

**МЕТОД СИНТЕЗУ ГІБРИДНИХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО
КЕРУВАННЯ ДЛЯ БАГАТОВИМІРНИХ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ**

А. О. Стопакевич, О.А. Стопакевич

Державний університет інтелектуальних технологій та зв'язку,
1, Кузнечна, Одеса, 65029, stopakevich@gmail.com
Національний університет «Одеська політехніка»,
1, пр. Шевченка, Одеса, 65044, stopakevich@opu.ua

Стаття присвячена розробці методу синтезу багатовимірних гібридних систем автоматичного керування, які включають паралельне функціонування системи децентралізованих одновимірних регуляторів та багатовимірного регулятора виходу, керуючих багатовимірним об'єктом. Проводиться дослідження отриманої системи керування за прямими показниками якості, робастністю та крихкістю. Найбільш істотним результатом роботи є розробка методу настройки лінійно-квадратичного регулятора, який має працювати додатково до децентралізованої системи керування, настройки якої отримані за методом BLT (Biggest Log Modulus). BLT - це відомий метод детюнінгу настройок ПІ-регуляторів, отриманих за правилами Циглера-Нікольсона з метою забезпечення робастності багатовимірної систем керування. Розроблений метод синтезу системи керування не є складним й при його застосуванні не втрачається можливість корекції настройок децентралізованих регуляторів. З застосуванням розробленого методу був проведений синтез нової гібридної системи автоматичного керування ректифікаційною установкою. Аналіз динамічних властивостей розробленої системи керування показав, що застосування паралельно включеного додаткового лінійного-квадратичного регулятора дозволяє забезпечити невелике перерегулювання при керуванні за завданням та високу точність підтримки величин керування змінних при максимальних збуреннях. При цьому не зменшується робастність та система керування залишається некрихкою, тобто є можливість зміни настройок регуляторів без істотної втрати робастності.

Ключові слова: система керування, гібридна, прямі показники, лінійно-квадратичний регулятор, робастність, BLT, ПІ-регулятор, ректифікаційна колона, ректифікаційна установка.

Вступ

Системи автоматичного керування (САК) багатовимірними технологічними об'єктами керування як правило будуються як децентралізовані або централізовані.

Ідея побудови децентралізованої системи керування полягає в тому, що необхідно обрати найменш пов'язані канали керування й за моделями каналів об'єкту керування (ОК) синтезувати одновимірні регулятори [1-4]. Розробка такої системи керування з першого погляду є простою, однак виникають проблеми з забезпеченням якості перехідних процесів в розробленій системі й запасом її стійкості. Джерелом проблеми є те, що в реальній системі канали не є автономними й впливають один на одного, тому фактично кожен децентралізований регулятор керує не процесом, який описується моделлю каналу. Як мінімум це призводить до зниження якості САК. Однак чим більша кількість каналів керування задіяна в ОК, тим ця проблема стає більш гострою, що відображується вже не на зниженні якості, а на втраті стійкості САК. Децентралізовані системи керування хоч й не забезпечують навіть теоретично високої якості керування, тим не менш є зручними для промислового застосування, особливо якщо використовуються стандартні регулятори ПІД-типу. По-перше, визначити настройки регуляторів можна за експериментальним розгінними характеристиками чи апроксимативними моделям

окремих каналів за інженерними правилами, що не вимагає застосування комп'ютерного моделювання й математичних САПР. По-друге, децентралізована система керування не має структурно пов'язаних між собою блоків, тому допускає вимкнення окремих регуляторів якщо вони розбалансовують ОК, а регулятори ПІД-типу дозволяють змінювати параметри чисто емпірично для досягнення задовільного перехідного процесу за каналом керування. Науковий підхід до синтезу децентралізованих систем вимагає наявності математичної моделі динаміки усього ОК. Перший крок – це аналіз ступеню зв'язності [5-6] каналів керування з метою вибору каналів керування без домінуючих перехресних впливів. Другий крок – корекція настройок регуляторів для врахування невідповідності динаміки окремих каналів й динаміки каналів в зв'язаній системі. Класичним методом корекції настройок є метод BLT [7], який орієнтується для застосування в децентралізованих САК з типовими ПІ-регуляторами. Це метод досліджується й модифікується й зараз [8-11].

Централізовані регулятори синтезуються за цілою моделлю ОК, яка включає всі канали керування. В задачах синтезу таких регуляторів немає проблем, які виникають в децентралізованих системах керування. Тим не менше, виникають деякі інші. Якісне проведення процедури синтезу таких систем вимагає істотно більше часу, більшого професіоналізму інженерів, а часто й коштовних досліджень динамічних властивостей об'єкту керування. В результаті отримується негнучка САК, яка не може бути декомпозована й параметри регулятора не можуть бути змінені емпірично в випадку виникнення незадовільних перехідних процесів в САК. Централізовані регулятори також вимагають значної уваги до точності цифрової реалізації й якості програмного забезпечення, особливо це відноситься до модельно-прогнозуючих регуляторів, які мають виконувати оптимізаційну задачу в режимі он-лайн.

Класичним «проміжним» варіантом побудови САК є варіант «розв'язки», в якому в децентралізовану САК додаються нові блоки, задачею яких є компенсація перехресних впливів. Фактично розрахувати додатково до децентралізованої САК компенсатор й сподіватись на покращення якості керування можна тільки в випадках ОК без істотних перехресних впливів й з достатньо лінійними динамічними характеристиками. В іншому випадку такий компенсатор скоріше за все зменшить запас стійкості САК й дуже ймовірно погіршить якість перехідних процесів. Задача розв'язується оптимізаційним шляхом, в якому необхідно визначити настройки регулятора для нового «розв'язаного ОК» з блоками компенсації, а краще визначити компенсатор й настройки регуляторів шляхом розв'язку оптимізаційної задачі за критерієм мінімізації перехресних впливів.

В роботі [12] запропонована ще одна «проміжна» стратегія, яка перетворює багатовимірний оптимальний регулятор в субоптимальний регулятор, який складається з блоків, додавання кожного з яких вносить відоме покращення в сенсі інтегрального квадратичного критерію. Це дуже спрощує впровадження й відлагодження САК: послідовно вмикаючи блоки можна визначити який з них є проблемним. Однак ця стратегія вимагає відмови від регуляторів ПІД-типу й розв'язку нескладної оптимізаційної задачі.

В цій роботі пропонується ще одна «проміжна» стратегія, яку назвемо гібридною. Ідея цієї стратегії – застосовувати декілька паралельно функціонуючих регуляторів принципово різної структури. При цьому гнучкість САК має бути забезпечена, тобто окремі елементи САК можуть бути відімкнені без втрати стійкості усїєї САК.

Мета роботи

Мета роботи – розробити новий метод синтезу САК гібридної структури, в якому базова децентралізована система з ПІ-регуляторами буде вдосконалюватись

шляхом додавання паралельного централізованого регулятора. Базовим методом синтезу децентралізованої системи керування обрано метод BLT.

Задачі роботи

В роботі будуть розв'язані дві задачі: 1) розробка методу синтезу САК гібридної структури; 2) синтез та дослідження показників якості синтезованої САК ректифікаційної установки.

Синтез децентралізованих систем керування за методом BLT

Перший крок – необхідно обрати найбільш автономні канали керування. В більшості випадків для цього достатньо застосовувати матрицю Брістоля (RGA) [5,6], яка розраховується за матрицею статичних коефіцієнтів МОК. В подальшому будемо розглядати випадок, коли всі канали керування є статичними. Метод RGA дозволяє відкинути неробочі конфігурації та вказує на такі конфігурації, які наближаються до автономних (з мінімумом перехрестних впливів). Все це робиться за порівнянням коефіцієнтів результативної матриці з 1 (ідеальний варіант). Правило розрахунку RGA:

$$RGA(M) \square M \otimes M^{-T},$$

де \otimes – поелементний добуток матриць.

В результаті буде отримана матриця, елементи якої $\lambda_{i,j}$ відображають міру зв'язності (i,j) каналу. Правила вибору наступні:

- бажано обирати канали, у яких $\lambda_{i,j}$ близькі до 1;
- не бажано обирати канали з $\lambda_{i,j}$ близькі до 0, це означає, що не вдається уникнути взаємозв'язків каналів в системі керування;
- заборонено використовувати канали з $\lambda_{i,j} < 0$, це означає, що перехресні впливи є домінуючими й скоріше за все в номінальному режимі САК буде нестійкою.

За результатами аналізу необхідно сформувати матрицю передавальних функцій (МПФ) ОК P , у якій по діагоналі будуть канали керування, які відповідають правилам вибору.

Другий крок – необхідно визначити настройки ПІ-регуляторів за моделями каналів діагоналі МПФ P за методом Циглера-Нікольсона [13]. Оригінальний метод передбачає переведення процесу в автоколивальний режим за допомогою ПІ-регулятора й отримання настройок. Однак, якщо модель каналу ТФ в вигляді передавальної функції (ПФ) відома, то незалежно від порядку настройки ПІ-регулятора можна отримати за допомогою наступного МАТЛАВ-коду.

```
[Gm, Pm, Wcsg]=margin(TF); %Визначення меж стійкості
if Wcsg <=0, Wcsg=0.01; end %Щоб не ділити на 0
ku=Gm; %Критичний коефіцієнт
pu=2*pi/Wcsg; %інтервал коливань
Kp = ku/2.2; Ti = pu/1.2;
C = pidstd(Kp, Ti);
```

Якщо модель каналу має вид

$$P_{j,j}(s) = \frac{k_o}{T_o \cdot s + 1} e^{-\tau_o \cdot s},$$

то для ПІ регулятора стандартної форми настройки можна отримати за правилом

$$k_{ZNr} \approx \frac{0.9 \cdot T_o}{k_o \cdot \tau}, T_{ZNi} \approx \frac{\tau_o}{0.3}.$$

Третій крок – необхідно визначити фактор F й скоректувати за ним отримані настройки всіх ПІ-регуляторів. Для цього формуємо цикл по F від 1 до 4.5 з малим кроком (наприклад, 0.05). В циклі обчислюємо настройки всіх регуляторів $C_j(s)$ за формулою

$$k_r = k_{ZNr} / F, T_i = T_{ZNi} \cdot F$$

й далі розраховуємо величину Lc_{max} (на прикладі ОК 2x2)

$$W(i\omega) = 1 + \det[I + P(i\omega) \cdot C(i\omega)]$$

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix}, C(s) = \begin{bmatrix} \frac{k_{r1}(T_{i,1}s+1)}{T_{i,1}s} & 0 \\ 0 & \frac{k_{r2}(T_{i,2}s+1)}{T_{i,2}s} \end{bmatrix}$$

Якщо $Lc_{max} \approx 2 \cdot N$ (дБ), де N – розмірність ОК.

```

В MATLAB це реалізується за допомогою наступного коду
PC=P*C; PCsym=tf2sym(PC); W=1+det(1+PCsym);
Ssym=W/(1+W); S=sym2tf(Ssym);
[mag, ~]=bode(S); mag=mag(1, :);
dB=20*log10(mag); Lcmax=max(dB);
    
```

Наприклад, для відомої моделі ректифікаційної колони (РК) Wood & Berry [14]

$$P(s) = \begin{bmatrix} \frac{12.8e^{-s}}{16.7 \cdot s + 1} & \frac{-18.9e^{-3s}}{21 \cdot s + 1} \\ \frac{6.6e^{-7s}}{10.9 \cdot s + 1} & \frac{-19.4e^{-3s}}{14.4 \cdot s + 1} \end{bmatrix}, RGA(P(0)) = \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix}$$

Розраховані настройки $C_1(s)$ наступні: $k_{ZNr} = 0.96, T_{ZNi} = 3.25$.

Розраховані настройки $C_2(s)$ наступні: $k_{ZNr} = -0.19, T_{ZNi} = 9.20$.

Побудований графік залежності Lc_{max} від F показаний на рис. 1.

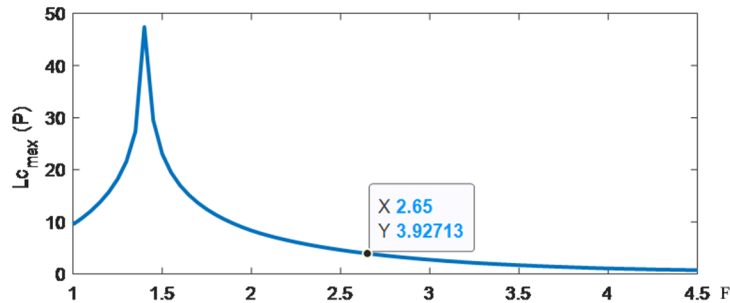


Рис.1. Залежність Lc_{max} від коефіцієнту F

Бачимо, що величина $F=2.65$, яка відповідає $2 \cdot N=4$ дБ. Перевіримо, чи дійсно якість керування покращується. Для цього промелюємо САК з номінальними настройками за методом Циглера-Нікольсона та з відкоректованими за коефіцієнтом F .

В моделі використовуються дискретні ПІ-регулятори з кроком 0.1. Спочатку подається завдання в одиницю на перший регулятор, через 100 одиниць часу – на другий.

Бачимо з графіку, що при номінальних настройках ($F=1$) перехідні процеси незадовільні оскільки дуже коливальні, а й за другою керованою змінною перехідний процес є слабо розбіжним. При корекції настройок коефіцієнтом F перехідні процеси істотно покращуються, хоча й присутня велика амплітуда в другому каналі при зміні завдання першому регулятору, однак в принципі він є задовільним.

Таким чином, використовуючи метод BLT отримується працездатна САК з певним запасом стійкості. Однак прямі показники якості в таких САК далекі від оптимальних, що може приводити до надмірних відхилень керованих змінних й тривалих перехідних процесів. Ідея цієї роботи полягає в тому як покращити прямі показники САК шляхом модернізації, а не заміни вже працюючої в системі автоматизації системи керування, настройки якої отримані за методом BLT.

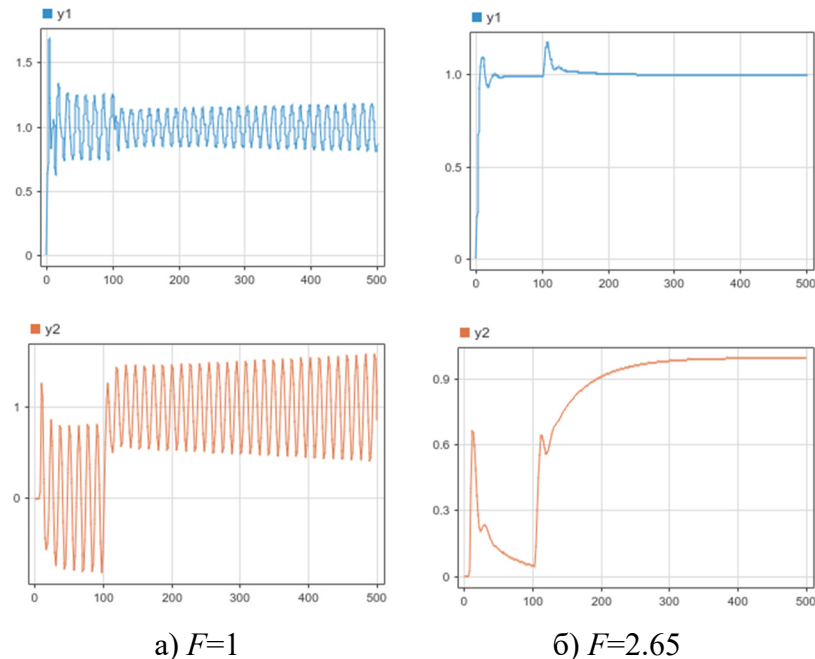


Рис. 2. Перехідні процеси в САК з ПІ регулятором і ОК P

Метод синтезу гібридної САК

Метод полягає в синтезі гібридної багатовимірної (МІМО) САК з цифровим МІМО децентралізованим (САК₁) та МІМО цифровим централізованим (САК₂) регуляторами. Спочатку синтезується САК₁, а потім, якість її функціонування покращується за допомогою синтезу САК₂, де об'єктом є САК₁. Під покращенням будемо розуміти покращення прямих показників якості САК при максимальних збуреннях і додержання робастності.

Формується два представлення моделі ОК. Перше представлення є аналогова матриця передавальних функцій (МПФ), яку позначимо P_a . Другим представлення є цифрова модель, яку позначимо P_u . Модель P_u формується в три етапи: 1) запізнення в каналах МПФ РК апроксимується ланкою Паде; 2) МПФ РК перетворюється в простір станів стандартним чином; 3) визначається оптимальний крок дискретності та модель дискретизується. Матриці моделі P_u позначимо як $\{A_p, B_p, C_p, D_p\}$.

Для синтезу аналогових ПІ регуляторів використовується метод BLT, приклад застосування якого наведений вище. САК₁ включає ПІ регулятори, які спочатку синтезуються поканально. Коли в САК₁ використано N одновимірних регуляторів $C = \text{diag}(C_1, \dots, C_N)$ і об'єктом P_a , критерій якості має вигляд $L_c^{\max} = \max_{\omega} \{20 \cdot \log(W / (W + 1))\}$, де $W = -1 + \det(I + C \cdot P_a)$. Бажана величина $L_c^{\max} = 2 \text{ дБ} \cdot N$. Для досягнення робастності вводиться коефіцієнт F , який зазвичай становить від 2 до 5 і на який ділиться отриманий за методом ZN коефіцієнт передачі кожного ПІ-регулятора й множиться час іздрому. Цей коефіцієнт встановлюється емпірично, орієнтуючись на бажану величину L_c^{\max} . Вважається,

що метод BLT дає процеси, близькі до оптимальних за критерієм ІАЕ (інтеграл модуля похибки керування).

Для подальшого синтезу МІМО модель децентралізованого аналогового регулятора дискретизується звичайним чином та отримується МІМО система цифрових ПІ регуляторів S_0 $u_i = C_{PI} \cdot w_i + D_{PI} \cdot (r - y_i)$, $w_{i+1} = A_{PI} \cdot w_i + B_{PI} \cdot (r - y_i)$, де r – вектор завдань.

Для САК з централізованим регулятором виберемо цифровий лінійно-квадратичний регулятор (ЛКР) з наглядцем стану [15]. Наш досвід показав, що застосування ЛКР з інтегральною складовою для керування САК з ПІ-регуляторами призводить до проблем зі зниженням запасу стійкості систем керування, оскільки в динаміці САК фактично виникає подвійний інтегратор. Тому включати інтегратор в структуру ЛКР не будемо.

Керуючий вплив ЛКР регулятора в гібридній системі додається до керуючого впливу ПІ-регуляторів. Тому матриці об'єкта для ЛКР регулятора мають вигляд

$$Az_2 = \begin{bmatrix} A_{PK} - B_{PK} \cdot D_{PI} \cdot C_{PK} & B_{PK} \cdot C_{PI} \\ -B_{PI} \cdot C_{PK} & A_{PI} \end{bmatrix}, Bz_2 = \begin{bmatrix} B_{PK} \\ 0 \end{bmatrix}, Cz_2 = [C_{PK} \quad 0].$$

Матриці цифрового ЛКР регулятора з включеним наглядцем стану мають вигляд

$$Ar_2 = Az_2 - Bz_2 \cdot K_2 - L_2 \cdot Cz_2, \quad Br_2 = L_2, \quad Cr_2 = K_2, Dr_2 = 0,$$

де матриці K_2 і L_2 розраховуються за допомогою Matlab

$$K_2 = dlqr(Az_2, Bz_2, Q_{k2}, R_{k2}), \quad L_2 = dqlr(Az_2', Cz_2', Q_{L2}, R_{L2})'.$$

Вагові матриці визначаються за правилом $Q_{k2} = Q_{z2} \cdot Cz_2' \cdot Cz_2$, $R_{k2} = R_{z2} \cdot I$, де Q_{z2}, R_{z2} зазвичай одиничні, але можуть бути при необхідності змінені. Вагові матриці наглядача повного порядку обираються одиничними $Q_{L2} = I, R_{L2} = I$.

Якість гібридної системи оцінюється за комплексом таких критеріїв:

1) прямі показники якості при керуванні за завданням; 2) прямі показники якості при максимальних збуреннях; 3) величина зміни прямих показників якості при зміні параметрів моделі об'єкта (робастність САК); 4) величина зміни прямих показників якості при зміні настройок ПІ регуляторів (крихкість САК).

Приклад синтезу гібридної САК за запропонованим методом

Розробимо нову гібридну САК ректифікаційної установки (РУ) хімічної промисловості, яка включає дві ректифікаційні колони (РК) і розділяє три компоненти: бензол, толуол, м-ксілен, модель РУ та задача її керування розглянуті в роботі [16]. В цій РУ перша РК виступає в ролі префракціонатора, а друга РК має три продуктивні потоки. Колони пов'язані між собою значною кількістю рециркуляційних потоків та допоміжних теплообмінників. Технологічна схема РУ показана на рис. 3.

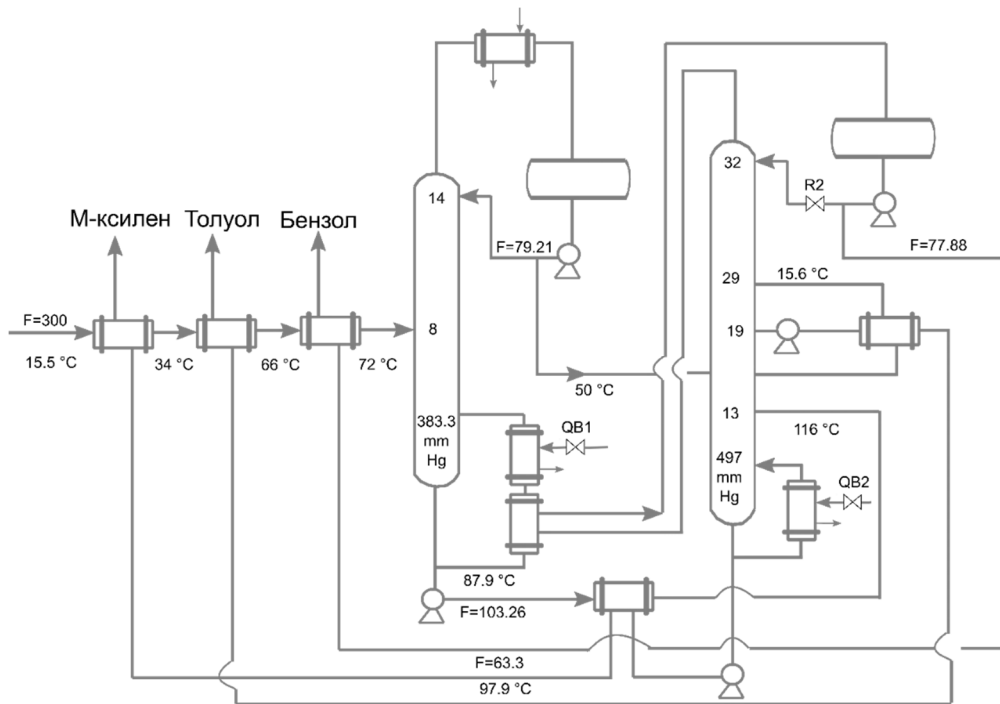


Рис. 3. Технологічна схема розглянутої РУ [16]

Входи моделі: витрати пари в ребойлер РК №1 (QB1), витрата флегми в РК №2 (R2), витрата бокового потоку РК №2 (S), витрата пари в ребойлер РК №2 (QB2).

Виходи моделі: молярна концентрація бензолу в кубі РК №1 XB1, молярна концентрація бензолу в дистилаті РК №2 XD2, молярна концентрація ксилену боковому продукті XS2, молярна концентрація ксилену в кубовому продукті РК №3 XB2.

Математична модель РУ в вигляді МПФ має наступний вигляд [16]:

$$P_a = \begin{bmatrix} \frac{-7.39 \cdot e^{-s}}{(11 \cdot s + 1) \cdot (s + 1)} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-0.11 \cdot (200 \cdot s + 1) \cdot e^{-5 \cdot s}}{(20 \cdot s + 1)^3} & \frac{10.1 \cdot e^{-s}}{(28 \cdot s + 1) \cdot (4 \cdot s + 1)} & \frac{1.18 \cdot e^{-11 \cdot s}}{(31 \cdot s + 1) \cdot (6 \cdot s + 1)} & \frac{-18.3 \cdot e^{-s}}{(28 \cdot s + 1) \cdot (5 \cdot s + 1)} \\ \frac{1.9 \cdot e^{-2 \cdot s}}{(4 \cdot s + 1)^3} & \frac{1.7 \cdot (200 \cdot s + 1) \cdot e^{-1.4 \cdot s}}{(108 \cdot s + 1) \cdot (s + 1)^2} & \frac{-3.15 \cdot e^{-s}}{(3.5 \cdot s + 1) \cdot (0.3 \cdot s + 1)} & \frac{-1.27 \cdot (188 \cdot s + 1) \cdot e^{-s}}{(68 \cdot s + 1) \cdot (s + 1)} \\ \frac{4.9 \cdot e^{-16 \cdot s}}{(40 \cdot s + 1) \cdot (3 \cdot s + 1)} & \frac{-8.21 \cdot e^{-2.5 \cdot s}}{(24 \cdot s + 1) \cdot (3 \cdot s + 1)} & \frac{12 \cdot e^{-1.5 \cdot s}}{(29 \cdot s + 1) \cdot (3 \cdot s + 1)} & \frac{19.4 \cdot e^{-s}}{(26 \cdot s + 1) \cdot (3 \cdot s + 1)} \end{bmatrix}$$

Коефіцієнти передачі безрозмірні і розраховані виходячи з 50% номіналу регулюючих органів, 0.2 мольного відсотку діапазону вимірювання давача кубу РК №1 й 1 мольного відсотку діапазону вимірювання для інших давачів.

Хоча більшість каналів моделі доволі точно зводяться до інерційної ланки першого порядку з запізненням (FOPDT), три канали є винятком. Криві розгону в них характеризуються різким стрибком до приблизно у 2 рази більшого коефіцієнту передачі, а потім повільно зменшуються до значення цього коефіцієнту. Два канали з цих трьох мають також домінуюче запізнення.

Математична модель як і попередня передбачає 4 типи збурень: ZF1: бензол – 20%, толуол – 50%, ксилен – 30% (% мольні); ZF2: бензол – 30%, толуол – 50%, ксилен – 20% (% мольні); ZF3: бензол – 30%, толуол – 40%, ксилен – 30% (% мольні); ZF4: бензол – 20%, толуол – 60%, ксилен – 20% (% мольні)

Моделі збурень мають вигляд [16]:

$$P_D = \begin{bmatrix} - \\ \frac{2.42 \cdot e^{-5 \cdot s}}{(3 \cdot s + 1) \cdot (26 \cdot s + 1)^2} \\ \frac{0.592 \cdot e^{-5 \cdot s}}{(7 \cdot s + 1)^2} \\ \frac{-1.51 \cdot e^{-19 \cdot s}}{(45 \cdot s + 1) \cdot (5 \cdot s + 1)^2} \end{bmatrix} \cdot ZF_{1,2} + \begin{bmatrix} - \\ \frac{-2.47 \cdot e^{-5 \cdot s}}{(3 \cdot s + 1) \cdot (22 \cdot s + 1)^3} \\ \frac{1.83 \cdot e^{-6 \cdot s}}{(25 \cdot s + 1) \cdot (2 \cdot s + 1)} \\ \frac{-4.52 \cdot e^{-8 \cdot s}}{(50 \cdot s + 1) \cdot (7 \cdot s + 1)^3} \end{bmatrix} \cdot ZF_{3,4}$$

Синтезуємо САК₁ методом ВЛТ. Структурна схема САК₁ зі знайденими настройками регуляторів показана на рис. 4

Модель 4 цифрових ПІ регуляторів ($\Delta t=0.4$ хв) має вигляд

$$A_{PI} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, B_{PI} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.05 \end{bmatrix}, C_{PI} = \begin{bmatrix} -0.2143 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.2436 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.1523 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1305 \end{bmatrix}, D_{PI} = \begin{bmatrix} -0.6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.679 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.31 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.323 \end{bmatrix}$$

Синтезуємо нову гібридну САК. Структурна схема моделі гібридної САК з централізованим ЛРК регулятором показана на рис. 5.

Перехідні процеси при одночасній зміні завдань на 1 всім регуляторам показані на рис. 6. В табл. 1 узагальнені результати при зміні як всіх завдань, так і кожного окремо. Використаємо такі критерії для дослідження: σ – перерегулювання (%), ST – час досягнення 95% усталення процесів, максимум за модулем керованої змінною $\max|y|$ і керуючого впливу $\max|u|$, IAE.

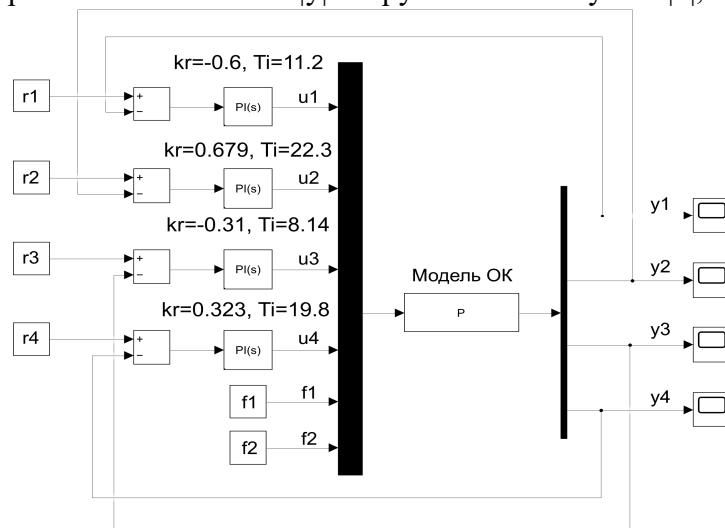


Рис. 4. Структурна схема САК₁

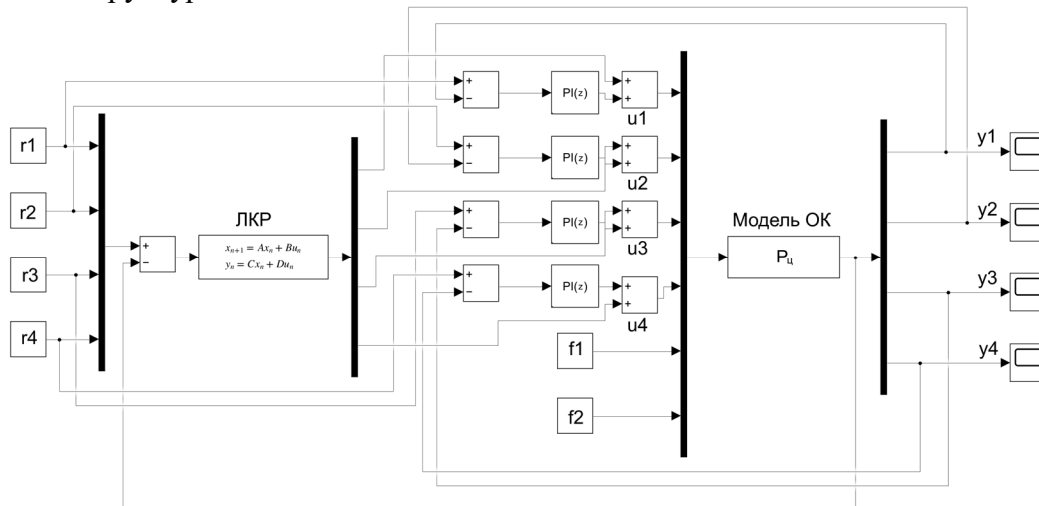


Рис. 5. Структурна схема САК₂ з централізованим ЛРК регулятором

Таблиця 1

Показники якості процесів в САК за завданням

Вихід	Система	σ	ST	$\max y $	IAE	Керування	$\max u $
1	2	3	4	5	6	7	8
Зміна завдання усім регуляторам							
y_1	САК ₁	20.999	10.081	1.21	4.1642	u_1	0.65902
	САК ₂	9.4839	6.8498	1.0948	3.8588		1.0001
y_2	САК ₁	14.787	111.15	1.138	41.284	u_2	1.2248
	САК ₂	0	180.47	0.98634	35.285		1.1875
y_3	САК ₁	46.506	75.659	1.4636	18.418	u_3	0.49627
	САК ₂	6.9398	123.44	1.0737	21.064		0.61398
y_4	САК ₁	14.871	105.84	1.1391	40.442	u_4	0.5991
	САК ₂	3.0123	119.19	1.0427	53.852		0.57684
Зміна завдання першому регулятору							
y_1	САК ₁	20.741	10.078	1.2074	4.1436	u_1	0.65148
	САК ₂	8.1612	6.8025	1.0816	3.4274		0.9721
y_2	САК ₁	–	119.89	0.38726	12.658	u_2	0.39037
	САК ₂	–	286.85	0.060512	7.8982		0.2502
y_3	САК ₁	–	118.87	0.30091	11.205	u_3	0.16149
	САК ₂	–	198.24	0.13099	5.2903		0.063354
y_4	САК ₁	–	115.85	0.36546	12.756	u_4	0.19154
	САК ₂	–	132.3	0.24	12.906		0.1392
Зміна завдання другому регулятору							
y_1	САК ₁	–	0	0	0	u_1	0
	САК ₂	–	16.065	0.045435	0.34765		0.071124
y_2	САК ₁	19.009	74.164	1.189	14.386	u_2	0.72073
	САК ₂	12.937	29.246	1.1276	9.4575		0.6895
y_3	САК ₁	–	41.402	1.5483	14.761	u_3	0.59744
	САК ₂	–	13.94	0.76293	3.8817		0.86396
y_4	САК ₁	–	135.04	0.24528	8.1704	u_4	0.089625
	САК ₂	–	172.93	0.054327	1.6425		0.50249
Зміна завдання третьому регулятору							
y_1	САК ₁	–	0	0	0	u_1	0
	САК ₂	–	154.77	0.026237	0.73376		0.030363
y_2	САК ₁	–	114.84	0.72437	26.168	u_2	0.8058
	САК ₂	–	289.38	0.14569	20.012		0.60198
y_3	САК ₁	41.843	101.96	1.4177	22.049	u_3	0.39901
	САК ₂	4.5404	38.505	1.0476	15.792		0.4217
y_4	САК ₁	–	111.05	0.6631	26.371	u_4	0.40594
	САК ₂	–	127.64	0.42189	29.505		0.32537
Зміна завдання четвертому регулятору							
y_1	САК ₁	–	0	0	0	u_1	0
	САК ₂	–	30.389	0.011901	0.11927		0.020823
y_2	САК ₁	–	92.265	0.67541	19.121	u_2	0.59341
	САК ₂	–	97.251	0.16713	4.7113		0.75669
y_3	САК ₁	–	88.405	0.95131	19.789	u_3	0.35257
	САК ₂	–	15.736	0.74222	4.3682		0.19746
y_4	САК ₁	27.356	84.979	1.2725	18.434	u_4	0.34473
	САК ₂	1.1502	18.432	1.0131	10.278		0.45516

Аналіз результатів, приведених в табл. 1, показує, що в САК₂ з гібридним регулятором істотно знижується величина перерегулювання й максимальна амплітуда відхилень. Відомо, що метод BLT звичайно забезпечує перехідні процеси, близькі до оптимуму за IAE критерієм. Дійсно, за цим критерієм при зміні завдань усім регуляторам децентралізованої САК₁ показує у цілому кращі результати, однак якщо розглядати керування за завданням по кожному каналу окремо, то ситуація протилежна. Відносно часу регулювання складно виявити яка

з двох типів САК – децентралізована чи гібридна – виявляється кращою, у середньому час керування приблизно однаковий.

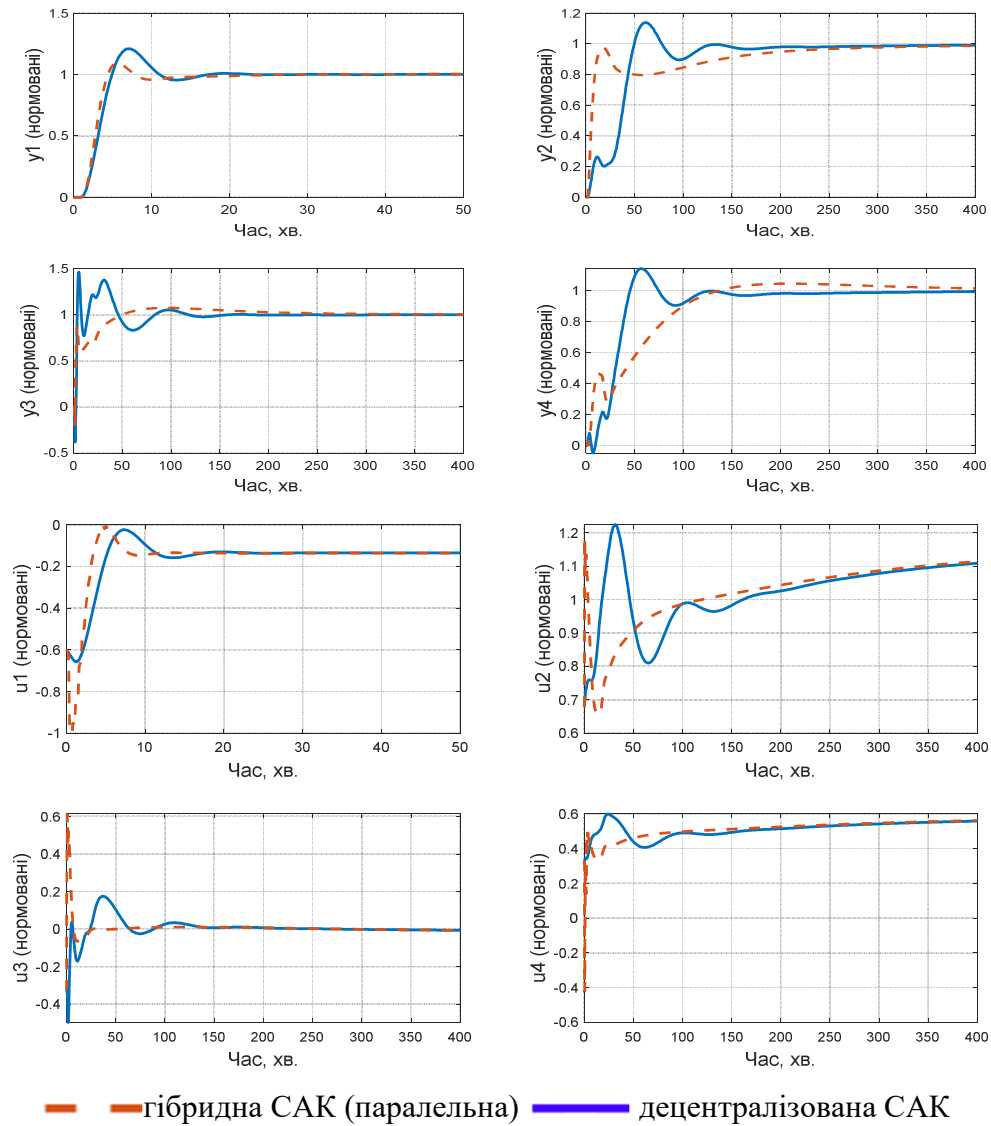
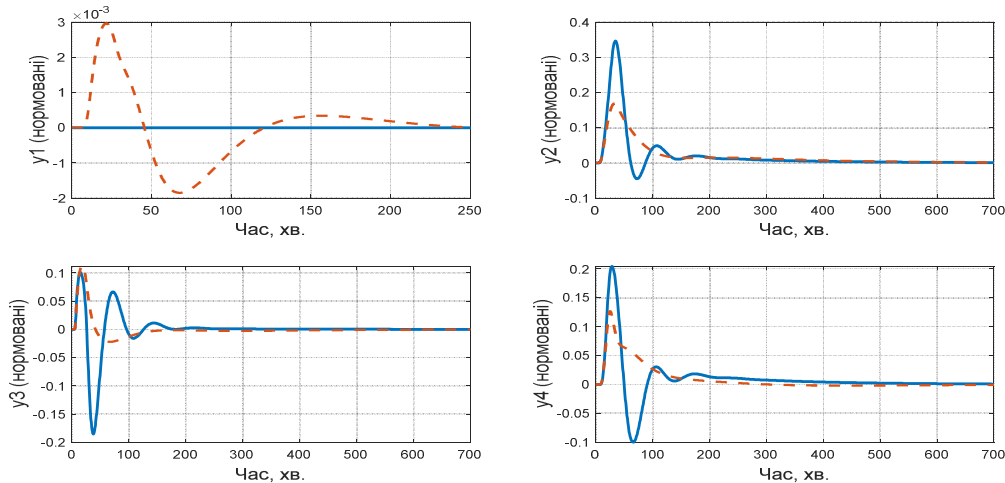


Рис. 6. Перехідні процеси при керуванні за завданням при одночасній зміні завдань на 1 всім регуляторам

Моделювання перехідних процесів при збуренні $f_1=1$ показані на рис. 7. В табл. 2 узагальнені результати при збуреннях $f_1=1$ і $f_2=1$ окремо.



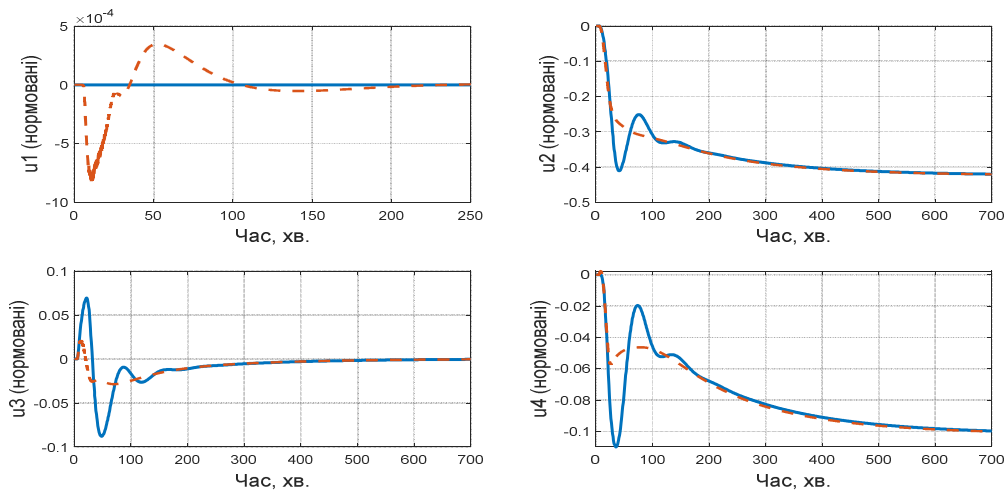


Рис. 7. Перехідні процеси при збуренні $f_1=1$

Результати, приведені в табл. 2. показують, що гібридна САК₂ у цілому забезпечує меншу амплітуду відхилень керованих змінних, особливо при збуренні $f_1=1$. Щодо інших критеріїв ситуація неоднозначна. При збуренні $f_1=1$ гібридна САК₂ є кращою за критерієм ІАЕ та часом регулювання, при збуренні $f_2=1$ – гіршою.

Таблиця 2

Показники якості процесів в САК за збуренням

Змінна	Система	σ	ST	$\max y $	ІАЕ	Змінна	$\max u $
Збурення $f_1=1$							
y_1	САК ₁	-	0	0	0	u_1	0.00081919
	САК ₂	-	207.61	0.0029633	0.17453		
y_2	САК ₁	-	188.96	0.34635	15.276	u_2	0.42003
	САК ₂	-	345.64	0.16859	13.68		0.4206
y_3	САК ₁	-	152.81	0.18518	7.289	u_3	0.0879
	САК ₂	-	123.45	0.11169	4.364		0.028601
y_4	САК ₁	-	245.85	0.20418	11.068	u_4	0.10982
	САК ₂	-	201.8	0.12671	7.4884		0.099993
Збурення $f_2=1$							
y_1	САК ₁	-	0	0	0	u_1	0
	САК ₂	-	265.43	0.01769	1.5176		0.0031928
y_2	САК ₁	-	203.09	0.1574	8.4389	u_2	0.22112
	САК ₂	-	282.33	0.14779	17.253		0.20241
y_3	САК ₁	-	110.66	0.3988	14.944	u_3	0.56918
	САК ₂	-	209.64	0.31918	20.611		0.56918
y_4	САК ₁	-	167.29	0.24102	13.888	u_4	0.21418
	САК ₂	-	286.18	0.13555	14.414		0.21583

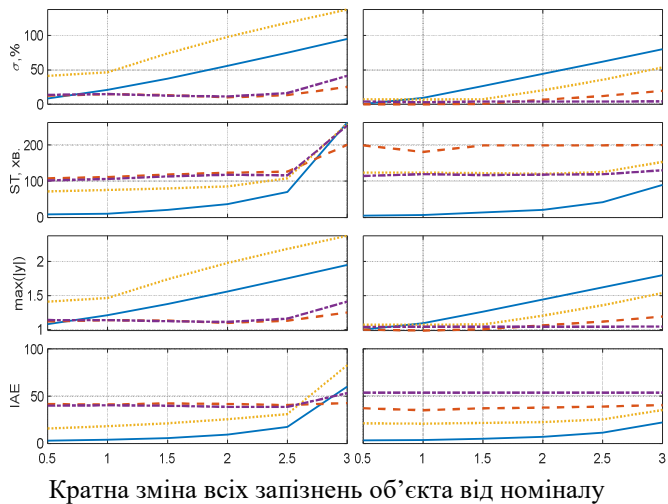
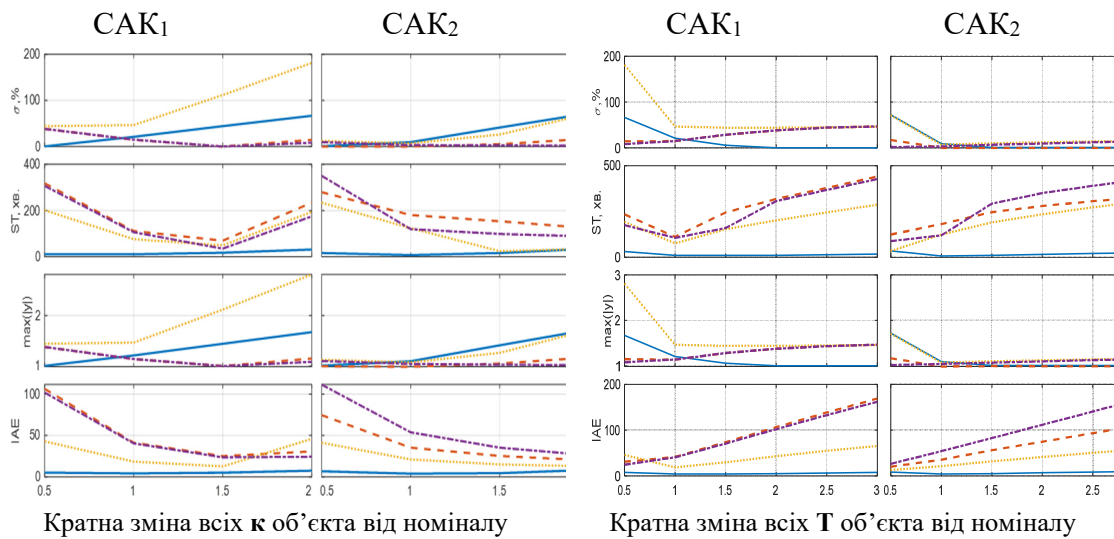
Наступний крок – перевірка поведінки обох САК при зміні параметрів моделі P_a . Як збурення виберемо зміну однакового завдання усім регуляторам. Перевірки будемо проводити для наступних випадків: зміна коефіцієнтів передачі, зміна постійних часу та зміна запізньєнь усіх каналів на певний множник.

Узагальнені результати експериментів представлені на рис. 8. Аналіз приведених результатів показує наступне: 1) гібридна САК₂ не є більш робастною до параметричної невизначеності ніж децентралізована, але й не менш; 2) САК₁ та САК₂ не витримують зміну коефіцієнтів передачі в каналах моделі P_u більше ніж в два рази; 3) критерій ІАЕ у обох САК змінюється за близьким законом; 4) САК₁ при зміні параметрів моделі реагує надмірною величиною перерегулювання й перехідні процеси стають різко коливальними; 5) САК₂ істотно менш чутлива до зміни параметрів моделі у порівнянні з САК₁, в ній витримується істотне

зменшення амплітуди відхилень в порівнянні з САК₁, а коливальність процесів, яка особливо становиться великою в САК₁ при збільшенні часу запізнення, в САК₂ істотно зменшується.

Останній експеримент – перевірка гібридної САК₂ на зміну параметрів ПІ регуляторів, що може знадобитись в процесі експлуатації САК₂. Попередній аналіз показує, що величина перерегулювання є достатнім критерієм зниження якості системи керування. Проведемо 16 експериментів щодо відхиленні K_p і T_i регуляторів в обох САК при зміні усіх завдань регуляторам й зафіксуємо величини перерегулювання. Результати експериментів зведемо в табл. 3.

Аналіз результатів, приведених в табл. 3 показує, що 1) гібридна САК₂ допускає зміну настройок ПІ регуляторів без втрати стійкості; 2) при зміні настройок одного з регуляторів відношення перерегулювань децентралізованої САК₁ та гібридної САК₂ в інших каналах залишається близьким до постійного. Додаткові експерименти показали, що гібридна САК₂ й децентралізована САК₁ мають однакові межі крихкості відносно діапазону змін настройок регуляторів.



Позначення: y_1 - —, y_2 - ---, y_3 - ···, y_4 - -·-

Рис. 8. Показники якості при кратній зміні параметрів об'єкта

Таблиця 3

Перерегулювання в гібридній та децентралізованій САК при зміні настройок ПІ-регуляторів

Зміна	Система	δ_{y1}	δ_{y2}	δ_{y3}	δ_{y4}
Стандартні настройки	САК ₁	20.999	14.787	46.506	14.871
	САК ₂	9.4839	0	6.9398	3.0123
$K_{p1} \cdot 0.5$	САК ₁	0.29019	11.282	49.336	11.503
	САК ₂	1.6147	0	6.9008	3.9933
$K_{p1} \cdot 1.5$	САК ₁	44.2	14.677	44.155	14.754
	САК ₂	39.512	0	7.4013	4.0879
$T_{i1} \cdot 0.5$	САК ₁	43.878	15.685	45.898	15.764
	САК ₂	26.563	0	7.5148	4.1145
$T_{i1} \cdot 1.5$	САК ₁	13.075	12.744	46.553	12.826
	САК ₂	4.0213	0	6.9121	3.9795
$K_{p2} \cdot 0.5$	САК ₁	21.065	50.678	51.559	23.394
	САК ₂	8.9056	0	6.7672	3.8724
$K_{p2} \cdot 1.5$	САК ₁	20.734	5.2879	116.81	9.369
	САК ₂	10.045	11.343	50.597	4.3861
$T_{i2} \cdot 0.5$	САК ₁	20.882	21.465	63.609	11.794
	САК ₂	9.5139	15.948	8.0305	5.0572
$T_{i2} \cdot 1.5$	САК ₁	20.988	0.24739	40.703	13.752
	САК ₂	9.4654	0	6.274	3.2371
$K_{p3} \cdot 0.5$	САК ₁	21.099	17.783	45.665	18.76
	САК ₂	9.1575	7.2011	11.313	3.3136
$K_{p3} \cdot 1.5$	САК ₁	20.986	10.709	63.344	8.5617
	САК ₂	9.7773	0	5.5806	4.5366
$T_{i3} \cdot 0.5$	САК ₁	20.878	22.716	62.696	18.669
	САК ₂	9.5361	0	5.0721	4.9012
$T_{i3} \cdot 1.5$	САК ₁	20.966	10.123	41.07	11.052
	САК ₂	9.4573	0.34308	8.633	3.2274
$K_{p4} \cdot 0.5$	САК ₁	21.022	9.4436	74.449	20.733
	САК ₂	10.243	40.084	26.296	35.126
$K_{p4} \cdot 1.5$	САК ₁	21.033	13.996	39.771	8.4743
	САК ₂	8.6982	0	7.2674	1.226
$T_{i4} \cdot 0.5$	САК ₁	20.77	37.753	46.782	35.596
	САК ₂	9.3874	0	10.015	0.78673
$T_{i4} \cdot 1.5$	САК ₁	21.038	5.7437	50.924	0
	САК ₂	9.5069	7.0781	6.1914	10.584

Висновки

Таким чином, розроблено новий метод синтезу САК для складних технологічних ОК з істотними перехресними впливами.

Структура системи керування включає паралельно працюючі цифровий централізований ЛКР та систему децентралізованих ПІ-регуляторів. Мета синтезу – покращення перехідних процесів децентралізованої САК₁ з ПІ-регуляторами, настройки якої отримані за допомогою відомого в галузі автоматизації процесів ректифікації методу BLT. Проведені експерименти показують, що перехідні процеси в гібридній САК₂ покращуються: істотно зменшується максимальна амплітуда відхилень керованих змінних та перерегулювань при керуванні за завданням (величина якої в деяких експериментах для САК₁ перевищує 100%). САК₂ є робастною при істотній зміні параметрів моделі об'єкта. Гібридна САК₂ має такий же запас крихкості, як й САК₁, тому гібридна САК₂ дозволяє змінювати настройки ПІ-регуляторів, при цьому ступінь покращення показників якості залишається відносно постійною. Розроблений метод синтезу гібридної САК₂ має істотні переваги відносно такого відомого способу покращення якості перехідних процесів в децентралізованих САК, як динамічна розв'язка. На підставі розробленого методу синтезована нова система керування складною

енергоефективною РУ для розділення суміші рідин в хімічній промисловості. Розроблена гібридна САК₂ має такі властивості: 1) при керуванні за завданням перехідні процеси мають невелике перерегулювання; 2) при керуванні за збуренням досягається висока точність підтримки регламентних змінних при максимальних збуреннях; 3) система є робастною, тому при зміні параметрів моделі об'єкту від 0.5 до 2-3 номіналів прямі показники якості погіршуються не істотно і залишаються в рамках регламентних відхилень; 4) система не є крихкою, тому витримує зміну налаштувань ПІ-регуляторів.

Список літератури

1. Albertos P., Sala A. *Multivariable Control Systems: An Engineering Approach*. Springer-Verlag, 2004. ISBN: 978-1-85233-738-4
2. Skogestad S., Postlethwaite I. *Multivariable feedback control. Analysis and design*. John Wiley & Sons, 2005. ISBN: 978-0470011683
3. Stopakevych A. Analysis of the major approaches to the design of multivariable decentralized control systems for distillation columns. *Eurasian scientific discussions: Proceedings of the 6th International scientific and practical conference*. Barcelona, Spain: Barca Academy Publishing, 2022. P. 80-84.
4. Stopakevych A., Stopakevych O. Design of Robust Decentralized Control Systems for Distillation Columns. *Problemele Energeticii Regionale*. 2022. №2 (54). P. 38-52. <https://doi.org/10.52254/1857-0070.2022.2-54.04>
5. Стопакевич А.О., Стопакевич О.А. Аналітичний огляд методів розв'язування задачі синтезу децентралізованих систем керування ректифікаційними колонами. *Інформатика та математичні методи в моделюванні*. 2021. Т. 11. №. 4. С. 343–356. <https://doi.org/10.15276/imms.v11.no4.343>
6. Sedigh A. K., Moaveni B. *Control Configuration Selection for Multivariable Plants*. Berlin/Heidelberg : Springer-Verlag, 2009. ISBN : 978-3642031922
7. Luyben W. L. Simple method for tuning SISO controllers in multivariable systems. *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*. 1986. Vol. 25, № 3. P. 654–660. <https://doi.org/10.1021/i200034a010>
8. Ahmad A., Wahid A. Application of model predictive control (MPC): tuning strategy in multivariable control of distillation column. *Reaktor*. 2007. Vol. 11, № 2. P. 66-70. <https://doi.org/10.14710/reaktor.11.2.66-70>
9. Anbu S. Multiloop Control of Continuous Stirred Tank Reactor Using Biggest Log Modulus Method. *Asian Journal of Electrical Sciences*. 2016. Vol. 5, № 2. P. 54–61.
10. Yapur S. F., Adam E. J. A Comparison of MIMO Tuning Controller Techniques Applied to Steam Generator. *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*. 2018. Vol. 3, № 3. P. 7–14.
11. Huang H. P., Jeng J. C., Chiang C. H., Pan W. A direct method for multi-loop PI/PID controller design. *Journal of Process Control*. 2003. Vol. 13, № 8. P. 769–786. [https://doi.org/10.1016/s0959-1524\(03\)00009-x](https://doi.org/10.1016/s0959-1524(03)00009-x)
12. Стопакевич А.О., Стопакевич О.А. Синтез субоптимальної системи автоматичного керування мінімальної складності вакуумною ректифікаційною колоною спиртового виробництва. *Інформатика та математичні методи в моделюванні*. 2022. Т. 12. №. 1-2. С. 84–93. <https://doi.org/10.15276/imms.v12.no1-2.84>
13. O'Dwyer A. *Handbook of PI and PID controller tuning rules*. Third edition. London : Imperial Colledge Press, 2009.
14. Wood R. K., Berry M. W. Terminal composition control of a binary distillation column. *Chemical Engineering Science*. 1973. Vol. 28, № 9. P. 1707–1717. [https://doi.org/10.1016/0009-2509\(73\)80025-9](https://doi.org/10.1016/0009-2509(73)80025-9)
15. Стопакевич А.А. Системный анализ и теория сложных систем. Одесса: Астропринт, 2013. 350 с. ISBN 978-966-190-760-6.

16. Ding S. S., Luyben W. L. Control of a Heat-Integrated Complex Distillation Configuration. *IFAC Proceedings Volumes*. 1989. Vol. 22, № 8. P. 69–76. [https://doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)53339-X](https://doi.org/10.1016/S1474-6670(17)53339-X)

DEVELOPMENT OF A NEW METHOD FOR HYBRID CONTROL SYSTEMS DESIGN FOR MIMO TECHNOLOGICAL PLANTS

Andrii Stopakevych, Oleksii Stopakevych

National University of Intellectual Technologies and Communications,
1, Kuznechna street, Odesa, 65029, Ukraine, stopakevich@gmail.com
Odesa National Polytechnic University,
1, Shevchenko Ave., Odesa, 65044, Ukraine, stopakevich@op.edu.ua

The paper aims to develop a new method for the design of hybrid multivariable automatic control systems. We determine a hybrid control system as a system that includes two different types of parallel operating controllers. The paper's aim is achieved by solving the following tasks. The first task is to develop a method for the design of hybrid control systems. Investigated systems include PI controllers and a linear-quadratic controller. The second task is to investigate the resulting control system. The investigation is based on direct quality indicators, robustness, and fragility analyses. The most significant result of the paper is the development of a method for the tuning of a linear-quadratic controller, which should work with the decentralized control system in parallel. BLT (Biggest Log Modulus) method is used for decentralized control system tuning. BLT is a well-known method of PI controller detuning. The idea of BLT is to ensure the robustness of multivariable control systems tuned by Ziegler Nichols's rules. The proposed method for the design of the control system is not complicated. The possibility of correcting the tunings of decentralized controllers remains. Design of the new hybrid automatic control system for the distillation plant made using the developed method. The analysis of the dynamic properties of the designed control system showed that the use of a parallel linear-quadratic controller provides a small percentage of overshoot in the control by the reference and high accuracy of stabilizing the values of controlled variables at the largest disturbances. At the same time, the robustness does not decrease and the control system remains fragile, i.e., it is possible to change the settings of the controllers without significant loss of robustness.

Keywords. Control system, hybrid, direct indicators, linear quadratic, robustness, BLT, PI controller, distillation column, distillation unit.