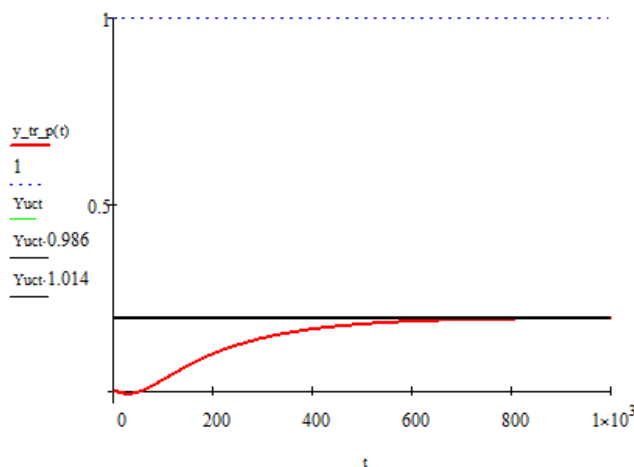


Рис. Б.5. ПП САР з НР знайденими методом трикутника

Час регулювання

$$t := 1100 \quad \text{Given} \quad y_{tr_p}(t) = Y_{uct} - 0.986 \quad \underline{Tp} := \text{Find}(t) = 816.34$$

Максимум помилки регулювання

$$\underline{t} := 100 \quad \text{Given} \quad \underline{tmax} := \text{Maximize}(y_{tr_p}, t) \quad tmax = 10340 \quad \underline{Ymax} := y_{tr_p}(tmax) = 0.2$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 0$$

Статична похибка

$$\frac{1 - Y_{uct}}{1} \cdot 100 = 80.39$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$\underline{J_w} := \int_0^{900} (1 - y_{tr_p}(t))^2 dt \rightarrow 665.902$$

- ПІ – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_{p_tr_pi} := 1.2 \cdot V_{max} \cdot \tau_0 = 0.29 \quad T_{i_tr_pi} := 2 \cdot \tau_0 = 135.56$$

$$W_{p_tr_pi}(s) := K_{p_tr_pi} + \frac{1}{T_{i_tr_pi} \cdot s}$$

$$W_{tr_pi}(s) := \frac{W_{eek}(s) \cdot W_{p_tr_pi}(s)}{1 + W_{eek}(s) \cdot W_{p_tr_pi}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0 \cdot s^3 - 1.075 \times 10^{-4} \cdot s^2 + 8.123 \times 10^{-7} \cdot s + 8.869 \times 10^{-8}}{(s + 0.089) \cdot (s + 0.032) \cdot (s^2 + 3.193 \times 10^{-3} \cdot s + 3.128 \times 10^{-5})}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{tr_pi}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{tr_pi}(t) := \frac{W_{tr_pi}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.03 \cdot e^{-0.03 \cdot t} - 0.02 \cdot e^{-0.09 \cdot t} - 1.01 \cdot \cos(0.01 \cdot t) \cdot e^{-0 \cdot t} - 0.5 \cdot \sin(0.01 \cdot t) \cdot e^{-0 \cdot t} + 1$$

ПП САР

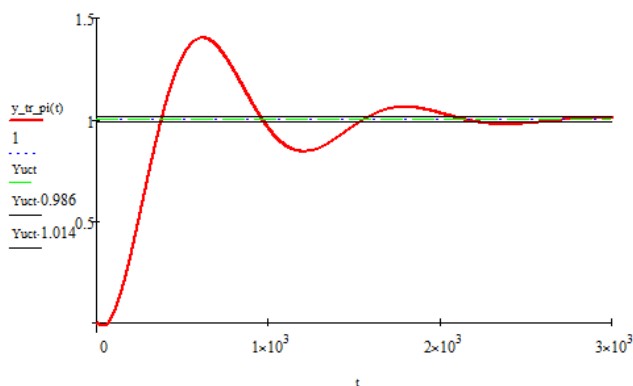


Рис. Б.6. ПП САР з НР знайденими методом трикутника

Час регулювання

$$t := 2500 \quad \text{Given} \quad y_{tr_pi}(t) = Y_{uct} - 0.986 \quad T_{p_{\text{max}}} := \text{Find}(t) = 2564.51$$

Максимум помилки регулювання

$$t_{\text{max}} := 800 \quad \text{Given} \quad t_{\text{max}} := \text{Maximize}(y_{tr_pi}, t) \quad t_{\text{max}} = 617.76 \quad Y_{\text{max}} := y_{tr_pi}(t_{\text{max}}) = 1.4$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 40.19$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{5000} (1 - y_{\text{tr_pi}}(t))^2 dt \rightarrow 249.99$$

- ПД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_{p_tr_pid} := 0.83 \cdot V_{\max} \cdot \tau_0 = 0.2 \quad T_{i_tr_pid} := 2 \cdot \tau_0 = 135.56$$

$$T_{d_tr_pid} := \frac{T_{i_tr_pid}}{4.5} = 30.12$$

$$W_{p_tr_pid}(s) := K_{p_tr_pid} + \frac{1}{T_{i_tr_pid} \cdot s} + T_{d_tr_pid} \cdot s$$

$$W_{tr_pid}(s) := \frac{W_{eoc}(s) \cdot W_{p_tr_pid}(s)}{1 + W_{eoc}(s) \cdot W_{p_tr_pid}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{9.954 \times 10^{-3} \cdot s - 4.128 \times 10^{-4}}{s^2 + 0.11 \cdot s + 3.329 \times 10^{-3}} - \frac{1.105 \times 10^{-3} \cdot s - 2.334 \times 10^{-5}}{s^2 + 2.646 \times 10^{-3} \cdot s + 2.664 \times 10^{-3}}$$

Стале значення функції

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{tr_pid}(s) \rightarrow 1.0$$

ПхФ САР

$$y_{tr_pid}(t) := \frac{W_{tr_pid}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 1 \cdot e^{-0.06 \cdot t} \cdot \sin(0.02 \cdot t) - 0.88 \cdot \cos(4.99 \times 10^{-3} \cdot t) \cdot e^{-1.32 \times 10^{-3} \cdot t}$$

ПП САР

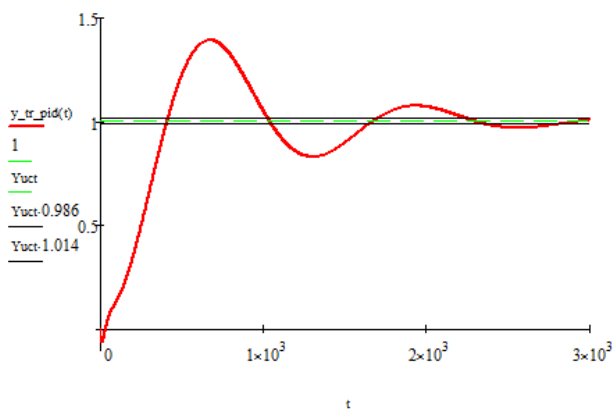


Рис. Б.7. ПП САР з НР знайденими методом трикутника

Час регулювання

$$t := 2005 \quad \text{Given} \quad y_{tr_pid}(t) = Y_{uct} \cdot 0.986 \quad T_p := \text{Find}(t) = 2805.17$$

Максимум помилки регулювання

$$t_w := 800 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{tr_pid}, t) \quad t_{max} = 672.48 \quad Y_{max} := y_{tr_pid}(t_{max}) = 1.39$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 39.33$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{5000} (1 - y_{tr_pid}(t))^2 dt \rightarrow 242.18$$

— Метод CHR.

Будується дотична до КР ЕОК та обираються вхідні параметри:

$$\tau_0 := 67.78 \quad T_0 := 347.24 - \tau_0 = 279.46$$

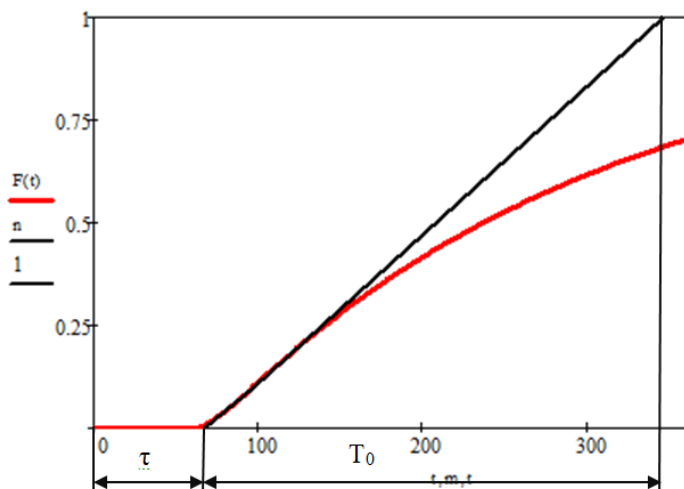


Рис. Б.8. КР ЕОК продувної колони

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_chr_p := \frac{0.3T_0}{\tau_0} = 1.24$$

$$Wp_chr_p(s) := Kp_chr_p$$

$$W_chr_p(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_chr_p(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_chr_p(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{4.541 \times 10^{-4} \cdot s - 1.487 \times 10^{-5}}{(s + 0.097) \cdot (s^2 + 0.027 \cdot s + 2.771 \times 10^{-4})}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_chr_p(s) \rightarrow 0.553$$

ПхФ САР

$$y_chr_p(t) := \frac{W_chr_p(s)}{s} \text{ invlaplace, } s, t \rightarrow 0.553 - 0.467 \cdot e^{-0.014 \cdot t} \cdot \cos(9.678 \times 10^{-3} \cdot t) - 1.515 \cdot e^{-0.014 \cdot t} \cdot \sin(9.678 \times 10^{-3} \cdot t)$$

ПП САР

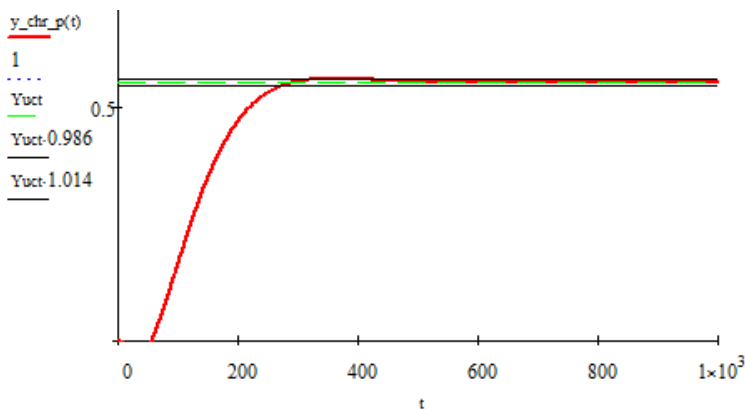


Рис. В.9. ПП САР з НР знайденими методом CHR

Час регулювання

$$t := 1005 \quad \text{Given} \quad y_chr_p(t) = Y_{uct} - 0.986 \quad T_{PR} := \text{Find}(t) = 273.18$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 300 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_chr_p, t) \quad t_{max} = 357.82 \quad Y_{max} := y_chr_p(t_{max}) = 0.56$$

Перерегулювання $\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 1.31$

Статична похибка $\frac{1 - Y_{\text{uct}}}{1} \cdot 100 = 44.7$

Квадратична інтегральна оцінка $J(Kp_chr_p) := \int_0^{500} (1 - y_chr_p(t))^2 dt \rightarrow 202.829$

- ПІ – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_chr_pi := \frac{0.35T_0}{\tau_0} = 1.44 \quad Ti_chr_pi := \frac{1.2 \cdot \tau_0}{Kp_chr_pi} = 56.36$$

$$Wp_chr_pi(s) := Kp_chr_pi + \frac{1}{Ti_chr_pi \cdot s}$$

$$W_chr_pi(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_chr_pi(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_chr_pi(s)} \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0 \cdot s^3 - 5.298 \times 10^{-4} \cdot s^2 + 1.084 \times 10^{-5} \cdot s + 2.133 \times 10^{-7}}{(s + 0.022) \cdot (s + 0.097) \cdot (s^2 + 5.134 \times 10^{-3} \cdot s + 1.007 \times 10^{-4})}$$

Стале значення функції

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_chr_pi(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_chr_pi(t) := \frac{W_chr_pi(s)}{s} \text{ invlaplace } \rightarrow 0.36 \cdot e^{-0.02 \cdot t} - 0.09 \cdot e^{-0.1 \cdot t} - 1.27 \cdot \cos(9.7 \times 10^{-3} \cdot t) \cdot e^{-2.57 \times 10^{-3} \cdot t} - 0.41 \cdot \sin$$

ПІ САР

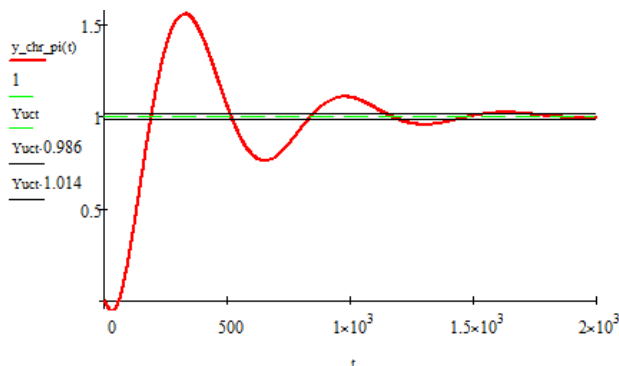


Рис. Б.10. ПІ САР з НР знайденими методом CHR

Час регулювання

$$t := 1800 \quad \text{Given} \quad y_{chr_pi}(t) = Y_{uct} \cdot 1.014 \quad T_{p_chr} := \text{Find}(t) = 1709.87$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 500 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{chr_pi}, t) \quad t_{max} = 329.25 \quad Y_{max} := y_{chr_pi}(t_{max}) = 1.55$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 55.5$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{2000} (1 - y_{chr_pi}(t))^2 dt \rightarrow 176.7$$

- ПІД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_{p_chr_pid} := \frac{0.6 \cdot T_0}{\tau_0} = 2.47 \quad T_{i_chr_pid} := \frac{1 \cdot \tau_0}{K_{p_chr_pid}} = 27.4 \quad T_{d_chr_pid} := 0.5 \cdot \tau_0 \cdot K_{p_chr_pid} = 83.84$$

$$W_{p_chr_pid}(s) := K_{p_chr_pid} + \frac{1}{T_{i_chr_pid} \cdot s} + T_{d_chr_pid} \cdot s$$

$$W_{chr_pid}(s) := \frac{W_{eoc}(s) \cdot W_{p_chr_pid}(s)}{1 + W_{eoc}(s) \cdot W_{p_chr_pid}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{2.805 \times 10^{-3} \cdot s + 1.613 \times 10^{-4}}{s^2 + 5.19 \times 10^{-3} \cdot s + 1.541 \times 10^{-4}} - \frac{0.034 \cdot s + 1.346 \times 10^{-4}}{s^2 + 0.088 \cdot s + 2.848 \times 10^{-4}}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{chr_pid}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{chr_pid}(t) := \frac{W_{chr_pid}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 7.22 \times 10^{-3} \cdot \sin(0.01 \cdot t) \cdot e^{-2.6 \times 10^{-3} \cdot t} - 1.05 \cdot \cos(0.01 \cdot t) \cdot e^{-2.6 \times 10^{-3} \cdot t} + 0.05 \cdot \cos(0.01 \cdot t) \cdot e^{-0.088 \cdot t}$$

ПП САР

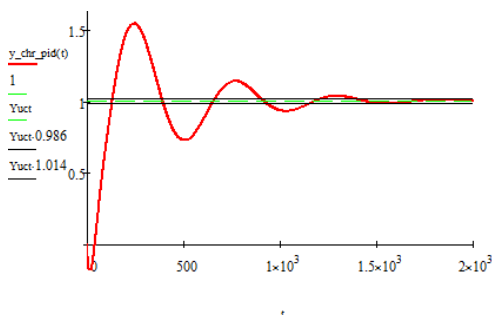


Рис. В.11. ПП САР з НР знайденими методом CHR

Час регулювання

$$t := 1550 \quad \text{Given} \quad y_{chr_pid}(t) = Y_{uct} \cdot 0.986 \quad T_p := \text{Find}(t) = 1498.66$$

Максимум помилки регулювання

$$t_{vv} := 300 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{chr_pid}, t) \quad t_{max} = 243.48 \quad Y_{max} := y_{chr_pid}(t_{max}) = 1.54$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 54.4$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_{vv} := \int_0^{5000} (1 - y_{chr_pid}(t))^2 dt \rightarrow 129.82$$

— Метод З–Н.

Вхідні параметри ті ж самі, що і для метода CHR.

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_hz_p := \frac{T_0}{\tau_0} = 4.12$$

$$Wp_hz_p(s) := Kp_hz_p$$

$$W_hz_p(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_hz_p(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_hz_p(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{1.514 \times 10^{-3} \cdot s - 4.957 \times 10^{-5}}{(s + 0.113) \cdot (s^2 + 0.012 \cdot s + 5.47 \times 10^{-4})}$$

Стале значення

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_hz_p(s) \rightarrow 0.805$$

ПхФ САР

$$y_hz_p(t) := \frac{W_hz_p(s)}{s} \text{ invlaplace, } s, t \rightarrow 0.805 - 0.641 \cdot \cos(0.023 \cdot t) \cdot e^{-5.771 \times 10^{-3} \cdot t} - 0.977 \cdot \sin(0.023 \cdot t) \cdot e^{-5.771 \times 10^{-3} \cdot t}$$

ПП САР

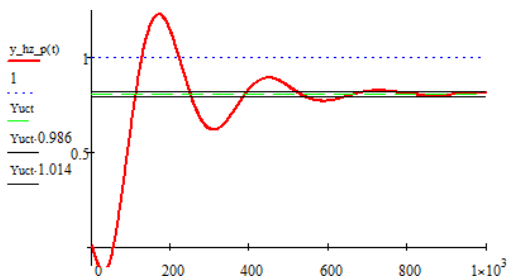


Рис. Б.12. ПП САР з НР знайденими методом З–Н

Час регулювання

$$t := 800 \quad \text{Given} \quad y_{hz_p}(t) = Y_{uct} \cdot 1.014 \quad T_p := \text{Find}(t) = 765.26$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 200 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{hz_p}, t) \quad t_{max} = 171.3 \quad Y_{max} := y_{hz_p}(t_{max}) = 1.23$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 52.36$$

Статична похибка

$$\frac{1 - Y_{uct}}{1} \cdot 100 = 19.52$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J(Kp_hz_p) := \int_0^{1000} (1 - y_{hz_p}(t))^2 dt \rightarrow 130.176$$

- ПІ – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_hz_pi := \frac{0.9 \cdot T_0}{\tau_0} = 3.71 \quad Ti_hz_pi := \frac{3.3 \cdot \tau_0}{Kp_hz_pi} = 60.28$$

$$Wp_hz_pi(s) := Kp_hz_pi + \frac{1}{Ti_hz_pi \cdot s}$$

$$W_{hz_pi}(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_hz_pi(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_hz_pi(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0 \cdot s^3 - 1.362 \times 10^{-3} \cdot s^2 + 3.852 \times 10^{-5} \cdot s + 1.995 \times 10^{-7}}{(s + 0.11) \cdot (s + 4.539 \times 10^{-3}) \cdot (s^2 + 9.596 \times 10^{-3} \cdot s + 3.995 \times 10^{-4})}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{hz_pi}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{hz_pi}(t) := \frac{W_{hz_pi}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.02 \cdot e^{-4.54 \times 10^{-3} \cdot t} - 0.15 \cdot e^{-0.11 \cdot t} - 0.86 \cdot \cos(0.02 \cdot t) \cdot e^{-4.8 \times 10^{-3} \cdot t} - 1.09 \cdot \sin(0.02 \cdot t)$$

ПІІ САР

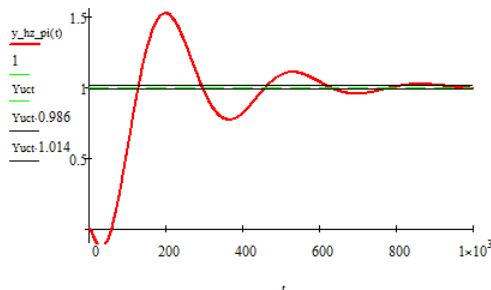


Рис. Б.13. ПІІ САР з НР знайденими методом З–Н

Час регулювання

$$t := 900 \quad \text{Given} \quad y_{hz_pi}(t) = Y_{uct} \cdot 1.014 \quad T_p := \text{Find}(t) = 909.9$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 500 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{hz_pi}, t) \quad t_{max} = 199.43 \quad Y_{max} := y_{hz_pi}(t_{max}) = 1.52$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 52.43$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_v := \int_0^{2000} (1 - y_{hz_pi}(t))^2 dt \rightarrow 122.74$$

- ПІД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_p_{hz_pid} := \frac{1.2 \cdot T_0}{\tau_0} = 4.95 \quad T_i_{hz_pid} := \frac{2 \cdot \tau_0}{K_p_{hz_pid}} = 27.4 \quad T_d_{hz_pid} := 0.5 \cdot \tau_0 \cdot K_p_{hz_pid} = 167.68$$

$$Wp_{hz_pid}(s) := K_p_{hz_pid} + \frac{1}{T_i_{hz_pid} \cdot s} + T_d_{hz_pid} \cdot s$$

$$W_{hz_pid}(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_{hz_pid}(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_{hz_pid}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.013 \cdot s + 1.031 \times 10^{-4}}{s^2 + 0.02 \cdot s + 1.731 \times 10^{-4}} - \frac{0.075 \cdot s - 1.025 \times 10^{-3}}{s^2 + 0.043 \cdot s + 2.535 \times 10^{-3}}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{hz_pid}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{hz_pid}(t) := \frac{W_{hz_pid}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.88 \cdot e^{-0.01 \cdot t} \cdot \sin(8.54 \times 10^{-3} \cdot t) - 1.83 \cdot \sin(0.05 \cdot t) \cdot e^{-0.02 \cdot t} - 0.6 \cdot e^{-0.01 \cdot t}$$

ПП САР

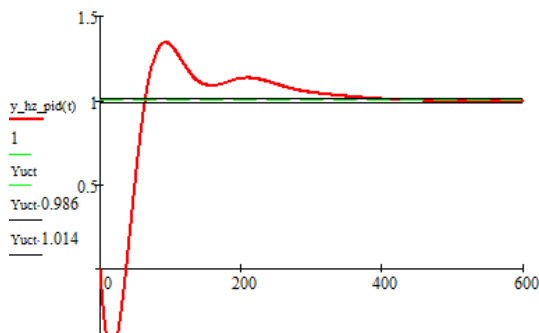


Рис. Б.14. ПП САР з НР знайденими методом 3–Н

Час регулювання

$$t := 300 \quad \text{Given} \quad y_{hz_pid}(t) = Y_{uct} \cdot 1.014 \quad T_{p_{\text{max}}} := \text{Find}(t) = 373.3$$

Максимум помилки регулювання

$$t_{\text{max}} := 100 \quad \text{Given} \quad t_{\text{max}} := \text{Maximize}(y_{hz_pid}, t) \quad t_{\text{max}} = 92.78 \quad Y_{\text{max}} := y_{hz_pid}(t_{\text{max}}) = 1.34$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{\text{max}} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 34.31$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_{\text{qu}} := \int_0^{1000} (1 - y_{hz_pid}(t))^2 dt \rightarrow 81.03$$

Порівняльні графіки ПП САР для продувної колони

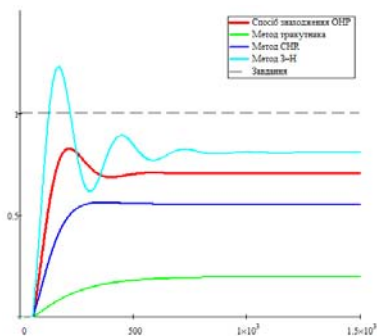


Рис. Б.15. ПП САР з П-регулятором

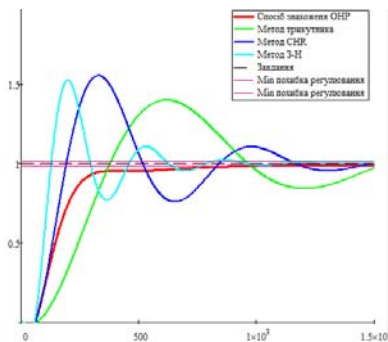


Рис. Б.16. ПП САР з ПІ-регулятором

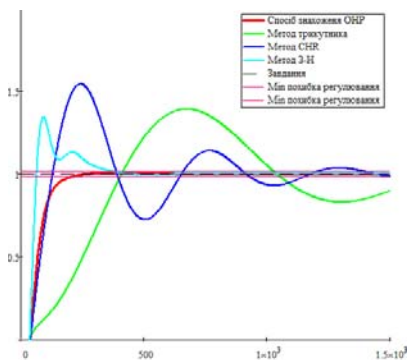


Рис. Б.17. ПП САР з ПІД-регулятором

2. Знаходження НР для САР газового реактора.

— Спосіб знаходження ОНР.

- П – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла, такий же як і для продувної колони.

$$T := \frac{20}{6} \quad J3(Kp) := J2(Kp) + T^2 \cdot J21(Kp)$$

Пошук ОНР

$$Kp := J3(Kp) \text{ solve, } Kp \rightarrow \begin{pmatrix} 0 \\ -10.837 \\ -0.314 - 1.096i \\ -0.314 + 1.096i \end{pmatrix} \quad Kp := |(Kp)_{3,1}| \rightarrow 1.14$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} Wok_p(s) \rightarrow 0.533 \quad +$$

Настроювальні параметри регулятора $Kp = 1.14$

ПхФ САР

$$y_p(t) := \frac{Wok_p(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.53 - 0.3 \cdot e^{-0.15 \cdot t} \cdot \cos(0.54 \cdot t) - 0.74 \cdot e^{-0.15 \cdot t} \cdot \sin(0.54 \cdot t) - 0.23 \cdot e^{-1.56 \cdot t}$$

ПП САР

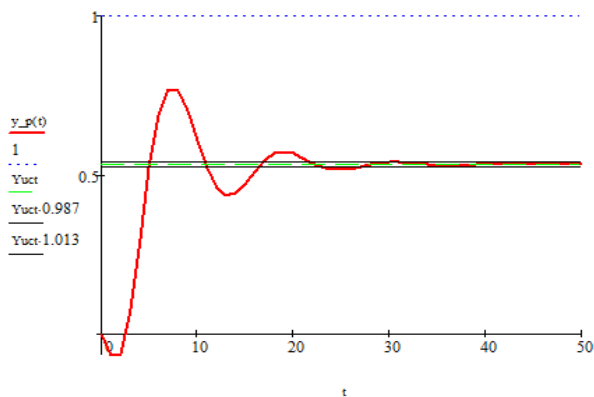


Рис. Б.18. ПП САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Час регулювання

$$t_w := 30 \quad \text{Given} \quad y_p(t) = Y_{uct} \cdot 0.987 \quad T_p := \text{Find}(t) = 27.09$$

Максимум помилки регулювання

$$t_w := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_p, t) \quad t_{max} = 7.44 \quad Y_{max} := y_p(t_{max}) = 0.78$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 45.88$$

Статична похибка

$$\frac{1 - Y_{uct}}{1} \cdot 100 = 46.72$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{50} (1 - y_p(t))^2 dt \rightarrow 13.69$$

- ПІ – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла, такий же як і для продувної колони.

$$K_p_{pi} := 1 \quad T_i_{pi} := 1000 \quad T_w := \frac{20}{6}$$

Пошук ОНР

$$J3_{pi}(K_p_{pi}, T_i_{pi}) := J2_{pi}(K_p_{pi}, T_i_{pi}) + T_i^2 \cdot J21_{pi}(K_p_{pi}, T_i_{pi}) \rightarrow \frac{100 \cdot [-257.163 \cdot T_i_{pi}^2 - (2.619 \cdot K_p_{pi} - 9.872)]}{9 \cdot [-8.26]}$$

Given

$$\frac{d}{dK_p_{pi}} J3_{pi}(K_p_{pi}, T_i_{pi}) = 0 \quad \frac{d}{dT_i_{pi}} J3_{pi}(K_p_{pi}, T_i_{pi}) = 0$$

$$K_p_{pi} > 0 \quad T_i_{pi} > 0$$

$$S_{J3_{pi}} := \text{Find}(K_p_{pi}, T_i_{pi}) \quad S_{J3_{pi}} = \begin{pmatrix} 0.66 \\ 7.57 \end{pmatrix} \quad +$$

Настроювальні параметри регулятора

$$K_p_{J3_{pi}} := S_{J3_{pi}}_{1,1} = 0.655 \quad T_i_{J3_{pi}} := S_{J3_{pi}}_{2,1} = 7.57$$

$$K_p_{pi} := K_p_{J3_{pi}} = 0.66 \quad T_i_{pi} := T_i_{J3_{pi}} = 7.57$$

ПхФ САР

$$y_{J3_{pi}}(t) := \frac{Wok_{pi}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.63 \cdot e^{-0.12t} - 0.17 \cdot \cos(0.39t) \cdot e^{-0.2t} - 0.99 \cdot \sin(0.39t) \cdot e^{-0.2t} - 0.2 \cdot e^{-1.34t}$$

Стале значення функції

$$Y_{J3_uct} := \lim_{s \rightarrow 0} Wok_pi(s) \rightarrow 1$$

Час регулювання

$$t := Tp \quad \text{Given} \quad y_{J3_pi}(t) = Y_{J3_uct} - 0.987 \quad Tp_{J3} := \text{Find}(t) = 32.45$$

Максимум помилки регулювання

+

$$t := 50 \quad \text{Given} \quad tmax := \text{Maximize}(y_{J3_pi}, t) \quad tmax = 370 \quad Y_{J3_max} := y_{J3_pi}(tmax) = 1$$

ПП САР

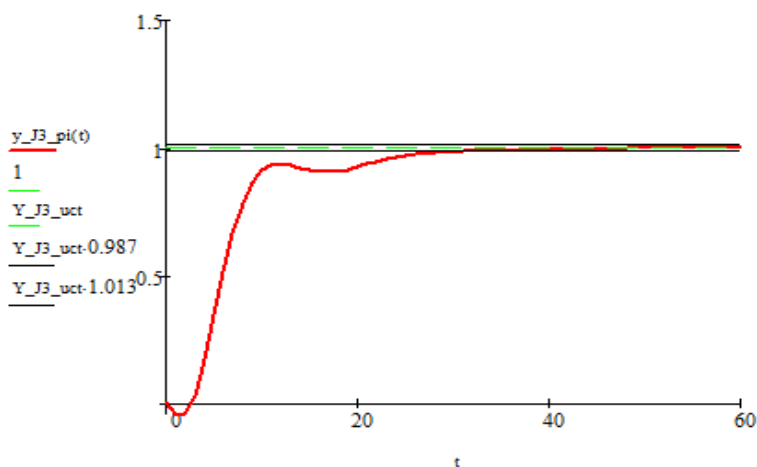


Рис. Б.19. ПП САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Перерегулювання

$$\frac{Y_{J3_max} - Y_{J3_uct}}{Y_{J3_uct}} \cdot 100 = 0$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J3 := \int_0^{2000} (1 - y_{J3_pi}(t))^2 dt \rightarrow 5.24$$

- ПД – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла, такий же як і для продувної колони.

$$Kp_pid := 1 \quad Ti_pid := 10000 \quad Td_pid := 1 \quad T := \frac{20}{6}$$

$$J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) := J2_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) + T^2 \cdot J21_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid)$$

Пошук ОНР

Given

$$\frac{d}{dKp_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

$$\frac{d}{dTd_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

$$\frac{d}{dTi_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

$$Kp_pid > 0 \quad Ti_pid > 0 \quad Td_pid > 0$$

$$S_J3_pid := \text{Find}(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) \quad S_J3_pid = \begin{pmatrix} 0.68 \\ 5.88 \\ 0.89 \end{pmatrix}$$

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_J3_pid := S_J3_pid_{1,1} = 0.684 \quad Ti_J3_pid := S_J3_pid_{2,1} = 5.88 \quad Td_J3_pid := S_J3_pid_{3,1} = 0.89$$

$$Kp_pid := Kp_J3_pid$$

$$Ti_pid := Ti_J3_pid$$

$$Td_pid := Td_J3_pid$$

Стале значення функції

$$Y_J3_uct := \lim_{s \rightarrow 0} Wok_pid(s) \rightarrow 1 \quad +$$

ПхФ САР

$$y_J3_pid(t) := \frac{Wok_pid(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.03 \cdot \cos(0.47 \cdot t) \cdot e^{-0.56 \cdot t} - 1.09 \cdot e^{-0.24 \cdot t} \cdot \sin(0.13 \cdot t) - 1.03 \cdot e^{-0.24 \cdot t}$$

ПП САР

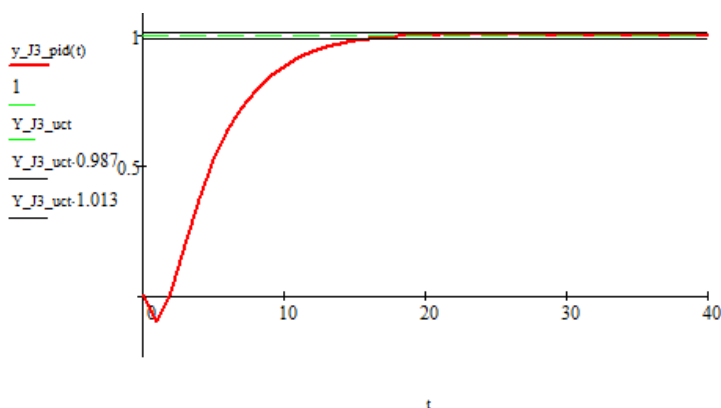


Рис. Б.20. ПП САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Час регулювання

$$t := 50 \quad \text{Given} \quad y_{J3_pid}(t) = Y_{J3_uct} - 0.987 \quad T_p_{J3} := \text{Find}(t) = 15.78$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 20 \quad \text{Given}$$

$$t_{J3_max} := \text{Maximize}(y_{J3_pid}, t) \quad t_{J3_max} = 22.68 \quad Y_{J3_max} := y_{J3_pid}(t_{J3_max}) = 1$$

$$\frac{Y_{J3_max} - Y_{J3_uct}}{Y_{J3_uct}} \cdot 100 = 0.3$$

Перерегулювання

Квадратична інтегральна оцінка

$$J3 := \int_0^{T_{pp}} (1 - y_{J3_pid}(t))^2 dt \rightarrow 4.3$$

— Метод трикутника.

Будується дотична до КР ЕОК та прямокутний трикутник навколо точки

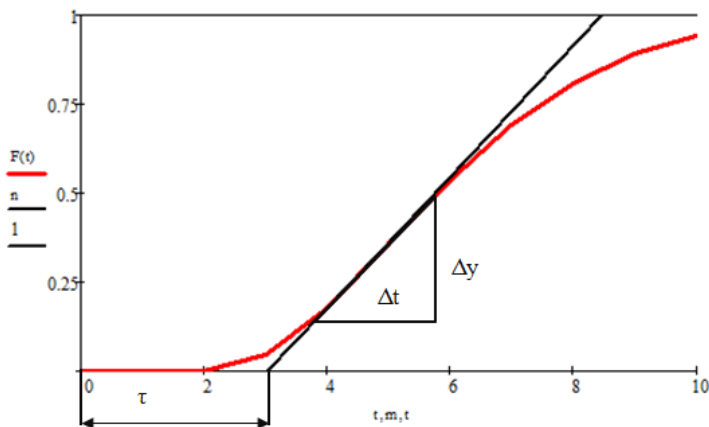


Рис. Б.21. КР ЕОК газового реактора

Розрахунок максимальної швидкості та часу чистого запізнення:

$$V_{\max} := 0.187 \quad \tau_0 := 3.036$$

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_{p_tr_p} := V_{\max} \cdot \tau_0 = 0.57$$

$$W_{p_tr_p}(s) := K_{p_tr_p}$$

$$W_{tr_p}(s) := \frac{W_{eok}(s) \cdot W_{p_tr_p}(s)}{1 + W_{eok}(s) \cdot W_{p_tr_p}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.17 \cdot s - 0.13}{(s + 1.34) \cdot (s^2 + 0.52 \cdot s + 0.27)}$$

Стале значення функції

$$y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{tr_p}(s) \rightarrow 0.36$$

ПхФ САР

$$y_{tr_p}(t) := \frac{W_{tr_p}(s)}{s} \text{ invlaplace, } s, t \rightarrow 0.36 - 0.16 \cdot \cos(0.45 \cdot t) \cdot e^{-0.26 \cdot t} - 0.68 \cdot \sin(0.45 \cdot t) \cdot e^{-0.26 \cdot t} - 0.2 \cdot e^{-1.34 \cdot t}$$

Час регулювання

$$t := 20 \quad \text{Given} \quad y_{tr_p}(t) = y_{uct} \cdot 0.987 \quad T_{p_{0.987}} := \text{Find}(t) = 18.33$$

Максимум помилки регулювання

$$t_{\max} := 10 \quad \text{Given} \quad t_{\max} := \text{Maximize}(y_{tr_p}, t) \quad t_{\max} = 8.77 \quad y_{\max} := y_{tr_p}(t_{\max}) = 0.42$$

ППІ САР

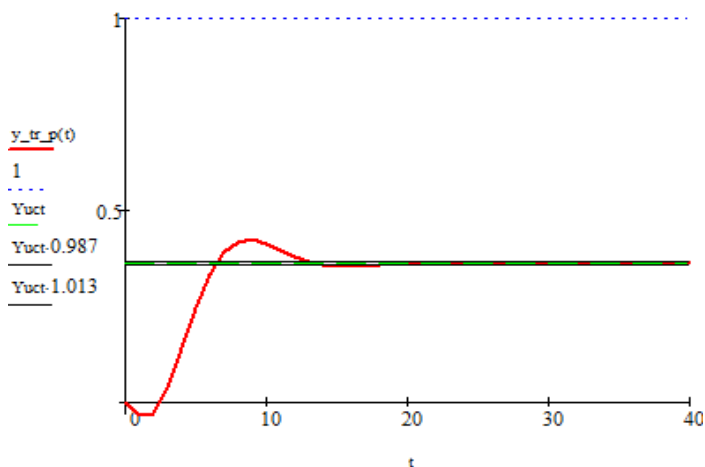


Рис. Б.22. ППІ САР з НР знайденими методом трикутника

Перерегулювання $\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 16.94$

Статична похибка $\frac{1 - Y_{\text{uct}}}{1} \cdot 100 = 63.79$

Квадратична інтегральна оцінка $J_{\text{kv}} := \int_0^{40} (1 - y_{\text{tr_p}}(t))^2 dt \rightarrow 18.672$

- ПІ – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_{\text{p_tr_pi}} := 1.2 \cdot V_{\max} \cdot \tau_0 = 0.68 \quad T_{\text{i_tr_pi}} := 2 \cdot \tau_0 = 6.07$$

$$W_{\text{p_tr_pi}}(s) := K_{\text{p_tr_pi}} + \frac{1}{T_{\text{i_tr_pi}} \cdot s}$$

$$W_{\text{tr_pi}}(s) := \frac{\text{Weok}(s) \cdot W_{\text{p_tr_pi}}(s)}{1 + \text{Weok}(s) \cdot W_{\text{p_tr_pi}}(s)} \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.108 \cdot s - 0.207 \cdot s^2 + 0.038}{(s + 0.165) \cdot (s + 1.339) \cdot (s^2 + 0.362 \cdot s + 0.173)}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{tr_pi}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{tr_pi}(t) := \frac{W_{tr_pi}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.21 \cdot e^{-1.34 \cdot t} - 0.25 \cdot \cos(0.37 \cdot t) \cdot e^{-0.18 \cdot t} - 1.1 \cdot \sin(0.37 \cdot t) \cdot e^{-0.18 \cdot t}$$

Час регулювання

$$t := 20 \quad \text{Given} \quad y_{tr_pi}(t) = Y_{uct} - 0.987 \quad T_p := \text{Find}(t) = 24.05$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 15 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{tr_pi}, t) \quad t_{max} = 11.39 \quad Y_{max} := y_{tr_pi}(t_{max}) = 1.06$$

ППІ САР

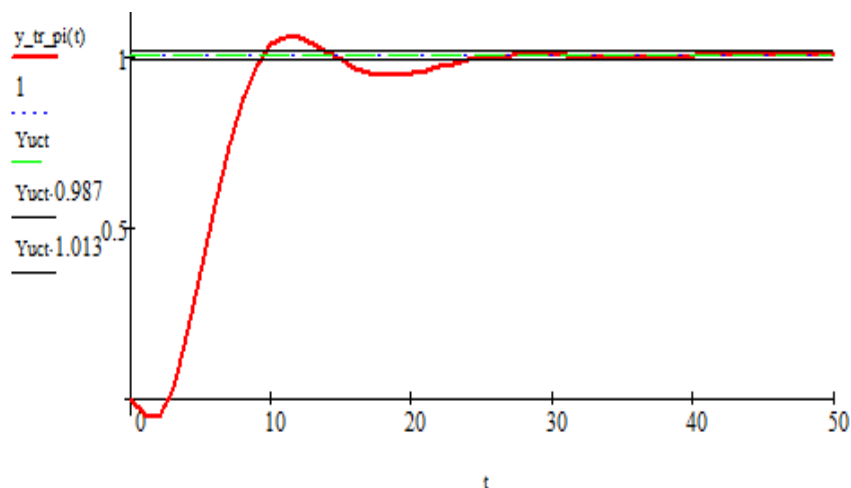


Рис. Б.23. ППІ САР з НР знайденими методом трикутника

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 5.66$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{5000} (1 - y_{tr_pi}(t))^2 dt \rightarrow 5.01$$

- ПІД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_tr_pid := 0.83 \cdot Vmax \cdot \tau_0 = 0.47 \quad Ti_tr_pid := 2 \cdot \tau_0 = 6.07 \quad Td_tr_pid := \frac{Ti_tr_pid}{4.5} = 1.35$$

$$Wp_tr_pid(s) := Kp_tr_pid + \frac{1}{Ti_tr_pid \cdot s} + Td_tr_pid \cdot s$$

$$W_tr_pid(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_tr_pid(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_tr_pid(s)} \Bigg|_{\substack{\text{factor} \\ \text{simplify}}} \rightarrow \frac{0.17 \cdot s^2 - 0.411 \cdot s^3 + 0.059 \cdot s + 0.038}{(s^2 + 1.206 \cdot s + 0.975) \cdot (s^2 + 0.251 \cdot s + 0.039)}$$

Стале значення

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_tr_pid(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_tr_pid(t) := \frac{W_tr_pid(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.7 \cdot \sin(0.78 \cdot t) \cdot e^{-0.6 \cdot t} - 0.72 \cdot e^{-0.13 \cdot t} \cdot \cos(0.15 \cdot t) - 0.78 \cdot t$$

Час регулювання

$$t := 40 \quad \text{Given} \quad y_tr_pid(t) = Y_{uct} \cdot 0.986 \quad T_p := \text{Find}(t) = 15.03$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 20 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_tr_pid, t) \quad t_{max} = 21.37 \quad Y_{max} := y_tr_pid(t_{max}) = 1.06$$

ПП САР

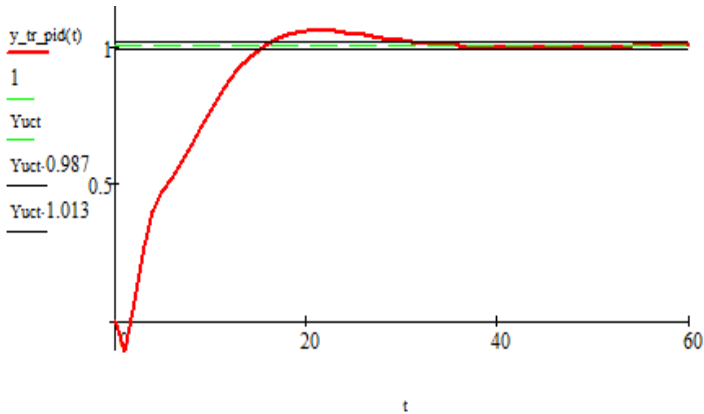


Рис. Б.24. ПП САР з НР знайденими методом трикутника

Перерегулювання

$$\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 5.64$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{5000} (1 - y_{\text{tr_pid}}(t))^2 dt \rightarrow 4.61$$

— Метод CHR.

Будується дотична до КР ЕОК та обираються вхідні параметри:

$$\tau_0 := 3.036 \quad T_0 := 8.45 - \tau_0 = 5.41$$

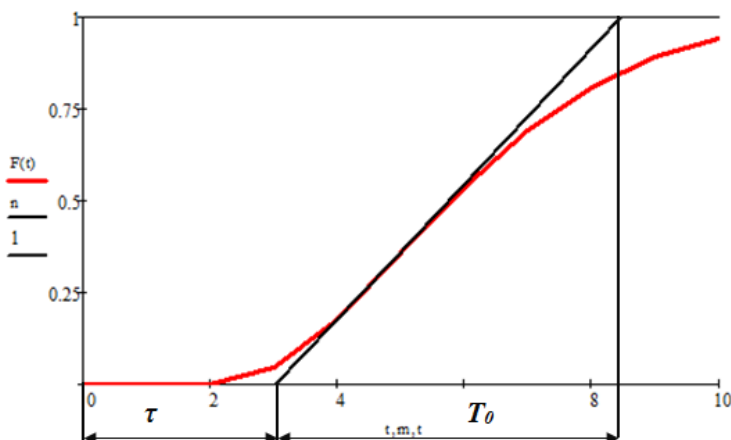


Рис. Б.25. КР ЕОК газового реактора

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_{p_chr_p} := \frac{0.3T_0}{\tau_0} = 0.53$$

$$W_{p_chr_p}(s) := K_{p_chr_p}$$

$$W_{chr_p}(s) := \frac{W_{eok}(s) \cdot W_{p_chr_p}(s)}{1 + W_{eok}(s) \cdot W_{p_chr_p}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.163s - 0.124}{(s + 1.328) \cdot (s^2 + 0.539s + 0.269)}$$

Стале значення

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{chr_p}(s) \rightarrow 0.349$$

ПхФ САР

$$y_{chr_p}(t) := \frac{W_{chr_p}(s)}{s} \text{ invlaplace, } s, t \rightarrow 0.349 - 0.154 \cdot \cos(0.443 \cdot t) \cdot e^{-0.269 \cdot t} - 0.678 \cdot \sin(0.443 \cdot t) \cdot e^{-0.269 \cdot t} - 0.195 \cdot e^{-1.328 \cdot t}$$

ПІ САР

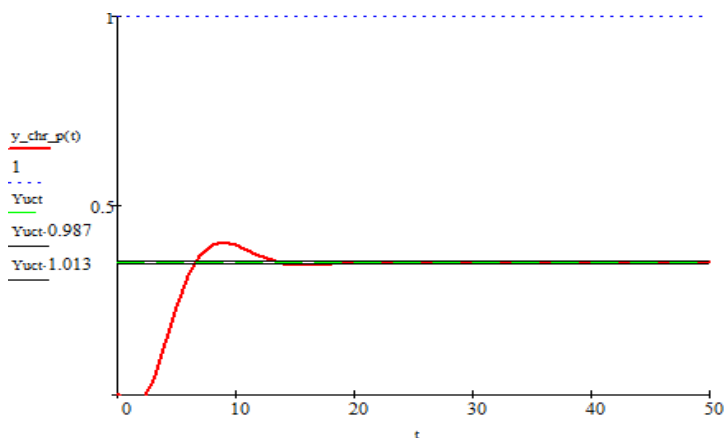


Рис. Б.26. ПІ САР з НР знайденими методом CHR

Час регулювання

$$t := 20 \quad \text{Given} \quad y_{chr_p}(t) = Y_{uct} - 0.987 \quad T_p := \text{Find}(t) = 18.28$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{chr_p}, t) \quad t_{max} = 8.91 \quad Y_{max} := y_{chr_p}(t_{max}) = 0.4$$

Перерегулювання
$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 15.47$$

Статична похибка
$$\frac{1 - Y_{uct}}{1} \cdot 100 = 65.15$$

Квадратична інтегральна оцінка
$$J(Kp_chr_p) := \int_0^{50} (1 - y_{chr_p}(t))^2 dt \rightarrow 23.585$$

- ПІ – регулятор

Налаштовувальні параметри регулятора

$$Kp_chr_pi := \frac{0.35T_0}{\tau_0} = 0.62 \quad Ti_chr_pi := \frac{1.2 \cdot \tau_0}{Kp_chr_pi} = 5.84$$

$$Wp_chr_pi(s) := Kp_chr_pi + \frac{1}{Ti_chr_pi \cdot s}$$

$$W_chr_pi(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_chr_pi(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_chr_pi(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.093 \cdot s - 0.19 \cdot s^2 - 0 \cdot s^3 + 0.04}{(s + 1.307) \cdot (s + 0.198) \cdot (s^2 + 0.362 \cdot s + 0.154)}$$

Стає значення

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_chr_pi(s) \rightarrow 1$$

+

ПхФ САР

$$y_chr_pi(t) := \frac{W_chr_pi(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.53 \cdot e^{-0.2 \cdot t} - 0.27 \cdot \cos(0.35 \cdot t) \cdot e^{-0.18 \cdot t} - 1.2 \cdot \sin(0.35 \cdot t) \cdot e^{-0.18 \cdot t} - 0.2$$

ПП САР

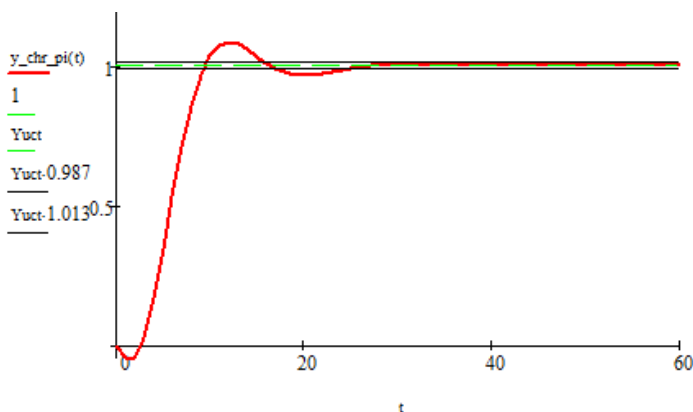


Рис. Б.27. ПП САР з НР знайденими методом CHR

Час регулювання

$$t := 25 \quad \text{Given} \quad y_chr_pi(t) = Y_{uct} - 0.987 \quad T_p := \text{Find}(t) = 24.53$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_chr_pi, t) \quad t_{max} = 12.02 \quad Y_{max} := y_chr_pi(t_{max}) = 1.08$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 8.46$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_v := \int_0^{2000} (1 - y_chr_pi(t))^2 dt \rightarrow 5.11$$

- ПІД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_chr_pid := \frac{0.6 \cdot T0}{\tau0} = 1.07 \quad Ti_chr_pid := \frac{1 \cdot \tau0}{Kp_chr_pid} = 2.84 \quad Td_chr_pid := 0.5 \cdot \tau0 \cdot Kp_chr_pid = 1.62$$

$$Wp_chr_pid(s) := Kp_chr_pid + \frac{1}{Ti_chr_pid \cdot s} + Td_chr_pid \cdot s$$

$$W_chr_pid(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_chr_pid(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_chr_pid(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.122 \cdot s + 0.107}{s^2 + 0.358 \cdot s + 0.113} - \frac{0.616 \cdot s - 0.042}{s^2 + 1.014 \cdot s + 0.721}$$

Стале значення

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_chr_pid(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_chr_pid(t) := \frac{W_chr_pid(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.95 \cdot \sin(0.68 \cdot t) \cdot e^{-0.51 \cdot t} - 0.94 \cdot e^{-0.18 \cdot t} \cdot \cos(0.29 \cdot t) - 0.17 \cdot e^{-0.18 \cdot t} \cdot \sin(0.29 \cdot t)$$

ППІ САР

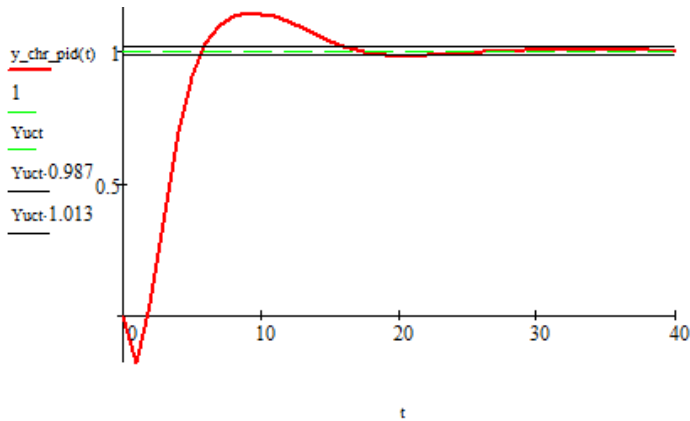


Рис. Б.28. ППІ САР з НР знайденими методом CHR

Час регулювання

$$t := 30 \quad \text{Given} \quad y_chr_pid(t) = Y_{uct} \cdot 0.987 \quad T_p := \text{Find}(t) = 23.71$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_chr_pid, t) \quad t_{max} = 9.37 \quad Y_{max} := y_chr_pid(t_{max}) = 1.14$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 14.14$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{5000} (1 - y_{\text{chr_pid}}(t))^2 dt \rightarrow 3.48$$

— Метод З-Н.

Вхідні параметри ті ж самі, що і для метода CHR.

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_hz_p := \frac{T_0}{\tau_0} = 1.78$$

$Wp_hz_p(s) := Kp_hz_p$

$$W_hz_p(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_hz_p(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_hz_p(s)} \xrightarrow[\text{simplify}]{\text{factor}} \frac{0.543 \cdot s - 0.414}{(s + 1.733) \cdot (s^2 + 0.133 \cdot s + 0.373)}$$

Стале значення

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_hz_p(s) \rightarrow 0.641$$

ПхФ САР

$$y_hz_p(t) := \frac{W_hz_p(s)}{s} \xrightarrow{\text{invlaplace}, s, t \rightarrow} 0.641 - 0.392 \cdot e^{-0.067 \cdot t} \cdot \cos(0.607 \cdot t) - 0.752 \cdot e^{-0.067 \cdot t} \cdot \sin(0.607 \cdot t) - 0.248$$

ПП САР

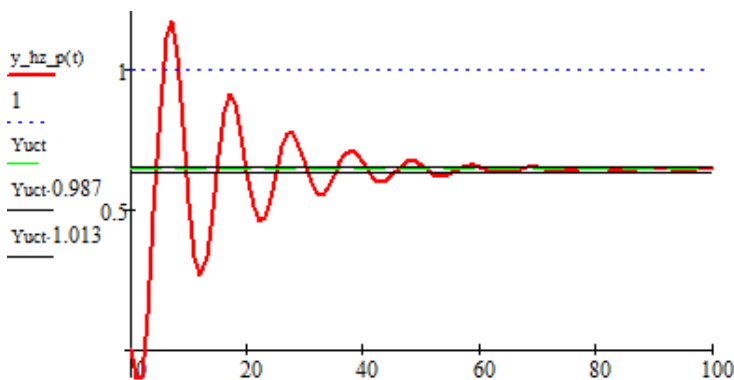


Рис. Б.30. ПП САР з НР знайденими методом З-Н

Час регулювання

$$t := 90 \quad \text{Given} \quad y_{hz_p}(t) = Y_{uct} \cdot 1.013 \quad T_p := \text{Find}(t) = 69.26$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{hz_p}, t) \quad t_{max} = 6.79 \quad Y_{max} := y_{hz_p}(t_{max}) = 1.18$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 83.71$$

Статична похибка

$$\frac{1 - Y_{uct}}{1} \cdot 100 = 35.93$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J(Kp_hz_p) := \int_0^{100} (1 - y_{hz_p}(t))^2 dt \rightarrow 17.041$$

- ПІ – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_hz_pi := \frac{0.9 \cdot T_0}{\tau_0} = 1.6$$

$$Ti_hz_pi := \frac{3.3 \cdot \tau_0}{Kp_hz_pi} = 6.24$$

$$Wp_hz_pi(s) := Kp_hz_pi + \frac{1}{Ti_hz_pi \cdot s}$$

$$W_{hz_pi}(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_hz_pi(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_hz_pi(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.324 \cdot s - 0.488 \cdot s^2 - 0 \cdot s^3 + 0.037}{(s + 1.664) \cdot (s + 0.072) \cdot (s^2 + 0.131 \cdot s + 0.312)}$$

Стале значення

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{hz_pi}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{hz_pi}(t) := \frac{W_{hz_pi}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.33 \cdot e^{-0.07 \cdot t} - 0.43 \cdot e^{-0.07 \cdot t} \cdot \cos(0.55 \cdot t) - 0.83 \cdot e^{-0.07 \cdot t} \cdot \sin(0.55 \cdot t) - 0.24$$

ПП САР

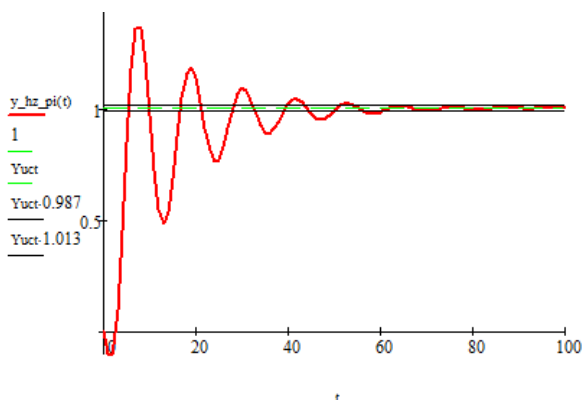


Рис. Б.31. ПП САР з НР знайденими методом З–Н

Час регулювання

$$t := 60 \quad \text{Given} \quad y_{hz_pi}(t) = Y_{uct} \cdot 0.987 \quad T_p := \text{Find}(t) = 60.54$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{hz_pi}, t) \quad t_{max} = 7.5 \quad Y_{max} := y_{hz_pi}(t_{max}) = 1.38$$

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 37.87$$

Перерегулювання

$$J := \int_0^{2000} (1 - y_{hz_pi}(t))^2 dt \rightarrow 5.66$$

- ПД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_p_{hz_pid} := \frac{1.2 \cdot T_0}{\tau_0} = 2.14 \quad T_i_{hz_pid} := \frac{2 \cdot \tau_0}{K_p_{hz_pid}} = 2.84 \quad T_d_{hz_pid} := 0.5 \cdot \tau_0 \cdot K_p_{hz_pid} = 3.25$$

$$W_p_{hz_pid}(s) := K_p_{hz_pid} + \frac{1}{T_i_{hz_pid} \cdot s} + T_d_{hz_pid} \cdot s$$

$$W_{hz_pid}(s) := \frac{W_{eok}(s) \cdot W_p_{hz_pid}(s)}{1 + W_{eok}(s) \cdot W_p_{hz_pid}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.104 \cdot s^2 - 0.988 \cdot s^3 + 0.39 \cdot s + 0.082}{(s + 0.388) \cdot (s + 0.211) \cdot (s^2 + 0.28 \cdot s + 1.001)}$$

Стає значення

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{hz_pid}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{hz_pid}(t) := \frac{W_{hz_pid}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.05 \cdot e^{-0.39 \cdot t} - 0.37 \cdot e^{-0.21 \cdot t} - 0.69 \cdot \cos(0.99 \cdot t) \cdot e^{-0.14 \cdot t} - 1.15 \cdot \sin(0.99 \cdot t)$$

ПП САР

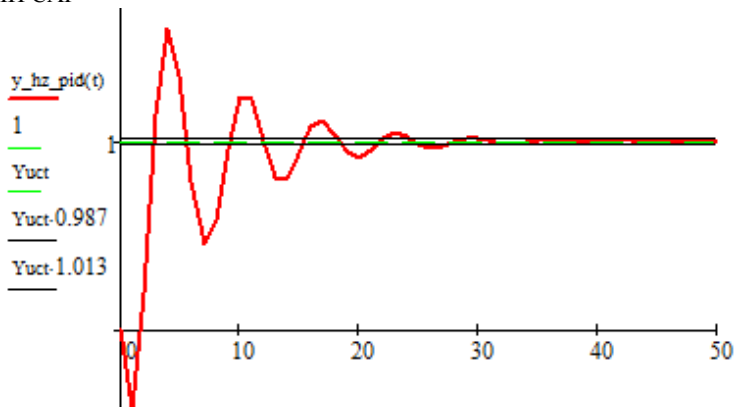


Рис. Б.32. ПП САР з НР знайденими методом З–Н

Час регулювання

$t := 30$ Given $y_{hz_pid}(t) = Y_{uct} - 1.013$ $T_p := \text{Find}(t) = 30.37$

Максимум помилки регулювання

$t := 10$ Given $t_{max} := \text{Maximize}(y_{hz_pid}, t)$ $t_{max} = 4.11$ $Y_{max} := y_{hz_pid}(t_{max}) = 1.61$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 60.73$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J := \int_0^{1000} (1 - y_{hz_pid}(t))^2 dt \rightarrow 4.62$$

Порівняльні графіки ПП САР для газового реактора

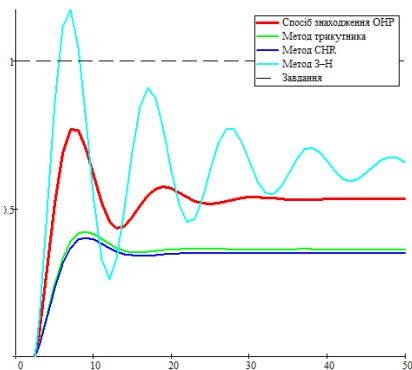


Рис. Б.33. ПП САР з П-регулятором

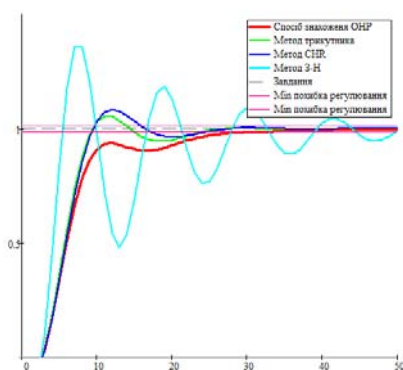


Рис. Б.34. ПП САР з П-регулятором

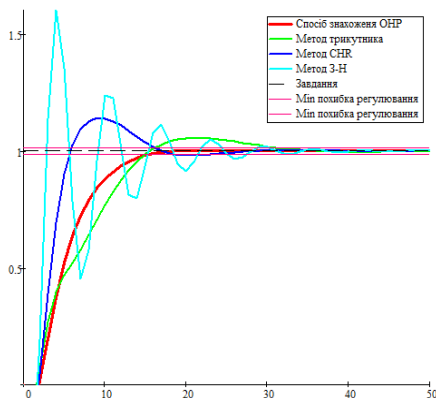


Рис. Б.35. ПП САР з ПІД-регулятором

3. Знаходження НР для САР абсорбера оксидів нітрогену.

— Спосіб знаходження ОНР.

• П – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла, такий же як і для продувної колони.

$$T := \frac{200}{6} \quad J3(Kp) := J2(Kp) + T^2 \cdot J21(Kp)$$

Пошук ОНР

$$Kp := J3(Kp) \text{ solve, } Kp \rightarrow \begin{pmatrix} 0 \\ -9.332 \\ -0.962 - 0.315i \\ -0.962 + 0.315i \end{pmatrix} \quad Kp := |(Kp)_{3,1}| \rightarrow 1.012$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} Wok_p(s) \rightarrow 0.503$$

Настроювальні параметри регулятора: $Kp = 1.01$

ПхФ САР

$$y_p(t) := \frac{Wok_p(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.5 - 0.33 \cdot \cos(0.23 \cdot t) \cdot e^{-0.03 \cdot t} - 0.5 \cdot \sin(0.23 \cdot t) \cdot e^{-0.03 \cdot t} - 0.18 \cdot e^{-0.58 \cdot t}$$

ПП САР

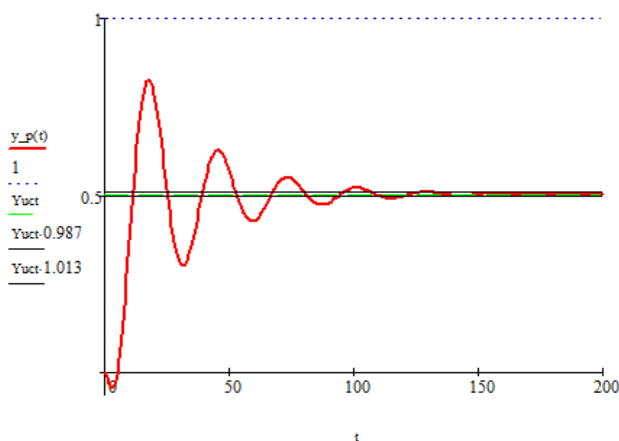


Рис. Б.36. ПП САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Час регулювання

$$t_w := 120 \quad \text{Given} \quad y_p(t) = Y_{uct} \cdot 0.987 \quad T_p := \text{Find}(t) = 119.38$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(v, p, t) \quad t_{max} = 17.64 \quad Y_{max} := v, p(t_{max}) = 0.83$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 64.28$$

Статична похибка

$$\frac{1 - Y_{uct}}{1} \cdot 100 = 49.69$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{200} (1 - y_p(t))^2 dt \rightarrow 55.302$$

- ПІ – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла, такий же як і для продувної колони.

$$K_{p_pi} := 1 \quad T_{i_pi} := 1000 \quad T_w := \frac{90}{6}$$

Пошук ОНР

$$J3_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) := J2_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) + T^2 \cdot J21_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) \rightarrow \frac{225 \cdot [-1.379 \times 10^3 \cdot T_{i_pi}^2 \cdot (4.634 \cdot K_{p_p}$$

Given

$$\frac{d}{dK_{p_pi}} J3_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) = 0 \quad \frac{d}{dT_{i_pi}} J3_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) = 0$$

$$K_{p_pi} > 0 \quad T_{i_pi} > 0$$

$$S_{J3_pi} := \text{Find}(K_{p_pi}, T_{i_pi}) \quad S_{J3_pi} = \begin{pmatrix} 0.31 \\ 25.29 \end{pmatrix} \quad +$$

Настроювальні параметри регулятора

$$K_{p_J3_pi} := S_{J3_pi,1} = 0.306 \quad T_{i_J3_pi} := S_{J3_pi,2} = 25.29$$

$$K_{p_pi} := K_{p_J3_pi} = 0.31 \quad T_{i_pi} := T_{i_J3_pi} = 25.29$$

ПхФ САР

$$y_{J3_pi}(t) := \frac{W_{ok_pi}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.01 \cdot \cos(0.16 \cdot t) \cdot e^{-0.06 \cdot t} - 0.08 \cdot e^{-0.48 \cdot t} - 0.93 \cdot e^{-0.04 \cdot t} - 0.47 \cdot \sin(0.16 \cdot t)$$

Стале значення функції

$$Y_{J3_uct} := \lim_{s \rightarrow 0} Wok_pi(s) \rightarrow 1$$

ППІ САР

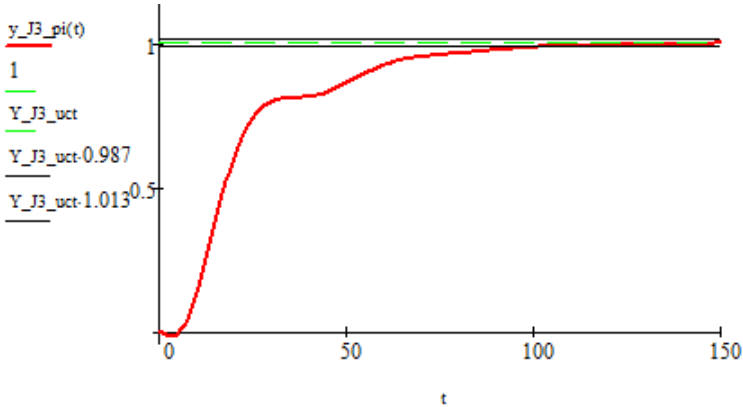


Рис. Б.37. ППІ САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Час регулювання

$$t := Tr \quad \text{Given} \quad y_{J3_pi}(t) = Y_{J3_uct}-0.987 \quad Tr_{J3} := Find(t) = 103.07$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 1000 \quad \text{Given} \quad t_{max} := Maximize(y_{J3_pi}, t) \quad t_{max} = 1 \times 10^3 \quad Y_{J3_max} := y_{J3_pi}(t_{max}) = 1$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{J3_max} - Y_{J3_uct}}{Y_{J3_uct}} \cdot 100 = 0$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J3 := \int_0^{2000} (1 - y_{J3_pi}(t))^2 dt \rightarrow 15.33$$

- ПІД – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла, такий же як і для продувної колони.

$$Kp_pid := 1 \quad Ti_pid := 10 \quad Td_pid := 1 \quad T := \frac{38}{6}$$

$$J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) := J2_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) + T^2 \cdot J21_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid)$$

Пошук ОНР

Given

$$\frac{d}{dKp_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

$$\frac{d}{dTi_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

$$\frac{d}{dTd_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

$$Kp_pid > 0 \quad Ti_pid > 0 \quad Td_pid > 0$$

$$S_J3_pid := \text{Find}(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) \quad S_J3_pid = \begin{pmatrix} 0.58 \\ 10.64 \\ 3.38 \end{pmatrix}$$

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_J3_pid := S_J3_pid_{1,1} = 0.579 \quad Ti_J3_pid := S_J3_pid_{2,1} = 10.64 \quad Td_J3_pid := S_J3_pid_{3,1} = 3.38$$

$$Kp_pid := Kp_J3_pid$$

$$Ti_pid := Ti_J3_pid$$

$$Td_pid := Td_J3_pid$$

Стале значення функції

$$Y_J3_uct := \lim_{s \rightarrow 0} Wok_pid(s) \rightarrow 1$$

+

ПхФ САР

$$y_J3_pid(t) := \frac{Wok_pid(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.79 \cdot \sin(0.21 \cdot t) \cdot e^{-0.17 \cdot t} - 0.15 \cdot \cos(0.1 \cdot t) \cdot e^{-0.09 \cdot t} - 1.06 \cdot \sin(0.$$

ПП САР

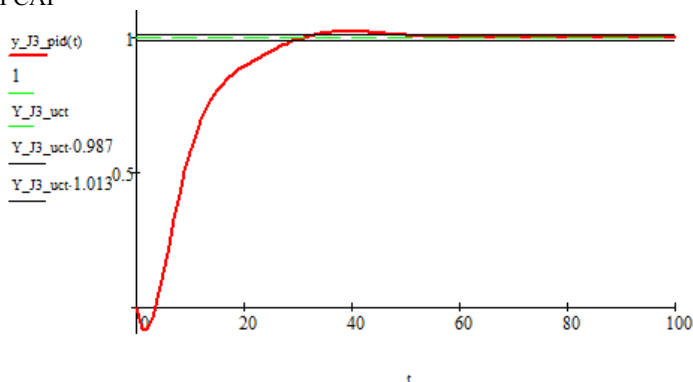


Рис. Б.38. ПП САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Час регулювання

$$t := 50 \quad \text{Given} \quad y_{J3_pid}(t) = Y_{J3_uct} \cdot 1.013 \quad \underline{Tp_J3} := \text{Find}(t) = 47.59$$

Максимум помилки регулювання

$$\underline{t} := 41 \quad \text{Given}$$

$$t_{J3_max} := \text{Maximize}(y_{J3_pid}, t) \quad t_{J3_max} = 39.05 \quad \underline{Y_{J3_max}} := y_{J3_pid}(t_{J3_max}) = 1.02$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{J3_max} - Y_{J3_uct}}{Y_{J3_uct}} \cdot 100 = 2.24$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$\underline{J3} := \int_0^{T_{pp}} (1 - y_{J3_pid}(t))^2 dt \rightarrow 7.94$$

— Метод трикутника.

Будується дотична до КР ЕОК та прямокутний трикутник навколо точки

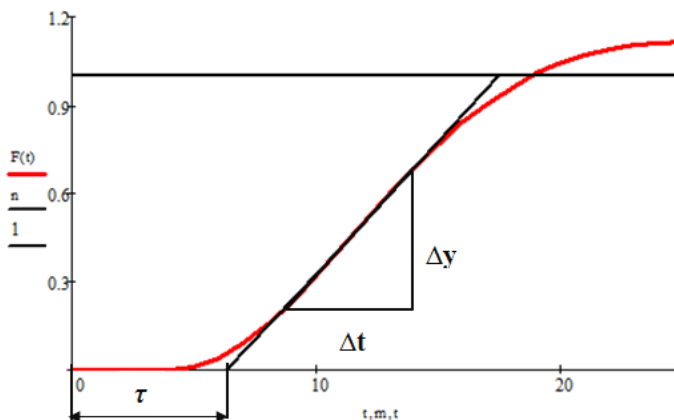


Рис. Б.39. КР ЕОК абсорбера оксидів нітрогену

Розрахунок максимальної швидкості та часу чистого запізнення:

$$V_{max} := 0.095$$

$$\tau_0 := 6.3$$

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_tr_p := Vmax \cdot \tau_0 = 0.6$$

$$Wp_tr_p(s) := Kp_tr_p$$

$$W_tr_p(s) := \frac{Week(s) \cdot Wp_tr_p(s)}{1 + Week(s) \cdot Wp_tr_p(s)} \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.02 \cdot s - 8.97 \times 10^{-3}}{(s + 0.53) \cdot (s^2 + 0.12 \cdot s + 0.05)}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_tr_p(s) \rightarrow 0.37$$

ПхФ САР

$$y_tr_p(t) := \frac{W_tr_p(s)}{s} \text{ invlaplace, } s, t \rightarrow 0.37 - 0.23 \cdot \cos(0.2 \cdot t) \cdot e^{-0.06 \cdot t} - 0.43 \cdot \sin(0.2 \cdot t) \cdot e^{-0.06 \cdot t} - 0.14 \cdot e^{-0.53 \cdot t}$$

ПП САР

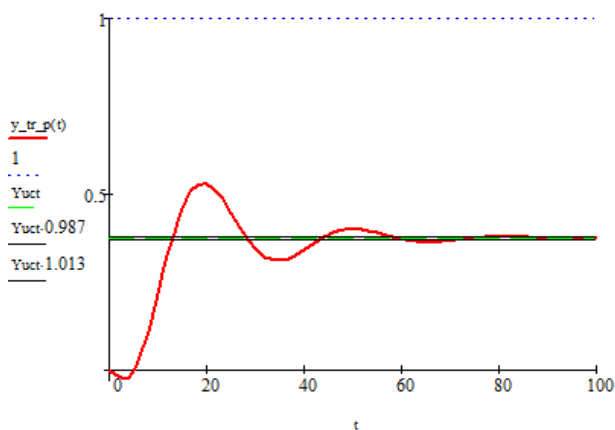


Рис. Б.40. ПП САР з НР знайденими методом трикутника

Час регулювання

$$t := 80 \quad \text{Given} \quad y_tr_p(t) = Y_{uct} \cdot 1.013 \quad T_p := \text{Find}(t) = 80.72$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_tr_p, t) \quad t_{max} = 19.29 \quad Y_{max} := y_tr_p(t_{max}) = 0.53$$

Перерегулювання $\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 41.65$

Статична похибка $\frac{1 - Y_{\text{uct}}}{1} \cdot 100 = 62.56$

Квадратична інтегральна оцінка $J := \int_0^{120} (1 - y_{\text{tr_p}}(t))^2 dt \rightarrow 51.544$

- ПІ – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_{p_tr_pi} := 1.2 \cdot V_{\max} \cdot \tau_0 = 0.72 \quad T_{i_tr_pi} := 2 \cdot \tau_0 = 12.6$$

$$W_{p_tr_pi}(s) := K_{p_tr_pi} + \frac{1}{T_{i_tr_pi} \cdot s}$$

$$W_{tr_pi}(s) := \frac{Weok(s) \cdot W_{p_tr_pi}(s)}{1 + Weok(s) \cdot W_{p_tr_pi}(s)} \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{8.006 \times 10^{-3} \cdot s - 0.025 \cdot s^2 + 1.189 \times 10^{-3}}{(s + 0.063) \cdot (s + 0.526) \cdot (s^2 + 0.056 \cdot s + 0.036)}$$

Стале значення функції

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{tr_pi}(s) \rightarrow 1 \quad +$$

ПхФ САР

$$y_{tr_pi}(t) := \frac{W_{tr_pi}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.14 \cdot e^{-0.53 \cdot t} - 0.3 \cdot \cos(0.19 \cdot t) \cdot e^{-0.03 \cdot t} - 0.64 \cdot \sin(0.19 \cdot t) \cdot e^{-0.03 \cdot t} - 0.55$$

ПП САР

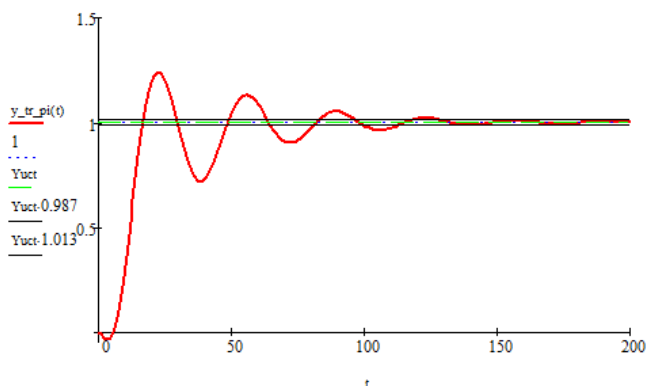


Рис. Б.41. ПП САР з НР знайденими методом трикутника

Час регулювання

$$t := 120 \quad \text{Given} \quad y_{tr_pi}(t) = Y_{uct} \cdot 1.013 \quad T_p := \text{Find}(t) = 117.97$$

Максимум помилки регулювання

$$t_{\infty} := 20 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{tr_pi}, t) \quad t_{max} = 22.63 \quad Y_{max} := y_{tr_pi}(t_{max}) = 1.24$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 24.04$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J := \int_0^{5000} (1 - y_{tr_pi}(t))^2 dt \rightarrow 11.56$$

- ПІД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_p_{tr_pid} := 0.83 \cdot V_{max} \cdot \tau_0 = 0.5 \quad T_i_{tr_pid} := 2 \cdot \tau_0 = 12.6 \quad T_d_{tr_pid} := \frac{T_i_{tr_pid}}{4.5} = 2.8$$

$$W_p_{tr_pid}(s) := K_p_{tr_pid} + \frac{1}{T_i_{tr_pid} \cdot s} + T_d_{tr_pid} \cdot s$$

$$W_{tr_pid}(s) := \frac{W_{eok}(s) \cdot W_p_{tr_pid}(s)}{1 + W_{eok}(s) \cdot W_p_{tr_pid}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.101 \cdot s + 0.071}{s^2 + 0.327 \cdot s + 0.059} - \frac{0.198 \cdot s + 3.993 \times 10^{-3}}{s^2 + 0.221 \cdot s + 0.02}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{tr_pid}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{tr_pid}(t) := \frac{W_{tr_pid}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.2 \cdot \cos(0.09 \cdot t) \cdot e^{-0.11 \cdot t} - 0.53 \cdot \sin(0.18 \cdot t) \cdot e^{-0.16 \cdot t} - 1.2 \cdot \cos(0.18 \cdot t) \cdot e^{-0.16 \cdot t}$$

ПП САР

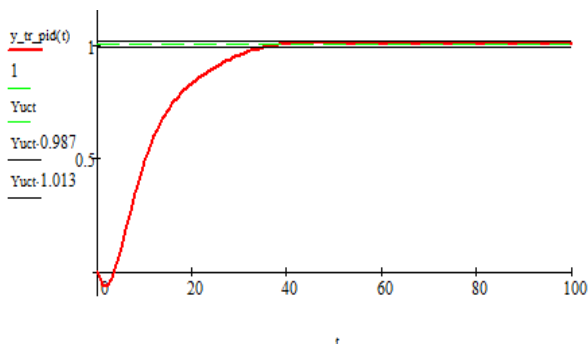


Рис. Б.42. ПП САР з НР знайденими методом трикутника

Час регулювання

$$t := 45 \quad \text{Given} \quad y_{tr_pid}(t) = Y_{uct} - 0.987 \quad T_p := \text{Find}(t) = 34.39$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 20 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{tr_pid}, t) \quad t_{max} = 45.2 \quad Y_{max} := y_{tr_pid}(t_{max}) = 1.01$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 0.93$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J := \int_0^{5000} (1 - y_{tr_pid}(t))^2 dt \rightarrow 8.84$$

— Метод CHR.

Будується дотична до КР ЕОК та обираються вхідні параметри:

$$\tau_0 := 6.3 \quad T_0 := 17.4 - \tau_0 = 11.1$$

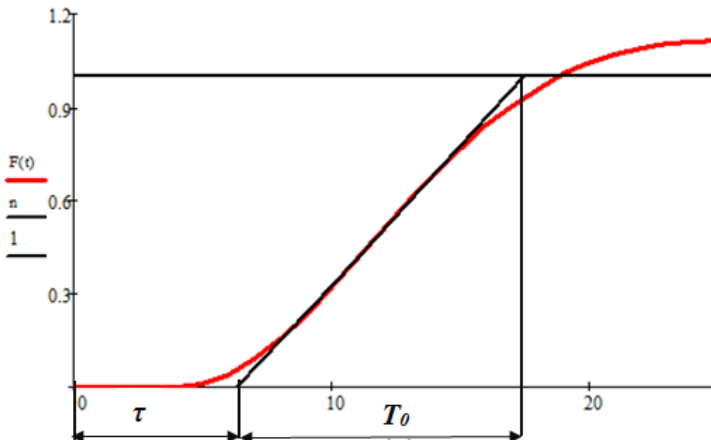


Рис. Б.43. КР ЕОК абсорбера оксидів нітрогену

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_{p_chr_p} := \frac{0.3T_0}{\tau_0} = 0.53$$

$$Wp_chr_p(s) := Kp_chr_p$$

$$W_chr_p(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_chr_p(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_chr_p(s)} \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.018 \cdot s - 7.92 \times 10^{-3}}{(s + 0.521) \cdot (s^2 + 0.124 \cdot s + 0.044)}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_chr_p(s) \rightarrow 0.346$$

ПхФ САР

$$y_chr_p(t) := \frac{W_chr_p(s)}{s} \text{ invlaplace, } s, t \rightarrow 0.346 - 0.212 \cdot \cos(0.2 \cdot t) \cdot e^{-0.062 \cdot t} - 0.414 \cdot \sin(0.2 \cdot t) \cdot e^{-0.062 \cdot t} - 0.134$$

ППІ САР

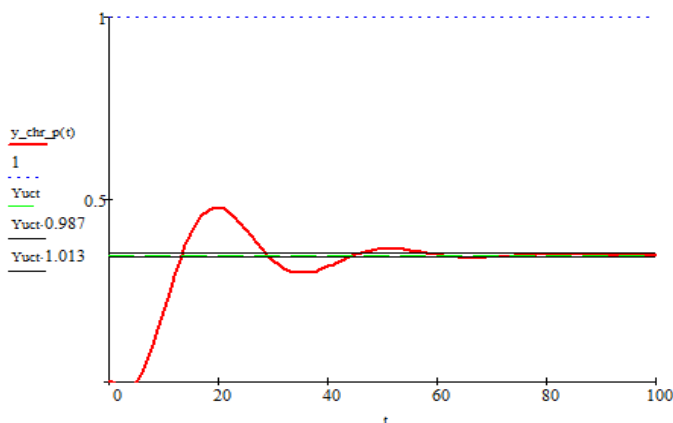


Рис. Б.44. ППІ САР з НР знайденими методом CHR

Час регулювання

$$t := 60 \quad \text{Given} \quad y_chr_p(t) = Y_{uct} \cdot 1.013 \quad T_p := \text{Find}(t) = 58.53$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 20 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_chr_p, t) \quad t_{max} = 19.67 \quad Y_{max} := y_chr_p(t_{max}) = 0.48$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 37.87$$

Статична похибка

$$\frac{1 - Y_{uct}}{1} \cdot 100 = 65.42$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J(Kp_chr_p) := \int_0^{100} (1 - y_chr_p(t))^2 dt \rightarrow 47.181$$

- ПІ – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_{p_chr_pi} := \frac{0.35T_0}{\tau_0} = 0.62 \quad T_{i_chr_pi} := \frac{1.2 \cdot \tau_0}{K_{p_chr_pi}} = 12.26$$

$$W_{p_chr_pi}(s) := K_{p_chr_pi} + \frac{1}{T_{i_chr_pi} \cdot s}$$

$$W_{chr_pi}(s) := \frac{W_{eok}(s) \cdot W_{p_chr_pi}(s)}{1 + W_{eok}(s) \cdot W_{p_chr_pi}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{6.408 \times 10^{-3} \cdot s - 0.021 \cdot s^2 - 0 \cdot s^3 + 1.222 \times 10^{-3}}{(s + 0.512) \cdot (s + 0.073) \cdot (s^2 + 0.061 \cdot s + 0.033)}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{chr_pi}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{chr_pi}(t) := \frac{W_{chr_pi}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.59 \cdot e^{-0.07 \cdot t} - 0.28 \cdot \cos(0.18 \cdot t) \cdot e^{-0.03 \cdot t} - 0.66 \cdot \sin(0.18 \cdot t) \cdot e^{-0.03 \cdot t}$$

ПІ САР

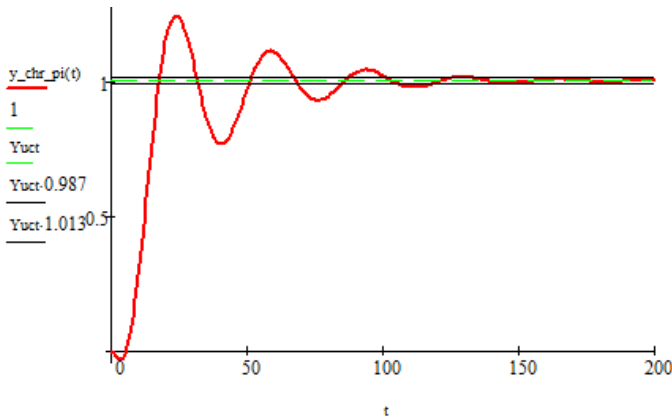


Рис. Б.45. ПІ САР з НР знайденими методом CHR

Час регулювання

$$t := 120 \quad \text{Given} \quad y_{chr_pi}(t) = Y_{uct} \cdot 1.013 \quad T_p := \text{Find}(t) = 126.97$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{chr_pi}, t) \quad t_{max} = 23.95 \quad Y_{max} := y_{chr_pi}(t_{max}) = 1.24$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 24.29$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{2000} (1 - y_{\text{chr_pid}}(t))^2 dt \rightarrow 11.67$$

- ПІД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_p_{\text{chr_pid}} := \frac{0.6 \cdot T_0}{\tau_0} = 1.06 \quad T_i_{\text{chr_pid}} := \frac{1 \cdot \tau_0}{K_p_{\text{chr_pid}}} = 5.96 \quad T_d_{\text{chr_pid}} := 0.5 \cdot \tau_0 \cdot K_p_{\text{chr_pid}} = 3.33$$

$$W_{p_chr_pid}(s) := K_p_{\text{chr_pid}} + \frac{1}{T_i_{\text{chr_pid}} \cdot s} + T_d_{\text{chr_pid}} \cdot s$$

$$W_{\text{chr_pid}}(s) := \frac{\text{Weck}(s) \cdot W_{p_chr_pid}(s)}{1 + \text{Weck}(s) \cdot W_{p_chr_pid}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.013 \cdot s^2 - 0.116 \cdot s^3 + 0.01 \cdot s + 2.514 \times 10^{-3}}{(s^2 + 0.09 \cdot s + 0.046) \cdot (s^2 + 0.44 \cdot s + 0.055)}$$

Стале значення функції

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{\text{chr_pid}}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{\text{chr_pid}}(t) := \frac{W_{\text{chr_pid}}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 1.28 \cdot \sin(0.08 \cdot t) \cdot e^{-0.22 \cdot t} - 0.73 \cdot \cos(0.21 \cdot t) \cdot e^{-0.04 \cdot t} - 0.49 \cdot \sin(0.21 \cdot t)$$

ПІІ САР

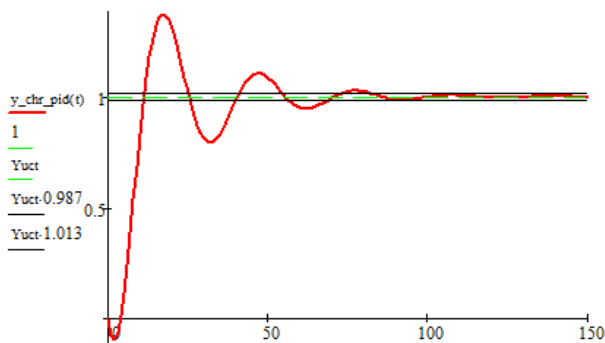


Рис. Б.46. ПІІ САР з НР знайденими методом CHR

Час регулювання

$$t := 70 \quad \text{Given} \quad y_{\text{chr_pid}}(t) = Y_{\text{uct}} - 1.013 \quad T_p := \text{Find}(t) = 72.47$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{\max} := \text{Maximize}(y_{\text{chr_pid}}, t) \quad t_{\max} = 17.26 \quad Y_{\max} := y_{\text{chr_pid}}(t_{\max}) = 1.37$$

Перерегулювання $\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 37.31$

Квадратична інтегральна оцінка $J_w := \int_0^{5000} (1 - y_{\text{chr_pid}}(t))^2 dt \rightarrow 8.49$

— Метод З-Н.

Вхідні параметри ті ж самі, що і для метода CHR.

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_hz_p := \frac{T_0}{\tau_0} = 1.76$$

$$Wp_hz_p(s) := Kp_hz_p$$

$$W_hz_p(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_hz_p(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_hz_p(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.061 \cdot s - 0.026}{(s + 0.643) \cdot (s^2 + 2.333 \times 10^{-3} \cdot s + 0.064)}$$

Стале значення функції

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_hz_p(s) \rightarrow 0.638$$

ПхФ САР

$$y_hz_p(t) := \frac{W_hz_p(s)}{s} \text{ invlaplace, } s, t \rightarrow 0.638 - 0.423 \cdot e^{-1.166 \times 10^{-3} \cdot t} \cdot \cos(0.234 \cdot t) - 0.546 \cdot e^{-1.166 \times 10^{-3} \cdot t}$$

ПП САР

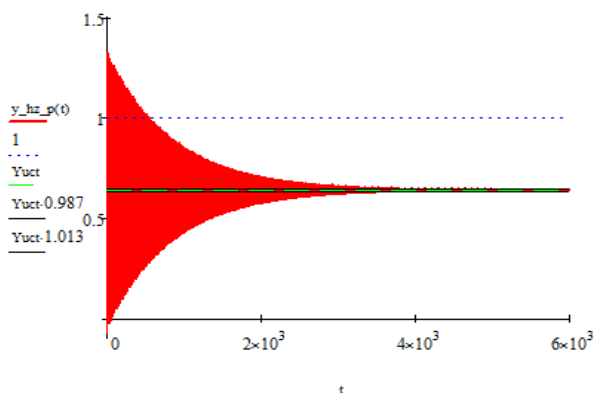


Рис. Б.47. ПП САР з НР знайденими методом З-Н

Час регулювання

$$t := 7800 \quad \text{Given} \quad y_{hz_p}(t) = Y_{uct} - 1.013 \quad T_p := 5500$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 30 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{hz_p}, t) \quad t_{max} = 15.96 \quad Y_{max} := y_{hz_p}(t_{max}) = 1.32$$

Перерегулювання
$$\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 106.29$$

Статична похибка
$$\frac{1 - Y_{uct}}{1} \cdot 100 = 36.21$$

Квадратична інтегральна оцінка
$$J(Kp_hz_p) := \int_0^{5000} (1 - y_{hz_p}(t))^2 dt \rightarrow 760.421$$

- ПІ – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_hz_pi := \frac{0.9 \cdot T_0}{\tau_0} = 1.59 \quad Ti_hz_pi := \frac{3.3 \cdot \tau_0}{Kp_hz_pi} = 13.11$$

ППІ САР

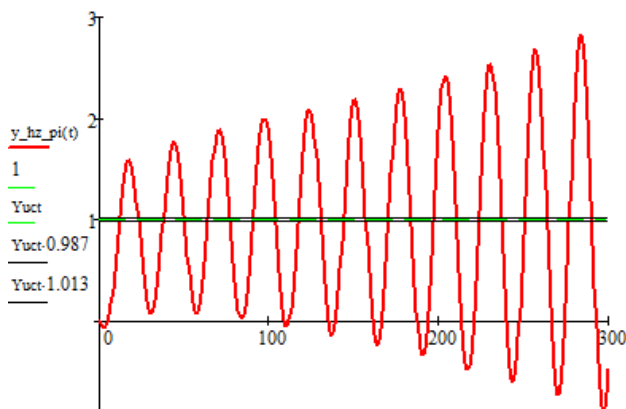


Рис. Б.48. ППІ САР з НР знайденими методом 3–Н

ПП нестійкий

- ПД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_hz_pid := \frac{1.2 \cdot T_0}{\tau_0} = 2.11 \quad Ti_hz_pid := \frac{2 \cdot \tau_0}{Kp_hz_pid} = 5.96 \quad Td_hz_pid := 0.5 \cdot \tau_0 \cdot Kp_hz_pid = 6.66$$

$$Wp_hz_pid(s) := Kp_hz_pid + \frac{1}{Ti_hz_pid \cdot s} + Td_hz_pid \cdot s$$

$$W_hz_pid(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_hz_pid(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_hz_pid(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.026 \cdot s^2 - 0.231 \cdot s^3 + 0.026 \cdot s + 2.514 \times 10^{-3}}{(s + 0.083) \cdot (s + 0.275) \cdot (s^2 + 0.056 \cdot s + 0.111)}$$

Стале значення функції

$$Yuct := \lim_{s \rightarrow 0} W_hz_pid(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_hz_pid(t) := \frac{W_hz_pid(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.25 \cdot e^{-0.28 \cdot t} - 0.38 \cdot e^{-0.08 \cdot t} - 0.86 \cdot \cos(0.33 \cdot t) \cdot e^{-0.03 \cdot t} - 0.66 \cdot \sin(0.33 \cdot t)$$

Час регулювання

$$t := 200 \quad \text{Given} \quad y_hz_pid(t) = Yuct - 1.013 \quad T_p := \text{Find}(t) = 53.92$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_hz_pid, t) \quad t_{max} = 11.32 \quad Y_{max} := y_hz_pid(t_{max}) = 1.65$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{max} - Yuct}{Yuct} \cdot 100 = 65$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J := \int_0^{1000} (1 - y_hz_pid(t))^2 dt \rightarrow 12.66$$

ПП САР

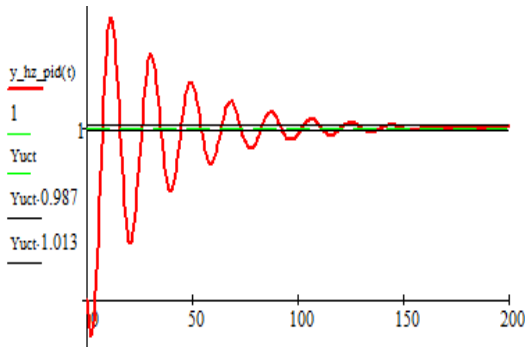


Рис. Б.49. ПП САР з НР знайденими методом З–Н

Порівняльні графіки ПП САР для абсорбера оксидів нітрогену

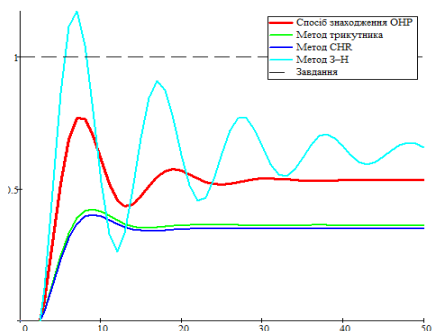


Рис. Б.50. ПП САР з П-регулятором

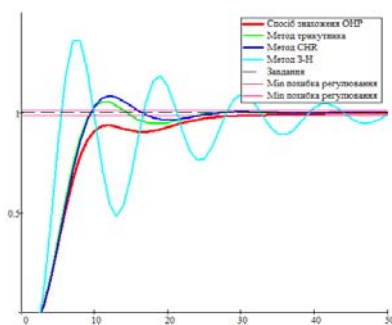


Рис. Б.51. ПП САР з ПІ-регулятором

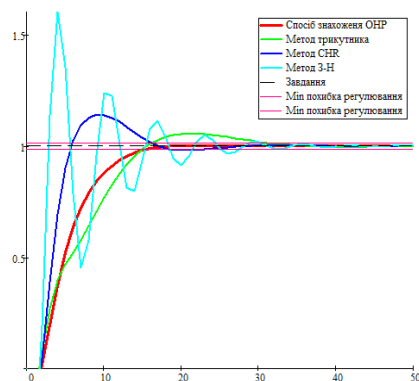


Рис. Б.52. ПП САР з ПІД-регулятором

4. Знаходження НР для САР продувної колони .

— Спосіб знаходження ОНР.

- П – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла, такий же як і для продувної колони.

$$T := \frac{150}{6}$$

$$J3(K_p) := J2(K_p) + T^2 \cdot J21(K_p)$$

Пошук ОНР

$$K_p := J3(K_p) \text{ solve, } K_p \rightarrow \begin{pmatrix} 0 \\ -9.508 \\ -0.978 - 0.249i \\ -0.978 + 0.249i \end{pmatrix} \quad K_p := |(K_p)_{3,1}| \rightarrow 1.009$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} Wok_p(s) \rightarrow 0.502$$

Настроювальні параметри регулятора: $K_p = 1.01$

ПхФ САР

$$y_p(t) := \frac{Wok_p(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.5 - 0.32 \cdot \cos(0.4 \cdot t) \cdot e^{-0.08 \cdot t} - 0.53 \cdot \sin(0.4 \cdot t) \cdot e^{-0.08 \cdot t} - 0.18 \cdot e^{-1.06 \cdot t}$$

ПП САР

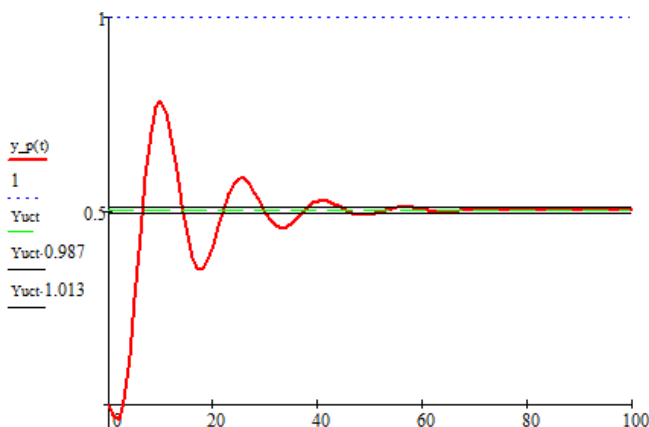


Рис. Б 53. ПП САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Час регулювання

$$t := 60 \quad \text{Given} \quad y_p(t) = Y_{uct} - 1.013 \quad T_p := \text{Find}(t) = 57.74$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_p, t) \quad t_{max} = 9.82 \quad Y_{max} := y_p(t_{max}) = 0.79$$

Перерегулювання $\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 56.47$

Статична похибка $\frac{1 - Y_{\text{uct}}}{1} \cdot 100 = 49.78$

Квадратична інтегральна оцінка $J_{\text{w}} := \int_0^{80} (1 - y_p(t))^2 dt \rightarrow 22.97$

- ПІ – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла, такий же як і для продувної колони.

$K_{p_pi} := 1 \quad T_{i_pi} := 1000 \quad T_{\text{w}} := \frac{50}{6}$

Пошук ОНР

$J3_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) := J2_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) + T^2 \cdot J21_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) \rightarrow \frac{-9.738 \times 10^{-7} \cdot T_{i_pi}^* - 4 \cdot [22.419 \cdot T_{i_pi} (2.$

Given

$\frac{d}{dK_{p_pi}} J3_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) = 0 \quad \frac{d}{dT_{i_pi}} J3_pi(K_{p_pi}, T_{i_pi}) = 0$

+

$K_{p_pi} > 0 \quad T_{i_pi} > 0$

$S_{J3_pi} := \text{Find}(K_{p_pi}, T_{i_pi}) \quad S_{J3_pi} = \begin{pmatrix} 0.34 \\ 13.76 \end{pmatrix}$

Настроювальні параметри регулятора

$K_{p_J3_pi} := S_{J3_pi1,1} = 0.34 \quad T_{i_J3_pi} := S_{J3_pi2,1} = 13.76$

$K_{p_pi} := K_{p_J3_pi} = 0.34 \quad T_{i_pi} := T_{i_J3_pi} = 13.76$

ПхФ САР

$y_{J3_pi}(t) := \frac{Wok_pi(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.9 \cdot e^{-0.07 \cdot t} - 1.62 \times 10^{-3} \cdot e^{-0.13 \cdot t} \cdot \cos(0.29 \cdot t) - 0.52 \cdot e^{-0.13 \cdot t} \cdot \sin(0.29 \cdot t)$

Стале значення функцій

$Y_{J3_uct} := \lim_{s \rightarrow 0} Wok_pi(s) \rightarrow 1$

Час регулювання

$t := Tr \quad \text{Given} \quad y_{J3_pi}(t) = Y_{J3_uct} \cdot 0.987 \quad Tr_{J3} := \text{Find}(t) = 56.72$

Максимум помилки регулювання

$$t := 1000 \quad \text{Given} \quad t_{\max} := \text{Maximize}(y_{J3_pi}, t) \quad t_{\max} = 1 \times 10^3 \quad Y_{J3_max} := y_{J3_pi}(t_{\max}) = 1$$

ППІ САР

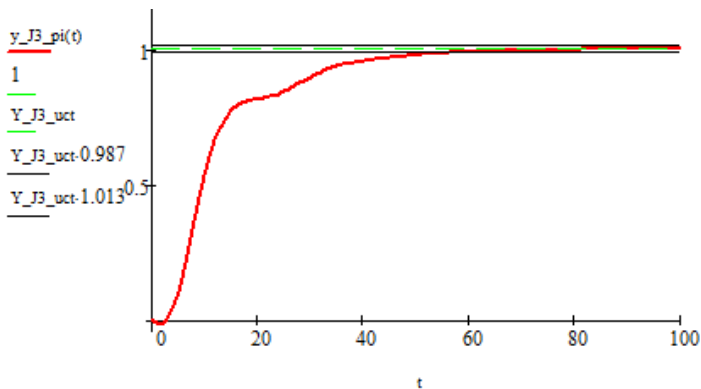


Рис. Б.54. ППІ САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Перерегулювання
$$\frac{Y_{J3_max} - Y_{J3_uct}}{Y_{J3_uct}} \cdot 100 = 0$$

Квадратична інтегральна оцінка
$$J3 := \int_0^{2000} (1 - y_{J3_pi}(t))^2 dt \rightarrow 8.34$$

- ПІД – регулятор

Аналітичний розрахунок квадратичного інтеграла, такий же як і для продувної колони.

$$Kp_pid := 1 \quad Ti_pid := 1000 \quad Td_pid := 1 \quad T_w := \frac{21}{6}$$

$$J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) := J2_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) + T_w^2 \cdot J21_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid)$$

Пошук ОНР

Given

$$\frac{d}{dKp_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

$$\frac{d}{dTi_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

$$\frac{d}{dTd_pid} J3_pid(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) = 0$$

$$Kp_pid > 0 \quad Ti_pid > 0 \quad Td_pid > 0$$

$$S_J3_pid := \text{Find}(Kp_pid, Ti_pid, Td_pid) \quad S_J3_pid = \begin{pmatrix} 0.64 \\ 5.88 \\ 1.9 \end{pmatrix}$$

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_J3_pid := S_J3_pid_{1,1} = 0.64 \quad Ti_J3_pid := S_J3_pid_{2,1} = 5.88 \quad Td_J3_pid := S_J3_pid_{3,1} = 1.9$$

$$Kp_pid := Kp_J3_pid$$

$$Ti_pid := Ti_J3_pid$$

$$Td_pid := Td_J3_pid$$

Стале значення функції

$$Y_J3_uct := \lim_{s \rightarrow 0} Wok_pid(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_J3_pid(t) := \frac{Wok_pid(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.97 \cdot \sin(0.17 \cdot t) \cdot e^{-0.17 \cdot t} - 0.71 \cdot \cos(0.4 \cdot t) \cdot e^{-0.33 \cdot t} - 0.84 \cdot \sin(0.4 \cdot t) \cdot e^{-0.33 \cdot t}$$

ПП САР

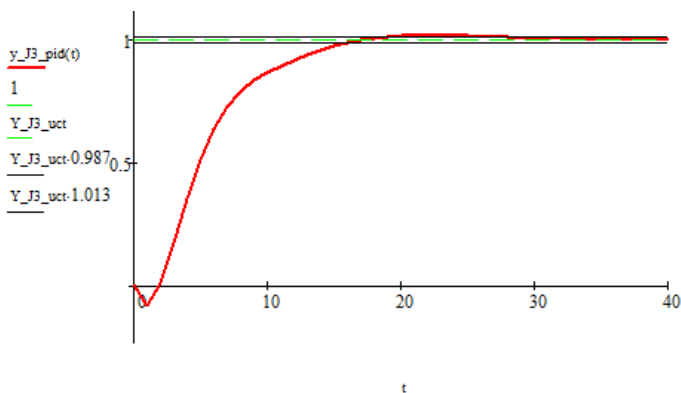


Рис. Б.55. ПП САР з НР знайденими способом знаходження ОНР

Час регулювання

$$t := 30 \quad \text{Given} \quad y_{J3_pid}(t) = Y_{J3_uct} \cdot 1.013 \quad T_{p_J3} := \text{Find}(t) = 26.18$$

Максимум помилки регулювання

$$t_{J3_max} := \text{Maximize}(y_{J3_pid}, t) \quad t_{J3_max} = 21.79 \quad Y_{J3_max} := y_{J3_pid}(t_{J3_max}) = 1.02$$

Перерегулювання

$$\frac{Y_{J3_max} - Y_{J3_uct}}{Y_{J3_uct}} \cdot 100 = 1.99$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J3 := \int_0^{T_{pp}} (1 - y_{J3_pid}(t))^2 dt \rightarrow 4.37$$

— Метод трикутника.

Будується дотична до КР ЕОК та прямокутний трикутник навколо точки

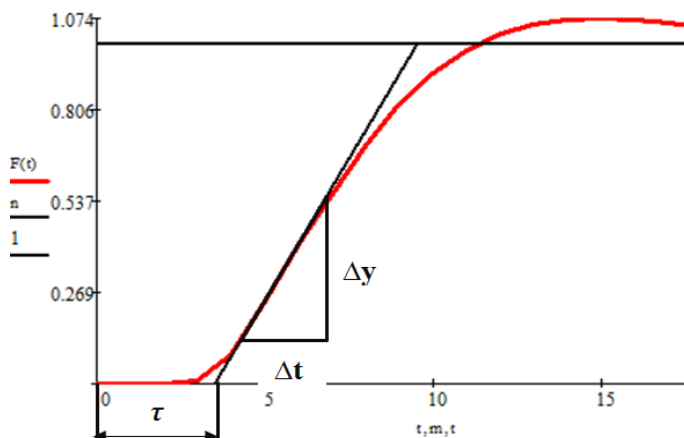


Рис. Б.56. КР ЕОК продувної колони

Розрахунок максимальної швидкості та часу чистого запізнення:

$$V_{max} := 0.174$$

$$\tau_0 := 3.51$$

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_tr_p := Vmax \cdot \tau_0 = 0.61$$

$$Wp_tr_p(s) := Kp_tr_p$$

$$W_tr_p(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_tr_p(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_tr_p(s)} \xrightarrow[\text{simplify}]{\text{factor}} \frac{0.07 \cdot s - 0.06}{(s + 0.98) \cdot (s^2 + 0.25 \cdot s + 0.15)}$$

Стале значення функції

$$Yuct := \lim_{s \rightarrow 0} W_tr_p(s) \rightarrow 0.38$$

ПхФ САР

$$y_tr_p(t) := \frac{W_tr_p(s)}{s} \text{ invlaplace, } s, t \rightarrow 0.38 - 0.23 \cdot \cos(0.37 \cdot t) \cdot e^{-0.13 \cdot t} - 0.48 \cdot \sin(0.37 \cdot t) \cdot e^{-0.13 \cdot t} - 0.15 \cdot e^{-0.98 \cdot t}$$

Час регулювання

$$t := 30 \quad \text{Given } y_tr_p(t) = Yuct \cdot 1.013 \quad Tp := \text{Find}(t) = 31.6$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given } tmax := \text{Maximize}(y_tr_p, t) \quad tmax = 10.73 \quad Ymax := y_tr_p(tmax) = 0.51$$

ПП САР

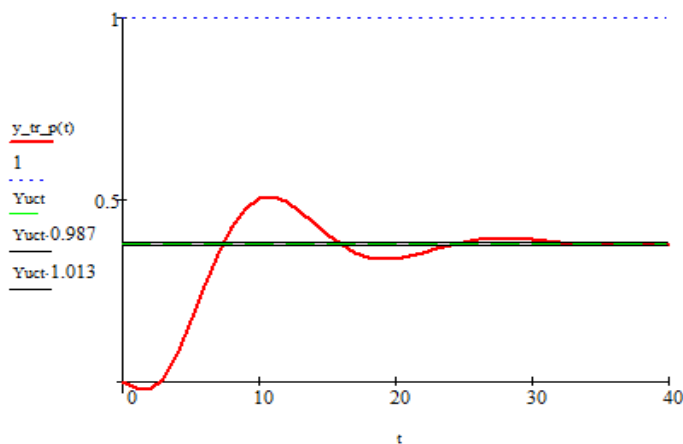


Рис. Б.57. ПП САР з НР знайденими методом трикутника

Перерегулювання $\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 33.81$

Статична похибка $\frac{1 - Y_{\text{uct}}}{1} \cdot 100 = 62.08$

Квадратична інтегральна оцінка $J_w := \int_0^{35} (1 - y_{\text{tr_pi}}(t))^2 dt \rightarrow 16.105$

- ПІ – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_p_{\text{tr_pi}} := 1.2 \cdot V_{\max} \cdot \tau_0 = 0.73 \quad T_i_{\text{tr_pi}} := 2 \cdot \tau_0 = 7.02$$

$$W_p_{\text{tr_pi}}(s) := K_p_{\text{tr_pi}} + \frac{1}{T_i_{\text{tr_pi}} \cdot s}$$

$$W_{\text{tr_pi}}(s) := \frac{\text{Weok}(s) \cdot W_p_{\text{tr_pi}}(s)}{1 + \text{Weok}(s) \cdot W_p_{\text{tr_pi}}(s)} \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.051 \cdot s - 0.086 \cdot s^2 + 0.013}{(s + 0.116) \cdot (s + 0.976) \cdot (s^2 + 0.144 \cdot s + 0.115)}$$

Стале значення функції

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{\text{tr_pi}}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{\text{tr_pi}}(t) := \frac{W_{\text{tr_pi}}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.15 \cdot e^{-0.98 \cdot t} - 0.31 \cdot \cos(0.33 \cdot t) \cdot e^{-0.07 \cdot t} - 0.7 \cdot \sin(0.33 \cdot t) \cdot e^{-0.07 \cdot t} - 0.54$$

Час регулювання

$$t := 50 \quad \text{Given} \quad y_{\text{tr_pi}}(t) = Y_{\text{uct}} \cdot 1.013 \quad T_p := \text{Find}(t) = 48.15$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 20 \quad \text{Given} \quad t_{\max} := \text{Maximize}(y_{\text{tr_pi}}, t) \quad t_{\max} = 12.73 \quad Y_{\max} := y_{\text{tr_pi}}(t_{\max}) = 1.18$$

ПП САР

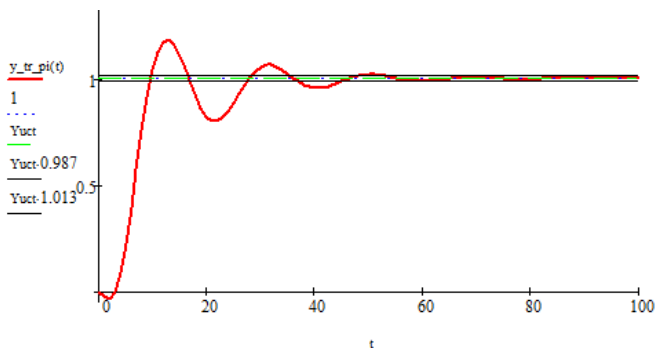


Рис. Б.58. ПП САР з НР знайденими методом трикутника

Перерегулювання

$$\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 18.23$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{5000} (1 - y_{\text{tr_pid}}(t))^2 dt \rightarrow 6.01$$

- ПІД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_p_{\text{tr_pid}} := 0.83 \cdot V_{\max} \cdot \tau_0 = 0.51 \quad T_i_{\text{tr_pid}} := 2 \cdot \tau_0 = 7.02$$

$$T_d_{\text{tr_pid}} := \frac{T_i_{\text{tr_pid}}}{4.5} = 1.56$$

$$W_{p_tr_pid}(s) := K_p_{\text{tr_pid}} + \frac{1}{T_i_{\text{tr_pid}} \cdot s} + T_d_{\text{tr_pid}} \cdot s$$

$$W_{\text{tr_pid}}(s) := \frac{W_{\text{eok}}(s) \cdot W_{p_tr_pid}(s)}{1 + W_{\text{eok}}(s) \cdot W_{p_tr_pid}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.084 \cdot s^2 - 0.182 \cdot s^3 + 0.03 \cdot s + 0.013}{(s^2 + 0.741 \cdot s + 0.276) \cdot (s^2 + 0.313 \cdot s + 0.047)}$$

Стале значення функції

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{\text{tr_pid}}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{\text{tr_pid}}(t) := \frac{W_{\text{tr_pid}}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.79 \cdot \sin(0.37 \cdot t) \cdot e^{-0.37 \cdot t} - 0.34 \cdot e^{-0.16 \cdot t} \cdot \cos(0.15 \cdot t) - 1.23 \cdot e^{-0.16 \cdot t}$$

Час регулювання

$$t := 30 \quad \text{Given} \quad y_{\text{tr_pid}}(t) = Y_{\text{uct}} \cdot 1.013 \quad T_p := \text{Find}(t) = 29.34$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 20 \quad \text{Given} \quad t_{\max} := \text{Maximize}(y_{\text{tr_pid}}, t) \quad t_{\max} = 24.13 \quad Y_{\max} := y_{\text{tr_pid}}(t_{\max}) = 1.02$$

ПІ САР

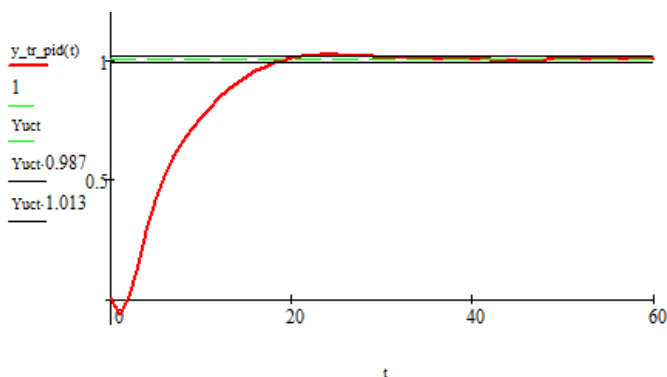


Рис. В.59. ПІ САР з НР знайденими методом трикутника

Перерегулювання

$$\frac{Y_{\max} - Y_{\text{уст}}}{Y_{\text{уст}}} \cdot 100 = 2.05$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{5000} (1 - y_{\text{tr_pid}}(t))^2 dt \rightarrow 5.01$$

— Метод CHR.

Будується дотична до КР ЕОК та обираються вхідні параметри:

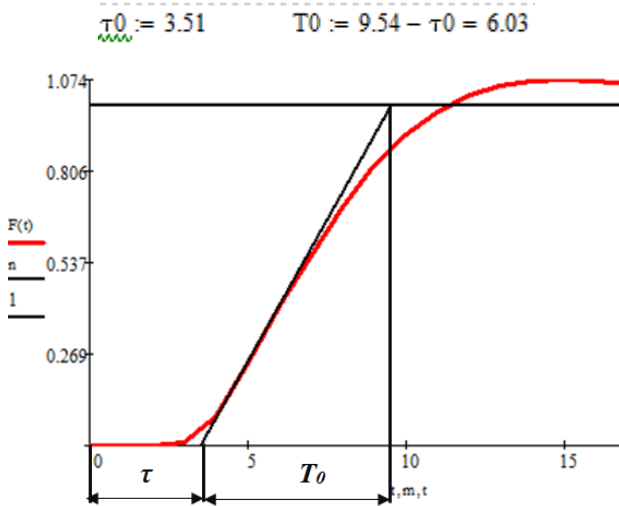


Рис. Б.60. КР ЕОК продувної колони

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$K_{p_chr_p} := \frac{0.3T_0}{\tau_0} = 0.52$$

$$W_{p_chr_p}(s) := K_{p_chr_p}$$

$$W_{chr_p}(s) := \frac{Weok(s) \cdot W_{p_chr_p}(s)}{1 + Weok(s) \cdot W_{p_chr_p}(s)} \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.06 \cdot s - 0.047}{(s + 0.958) \cdot (s^2 + 0.278 \cdot s + 0.145)}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{tr_pi}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{tr_pi}(t) := \frac{W_{tr_pi}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.21 \cdot e^{-1.34 \cdot t} - 0.25 \cdot \cos(0.37 \cdot t) \cdot e^{-0.18 \cdot t} - 1.1 \cdot \sin(0.37 \cdot t) \cdot e^{-0.18 \cdot t}$$

Час регулювання

$$t := 20 \quad \text{Given} \quad y_{tr_pi}(t) = Y_{uct} - 0.987 \quad T_p := \text{Find}(t) = 24.05$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 15 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_{tr_pi}, t) \quad t_{max} = 11.39 \quad Y_{max} := y_{tr_pi}(t_{max}) = 1.06$$

ППІ САР

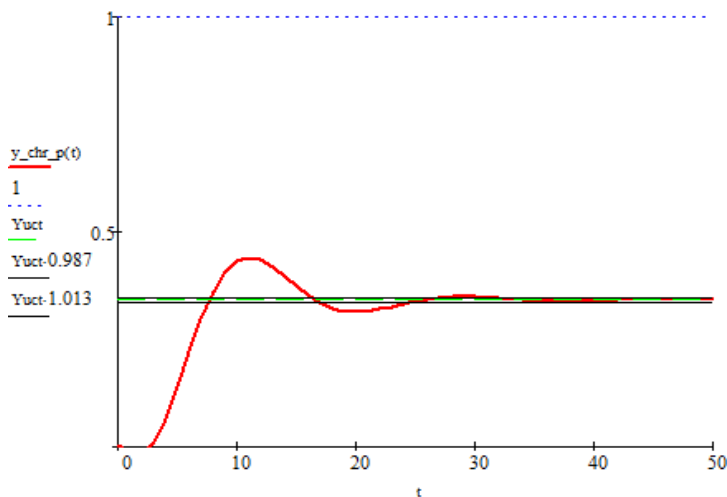


Рис. Б.61. ППІ САР з НР знайденими методом CHR

Перерегулювання $\frac{Y_{max} - Y_{uct}}{Y_{uct}} \cdot 100 = 29.15$

Статична похибка $\frac{1 - Y_{uct}}{1} \cdot 100 = 65.99$

Квадратична інтегральна оцінка $J(Kp_chr_p) := \int_0^{40} (1 - y_{chr_p}(t))^2 dt \rightarrow 19.923$

- ПІ – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_chr_pi := \frac{0.35T0}{\tau0} = 0.6 \quad Ti_chr_pi := \frac{1.2 \cdot \tau0}{Kp_chr_pi} = 7.01$$

$$Wp_chr_pi(s) := Kp_chr_pi + \frac{1}{Ti_chr_pi \cdot s}$$

$$W_chr_pi(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_chr_pi(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_chr_pi(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.082}{s + 0.137} - \frac{0.209 \cdot s - 0.027}{s^2 + 0.159 \cdot s + 0.102} + \frac{0.127}{s + 0.941}$$

Стале значення функції

$$Y_{uct} := \lim_{s \rightarrow 0} W_chr_pi(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_chr_pi(t) := \frac{W_chr_pi(s)}{s} \text{ invlaplace } \rightarrow 1 - 0.6 \cdot e^{-0.14 \cdot t} - 0.26 \cdot e^{-0.08 \cdot t} \cdot \cos(0.31 \cdot t) - 0.74 \cdot e^{-0.08 \cdot t} \cdot \sin(0.31 \cdot t)$$

Час регулювання

$$t := 50 \quad \text{Given} \quad y_chr_pi(t) = Y_{uct} - 0.987 \quad T_p := \text{Find}(t) = 47.4$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{max} := \text{Maximize}(y_chr_pi, t) \quad t_{max} = 13.81 \quad Y_{max} := y_chr_pi(t_{max}) = 1.17$$

ПП САР

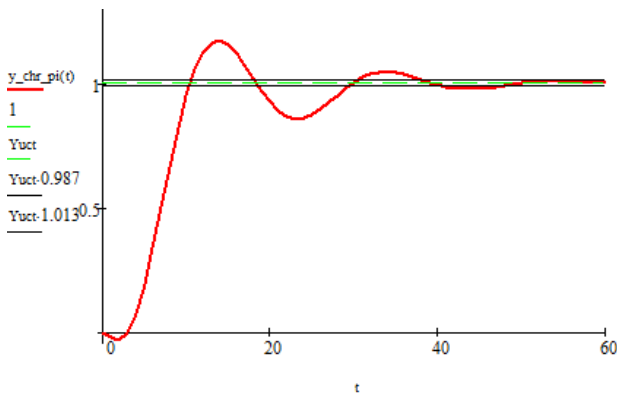


Рис. Б.62. ПП САР з НР знайденими методом CHR

Перерегулювання

$$\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 17.13$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_w := \int_0^{2000} (1 - y_{\text{chr_pid}}(t))^2 dt \rightarrow 6.19$$

- ПД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_{\text{chr_pid}} := \frac{0.6 \cdot T_0}{\tau_0} = 1.03 \quad Ti_{\text{chr_pid}} := \frac{1 \cdot \tau_0}{Kp_{\text{chr_pid}}} = 3.41 \quad Td_{\text{chr_pid}} := 0.5 \cdot \tau_0 \cdot Kp_{\text{chr_pid}} = 1.81$$

$$Wp_{\text{chr_pid}}(s) := Kp_{\text{chr_pid}} + \frac{1}{Ti_{\text{chr_pid}} \cdot s} + Td_{\text{chr_pid}} \cdot s$$

$$W_{\text{chr_pid}}(s) := \frac{\text{Week}(s) \cdot Wp_{\text{chr_pid}}(s)}{1 + \text{Week}(s) \cdot Wp_{\text{chr_pid}}(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.045 \cdot s^2 - 0.212 \cdot s^3 + 0.06 \cdot s + 0.027}{(s^2 + 0.227 \cdot s + 0.132) \cdot (s^2 + 0.797 \cdot s + 0.203)}$$

Стале значення функції

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_{\text{chr_pid}}(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{\text{chr_pid}}(t) := \frac{W_{\text{chr_pid}}(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.53 \cdot \sin(0.35 \cdot t) \cdot e^{-0.11 \cdot t} - 0.18 \cdot \cos(0.21 \cdot t) \cdot e^{-0.4 \cdot t} - 0.92 \cdot \sin(0.21 \cdot t)$$

Час регулювання

$$t := 30 \quad \text{Given } y_{\text{chr_pid}}(t) = Y_{\text{uct}} \cdot 1.013 \quad Tp := \text{Find}(t) = 31.95$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given } t_{\max} := \text{Maximize}(y_{\text{chr_pid}}, t) \quad t_{\max} = 10.03 \quad Y_{\max} := y_{\text{chr_pid}}(t_{\max}) = 1.29$$

ПП САР

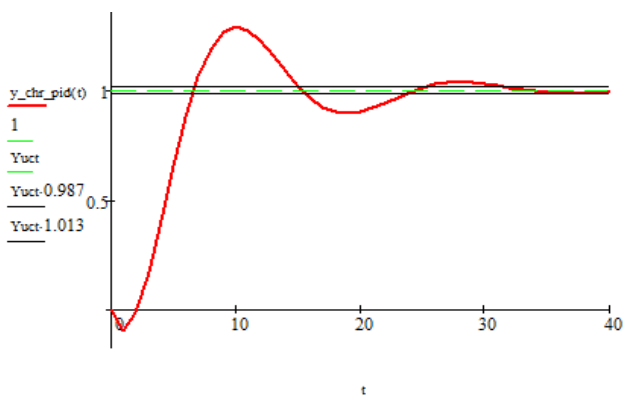


Рис. Б.63. ПП САР з НР знайденими методом CHR

Перерегулювання $\frac{Y_{\max} - Y_{\text{уст}}}{Y_{\text{уст}}} \cdot 100 = 28.9$

Квадратична інтегральна оцінка $J_{\text{в}} := \int_0^{5000} (1 - y_{\text{chr_pid}}(t))^2 dt \rightarrow 4.35$

— Метод З-Н.

Вхідні параметри ті ж самі, що і для метода CHR.

Розрахунок налагоджувальних параметрів регуляторів:

- П – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_hz_p := \frac{T_0}{\tau_0} = 1.72$$

$$Wp_hz_p(s) := Kp_hz_p$$

$$W_hz_p(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_hz_p(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_hz_p(s)} \xrightarrow[\text{simplify}]{\text{factor}} \frac{0.201 \cdot s - 0.157}{(s + 1.185) \cdot (s^2 + 0.051 \cdot s + 0.21)}$$

Стале значення функції

$$Y_{\text{уст}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_hz_p(s) \rightarrow 0.632 \quad +$$

ПхФ САР

$$y_hz_p(t) := \frac{W_hz_p(s)}{s} \xrightarrow{\text{invlaplace}, s, t} 0.632 - 0.417 \cdot \cos(0.458 \cdot t) \cdot e^{-0.026 \cdot t} - 0.579 \cdot \sin(0.458 \cdot t) \cdot e^{-0.026 \cdot t} - 0.215 \cdot e^{-1}$$

Час регулювання

$$t := 150 \quad \text{Given} \quad y_hz_p(t) = Y_{\text{уст}} \cdot 0.987 \quad T_p := \text{Find}(t) = 150.87$$

Максимум помилки регулювання

$$t := 10 \quad \text{Given} \quad t_{\max} := \text{Maximize}(y_hz_p, t) \quad t_{\max} = 8.81 \quad Y_{\max} := y_hz_p(t_{\max}) = 1.2$$

ПП САР

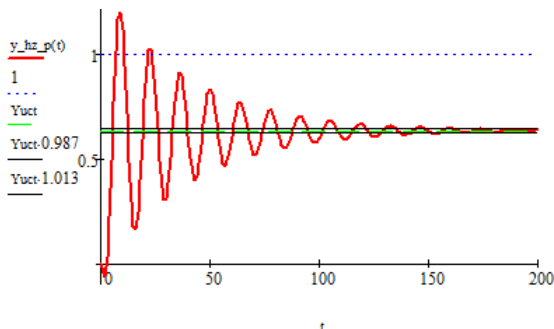


Рис. В.64. ПП САР з НР знайденими методом З-Н

Перерегулювання $\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 90.08$

Статична похибка $\frac{1 - Y_{\text{uct}}}{1} \cdot 100 = 36.79$

Квадратична інтегральна оцінка $J(Kp_hz_p) := \int_0^{200} (1 - y_hz_p(t))^2 dt \rightarrow 33.646$

- ПІ – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_hz_pi := \frac{0.9 \cdot T_0}{\tau_0} = 1.55 \quad Ti_hz_pi := \frac{3.3 \cdot \tau_0}{Kp_hz_pi} = 7.49$$

$$Wp_hz_pi(s) := Kp_hz_pi + \frac{1}{Ti_hz_pi \cdot s}$$

$$W_hz_pi(s) := \frac{Week(s) \cdot Wp_hz_pi(s)}{1 + Week(s) \cdot Wp_hz_pi(s)} \quad \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.126 \cdot s - 0.181 \cdot s^2 + 0.012}{(s + 0.06) \cdot (s + 1.14) \cdot (s^2 + 0.036 \cdot s + 0.179)}$$

Стале значення функції

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_hz_pi(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_hz_pi(t) := \frac{W_hz_pi(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 1 - 0.21 \cdot e^{-1.14 \cdot t} - 0.45 \cdot \cos(0.42 \cdot t) \cdot e^{-0.02 \cdot t} - 0.63 \cdot \sin(0.42 \cdot t) \cdot e^{-0.02 \cdot t} - 0.35$$

Час регулювання

$$t := 200 \quad \text{Given} \quad y_hz_pi(t) = Y_{\text{uct}} \cdot 0.987 \quad T_{\text{pr}} := \text{Find}(t) = 197.49$$

Максимум помилки регулювання

$$t_w := 10 \quad \text{Given} \quad t_{\text{max}} := \text{Maximize}(y_hz_pi, t) \quad t_{\text{max}} = 9.67 \quad Y_{\text{max}} := y_hz_pi(t_{\text{max}}) = 1.45$$

ПП САР

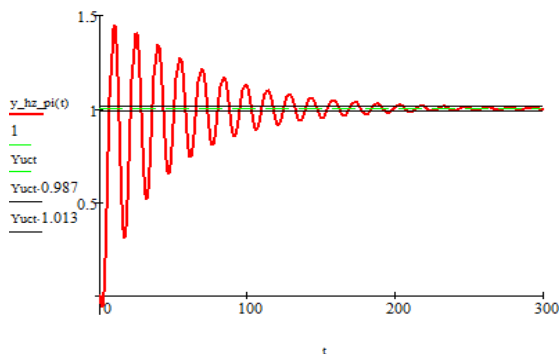


Рис. Б.65. ПП САР з НР знайденими методом З–Н

Перерегулювання $\frac{Y_{\max} - Y_{\text{uct}}}{Y_{\text{uct}}} \cdot 100 = 45.17$

Квадратична інтегральна оцінка $J_w := \int_0^{2000} (1 - y_{\text{hz_pid}}(t))^2 dt \rightarrow 11.01$

- ПІД – регулятор

Настроювальні параметри регулятора

$$Kp_hz_pid := \frac{1.2 \cdot T_0}{\tau_0} = 2.06 \quad Ti_hz_pid := \frac{2 \cdot \tau_0}{Kp_hz_pid} = 3.41 \quad Td_hz_pid := 0.5 \cdot \tau_0 \cdot Kp_hz_pid = 3.62$$

$$Wp_hz_pid(s) := Kp_hz_pid + \frac{1}{Ti_hz_pid \cdot s} + Td_hz_pid \cdot s$$

$$W_hz_pid(s) := \frac{Weok(s) \cdot Wp_hz_pid(s)}{1 + Weok(s) \cdot Wp_hz_pid(s)} \left| \begin{array}{l} \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.091 \cdot s^2 - 0.423 \cdot s^3 + 0.155 \cdot s + 0.027}{(s + 0.153) \cdot (s + 0.472) \cdot (s^2 + 0.188 \cdot s + 0.372)}$$

Стале значення функції

$$Y_{\text{uct}} := \lim_{s \rightarrow 0} W_hz_pid(s) \rightarrow 1$$

ПхФ САР

$$y_{\text{hz_pid}}(t) := \frac{W_hz_pid(s)}{s} \text{ invlaplace} \rightarrow 0.24 \cdot e^{-0.47 \cdot t} - 0.38 \cdot e^{-0.15 \cdot t} - 0.86 \cdot e^{-0.09 \cdot t} \cdot \cos(0.6 \cdot t) - 0.74 \cdot e^{-0.09 \cdot t}$$

Час регулювання

$$t := 40 \quad \text{Given} \quad y_{\text{hz_pid}}(t) = Y_{\text{uct}} \cdot 1.013 \quad T_p := \text{Find}(t) = 39.4$$

Максимум помилки регулювання

$$t_w := 10 \quad \text{Given} \quad t_{\max} := \text{Maximize}(y_{\text{hz_pid}}, t) \quad t_{\max} = 6.21 \quad Y_{\max} := y_{\text{hz_pid}}(t_{\max}) = 1.5$$

ПП САР

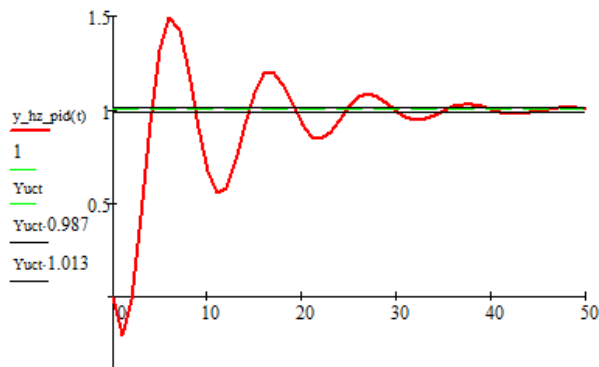


Рис. Б.66. ПП САР з НР знайденими методом З–Н

Перерегулювання

$$\frac{Y_{\max} - Y_{\text{уст}}}{Y_{\text{уст}}} \cdot 100 = 49.51$$

Квадратична інтегральна оцінка

$$J_{\text{kv}} := \int_0^{1000} (1 - y_{\text{hz_pid}}(t))^2 dt \rightarrow 4.73$$

Порівняльні графіки ПП САР для продувної колони

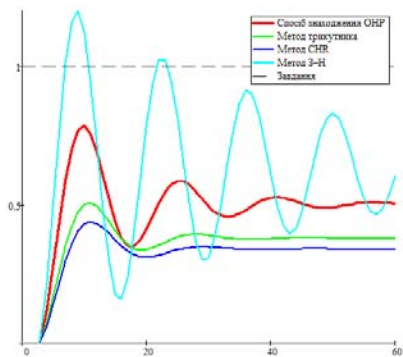


Рис. Б.67. ПП САР з П-регулятором

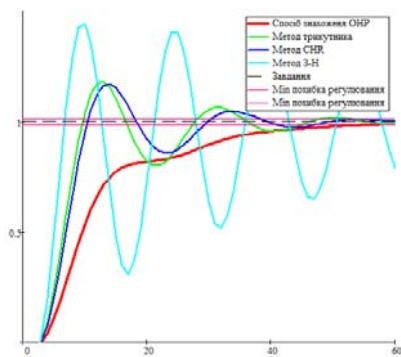


Рис. Б.68. ПП САР з ПІ-регулятором

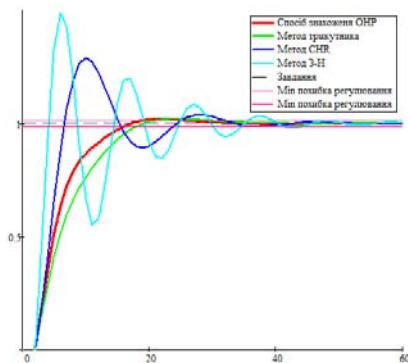


Рис. Б.69. ПП САР з ПІД-регулятором

Наукове видання

Марина Геннадіївна ЛОРІЯ
Ольга Вікторівна ПОРКУЯН
Михайло Володимирович АНАНЬСВ
Олександр Борисович ЦЕЛІЩЕВ

ОПТИМАЛЬНІ НАСТРОЮВАННЯ
РЕГУЛЯТОРІВ ПРОМИСЛОВИХ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ
ТЕХНОЛОГІЧНИМИ ОБ'ЄКТАМИ

Монографія

Підписано до друку 13.03.2019.
Формат 60х84 $\frac{1}{16}$. Папір типогр. Гарнітура Times.
Друк офсетний. Умов. друк. арк. 11,2. Обл.-вид. арк. 11,9.
Тираж 100 екз. Вид. № 3211. Заказ № 7. Ціна договірна.

Видавництво Східноукраїнського національного університету
імені Володимира Даля

Свідцтво про реєстрацію: серія ДК № 1620 від 18.12.2003 р.
Адреса університета: просп. Центральний 59-а
м. Северодонецьк, 93400, Україна
e-mail: vidavnictvoSNU.ua@gmail.com.

Надруковано:
Відділ технічного обслуговування СНУ ім. В. Даля
Адреса: просп. Центральний 59-а
м. Северодонецьк, 93400