

Ромасевич Ю.О., Ловейкін В.С.,
Ляшко А.П., Шевчук О.Г., Макарець В.В.

AUTOMATION

РОЗРОБЛЕННЯ ОПТИМАЛЬНИХ АВТОМАТИЧНИХ РЕГУЛЯТОРІВ

Монографія

INNOVATION

PRODUCTIVITY

TECHNOLOGY

SYSTEM

CONTROL

INTEGRATION

Київ – 2021

УДК 681.5
ББК 32.965

Публікується за рішенням вченої ради Національного університету біоресурсів і природокористування України (протокол №2 від 29 вересня 2021 р.).

Рецензенти:

Козлов Леонід Геннадійович, доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри технологій та автоматизації машинобудування Вінницького національного технічного університету;

Мироненко Валентин Григорович, доктор технічних наук, професор, головний науковий співробітник відділу електрифікації та автоматизації агропромислового виробництва Національного наукового центру «Інститут механізації та електрифікації сільського господарства» НААН України;

Лисенко Віталій Пилипович, доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри автоматики та робототехнічних систем ім. акад. І.І. Мартиненка Національного університету біоресурсів і природокористування України.

Ромасевич Ю.О.

Розроблення оптимальних автоматичних регуляторів. Монографія / Ю.О. Ромасевич, В.С. Ловейкін, А.П. Ляшко, О.Г. Шевчук, В.В. Макарець. – К.: ЦП „КОМПРІНТ”, 2021. – 250 с.

Монографія написана на основі теоретичних та експериментальних досліджень автоматичних регуляторів для різноманітних об'єктів регулювання. Наведено методологію синтезу оптимальних регуляторів, яка ґрунтується на застосуванні модифікованих методів рою часточок. У результаті проведених досліджень отримано оптимальні за комплексом показників регулятори із врахуванням обмежень на регулювання, вимог стійкості, мінімальної кількості перемикань керуючого сигналу тощо.

Значна увага у роботі приділена синтезу нейрорегуляторів. Окремі теоретичні результати підтверджено шляхом проведення відповідних експериментальних досліджень.

Монографія призначена для наукових та інженерних працівників, а також може бути корисна аспірантам, магістрам та студентам технічних спеціальностей закладів вищої освіти.

© Ромасевич Ю.О., Ловейкін В.С.,
Ляшко А.П., Шевчук О.Г.,
Макарець В.В., 2021
© НУБіП України, 2021

ВСТУП

Одним із факторів забезпечення високої продуктивності та якості виконання технологічних процесів у промисловості, сільському господарстві, транспорті та інших сферах економіки є використання високоефективних автоматичних регуляторів. Важливим прикладним питанням використання автоматичних регуляторів є їх налаштування. Наразі відомо сотні методів налаштування автоматичних регуляторів (зокрема ПІ, ПД та ПІД), які доцільно використовувати для тих чи інших об'єктів регулювання. Однак, певні недоліки цих методів зумовлюють розробку алгоритмів самоналаштування та методів оптимального налаштування регуляторів, застосування fuzzy-логіки, штучних нейронних мереж, модифікацію структур регуляторів та застосування інших підходів для складних та нелінійних об'єктів автоматичного регулювання тощо.

Одним із сучасних напрямків розвитку теоретичних та прикладних питань автоматичного регулювання є застосування метаевристичних методів оптимізації для задач синтезу регуляторів. Такий підхід передбачає пошук глобального мінімуму критерію на множині параметрів регулятора (для ПІД-регулятора – лише три коефіцієнти, для нейрорегулятора – десятки або сотні). Однак, у відомих наукових працях недостатньо обґрунтовано підходи щодо оптимізації регуляторів із врахуванням різноманітних обмежень, врахування нелінійностей об'єктів регулювання (квадрокоптери, гіроборди, моноколеса, сигвеї), часових затримок тощо. Це не дозволяє у повному обсязі реалізувати наявні резерви стосовно підвищення ефективності автоматичних регуляторів.

Наприклад, одна із найбільш потужніших тенденцій у сфері розробки автоматичних регуляторів полягає у використанні математичного апарату штучних нейронних мереж. Однак, зведення вихідної задачі синтезу оптимального регулятора до задачі навчання штучної нейронної мережі може бути пов'язано з проблемами „застрягання” оптимізаційних алгоритмів у

локальних мінімумах цільової функції. Для усунення цих та інших перешкод авторами було розроблено декілька модифікацій методу рою часточок, які широко використані для розв'язання оптимізаційних задач у процесі виконання наукового дослідження. Отримані результати дали змогу виконати синтез оптимальних нейрорегуляторів для різноманітних об'єктів регулювання. Крім того, у роботі розроблено метод синтезу оптимальних двопозиційних автоматичних регуляторів із мінімальною кількістю перемикачів. Отриманий результат дозволяє подовжити ресурс виконавчих пристроїв систем автоматичного регулювання. Одним із важливих результатів, які знайшли відображення у монографії, є оптимальні регулятори руху для вантажопідйомних кранів прольотного типу. Вони дають змогу проводити експлуатацію кранів із максимальною продуктивністю та мінімізувати втрати енергії при переміщенні вантажів (навіть при наявності вітрових поривів). У роботі також знайшли місце результати експериментальних досліджень, які були проведені у лабораторіях кафедри конструювання машин і обладнання НУБіП України. Вони підтвердили адекватність теоретичних розрахунків та дали змогу виявити і врахувати певні фактори практичної реалізації оптимальних регуляторів. Крім того, у монографії описано програмний продукт, який розроблений авторами і який дає змогу на основі оптимізаційних підходів виконати налаштування ПІ-регуляторів для об'єктів регулювання до третього порядку включно.

Монографія написана на основі результатів виконання науково-дослідної роботи молодих вчених „Розроблення високоефективних автоматичних регуляторів” (№ держреєстрації 0119U100758). Авторський внесок у написання монографії наступний: перший розділ написаний Ромасевичем Ю.О. та Ловейкіним В.С.; другий – Ромасевичем Ю.О. та Ляшко А.П.; третій – Ромасевичем Ю.О. та Ловейкіним В.С.; четвертий – Ромасевичем Ю.О. та Шевчуком О.Г.; п'ятий – Ромасевичем Ю.О., Ловейкіним В.С. та Макарцем В.В., шостий – Ромасевичем Ю.О.

РОЗДІЛ 1

МОДИФІКАЦІЯ СТРУКТУРИ ПІ-РЕГУЛЯТОРА ТА ЙОГО ПАРАМЕТРИЧНА ОПТИМІЗАЦІЯ

1.1 Обґрунтування модифікації структури ПІ-регулятора

Одним із відомих ПІ-регуляторів є регулятор зі змінною структурою [1]. Сутність роботи такого регулятора полягає у тому, що при виконанні певної умови інтегральна складова регулятора стрибком змінюється. Математичний опис зміни інтегральної складової у цьому випадку має такий вигляд:

$$I_C = \begin{cases} \int_{t_i}^t e dt, & \text{якщо } e \neq 0; \\ 0, & \text{якщо } e = 0, \end{cases} \quad (1.1)$$

де I_C – величина, яка формується на виході інтегратора; e – поточна похибка регулювання; t – час; t_i – момент часу, в який виконується умова $e=0$.

Інтегратор, який описується виразом (1.1) називається інтегратором Клегга. Його використання для систем низького (зокрема, першого) порядку дозволяє значно покращити якість регулювання за показниками перерегулювання, тривалості регулювання та іншими показниками. Однак, умова перемикавання інтегральної складової інтегратора Клегга є неоптимальною. Це вказує на те, що існують резерви підвищення якісних показників регулювання, що може бути досягнуто шляхом подальшого вдосконалення такої модифікації.

Використання ПІ-регулятора із інтегратором Клегга не дає змогу максимально ефективно використати засоби автоматичного регулювання. Тому постає необхідність провести вдосконалення алгоритму роботи інтегратора. Таке вдосконалення полягає у обґрунтуванні певної нелінійної залежності інтегральної складової від поточної похибки регулювання, яка подібна до виразу (1.1).

Для проведення досліджень розглянемо загальну передаточну функцію об'єкта регулювання:

$$G(s) = \frac{\sum_{i=0}^n B_i s^i}{\sum_{j=0}^m A_j s^j}, \quad m \geq n, \quad (1.2)$$

де m – порядок об'єкта регулювання; A_j та B_i – коефіцієнти об'єкта регулювання. У рамках даного дослідження не врахована часова затримка об'єкта регулювання, тому отримані результати справедливі лише для класу систем регулювання де затримка відсутня або не має значимого впливу. Передаточній функції (1.2) можна поставити у відповідність диференціальне рівняння m -го порядку:

$$\sum_{i=0}^n B_i \frac{d^i u}{dt^i} = \sum_{j=0}^m A_j \frac{d^j x}{dt^j}, \quad (1.3)$$

де x – регульований параметр (фазова координата) об'єкта регулювання. Зазначимо, що обидва вирази (1.2) та (1.3) є різними формами запису математичної моделі об'єкта регулювання.

У подальшому розглянемо ПІ-регулятор. Він описується за допомогою наступної формули:

$$u = P + I = K_P e + T_I^{-1} e = K_P (r - x) + T_I^{-1} \int_0^t (r - x) dt, \quad (1.4)$$

u – вихідна величина ПІ-регулятора (функція регулювання); P та I – пропорційна та інтегральна складові регулятора; K_P та T_I – коефіцієнти налаштування ПІ-регулятора; r – уставка регулювання (завдання).

Для проведення досліджень прийнемо наступні припущення:

- 1) уставка є незмінною величиною: $r = \text{const}$;
- 2) параметри об'єкта регулювання та регулятора є незмінними у часі: $A_j = \text{const}$, $B_i = \text{const}$, $K_P = \text{const}$, $T_I = \text{const}$;

3) III-регулятор забезпечує асимптотичну стійкість об'єкта регулювання:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x = r; \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{d^j x}{dt^j} = 0, j = \overline{(1, m)}.$$

Аналіз прийнятих припущень вказує на те, що у дослідженнях буде розглядатись обмежений клас систем регулювання, який, однак, має досить значну поширеність на практиці.

Враховуючи вираз (1.3), запишемо i -ту похідну функції регулювання:

$$\frac{d^i u}{dt^i} = K_P \left(\frac{d^i r}{dt^i} - \frac{d^i x}{dt^i} \right) + T_I^{-1} \int_0^t \left(\frac{d^i r}{dt^i} - \frac{d^i x}{dt^i} \right) dt. \quad (1.5)$$

Підставивши отримане у диференціальне рівняння (1.3), будемо мати:

$$\sum_{i=0}^n B_i K_P \frac{d^i r}{dt^i} - \sum_{i=0}^n B_i K_P \frac{d^i x}{dt^i} + \sum_{i=0}^n B_i T_I^{-1} \frac{d^{i-1} r}{dt^{i-1}} - \sum_{i=0}^n B_i T_I^{-1} \frac{d^{i-1} x}{dt^{i-1}} = \sum_{j=0}^m A_j \frac{d^j x}{dt^j}. \quad (1.6)$$

Враховуючи перше припущення, яке прийняте при проведенні досліджень, можемо спростити вираз (1.6):

$$B_0 K_P r - \sum_{i=0}^n B_i K_P \frac{d^i x}{dt^i} + B_0 T_I^{-1} \frac{d^{-1} r}{dt^{-1}} + B_1 T_I^{-1} r - \sum_{i=0}^n B_i T_I^{-1} \frac{d^{i-1} x}{dt^{i-1}} = \sum_{j=0}^m A_j \frac{d^j x}{dt^j} \quad (1.7)$$

Прийнявши до уваги третє прийняте припущення стосовно асимптотичної стійкості системи регулювання та враховуючи залежність (1.7) отримаємо вираз, що описує асимптотичне значення інтегральної складової:

$$B_0 T_I^{-1} \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{d^{i-1} r}{dt^{i-1}} - B_0 T_I^{-1} \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{d^{i-1} x}{dt^{i-1}} = A_0 r. \quad (1.8)$$

Прийнявши позначення $\tilde{I} = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{d^{i-1}(r-x)}{dt^{i-1}}$, яке описує асимптотичне значення інтегральної складової III-регулятора, будемо мати:

$$\tilde{I} = A_0 B_0^{-1} T_I r. \quad (1.9)$$

Таким чином, асимптотичне значення інтегральної складової для об'єкта регулювання, що описується передаточною функцією (1.2), при регулюванні ПІ-регулятором у режимі відпрацювання уставки буде залежати лише від величини уставки r , коефіцієнта інтегральної складової T_I та коефіцієнтів об'єкта регулювання A_0 і B_0 .

Прийmemo, що інтегральна складова ПІ-регулятора зі змінною структурою буде визначатись наступною залежністю:

$$I = \begin{cases} \int_{t_i}^t e dt, & \text{якщо } e > e_S; \\ \tilde{I}, & \text{якщо } e \leq e_S, \end{cases} \quad (1.10)$$

де e_S – порогове значення похибки, при якій виконується перемикання інтегральної складової ПІ-регулятора.

Вираз (1.10) дозволяє при наближенні регульованого параметра x до уставки r переводити інтегральну складову у асимптотичне значення. При цьому відпадає необхідність тривалого „дотягування” інтегральної складової до величини (1.9), що підвищує швидкодiю регулювання.

Оптимальне значення e_S наперед невідоме. Воно залежить від об'єкта регулювання, зокрема від його порядку та коефіцієнтів A_j і B_i .

Визначення величини e_S є задачею оптимізації, яку можна трактувати як більш загальну задачу оптимального налаштування класичного ПІ-регулятора. Її суть полягає у визначенні таких чисел K_P та T_I та e_S , при яких деякий критерій якості регулювання приймає мінімальне значення. Зазначимо, що пошук e_S повинен виконуватись у області $e_S \in [0, r]$.

Можна застосувати і більш простий підхід – коефіцієнти K_P та T_I знайти користуючись однією із відомих інженерних методик налаштування ПІ-регулятора, а значення e_S знайти як розв'язок одноаргументної оптимізаційної задачі.

1.2 Параметрична оптимізація модифікованого регулятора

1.2.1 Постановка задачі оптимізації

Проблема оптимального налаштування ПД-регулятора включає: множину критеріїв оптимізації, множину обмежень та вимогу стійкості регулювання. Припустимо, що математична модель об'єкта регулювання відома (наприклад, це диференціальне рівняння). Тоді загальна постановка задачі оптимізації налаштування ПД-регулятора може бути представлена у наступній формі:

$$\left\{ \begin{array}{l} Cr_{\kappa} \rightarrow \min, \quad \kappa \in (\overline{1, K}); \\ f_{\lambda} \left(\frac{d^j x(t)}{dt^j}, \frac{d^i u}{dt^i}, A_j, B_i \right) \leq F_{\lambda}, \quad \lambda = (\overline{1, L}); \\ u = K_p(r - x(t - \tau)) + T_I^{-1} I - K_d \frac{dx(t - \tau)}{dt}; \\ \lim_{t \rightarrow \infty} x = r, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{d^j x(t)}{dt^j} = 0; \\ \sum_{j=0}^m A_j \frac{d^j x(t)}{dt^j} = \sum_{i=0}^n B_i \frac{d^i u}{dt^i}, \end{array} \right. \quad (1.16)$$

де Cr_{κ} – κ -й критерій мінімізації (не втрачаючи загальності у постановці задачі приймаємо, що всі критерії відображають різні небажані характеристики об'єкта регулювання); K – загальна кількість критеріїв оптимізації; K_d – коефіцієнт налаштування диференціальної складової ПД-регулятора; f_{λ} – λ -а функція, яка в загальному випадку залежить від регульованого параметра x та її вищих похідних із часом, регулювання u та його вищих похідних з часом, а також коефіцієнтів A_j та B_i і порогу e_S ; F_{λ} – граничне значення λ -ї функції; L – загальна кількість обмежень у оптимізаційній задачі.

Розв'язок задачі (1.16) представляється такими значеннями коефіцієнтів K_p , T_I , K_d та величиною порогу e_S , які задовольняють всі її

умови. Слід зазначити, що бажано знайти Парето-оптимальний розв'язок задачі (1.16).

Зауважимо, що в сенсі обчислювальної складності задача (1.16) є непростюю, особливо для значних m і n . Саме тому ефективність алгоритму оптимізації має вирішальне значення. Крім того, наприклад для визначення параметра модифікованого ПІ-регулятора e_S необхідно використовувати ефективний оптимізаційний алгоритм, оскільки сама оптимізаційна задача є суттєво нелінійною (очевидно, що при цьому топологія оптимізаційного критерію є надзвичайно складною).

Застосування оптимізаційного методу вимагає перевірки на кожній ітерації нерівності (1.16). Це ускладнює роботу методу та збільшує обчислювальну складність задачі. Тому існує необхідність звести початкову задачу (1.16) до задачі із одним критерієм без обмежень.

1.2.2 Розробка узагальненого критерію оптимізації

Найважливіша вимога до налаштування ПІД-регулятора – це стійкість, яка математично представлена четвертим рядком системи (1.16). Вирази, які описують вимогу стійкості, можуть бути замінені одним термінальним критерієм – нормою похибки та її вищими похідними з часом. Однак, у практиці прийнято вважати, що об'єкт регулювання є стійким, якщо регульований параметр x досяг діапазону $(0,95\dots 1,05)r$, а вищі похідні змінної x із часом незначні. Таким чином, ми можемо замінити вимогу стійкості наступним термінальним критерієм:

$$Ter = \begin{cases} 0, \text{ якщо } 0,95r \leq x(T_S) \leq 1,05r \wedge \frac{d^j x(T_S)}{dt^j} \leq sv_j; \\ \delta_T \sqrt{(x(T_S) - r)^2 + \sum_{j=1}^m \left(\frac{d^j x(T_S)}{dt^j} \right)^2}, \text{ якщо} \\ 0,95r > x(T_S) \vee x(T_S) > 1,05r \vee \frac{d^j x(T_S)}{dt^j} > sv_j, \end{cases} \quad (1.17)$$

де T_S – момент часу, коли умови стійкості дотримуються; sv_j – невелике допустиме значення j -ї похідної x з часом; δ_T – термінальний коефіцієнт, який відображає важливість досягнення умови стійкості. Абсолютний мінімум критерію (1.17) дорівнює нулю. Коли він досягається, то вимоги стійкості виконуються.

Зазначимо, що у виразі (1.17) використана Евклідова норма вектора фазових координат у момент часу T_S (друга умова). У деяких випадках (наприклад, для об'єктів регулювання вищих порядків) кращі результати можна отримати, використовуючи Манхеттенську норму

$$|x(T_S) - r| + \sum_{j=1}^m \left| \frac{d^j x(T_S)}{dt^j} \right|.$$

Проблема зведення множини критеріїв Cr_k до єдиного (комплексного) критерію може бути вирішена із використанням наступної формули:

$$C_{cr} = \sum_{k=1}^K w_k g_k Cr_k \rightarrow \min, \quad (1.18)$$

де w_k – k -й ваговий коефіцієнт, що відображає важливість критерію Cr_k ; g_k – коефіцієнт k -го критерію, що зводить добуток $Cr_k g_k$ до безрозмірного виду. Така форма комплексного критерію дозволяє на компромісній основі виконати зведення оптимізаційних критеріїв, що мають різну важливість, до одного критерію. Останній представляється у вигляді лінійної згортки.

Сукупність нерівностей (другий рядок системи (1.16)) може бути замінена наступним критерієм:

$$Cr_{ineq} = \begin{cases} 0, \text{ якщо } F_\lambda - f_\lambda\left(\frac{d^j x(t)}{dt^j}, \frac{d^i u}{dt^i}, A_j, B_i\right) \geq 0; \\ \delta_p \sum_{y=1}^Y (F_y - f_y\left(\frac{d^j x(t)}{dt^j}, \frac{d^i u}{dt^i}, A_j, B_i\right)), \text{ якщо} \\ F_1 - f_1\left(\frac{d^j x(t)}{dt^j}, \frac{d^i u}{dt^i}, A_j, B_i\right) < 0 \vee F_2 - f_2\left(\frac{d^j x(t)}{dt^j}, \frac{d^i u}{dt^i}, A_j, B_i\right) < 0 \dots \\ \dots \vee F_L - f_L\left(\frac{d^j x(t)}{dt^j}, \frac{d^i u}{dt^i}, A_j, B_i\right) < 0, \end{cases} \quad (1.19)$$

де y – індекс невиконаної нерівності у вимогах (1.16); Y – загальна кількість невиконаних нерівностей; δ_p – штрафний коефіцієнт. Суть критерію (1.19) полягає у тому, що при невиконанні хоча б однієї нерівності критерій буде мати значну величину. З іншого боку, якщо всі нерівності виконуються, то критерій Cr_{ineq} перетворюється на нуль і не впливає на подальшу мінімізацію узагальненого критерію.

Тепер ми можемо записати узагальнений критерій оптимізації. Перш ніж ми викладемо його вираз, слід зробити зауваження. Кожен із критеріїв (1.17)-(1.19) має різну значимість. Для того, щоб врахувати цей фактор, узагальнений критерій оптимізації повинен мати бажані особливості топології. Вони полягають у тому, що його топологія має форму „яма в ямі” (рис. 1.1). Вираз узагальненого критерію, який відповідає такій топології має наступну форму:

$$Cr = Ter + Cr_{ineq} + C_{cr} \rightarrow \min . \quad (1.20)$$

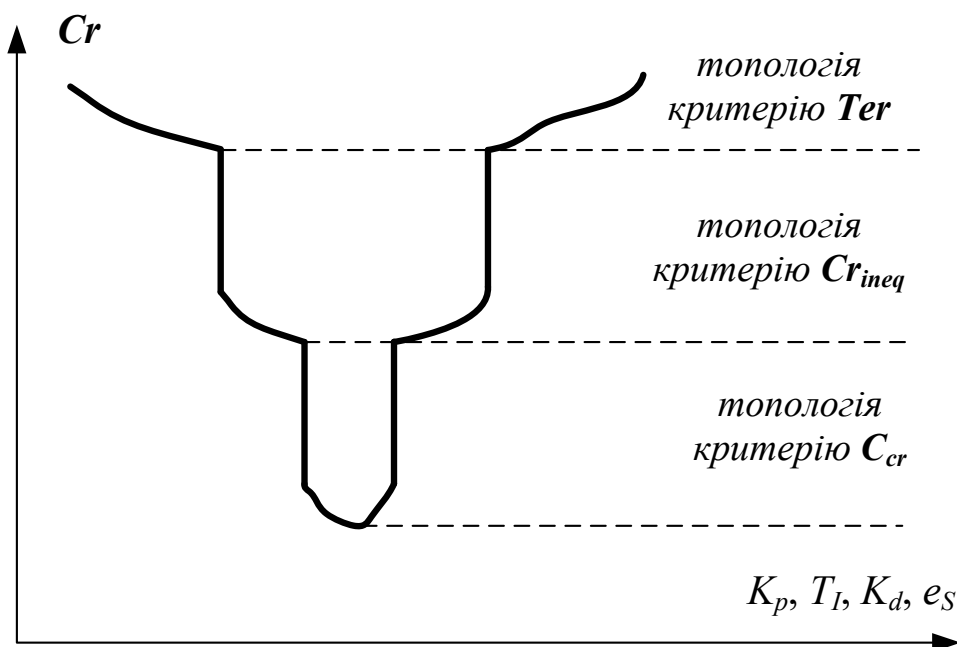


Рисунок 1.1 – Графік умовної залежності величини критерію (1.20) від параметрів регулятора K_p, T_l, K_d та e_s

Верхня яма (рис. 1.1) відображає топологію критерію (1.17), середня яма відповідає критерію (1.19), і, нарешті, нижня має топологію критерію (1.18). Вкладеність описаних ям забезпечується коефіцієнтами δ_T і δ_p , вони повинні встановлюватися таким чином, щоб $\delta_T \gg \delta_p > 0$.

1.2.3 Розробка методики параметричної оптимізації регуляторів

Для того, щоб використати критерій (1.20) у задачах оптимізації (тобто для обчислення невідомих параметрів K_p , T_I , K_d та e_S) необхідно сформуванати функцію, входами якої є аргументи K_p , T_I , K_d та e_S , а виходом – значення критерію (1.20). Ця MISO-функція (Multiple In – Single Out) базується на відомій математичній моделі об'єкта регулювання, що охоплений контуром зворотного зв'язку із модифікованим регулятором. Таким чином, її можна представити графічно у наступному вигляді (рис. 1.2).



Рисунок 1.2 – Графічне представлення MISO-функції для проведення оптимізації модифікованого ПД-регулятора

Математичною моделлю у даному випадку є системи диференціальних рівнянь, які описують динаміку регулювання. Зазначимо, що у теорії автоматичного регулювання поширення отримали передаточні функції. Однак, кожній передаточній функції можна поставити у відповідність диференціальне рівняння і тому принципових проблем стосовно переходу від одного виду математичної моделі до іншої немає.

MISO-функція працює таким чином. При введенні на її вхід чисельних значень K_p , T_I , K_d та e_S відбувається чисельне інтегрування системи диференціальних рівнянь, що описують динаміку регулювання (ці операції

представляють тіло MISO-функції). Інтегрування рівнянь виконується для певного часового проміжку, який залежить від найбільшої постійної часу об'єкта регулювання. Його величину вибирають достатньою для того, щоб перехідний процес міг закінчитись, тобто щоб термінальний критерій (1.17) міг бути рівним нулю. Крок інтегрування може бути постійним або змінним.

Знайшовши чисельний розв'язок системи диференціальних рівнянь у тілі MISO-функції, надалі формуються окремі компоненти критерію (1.20) і їх зважена сума, тобто величина узагальненого критерію (1.20), надходить на її вихід. Таким чином, MISO-функції вертає чисельне значення критерію (1.20). Тривалість доступу до MISO-функції залежить від порядку об'єкта регулювання, величини кроку чисельного інтегрування, методу чисельного інтегрування та тривалості часового проміжку, протягом якого виконується моделювання. Сформувавши MISO-функцію, надалі можна використати один із методів чисельної оптимізації для того, щоб знайти оптимальні значення K_p , T_I , K_d та e_S . Оскільки топологія критерію (1.20) може бути достатньо складною, особливо це стосується топології критерію (1.18) (так званої „нижньої ями”), то доцільним є використання різноманітних метаевристичних методів оптимізації. У подальших дослідженнях був використаний модифікований метод рою часточок ME-PSO [2], який у значній мірі позбавлений недоліку передчасної збіжності (що у певній мірі гарантує знаходження глобального мінімуму MISO-функції) та не потребує значних обчислювальних ресурсів для знаходження розв'язку оптимізаційних задач.

1.3 Умови моделювання роботи синтезованих регуляторів

1.3.1 Об'єкти регулювання та режими роботи регуляторів

Для того, щоб довести універсальність розроблених у попередніх розрахунках підходів до синтезу регуляторів оберемо декілька класів

тестових передаточних функцій, які відповідають об'єктам регулювання різних порядків. Для цих цілей були обрані декілька передаточних функцій (табл. 1.1), які запропоновані у роботі [3].

Таблиця 1.1 – Перелік класів тестових передаточних функцій та деякі їх характеристики

Класи передаточних функцій	Характеристики
1	2
$G_1(s)=1/(s+1)^n;$ $n=2, 3, 4, 8$	<p>Ці системи є дуже поширеними. При $n=2$ за допомогою ПІ- та ПІД-регуляторів можна досягнути гарних результатів регулювання. Для великих значень n об'єкт регулювання поводить себе як система із значним запізненням. Передаточні функції цього класу тривалий час використовуються виробниками для задач тестування розроблених регуляторів.</p>
$G_2(s)=1/(s+1)(1+\alpha s)(1+\alpha^2 s)(1+\alpha^3 s);$ $\alpha=0,1, 0,2, 0,5$	<p>Передаточні функції цього класу мають чотири полюси, інтервал яких визначається параметром α. Для малих значень α можна значно покращити якість регулювання при переході від ПІ- до ПІД-регулятора.</p>
$G_3(s)=(1-\alpha s)/(s+1)^3;$ $\alpha=0,5, 2$	<p>Ці передаточні функції мають три однакові полюси і нуль, який знаходиться у правій півплощині. Якість регулювання визначається параметром α: вона погіршується із збільшенням цього параметра.</p>

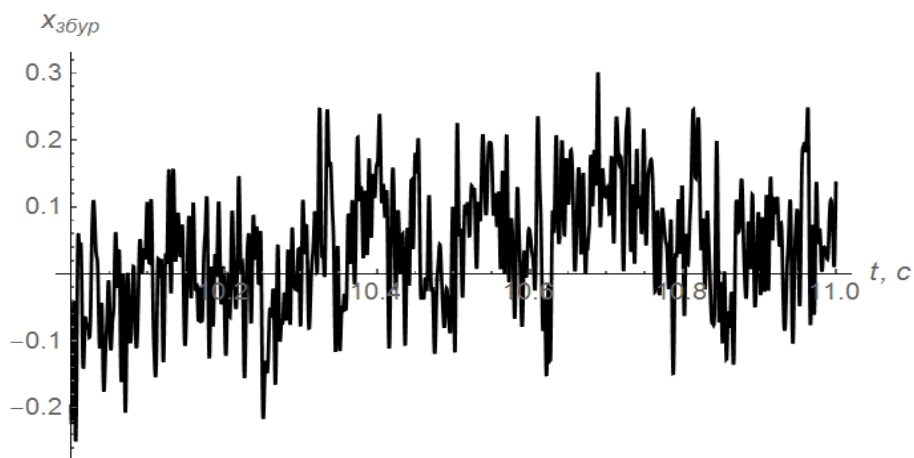
Продовження таблиці 1.1

1	2
$G_4(s)=e^{-s}/(Ts+1);$ $T=1, 5$	<p>Це клас класичних передаточних функцій, які були використані у багатьох дослідженнях ПД-регуляторів. При значних T об'єкт регулювання являє собою систему із значною часовою затримкою. Недолік моделі полягає в тому, що вона має повільний спад на ЛАЧХ при високих частотах. Ця модель слугувала для розробки багатьох правил налаштування автоматичних регуляторів.</p>
$G_5(s)=\omega_0^2/(s+1)(s^2+2\zeta\omega_0s+\omega_0^2);$ $\zeta=0,1; \omega_0=1, 5, 10$	<p>Використання ПД-регуляторів для систем цього класу з малим демпфуванням ζ не дає змоги отримати високі показники якості регулювання. Об'єкти регулювання, які описуються цими передаточними функціями, краще регульовані при значних ω_0. Якість регулювання може бути поліпшена при використанні більш загальних структур регуляторів.</p>

Роботу регуляторів будемо оцінювати у режимах відпрацювання уставки та нейтралізації зовнішніх збурень. Величина уставки для першого режиму $r=1$. Для другого режиму роботи нейтралізація збурень моделювалась при умові, що регулятор працює у околі усталеного режиму,

тобто $x \approx r$ і $\frac{d^j x}{dt^j} \approx 0$. Параметри функції збурення для другого режиму роботи регулятора наступні: максимальне значення рівне 0,4; мінімальне значення

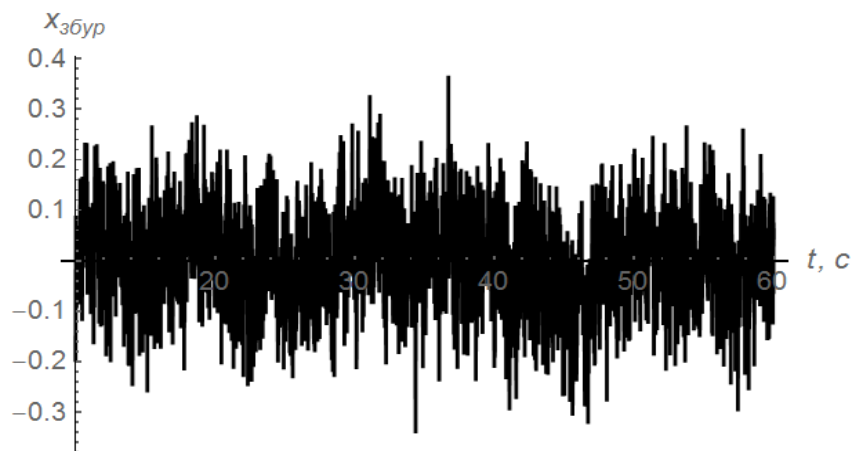
становить $-0,4$; середньоквадратичне значення дорівнює $0,094$; математичне очікування рівне нулю. Гармонічний склад функції збурення $x_{збур}$: періодичні функції з частотами $1 \cdot 10^4 \dots 2,5 \cdot 10^1$ Гц та змінною амплітудою (рис. 1.3).



а)



б)



в)

Рисунок 1.3 – Графік функції збурення для часових проміжків:

а) 1 сек; б) 10 сек; в) 50 сек

1.3.2 Комплекс оціночних показників

Оцінку якості регулювання будемо виконувати за комплексом позиційних (термінальних) та інтегральних показників, які наведені у таблиці 1.2. Крім того, у цій же таблиці вказані формули для їх розрахунків.

Таблиця 1.2 – Опис оціночних показників роботи регуляторів для різних режимів регулювання

Режим роботи регулятора			
Відпрацювання уставки		Нейтралізація зовнішніх збурень	
Назва показника	Формула	Назва показника	Формула
Середня нормальна похибка регулювання (СНПР)	$t_p^{-1} \int_0^{t_p} e dt$	Середня нормальна інтегральна похибка (СНІП)	$10^3 t_M^{-1} \int_0^{t_M} e dt$
Модуль середнього регулювання (МСР)	$t_p^{-1} \int_0^{t_p} u dt$	Модуль середнього регулювання, яке стабілізує регульований параметр в околі уставки (МСРС)	$10^3 t_M^{-1} \int_0^{t_M} u - u_{уст} dt$
Перерегулювання (ПР), %	$\frac{\max(x - r)}{r} \cdot 100$	Максимальна відносна похибка (МахВП), %	$\frac{e_{\max}}{r} \cdot 100$
Тривалість регулювання (ТР), с	$t_p = t, \text{ при } x(t) - r \leq 0,05r$	Мінімальна відносна похибка (МінВП), %	$\frac{e_{\min}}{r} \cdot 100$
		Максимальне відносне регулювання (МВР), %	$\frac{u_{\max} - u_{уст}}{u_{уст}} \cdot 100$

У табл. 1.2 використані наступні позначення: t_m – тривалість моделювання; $u_{уст}$ – регулювання, яке стабілізує регульований параметр в околі уставки; u_{\max} – максимальне регулювання; e_{\max} та e_{\min} – мінімальне та максимальне значення похибки відповідно.

1.4 Аналіз результатів роботи модифікованого ПІ-регулятора

Подальший аналіз будемо проводити для режимів відпрацювання уставки та нейтралізації зовнішніх збурень класичного (1.4) ПІ-регулятора та ПІ-регулятора із модифікованою інтегральною складовою (1.10). Порівняння виконується за двома варіантами, що відповідають класичному та модифікованому ПІ-регулятору. Для цього були розраховані чисельні значення показників, які наведені у табл. 1.2.

Розрахунки виконані для всіх класів передаточних функцій (табл. 1.1). Коефіцієнти обох ПІ-регуляторів були розраховані за допомогою методів: Циглера-Нікольса [4], Каппа-Тау [5], AMIGO [6], Чьена-Хронеса-Резвіка [7], Коена-Куна [8], Лямбда [9], Скогестада [10], Тиреуса-Луібена [11]. Для випадків коли коефіцієнти ПІ-регулятора не можуть бути обчислені, або коли вони викликають нестійкість об'єкта регулювання, дані у табл. 1.2 та інших таблицях не наведені.

Порогове значення похибки e_s , при якій виконується перемикання інтегральної складової ПІ-регулятора, приймемо $e_s=0,25r$. Воно знайдено шляхом простого підбору та не змінюється для всіх розрахункових експериментів. Загалом, визначення величини e_s представляє собою оптимізаційну задачу, результати розв'язку якої у даному пункті не відображені.

1.4.1 Режим відпрацювання уставки

Для оцінки якісних показників регулювання при відпрацюванні уставки наведемо їх для обох варіантів – при використанні класичного та модифікованого ПІ-регуляторів (табл. 1.3). Крім того, для наглядності у таблиці 1.3 значення, які є кращими (значно меншими), ніж для іншого варіанту, виділені жирним шрифтом. Незначні відмінності між показниками

обох варіантів не виділені. Розраховані дані для інших передаточних функцій наведені у таблицях Додатку А.

Аналіз даних, які наведені у табл. 1.3, а також таблицях Додатку А, дозволяють стверджувати, що використання модифікованої структури ПІ-регулятора дозволяє майже в усіх випадках підвищити швидкодію регулювання. Особливо це стосується об'єктів регулювання високих порядків. Наприклад, для $G_1(s)$ при $n=8$ тривалість регулювання зменшилась у 1,43...10,50 разів. Крім того, окремі об'єкти регулювання, які регулюються модифікованим ПІ-регулятором, стають стійкими.

Таблиця 1.3 – Показники якості регулювання за допомогою класичного та модифікованого ПІ-регуляторів для класу об'єктів регулювання із передаточною функцією $G_1(s)$ (режим відпрацювання уставки)

Метод налаштування	Коефіцієнти ПІ-регулятора		Показники якості регулювання							
	K_p	T_I	СНПР		МСР		ПР		ТР	
			Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Порядок $n=2$										
Циглера-Нікольса	2,173	0,899	0,33	0,32	1,39	1,39	9,2	9,4	3,0	3,1
Каппа-Тау	0,436	2,238	0,50	0,50	0,93	0,92	3,2	0,3	4,6	4,7
AMIGO	0,495	2,559	0,44	0,48	0,90	0,91	0,0	0,4	5,7	5,0
Чьена-Хронеса-Резвіка	1,449	1,618	0,25	0,50	1,07	1,33	0,0	3,3	6,0	2,5
Коена-Куна	3,001	0,35	0,22	0,33	1,30	1,55	37,2	20,9	5,8	2,6

Продовження таблиці 1.3

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Лямбда	0,293	4,828	0,35	0,48	0,80	0,75	0,0	0,1	13,2	8,5
Скогестада	1,500	1,000	0,31	0,34	1,27	1,30	9,3	6,1	3,9	3,4
Порядок $n=3$										
Циглера- Нікольса	3,600	0,840	0,25	0,55	0,98	1,22	0,0	4,9	12,4	4,1
Циглера- Нікольса (частотний)	0,245	4,836	0,20	0,25	1,22	1,37	56,7	50,8	23,4	12,8
Каппа-Гау	0,585	3,087	0,49	0,52	0,81	0,80	0,6	0,3	9,8	9,1
Каппа-Гау (частотний)	0,295	5,637	0,54	0,55	0,99	1,00	1,7	2,3	5,6	5,6
AMIGO	1,280	1,814	0,40	0,50	0,81	0,79	0,0	0,5	13,6	10,1
AMIGO (частотний)	0,820	6,188	0,26	0,38	1,12	1,20	16,5	14,2	9,4	5,9
Чьена- Хронеса- Резвіка	2,057	0,831	0,25	0,42	0,88	0,89	0,0	2,7	22,9	9,9
Коена-Куна	0,268	6,464	0,21	0,27	1,11	1,22	54,3	38,5	20,0	9,6
Лямбда	0,500	3,000	0,38	0,50	0,80	0,76	0,0	0,4	16,5	11,4
Скогестада	2,5	3,225	0,37	0,56	1,00	0,98	5,5	2,3	8,9	5,6
Тиреуса- Луібена	3,600	0,840	0,17	0,28	1,01	1,25	12,8	21,7	17,6	7,1
Порядок $n=4$										
Циглера- Нікольса	0,900	7,407	0,24	0,49	0,89	1,00	0,0	3,8	27,8	8,3

Продовження таблиці 1.3

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Циглера- Нікольса (частотний)	1,800	2,909	0,23	0,27	1,06	1,13	27,6	30,2	19,1	14,2
Каппа-Тау	0,190	7,331	0,48	0,53	0,78	0,77	0,1	0,4	15,0	13,2
Каппа-Тау (частотний)	0,372	4,274	0,36	0,60	0,98	0,92	8,6	3,1	14,1	7,8
AMIGO	0,250	8,000	0,40	0,51	0,80	0,77	0,0	0,7	19,2	14,0
AMIGO (частотний)	0,640	4,620	0,34	0,57	0,96	0,99	0,0	3,0	13,0	7,3
Чьена- Хронеса- Резвіка	0,600	13,333	0,26	0,43	0,82	0,76	0,0	3,1	48,2	21,6
Коена-Куна	1,728	1,302	0,20	0,28	1,06	1,16	69,3	53,5	59,4	21,2
Лямбда	0,25	8,000	0,40	0,51	0,80	0,77	0,0	0,7	19,2	14,0
Скогестада	0,300	5,000	0,58	0,58	0,87	0,86	4,9	1,4	9,1	9,1
Тиреуса- Луібена	1,250	11,170	0,20	0,51	0,88	1,10	0,0	4,3	50,4	6,8
Порядок $n=8$										
Циглера- Нікольса	0,492	35,022	0,26	0,40	0,80	0,73	0,0	5,8	123,8	62,3
Циглера- Нікольса (частотний)	0,848	14,910	0,24	0,56	0,89	1,00	0,0	3,4	57,3	14,3
Каппа-Тау	0,130	17,407	0,26	0,54	0,80	0,72	0,0	0,8	123,8	29,9
Каппа-Тау (частотний)	0,224	2,759	*	0,46	*	1,12	*	88,1	*	116,4
AMIGO	0,216	15,067	0,46	0,54	0,75	0,77	0,0	1,6	37,1	25,9

Продовження таблиці 1.3

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
AMIGO (частотний)	0,301	14,851	0,44	0,52	0,79	0,80	0,0	2,6	33,1	24,9
Чьена- Хронеса- Резвіка	0,328	63,039	0,39	0,46	0,82	0,62	0,0	3,7	37,0	97,9
Лямбда	0,207	74,912	0,28	0,49	0,76	0,58	0,0	2,1	214,3	114,3
Скогестада	0,115	13,000	0,29	0,60	0,74	0,75	0,0	0,7	240,0	22,8
Тиреуса- Луібена	0,589	57,255	0,60	0,39	0,76	0,70	4,5	7,4	22,7	95,6

Кл – дані, які відповідають використанню класичного ПІ-регулятора;

Мод – дані, які відповідають використанню модифікованого ПІ-регулятора.

* – регулятор не забезпечує стійкості системи регулювання.

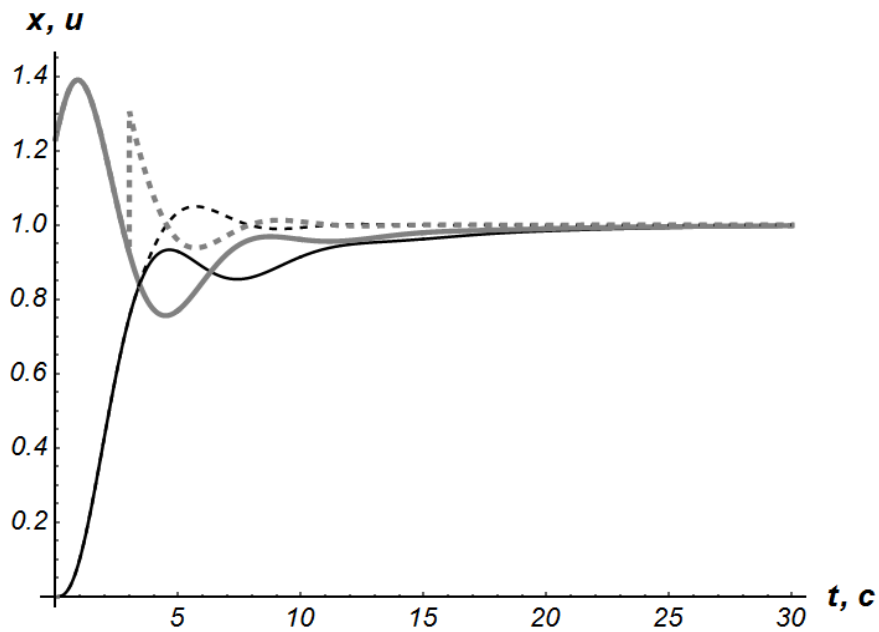
Для об'єктів регулювання нижчих порядків підвищення швидкодії також спостерігається майже у всіх випадках.

Що стосується показника перерегулювання, то стійкої тенденції щодо його зменшення або збільшення при використанні модифікації структури ПІ-регулятора не спостерігається: в одних випадках цей показник збільшується, а в інших зменшується.

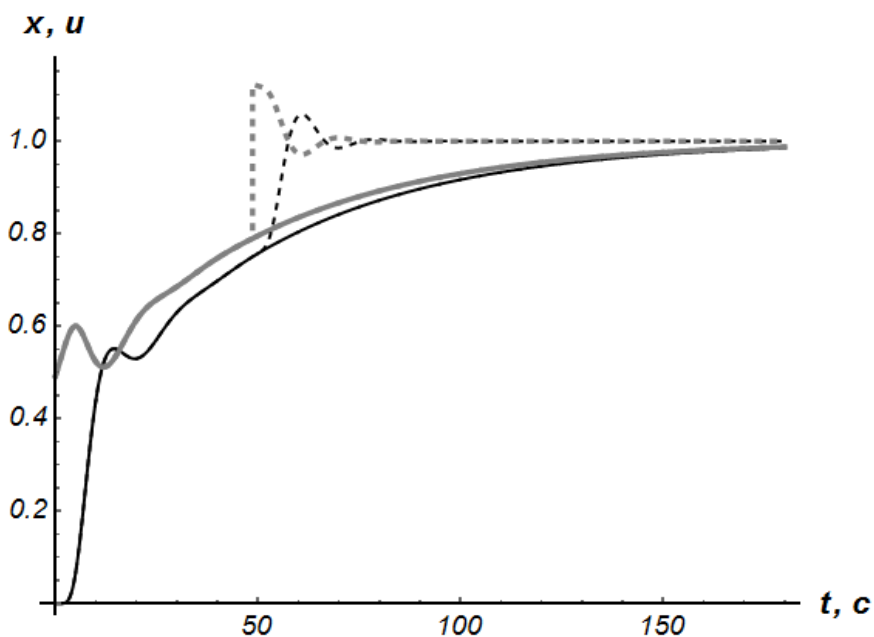
Показники СНПР та МСР майже для всіх випадків, в яких застосовується модифікований ПІ-регулятор, погіршуються. Таке погіршення можна частково пояснити тим, що тривалість регулювання для модифікованого ПІ-регулятора зменшилась (нагадаємо, що ця величина представляє собою верхню межу інтегрування для вказаних показників). Відповідно, середнє значення модуля похибки (тобто чисельні значення показника СНПР) збільшується за рахунок того, що похибка меншу тривалість часу є незначною.

Для того, щоб наглядно оцінити ефект від модифікації структури ПІ-регулятора наведемо графічні залежності (рис. 1.4). На рис. 1.4 графік регулювання u показаний лінією сірого кольору. Графіки, що відповідають роботі модифікованого ПІ-регулятора представлені штриховими кривими.

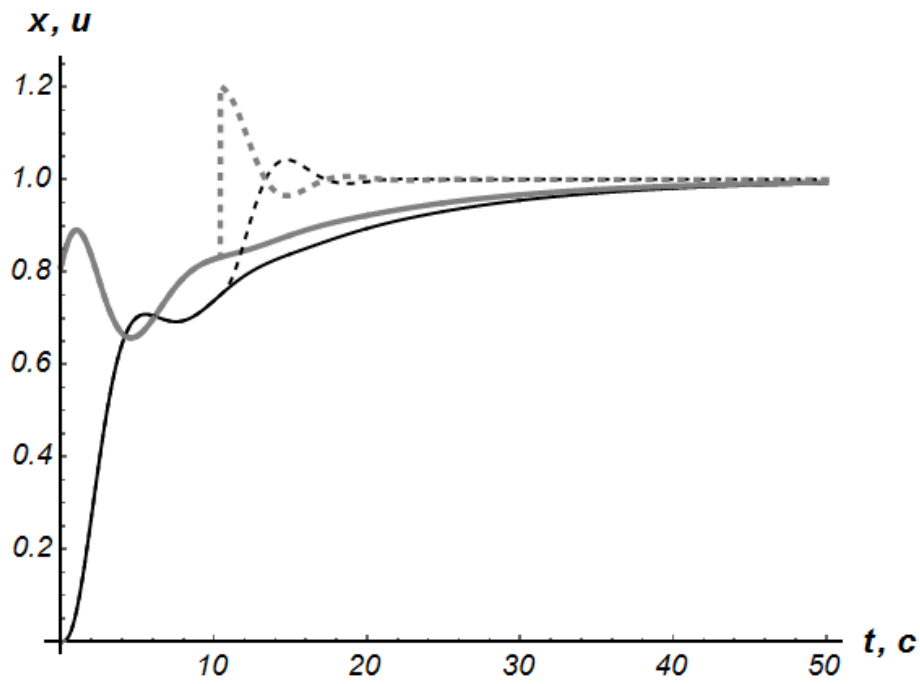
Всі наведені на рис. 1.4 графіки відповідають роботі регуляторів, коефіцієнти яких налаштовані за методом Циглера-Нікольса (для об'єкта регулювання із передаточною функцією $G_5(s)$ використано частотний метод Циглера-Нікольса).



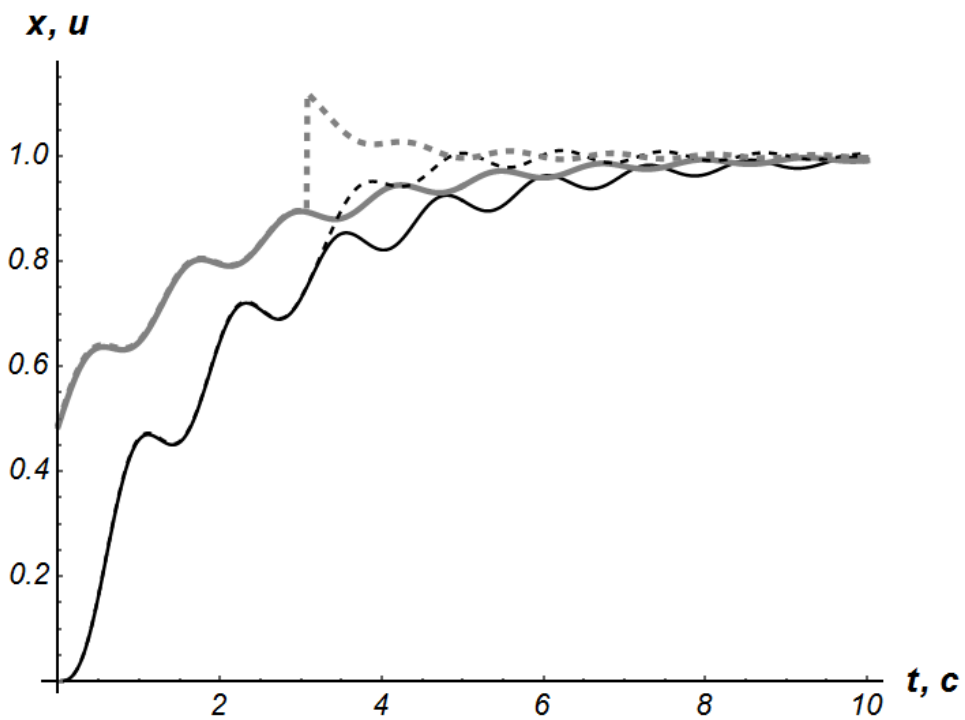
а)



б)



б)



г)

Рисунок 1.4 – Графіки зміни регулювання u та регульованого параметра x при різних структурах ПІ-регулятора для об'єктів регулювання з передаточними функціями: а) $G_1(s)$ при $n=3$; б) $G_1(s)$ при $n=8$; в) $G_3(s)$ при $\alpha=0,5$; г) $G_5(s)$ при $\omega_0=5$

Аналіз графічних залежностей (рис. 1.4) дозволяє виявити розривний характер зміни регулювання, що викликано нелінійною залежністю інтегральної складової регулятора в залежності від поточної похибки регулювання (1.10). З рис. 1.5 видно, що регулювання u для випадку модифікації регулятора є інтенсивнішим. Це є причиною збільшення швидкодії регулювання.

З рис. 1.4 добре видно, що до межі e_S регульований параметр та регулювання, що відповідають класичному та модифікованому регуляторам, співпадають. Тому величина e_S справляє вирішальне значення на показники якості регулювання.

Для оцінки впливу величини e_S на швидкодію регулювання наведемо графічні залежності (рис. 1.5). Їх аналіз дає змогу зробити певний прогноз стосовно впливу величини e_S на швидкодію регулювання: зі збільшенням e_S швидкодія росте, проте також зростає перерегулювання та коливальність процесу регулювання.

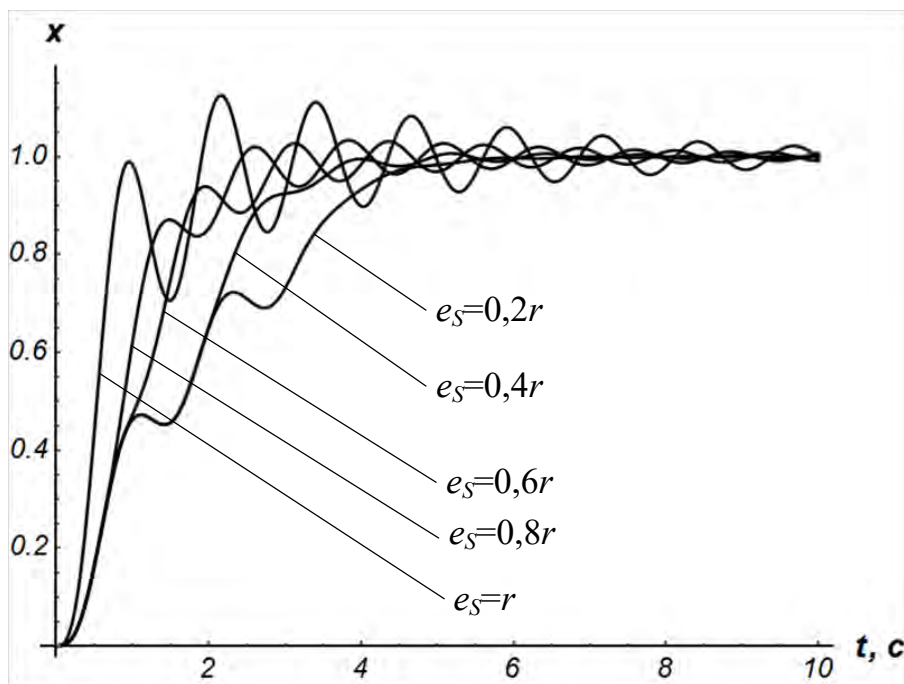


Рисунок 1.5 – Залежність динаміки регулювання від величини e_S для об'єкта регулювання з передаточною функцією $G_5(s)$ при $\omega_0=5$

Очевидно, що існує таке значення e_S , при якому перерегулювання є нульовим, а швидкодія регулювання максимальною. Визначення такого значення e_S представляє оптимізаційну задачу із обмеженням, яка буде розв'язана у подальшому.

1.4.2 Режим нейтралізації зовнішніх збурень

Для оцінки якості роботи модифікованого ПІ-регулятора у режимі нейтралізації зовнішніх збурень наведемо результати моделювання його роботи. Через те, що регульований параметр x знаходиться у околі уставки r величину порогу e_S для всіх проведених розрахункових експериментів приймали рівною $0,005r$. Таке задання e_S є раціональною величиною. Однак, кращі результати можна отримати у випадку коли e_S визначається як розв'язок оптимізаційної задачі.

У табл. 1.4 наведені результати проведених розрахункових експериментів. Інші результати (для об'єктів регулювання із передаточними функціями інших класів) наведені у Додатку Б.

Таблиця 1.4 – Показники якості регулювання за допомогою класичного та модифікованого ПІ-регуляторів для класу об'єктів регулювання із передаточними функціями $G_1(s)$ (режим нейтралізації збурень)

Метод налаштування	Показники якості регулювання									
	СНП		МСРС		MaxВП		MinВП		МВР	
	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Порядок $n=2$										
Циглера-Нікольса	10,0	7,9	28,0	25,0	2,73	2,21	-2,07	-2,02	6,2	6,2
Каппа-Тау	16,6	12,3	17,2	14,5	3,83	2,74	-4,53	-2,92	3,7	3,7
AMIGO	15,9	12,3	16,1	14,2	3,60	2,72	-4,34	-2,89	3,5	3,5

Продовження таблиці 1.4

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Чьена-Хронеса-Резвіка	11,9	9,3	22,4	21,4	3,07	2,34	-2,74	-2,34	4,7	4,7
Коена-Куна	8,8	6,1	37,4	27,8	2,53	1,98	-2,22	-1,70	8,7	8,7
Лямбда	16,6	14,1	11,9	9,6	4,23	3,74	-4,26	-3,14	2,2	2,2
Скогестада	12,1	9,3	26,2	23,1	3,32	2,33	-2,41	-2,26	5,6	5,6
Порядок $n=3$										
Циглера-Нікольса	12,9	11,4	18,7	19,8	2,77	2,42	-3,06	-2,69	4,2	4,4
Циглера-Нікольса (частотний)	11,2	8,7	44,8	40,4	3,28	2,51	-3,28	-2,84	12,4	13,0
Каппа-Тау	17,1	13,8	12,7	9,5	4,38	3,79	-4,13	-3,04	2,0	2,2
Каппа-Тау (частотний)	15,6	12,6	15,9	15,0	3,16	2,82	-4,35	-2,81	3,3	3,4
AMIGO	16,2	13,7	11,7	9,3	4,40	3,80	-3,68	-3,02	1,9	2,0
AMIGO (частотний)	14,1	11,4	23,9	24,8	3,38	2,71	-3,44	-2,79	5,4	6,0
Чьена-Хронеса-Резвіка	13,3	12,2	13,4	13,9	3,44	3,03	-2,93	-2,70	2,9	2,9
Коена-Куна	16,7	11,3	44,1	38,8	4,12	3,00	-4,19	-2,97	11,8	10,5
Лямбда	16,1	13,8	10,9	8,5	4,57	3,94	-3,41	-3,05	1,7	1,8
Скогестада	16,2	12,8	16,0	14,5	3,22	2,91	-4,60	-2,82	3,2	3,4
Тиреуса-Луібена	10,9	9,7	28,4	28,9	2,79	2,52	-2,25	-2,16	6,5	6,4

Продовження таблиці 1.4

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Циглера- Нікольса	13,2	12,7	14,0	15,4	3,55	3,16	-2,86	-2,76	3,0	3,3
Порядок $n=4$										
Циглера- Нікольса (частотний)	14,6	12,1	28,5	29,4	2,80	3,06	-3,23	-3,66	7,1	8,3
Каппа-Тау	16,5	13,1	10,6	7,3	4,91	4,04	-2,71	-2,83	1,5	1,7
Каппа-Тау (частотний)	17,4	13,6	14,7	12,7	4,19	3,67	-4,19	-3,09	2,3	2,9
AMIGO	15,7	13,0	10,0	7,6	4,75	3,99	-2,68	-2,82	1,5	1,6
AMIGO (частотний)	15,1	13,4	14,2	15,2	3,74	3,37	-3,73	-2,96	2,6	3,3
Чьена- Хронеса- Резвіка	13,0	12,6	9,5	9,9	4,06	3,64	-2,65	-2,77	2,0	2,1
Коена-Куна	24,8	15,6	53,1	46,7	4,80	4,91	-5,01	-4,58	10,9	13,3
Лямбда	15,7	13,0	10,0	7,6	4,75	3,99	-2,68	-2,82	1,5	1,6
Скогестада	17,3	13,4	13,4	10,7	4,51	3,81	-3,76	-2,99	1,9	2,4
Тиреуса- Луібена	12,6	12,4	16,5	17,9	3,09	2,77	-2,58	-2,75	3,7	3,8
Порядок $n=8$										
Циглера- Нікольса	17,0	12,8	11,2	8,0	3,58	4,01	-3,62	-2,22	2,2	1,3
Циглера- Нікольса (частотний)	19,4	14,1	19,2	15,3	4,21	4,13	-3,53	-2,84	3,9	2,9

Продовження таблиці 1.4

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Каппа-Тау	18,9	12,7	12,7	5,2	3,33	4,05	-3,71	-1,95	2,1	0,9
AMIGO	19,0	13,1	13,8	6,9	3,37	4,16	-3,68	-2,09	2,3	1,1
AMIGO (частотний)	18,7	13,3	14,1	8,2	3,50	4,21	-3,66	-2,20	2,5	1,3
Чьена- Хронеса- Резвіка	17,1	12,2	7,7	4,9	3,25	3,88	-3,67	-2,00	1,5	0,8
Лямбда	17,6	12,0	6,0	3,3	3,11	3,80	-3,70	-1,88	1,0	0,5
Скогестада	19,9	13,1	14,3	6,3	3,24	4,18	-3,71	-2,02	2,6	1,2
Тиреуса- Луібена	17,0	12,8	11,4	8,5	3,51	3,96	-3,60	-2,27	2,4	1,5

Кл – дані, які відповідають використанню класичного ПІ-регулятора;

Мод – дані, які відповідають використанню модифікованого ПІ-регулятора.

Аналіз даних, які наведені у табл. 1.4, а також тих, які внесені у таблиці Додатку Б, дозволяє зробити висновок про те, що модифікація ПІ-регулятора у більшості випадків знижує небажані оціночні показники. Наприклад, для об'єкта регулювання із передаточною функцією $G_1(s)$ при $n=2$ небажані показники СНП, МСРС, МахВП та MinВП зменшились на 17,7...44,3%, 4,7...34,5%, 23,5...42,5%, 2,4...55,1% відповідно. Для інших значень n сукупна тенденція аналогічна. Однак, деякі оціночні показники для класичного та модифікованого ПІ-регуляторів, наприклад МВР, практично не змінюються.

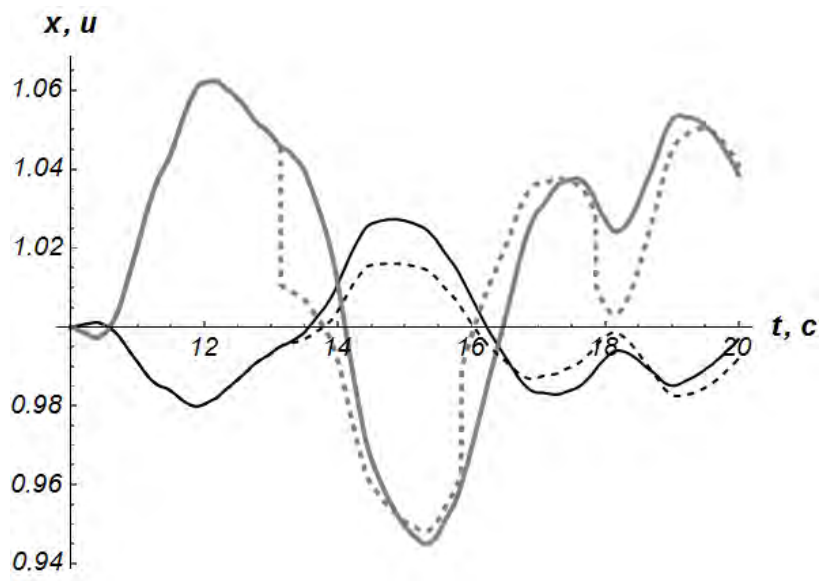
Застосування модифікованого ПІ-регулятора також показує позитивний ефект для регулювання об'єкта регулювання із передаточною функцією $G_2(s)$ (за деякими виключеннями майже для всіх значень α) та $G_4(s)$. Регулювання із використанням класичного та модифікованого ПІ-регуляторів для класу

передаточної функції $G_3(s)$ не має значних відмінностей по якості: відсутня стійка тенденція щодо покращення якості регулювання при використанні класичного або модифікованого регуляторів. Однак, це може означати, що використане значення порогу e_S не є раціональним. Аналогічний висновок можна зробити і для об'єктів регулювання із передаточною функцією $G_5(s)$. Для того, щоб отримати ефект від використання модифікації ПІ-регулятора необхідно для вказаних передаточних функцій знаходити такі значення e_S , які б забезпечували мінімізацію небажаних показників, тобто необхідно розв'язувати оптимізаційні задачі. Таку рекомендацію також можна поширити і на інші класи передаточних функцій.

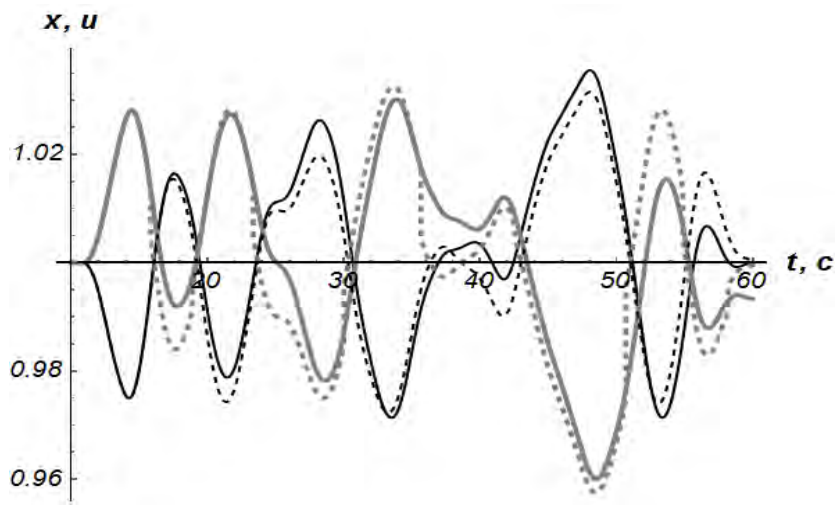
Для того, щоб встановити, як модифікація впливає на зменшення небажаних показників, були побудовані графічні залежності (рис. 1.6). Як і у попередньому підпункті на рис. 1.6 графік регулювання u показаний лінією сірого кольору. Графіки, що відповідають роботі модифікованого ПІ-регулятора представлені штриховими лініями. Всі наведені на рис. 1.6 графіки відповідають роботі регуляторів, що налаштовані із використанням методу Циглера-Нікольса.

З рис. 1.6 явно видно моменти перемикання інтегральної складової модифікованого ПІ-регулятора. Це ті моменти коли регулювання u терпить розриви (наприклад, на тринадцятій секунді на графіку, що зображений на рис. 1.6, а). На деяких етапах класичний та модифікований ПІ-регулятори працюють подібно. Однак, це триває до моменту перемикання інтегральної складової.

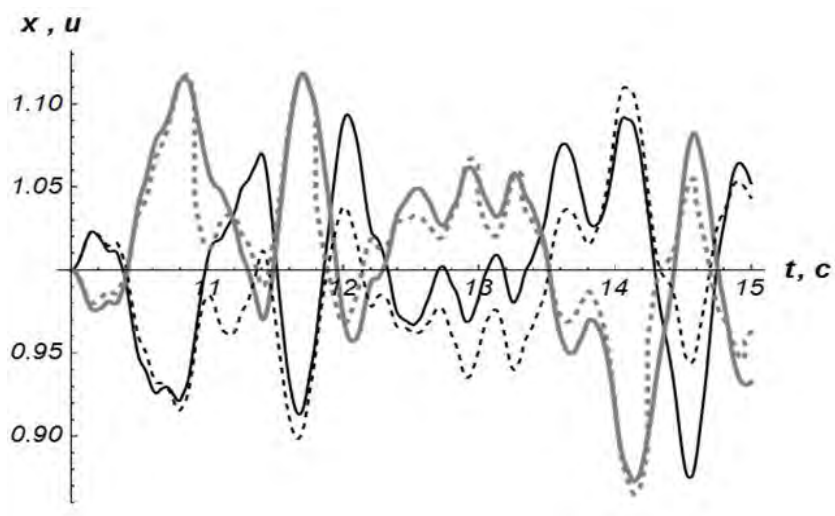
У подальшому викладі будуть розв'язані та проаналізовані задачі оптимального визначення величини порога e_S . Такий підхід є більш обґрунтованим, оскільки для декількох варіантів тестових передаточних функцій не було отримано покращення якості регулювання при використанні модифікованого ПІ-регулятора.



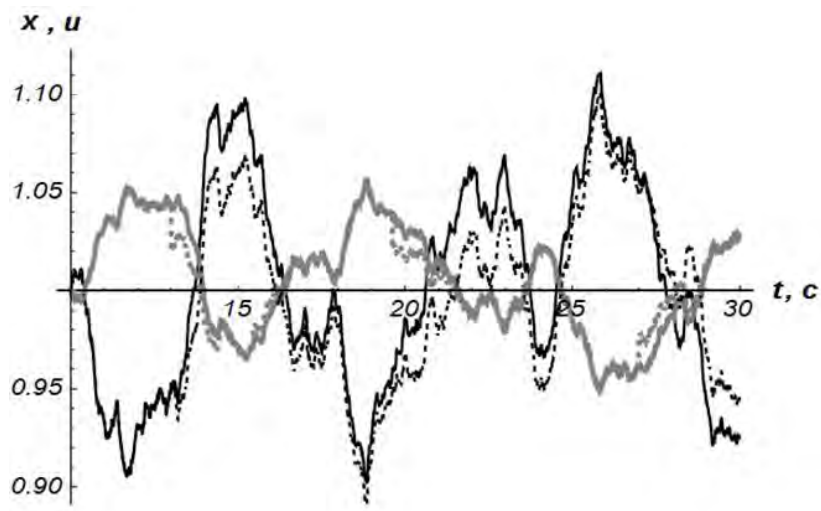
a)



б)



B)



г)

Рисунок 1.6 – Графіки зміни регулювання u та регульованого параметра x при різних структурах ПІ-регулятора для об'єктів регулювання з передаточними функціями: а) $G_1(s)$ при $n=2$; б) $G_1(s)$ при $n=4$; в) $G_2(s)$ при $\alpha=0,1$; г) $G_4(s)$ при $T=1$

1.5 Аналіз роботи оптимального за швидкодією ПІ-регулятора

Розроблений у п. 1.2 підхід щодо оптимізації модифікованого ПІ-регулятора можна також застосувати для налаштування ПІ-регулятора класичної структури. У цьому пункті виконані такі розрахунки. У проведених розрахунках було враховано обмеження на перерегулювання – воно повинно було бути нульовим. Для моделювання об'єктів регулювання використані тестові передаточні функції $G_1(s)$ при $n=2$ та $n=3$, $G_3(s)$ при $\alpha=0,1$ та передаточна функція $G(s)=e^{-2s}/(5s+1)^2$. Критерієм оптимізації у проведених дослідженнях виступала тривалість регулювання.

Застосування методики оптимізації налаштування регуляторів (п. 1.2) дало змогу визначити коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора. Надалі було виконано моделювання процесу регулювання при відпрацюванні завдання ($r=1$) та розрахунок якісних показників регулювання: СНПР, МСР, ТР. Отримані дані занесені у таблицю 1.5, де крім них записані також дані, які відповідають використанню ПІ-регуляторів, що

налаштовані за допомогою інших інженерних методів. У таблиці 1.5 внесені лише дані для тих методів налаштування ПІ-регулятора, які відповідають нульовому перерегулюванню. Найкращі показники виділені жирним шрифтом.

Таблиця 1.5 – Якісні показники регулювання за допомогою налаштованих

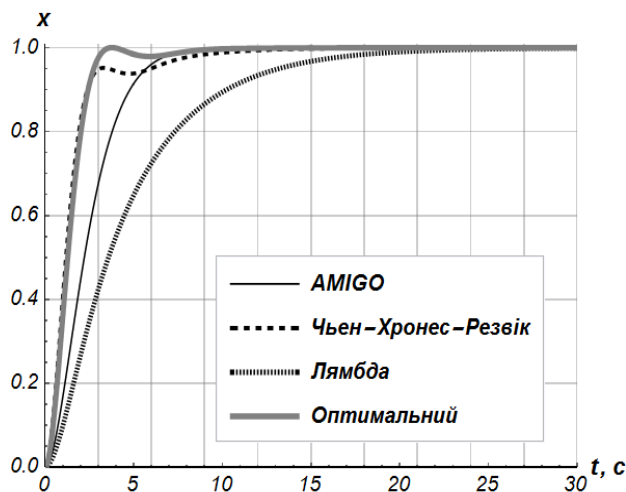
ПІ-регуляторів

Метод налаштування	Значення		СНПР	МСП	ТР, с
	K_p	T_i			
1	2	3	4	5	6
$G_1(s)$ при $n=2$					
АМІГО	0,495	2,559	0,44	0,90	5,7
Чьена-Хронеса-Резвіка	1,449	1,618	0,25	1,08	5,9
Лямбда	0,293	4,828	0,35	0,79	13,2
Оптимальний	1,204	1,462	0,50	1,24	2,7
$G_1(s)$ при $n=3$					
Циглера-Нікольса	1,229	3,438	0,25	0,98	12,3
АМІГО	0,295	5,637	0,40	0,81	13,6
Чьена-Хронеса-Резвіка	0,820	6,188	0,25	0,88	22,9
Лямбда	0,268	6,464	0,38	0,80	16,4
Оптимальний	0,609	3,182	0,53	0,98	5,8
$G_3(s)$ при $\alpha=0,1$					
Циглера-Нікольса	1,135	4,025	0,24	0,95	15,6
АМІГО	0,280	5,974	0,40	0,81	14,5
Чьена-Хронеса-Резвіка	0,757	7,245	0,25	0,86	26,8
Лямбда	0,264	6,558	0,38	0,80	16,5
Оптимальний	0,724	3,033	0,55	1,03	5,2
$G(s)=e^{-2s}/(5s+1)^2$					
Циглера-Нікольса	1,291	12,725	0,25	1,00	45,9
АМІГО	0,305	22,121	0,40	0,82	53,4

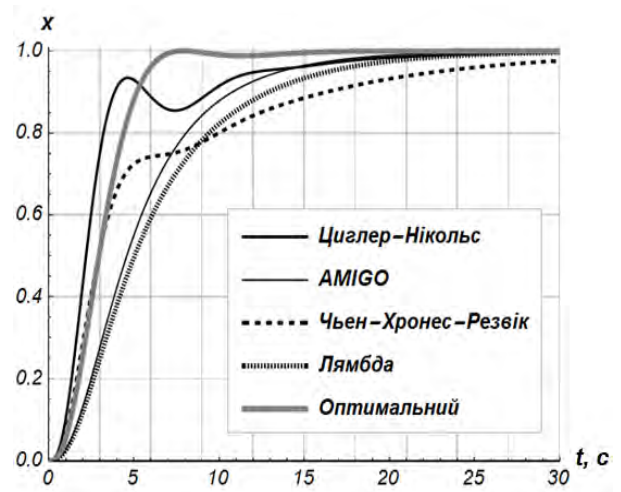
1	2	3	4	5	6
Чьена-Хронеса-Резвіка	0,861	22,905	0,25	0,89	85,0
Лямбда	0,270	26,142	0,37	0,80	67,1
Оптимальний	0,631	12,174	0,53	1,00	22,5

Крім того, побудовано графічні залежності (рис. 1.7) досягнення регульованим параметром x уставки r для різних об'єктів регулювання та різних методів налаштування ПІ-регулятора.

Графічні залежності, які показані на рис. 1.7, дають змогу встановити, що швидкодія ПІ-регулятора, що налаштований за допомогою розробленого у п. 1.2 підходу, є значно кращою. Це досягається за рахунок деякого погіршення інших показників якості регулювання (табл. 1.5). Крім того, перерегулювання при роботі всіх досліджуваних регуляторів є нульовим (рис. 1.7). Із даних, які наведені у табл. 1.5, видно, що швидкодія оптимально налаштованого ПІ-регулятора більша у 2,11...4,88 разів – для об'єкта регулювання із передаточною функцією $G_1(s)$ ($n=2$), у 2,12...3,95 разів – для об'єкта регулювання із передаточною функцією $G_1(s)$ ($n=3$), у 2,79...5,15 разів – для об'єкта регулювання із передаточною функцією $G_3(s)$ ($\alpha=0,1$), у 2,04...3,77 разів – для об'єкта регулювання із передаточною функцією $G(s)=e^{-2s}/(5s+1)^2$.



а)



б)

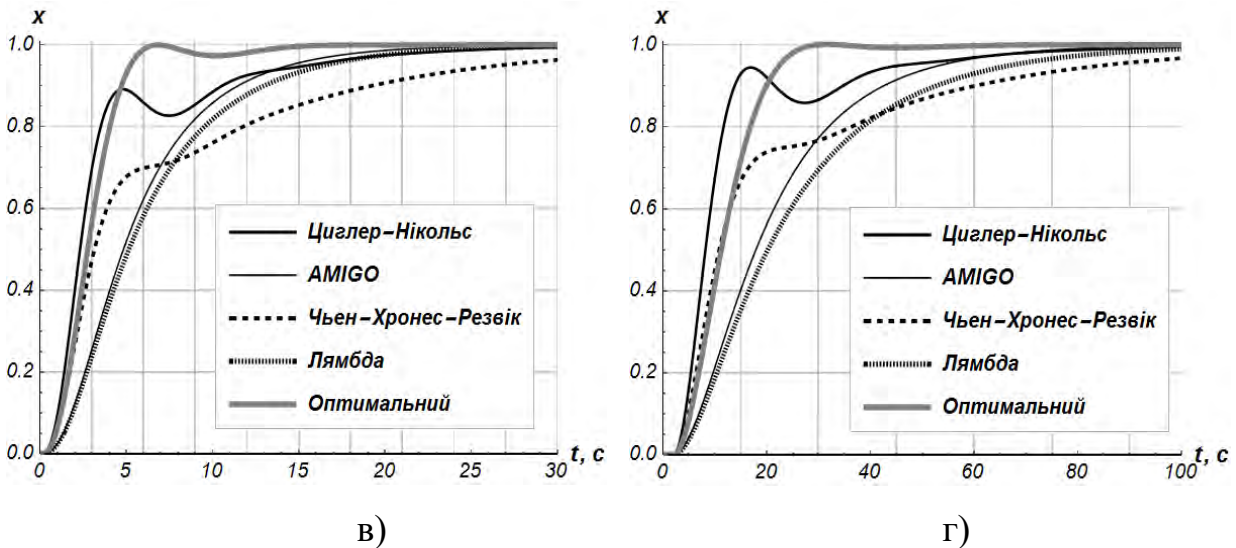


Рисунок 1.7 – Графічні залежності зміни регульованого параметра, що відповідають застосуванню ПІ-регулятора для об’єктів регулювання із передаточними функціями: а) $G_1(s)$ при $n=2$; б) $G_1(s)$ при $n=3$; в) $G_3(s)$ при $\alpha=0,1$; г) $G(s)=e^{-2s}/(5s+1)^2$

Проведений аналіз дозволяє стверджувати, що розроблений підхід є ефективним інструментом для оптимального налаштування автоматичних регуляторів (зокрема класичних ПІ-регуляторів) для випадків накладання обмежень на параметри процесу регулювання.

1.6 Аналіз роботи оптимального за швидкодією модифікованого ПІ-регулятора

Для оцінки впливу модифікації (1.10) на якісні показники регулювання, зокрема на швидкодію, було проведено розв’язок задач оптимізації параметрів модифікованого ПІ-регулятора.

Аналіз залежності (1.10) показує, що при $e_s=0$ на початку процесу регулювання величина u буде визначатись значеннями коефіцієнтів K_p та T_i . Вони можуть бути досить значними і тоді регулювання u також буде значним. Це може ускладнити реалізацію регулятора на практиці через те, що на величину регулювання, як правило, накладаються обмеження. На практиці

такі обмеження можуть бути викликані: обмеженою потужністю електродвигунів та/або джерел їх живлення, обмеженою пропускною здатністю запірних вентилів у гідросистемах, обмеженою потужністю нагрівних або охолоджуючих виконавчих пристроїв у системах мікроклімату (наприклад у теплицях) тощо. Зазначимо, що проблему обмежених можливостей виконавчих пристроїв, як правило, вирішують шляхом використання нелінійного елемента типу „насичення” на виході регулятора. Однак, її також можна вирішити із використанням у постановці оптимізаційної задачі обмеження на максимальне і мінімальне значення регулювання. Саме такий підхід використано у даному дослідженні. Крім того, накладемо обмеження щодо перерегулювання – воно не повинно бути більшим нуля. Таким чином, у постановках оптимізаційних задач використані наступні обмеження:

$$\begin{cases} \frac{\max(x-r)}{r} \leq 0; \\ 0 \leq u \leq 1,5. \end{cases} \quad (1.21)$$

Всі задачі розв’язані для об’єктів регулювання, які описуються тестовими передаточними функціями $G_1(s)$ при $n=2$ та $n=3$, $G_3(s)$ при $\alpha=0,1$ та $G(s)=e^{-2s}/(5s+1)^2$. Критерієм оптимізації у проведених дослідженнях виступала тривалість регулювання.

Для всіх розрахункових експериментів прийнято $sv_k=0,005$.

Для розрахунку оптимальних значень параметрів e_s , K_p та T_i використано модифікований метод рою часточок ME-PSO [2]. Було задано популяцію рою із 50 часточок, а кількість ітерацій прийнята рівною 50.

Всі показники, що отримані у ході моделювання роботи оптимальних модифікованих ПІ-регуляторів, занесені у таблицю 1.6.

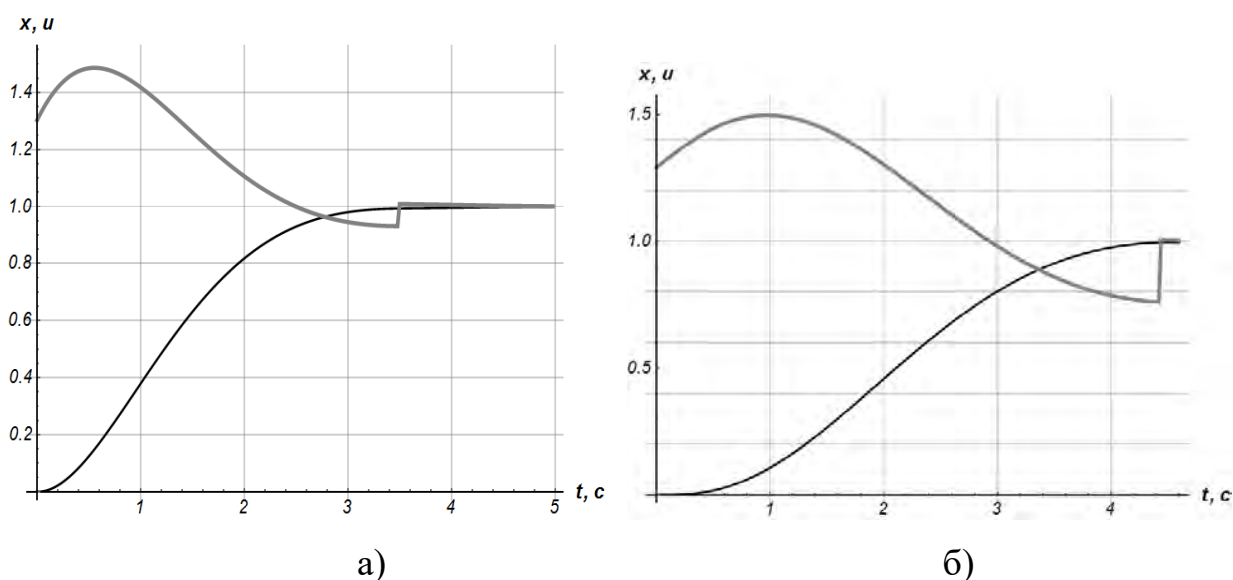
Порівняння даних, які занесені до табл. 1.5 та 1.6, показує те, що оптимальний модифікований ПІ-регулятор дозволяє отримати кращу швидкодію регулювання, ніж оптимальний ПІ-регулятор, який був досліджений у попередньому пункті.

Таблиця 4.6 – Якісні показники регулювання за допомогою оптимальних модифікованих ПІ-регуляторів

Передаточна функція	Оптимальні значення параметрів			СНПР	МСР	ТР, с
	K_p	T_i	e_s			
$G_1(s)$ при $n=2$	1,303	1,444	0,007	0,50	1,28	2,6
$G_1(s)$ при $n=3$	1,292	2,868	0,005	0,58	1,25	3,7
$G_3(s)$ при $\alpha=0,1$	1,297	2,991	0,020	0,58	1,22	3,7
$G(s)=e^{-2s}/(5s+1)^2$	0,972	10,593	0,096	0,58	1,16	16,6

Наприклад, тривалість регулювання для об'єкта регулювання із передаточною функцією $G_1(s)$ при $n=2$ збільшилась всього на 3,8%. Однак, для інших об'єктів регулювання тривалість регулювання значно зменшилась: для $G_1(s)$ при $n=3$ – на 56,7%, для $G_3(s)$ при $\alpha=0,1$ – на 40,5%, для $G(s)=e^{-2s}/(5s+1)^2$ – на 35,5%. При цьому показник СНПР зріс на 0...9,4%, а показник МСР всього на 3,2...27,6%. Очевидно, що використання критерію, який би містив компоненти СНПР та МСР у постановках оптимізаційних задач, дозволила б мінімізувати і ці небажані показники.

На рис. 1.8. показано графічні залежності зміни регульованого параметра x та регулювання u . Перемикання функції u спостерігається на рис. 1.8, а-в. Саме ця модифікація дозволяє підвищити швидкодію регулювання.



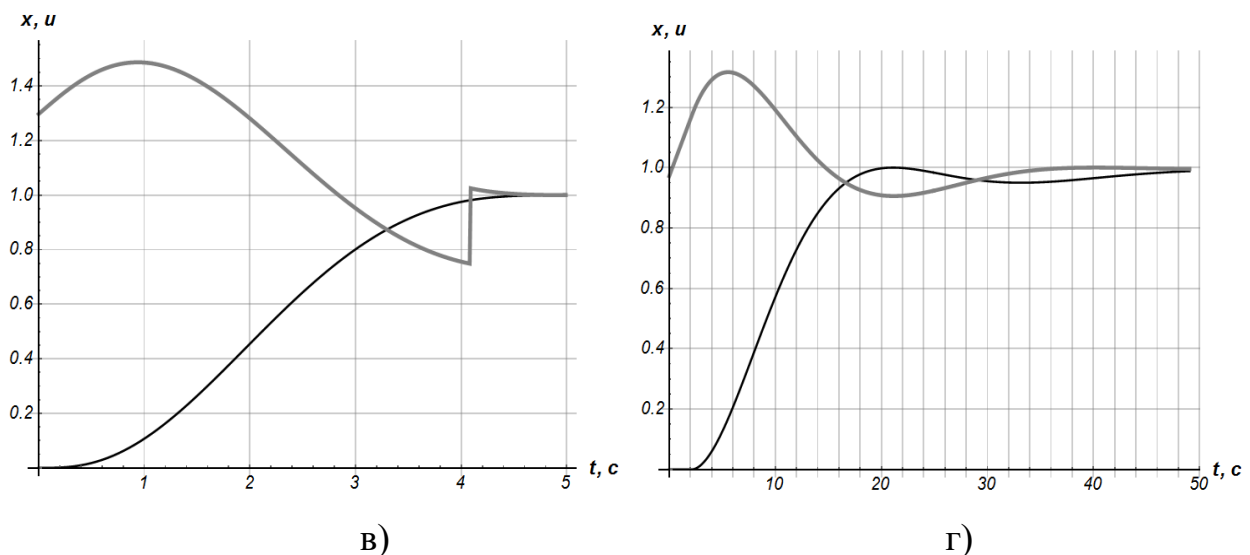


Рисунок 1.8 – Графічні залежності функцій керування u (сіра крива) та регульованого параметра x (чорна крива) для передаточних функцій: а) $G_1(s)$ при $n=2$; б) $G_1(s)$ при $n=3$; в) $G_3(s)$ при $\alpha=0,1$; г) $G(s)=e^{-2s}/(5s+1)^2$

Із рис. 1.8 видно, що обидва обмеження (1.21) на граничні значення регулювання та на перерегулювання виконуються.

Для оцінки процесу збіжності алгоритму оптимізації зобразимо на рис. 1.9 графіки, які ілюструють зміну величини критерію при роботі алгоритму. З рис. 1.9 явно видно характер топології розробленого критерію (1.20). Проаналізуємо для прикладу характер зміни критерію (рис. 1.9, б). Перші три ітерації алгоритм виконує при значних величинах критерію (1.20). Це означає, що частинки рою знаходяться у „верхній” ямі критерію (1.20), тобто рій ще не знайшов такі значення K_p , T_i та e_S , при яких система регулювання є стійкою. На четвертій ітерації одна із частинок знаходить такі значення K_p , T_i та e_S , при яких термінальний критерій у структурі критерію (1.20) перетворюється у нуль. Ці значення параметрів модифікованого регулятора знаходяться у „середній” ямі критерію (1.20). На наступних ітераціях за цією часточкою спрямовується весь рій (він „звалюється” у „середню” яму). Таким чином рій покидає „верхню” яму і продовжує пошук мінімуму критерію (1.20) в „середній” ямі, який триває із четвертої до п’ятнадцятої ітерації (рис. 1.9, б).

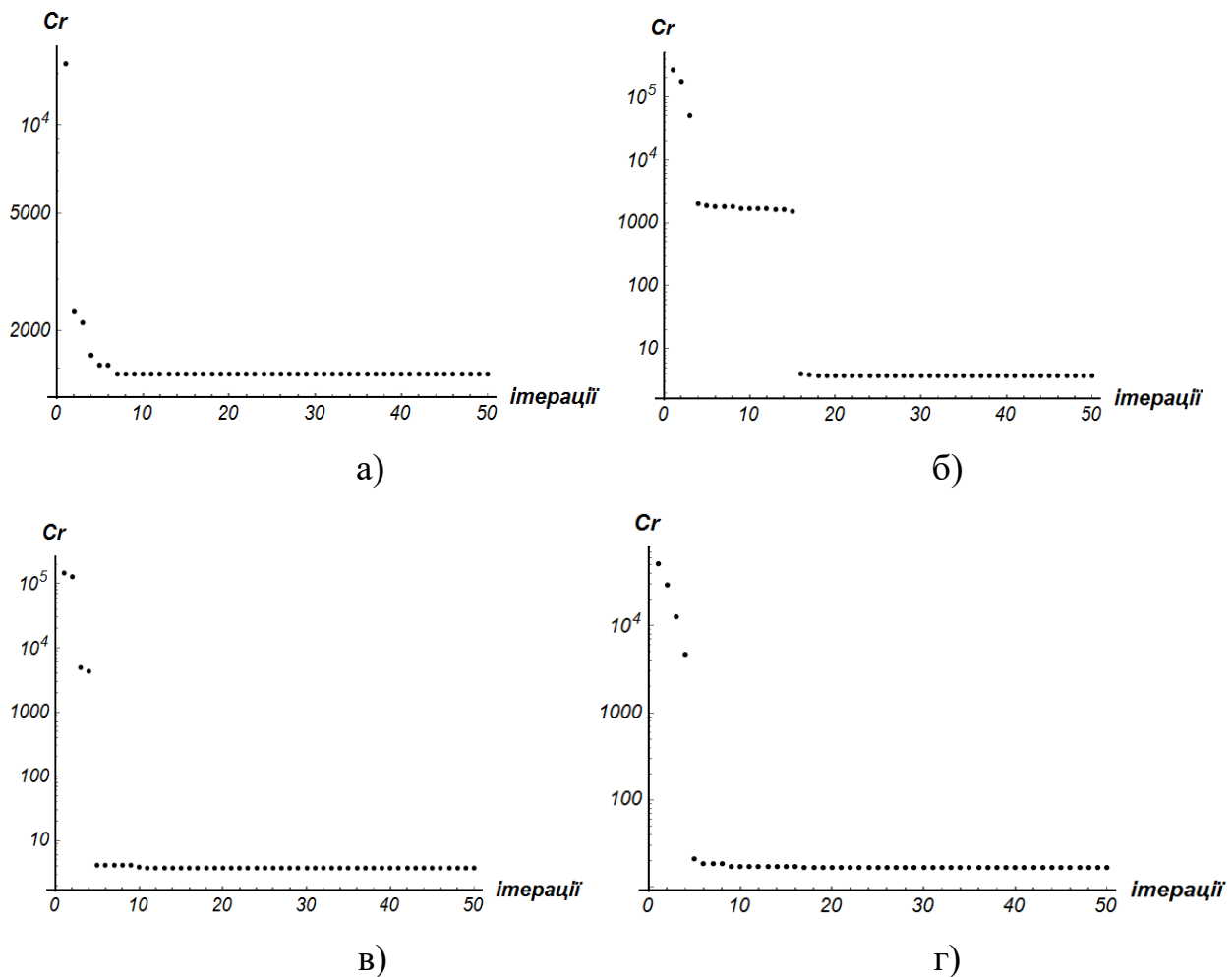


Рисунок 1.9 – Графічні залежності збіжності алгоритму ME-PSO до оптимальних розв’язків задач для об’єктів регулювання із передаточними функціями: а) $G_1(s)$ при $n=2$; б) $G_1(s)$ при $n=3$; в) $G_3(s)$ при $\alpha=0,1$; г) $G(s)=e^{-2s}/(5s+1)^2$

Надалі одна із частинок знаходить такі значення K_p , T_i та e_s , при яких обмеження (1.21) будуть виконуватись. Це означає, що складова Cr_{ineq} перетворилась у нуль і тепер величина критерію визначається лише складовою Cr_{cr} , яка в даному випадку рівна тривалості регулювання. Мінімізація цієї складової виконується всім роєм протягом ітерацій від шістнадцятої до останньої. З рис. 1.9 (б) видно, що рій знайшов мінімум (з великою ймовірністю глобальний), про що свідчить той факт, що подальше зменшення величини критерію (1.20) не спостерігається.

Окремі результати досліджень опубліковані у працях [12, 13].

Висновки до першого розділу:

1. Запропоновано модифікацію класичної структури ПІ-регулятора, яка полягає у введенні нелінійної залежності інтегральної складової від поточної похибки регулювання, і яка дозволяє збільшити швидкодію регулювання, зменшити перерегулювання, середньоквадратичну похибку регулювання та покращити інші показники регулювання.
2. У загальному вигляді поставлено задачу оптимального налаштування модифікованого ПІД-регулятора (із врахуванням обмежень та вимог стійкості регулювання). Розроблено узагальнений критерій оптимізації із топологією типу „яма в ямі”, який дозволяє звести вихідну задачу налаштування ПІ-регулятора до задачі мінімізації узагальненого критерію. Крім того, запропоновано методику побудови MISO-функції, яка дозволяє забезпечити мінімізацію узагальненого критерію.
3. Встановлено, що розроблений підхід щодо зведення вихідної задачі налаштування ПІ-регулятора до задачі мінімізації критерію із топологією типу „яма в ямі” дозволяє підвищити швидкодію регулювання у 2,11...4,88 рази – для об’єкта регулювання із передаточною функцією $G_1(s)$ ($n=2$), у 2,12...3,95 рази – для об’єкта регулювання із передаточною функцією $G_1(s)$ ($n=3$), у 2,79...5,15 рази – для об’єкта регулювання із передаточною функцією $G_3(s)$ ($\alpha=0,1$), у 2,04...3,77 рази – для об’єкта регулювання із передаточною функцією $G(s)=e^{-2s}/(5s+1)^2$. При цьому забезпечується обмеження стосовно нульового перерегулювання. Застосування розробленого підходу для розв’язання задачі оптимізації модифікованого ПІ-регулятора для цих же об’єктів регулювання дозволила додатково підвищити швидкодію регулювання на 3,8...56,7%.

Список використаних у першому розділі джерел:

1. Clegg J.C. A Nonlinear Integrator for Servomechanisms. Trans. A.I.E.E. 1958. Part II. Vol. 77. P. 41–42.
2. Romasevych Yu., Loveikin V. A Novel Multi-Epoch Particle Swarm Optimization Technique. Cybernetics and Information Technologies. 2018. Vol. 18 (3). P. 62–74.
3. Åström K.J., Hägglund T. Benchmark Systems for PID Control. International Federation of Automatic Control. 2000. P. 165–166.
4. Ziegler J.G., Nichols N. B. Optimum settings for automatic controllers. Trans. ASME. 1942. Vol. 64. P. 759–768.
5. Åström K.J., Hägglund T. PID Controllers: Theory, Design and Tuning. 2 edition. Instrument Society of America: Research Triangle Park. 1995. p. 344.
6. Åström K.J., Hägglund T. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. Journal of Process Control. 2004. Vol. 14. P. 635–650.
7. Chien K.L., Hrones J.A., Reswick J.B. On the automatic control of generalized passive systems. Transaction of the ASME. 1952. Vol. 74. No.2. P. 175–185.
8. Cohen G.H., Coon G.A. Theoretical Consideration of Retarded Control. Transaction of the ASME. 1953. Vol. 75. P. 827–834.
9. Eriksson L. Control Design and Implementation of Networked Control Systems. Licentiate thesis' Department of Automation and Systems Technology. Helsinki University of Technology. 2008. 118 p.
10. Skogestad S. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning. J. Process Control. 2003. Vol. 13(4). P. 291–309.
11. Luyben W.L, Luyben M.L. Essentials of Process Control. 1997. McGraw-Hill. 594 p.
12. Ромасевич Ю.О., Ловейкін В.С., Ляшко А.П., Макарець В.В. Метод оптимального налаштування ПІ-регуляторів із врахуванням обмежень. Енергетика і автоматика. 2019. №3. С. 49-71.
13. Ромасевич Ю.О., Ловейкін В.С., Ляшко А.П., Макарець В.В. Розробка методу оптимального налаштування ПІ-регуляторів. Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні. 2019. Вип. 53. С. 56-65.

РОЗДІЛ 2

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНИХ ДВОПОЗИЦІЙНИХ РЕГУЛЯТОРІВ ІЗ МІНІМАЛЬНОЮ КІЛЬКІСТЮ ПЕРЕМИКАНЬ

Значна частина регуляторів працює за найпростішим законом „включено-виключено”. Такі двопозиційні регулятори можуть реалізувати неперервні закони регулювання (наприклад, ПД-алгоритм). Для цього на вихід ПД-регулятора необхідно підключити широтно-імпульсний модулятор [1] (ШІМ). У цьому випадку кількість перемикачів залежить від несучої частоти ШІМ. Однак, значна величина несучої частоти ШІМ зумовлює велику кількість перемикачів, що для багатьох виконавчих пристроїв (електродвигунів, електроклапанів) є небажаним, оскільки при цьому зменшується ресурс їх роботи. З іншої сторони, зменшення кількості перемикачів зумовлює погіршення якості регулювання, що також є негативним. Тому необхідно розробити метод, який би дозволив забезпечити раціональний компроміс між кількістю перемикачів та прийнятною якістю регулювання. Очевидно, що він повинен ґрунтуватись на оптимізаційному підході.

2.1 Розробка методу синтезу оптимальних двопозиційних регуляторів із мінімальною кількістю перемикачів

Для того, щоб мінімізувати кількість перемикачів функції регулювання представимо її у вигляді наступної залежності:

$$u(A, x, b) = \begin{cases} u_{\min}, & \text{якщо } f(A, x) < b; \\ u_{\max}, & \text{якщо } f(A, x) \geq b, \end{cases} \quad (2.1)$$

де A – вектор параметрів регулятора, які необхідно налаштувати; x – вектор фазових координат системи; b – величина порогу, яка визначає перемикач між величинами u_{\min} та u_{\max} ; u_{\min} та u_{\max} – відповідно мінімальне та

максимальне значення функції регулювання; f – функція своїх аргументів, яка у загальному випадку може бути нелінійною.

У частинному випадку застосування ПІ-закону регулювання вираз (2.1) можна записати у наступному вигляді:

$$u = \begin{cases} u_{\min}, & \text{якщо } K_p e + T_i^{-1} \int_0^t e dt < b; \\ u_{\max}, & \text{якщо } K_p e + T_i^{-1} \int_0^t e dt \geq b, \end{cases} \quad (2.2)$$

де K_p та T_i – коефіцієнти налаштування пропорційної та інтегральної складових регулятора відповідно.

Таким чином, у параметрах регулятора з'являється додатковий параметр b , який необхідно налаштувати. Отже, загальна кількість параметрів (аргументів) для налаштування двопозиційного ПІ-регулятора рівна трьом. Їх вибір повинен задовольняти умову мінімальної кількості перемикачів регулювання при забезпеченні інших умов та вимог: умов стійкості регулювання; умов, які виражаються через нерівності (наприклад, умова рівності нулю перерегулювання); вимог мінімізації комплексу оптимізаційних критеріїв.

Процес знаходження оптимального двопозиційного регулятора подібний до того, який був розроблений у роботах [2-4]. Однак, в узагальнений оптимізаційний критерій необхідно ввести показник кількості перемикачів функції регулювання, що помножений на коефіцієнт δ_S . У цьому випадку узагальнений критерій Cr прийме такий вигляд:

$$Cr = Ter + Cr_{ineq} + S \cdot \delta_S + C_{cr} \rightarrow \min, \quad (2.3)$$

де Ter – термінальний критерій, який відображає вимоги стійкості регулювання і виражається через норму фазового вектора у кінці процесу регулювання; Cr_{ineq} – критерій, який враховує вимоги щодо обмежень на

регулювання; S – кількість перемикачів функції регулювання; C_{cr} – комплексний критерій у задачі синтезу оптимального регулятора.

Топологію критерію (2.3) можна проілюструвати за допомогою рис. 2.1. Верхня „яма” відповідає термінальному критерію Ter (тобто, критерію мінімізації фазових координат у кінці процесу регулювання, або, іншими словами, умові стійкості регулювання); „яма”, яка знаходиться нижче, відповідає топології критерію Cr_{ineq} ; наступна „яма” має складну форму – це поєднання перевернутого усіченого конуса із твірною, кут нахилу якої пропорційний коефіцієнту δ_S (вершина конуса відповідає мінімальній кількості перемикачів регулювання) та форми (топології) комплексного критерію оптимізації C_{cr} (рис. 2.1).

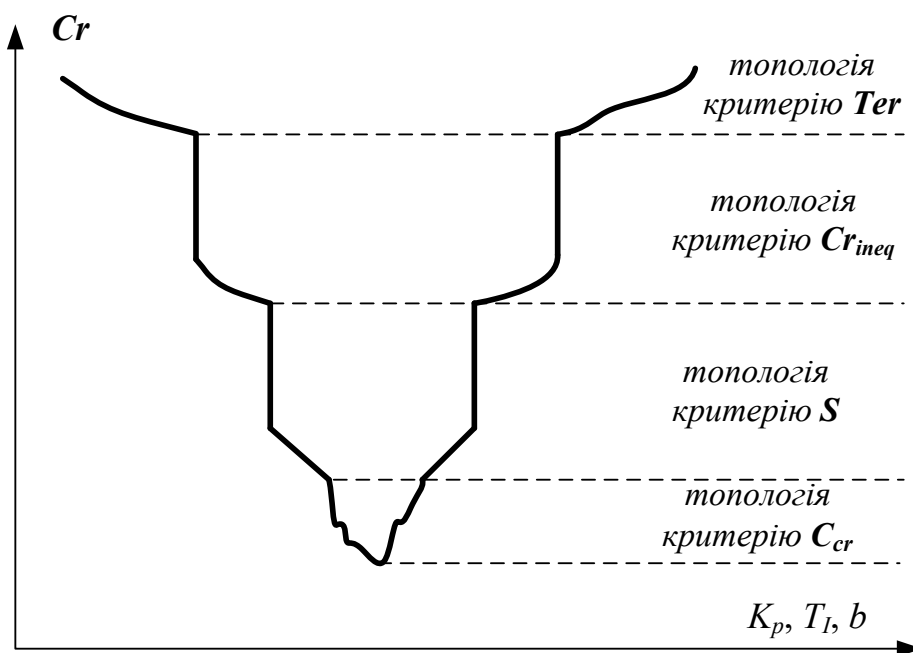


Рисунок 2.1 – Графік умовної залежності величини критерію (2.3) від параметрів двопозиційного ПІ-регулятора K_p, T_I та b

Потрібна топологія узагальненого критерію створена завдяки величинам вагових коефіцієнтів кожного із його компонентів:

$$\delta_T \gg \delta_p \gg \delta_S > 0, \quad (2.4)$$

де δ_T , δ_p та δ_S – вагові коефіцієнти термінального критерію, критерію, який відображає обмеження, та критерію кількості перемикачів відповідно.

Характерна топологія критерію Cr (рис. 2.1) створена для того, щоб забезпечити послідовне забезпечення всіх умов задачі: спочатку відшукується точка на множині стійких розв'язків задачі, надалі знаходиться точка на підмножині, на якій забезпечуються нерівності при регулюванні, потім знаходиться точка на підмножині, на якій кількість перемикачів є мінімальною, надалі знаходиться точка, яка забезпечує мінімум комплексного критерію оптимізації (положення кожної із вказаних точок описується трьома координатами: чисельними значеннями параметрів K_p , T_I та b). Таке послідовне відшукування точок на підмножинах дозволяє використовувати методи чисельної оптимізації, зокрема, популяційні методи [5], оскільки визначення положення однієї точки забезпечує поширення інформації серед інших членів популяції. При цьому вся популяція намагається дістатися цієї точки і знаходить положення нової точки на новій підмножині. Таким чином, виконується послідовний спуск рою до „нижньої” ями та визначення чисел K_p , T_I і b , які є розв'язком задачі.

2.2.1 Постановка задачі та показники якості регулювання

Для того, щоб оцінити ефективність розробленого підходу, щодо синтезу оптимального ПІ-регулятора із мінімальною кількістю перемикачів функції регулювання були проведені розрахунки для декількох об'єктів регулювання другого та третього порядків. Передаточні функції цих об'єктів регулювання наведені у табл. 2.1.

Одна із передаточних функцій має часову затримку. Перша передаточна функція описує процес регулювання температури зерносушарки, друга – теплиці, третя – котла КВГМ-100, а четверта – електроприводу мобільного робота, який використовується у теплиці. Передаточні функції $G_1(s)$ - $G_3(s)$ описують регулювання по каналу „потужність – температура”, а

остання – регулювання по каналу „напруга живлення – кутова швидкість руху приводу робота” [6]. Передаточні функції $G_1(s)$ - $G_3(s)$ мають досить значні постійні часу, на відміну від них, передаточна функція $G_4(s)$ описує швидкоплинні процеси, тому має малі постійні часу.

Таблиця 2.1 – Передаточні функції об’єктів регулювання та області пошуку коефіцієнтів K_p та T_i

Передаточна функція	Область пошуку коефіцієнтів	
	K_p	T_i
$G_1(s) = \frac{1,83}{1,68 \cdot 10^4 s^2 + 4,60s + 1}$	$0 \dots 5 \cdot 10^0$	$0 \dots 5 \cdot 10^2$
$G_2(s) = \frac{2,60 \cdot 10^{-2}}{2,73 \cdot 10^5 s^2 + 1,35 \cdot 10^3 s + 1}$	$0 \dots 1 \cdot 10^2$	$0 \dots 1 \cdot 10^2$
$G_3(s) = \frac{4,47 \cdot 10^{-1} e^{-28,6s}}{1,83 \cdot 10^5 s^3 + 1,53 \cdot 10^4 s^2 + 9,40 \cdot 10^1 s}$	$0 \dots 5 \cdot 10^0$	$0 \dots 5 \cdot 10^7$
$G_4(s) = \frac{1}{8,20 \cdot 10^{-5} s^2 + 6,17 \cdot 10^{-3} s + 2,30 \cdot 10^{-2}}$	$0 \dots 2 \cdot 10^0$	$0 \dots 5 \cdot 10^0$

Задача налаштування ПІ-регулятора полягала у визначенні значень коефіцієнтів пропорційної K_p та інтегральної T_i складових, які б забезпечували мінімум наступного критерію:

$$C_{cr} = 0,5t_p^{-1} \int_0^{t_p} u dt + 0,3t_p^{-1} \int_0^{t_p} e dt + 0,6t_p \rightarrow \min . \quad (2.5)$$

де t_p – тривалість регулювання; u – регулювання; e – похибка, $e=r-x(t)$; $x(t)$ – регульований параметр; r – уставка (завдання). Коефіцієнти у виразі (2.5) наведені в числовій формі: вони зводять їхні розмірності до безрозмірної форми і відповідають важливості кожного з них.

Для тестових передаточних функцій у табл. 2.1 наведено області пошуку коефіцієнтів K_p та T_i .

Оскільки у даному дослідженні розглядаються двопозиційні регулятори, то необхідно вказати значення верхньої та нижньої меж регулювання. Для всіх об'єктів регулювання нижня межа регулювання рівна нулю $u_{\min}=0$, а верхні такі: для $G_1(s)$ $u_{\max}=2$; для $G_2(s)$ $u_{\max}=50$; для $G_3(s)$ $u_{\max}=1$; для $G_4(s)$ $u_{\max}=0,05$.

Для оптимальних регуляторів із формувачем ШІМ сигналу на виході задачу оптимального налаштування коефіцієнтів регулятора було розв'язано без врахування модуляції сигналу, тобто у розрахунках прийнято, що регулятор є неперервним. У подальшому при моделюванні роботи регулятора та визначенні показників якості регулювання, було застосовано широтно-імпульсну модуляцію сигналу із різною несучою частотою ШІМ. Для різних об'єктів регулювання межі зміни несучої частоти ШІМ різні, що викликано різними значеннями постійних часу об'єктів регулювання.

Показниками якості регулювання обрано: середню нормальну похибку

регулювання (СНПР), $t_p^{-1} \int_0^{t_p} |e| dt$; модуль середнього регулювання (МСР),

$t_p^{-1} \int_0^{t_p} |u| dt$; перерегулювання (ПР), $\frac{\max(x-r)}{r} \cdot 100$; тривалість регулювання (ТР)

$t_p=t$, при $|x(t)-r| \leq 0,05r$; кількість перемикань (КП) функції регулювання [7].

2.2.2 Аналіз якості регулювання

Чисельні показники якості регулювання різних об'єктів налаштованими ПІ-регуляторами наведено у таблиці 2.2. Для об'єкта із передаточною функцією $G_3(s)$ несуча частота ШІМ обрана із врахуванням можливості реалізації уставки: при більших або менших величинах частоти виникав вихід регульованої величини за уставку. Аналіз даних, які наведені у табл. 2.2, показує, що введення у постановку задачі кількості перемикань керування дає змогу зменшити цей показник.

Таблиця 2.2 – Якісні показники регулювання регуляторами: неперервним, двопозиційними (із різними несучими частотами ШІМ), двопозиційним із мінімальною кількістю перемикачів регулювання

Спосіб регулювання	Параметри			СНПР	МСР	ТР, с	ПР, %	КП
	K_p	T_i	b					
1	2	3	4	5	6	7	8	9
Об'єкт із передаточною функцією $G_1(s)$								
Неперервне регулювання	2,234	209,674	-	0,42	1,32	255	0,0	-
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,01 Гц)				0,48	1,46	232	3,8	4
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,05 Гц)				0,49	1,42	221	2,3	15
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,2 Гц)				0,32	1,15	346	7,0	101
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 1 Гц)				0,19	0,86	662	5,1	1176
Регулювання із мінімальною кількістю перемикачів	1,195	171,260	0,757	0,26	0,97	450	0,0	6
Об'єкт із передаточною функцією $G_2(s)$								
Неперервне регулювання	85,688	15,668	-	0,49	66,72	1125	0,0	-
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,002 Гц)				0,16	42,52	6944	12,5	19
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,005 Гц)				0,20	43,60	5411	12,2	34
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,01 Гц)				0,20	43,81	5321	12,2	64
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,2 Гц)				0,21	43,93	5047	12,1	1146

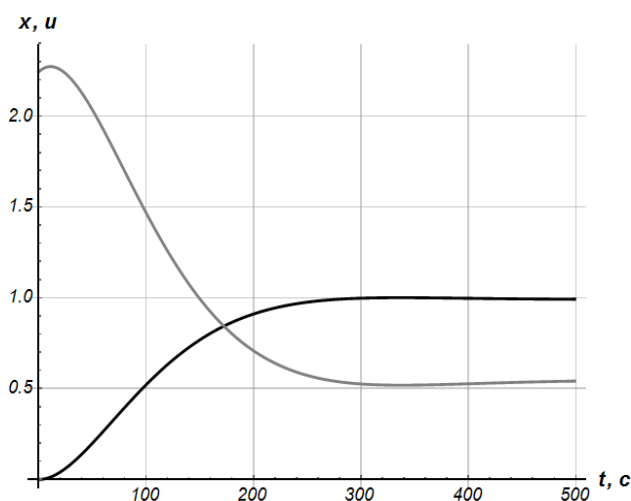
Продовження таблиці 2.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9
Регулювання із мінімальною кількістю перемикачів	572,845	33,478	30,889	0,39	46,85	2222	0,0	2
Об'єкт із передаточною функцією $G_3(s)$								
Неперервне регулювання	0,327	$4,683 \cdot 10^7$	-	0,36	0,12	1683	0,0	-
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,002 Гц)				0,33	0,18	1051	1,2	5
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,005 Гц)				0,32	0,13	1434	0,7	15
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,01 Гц)				0,35	0,13	1401	1,2	27
Регулювання із мінімальною кількістю перемикачів	9,282	$2,413 \cdot 10^7$	6,407	0,36	0,25	738	0,0	1
Об'єкт із передаточною функцією $G_4(s)$								
Неперервне регулювання	0,122	2,311	-	0,39	0,07	0,126	0,0	-
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 20 Гц)				0,20	0,03	0,501	9,9	15
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 50 Гц)				0,23	0,03	0,388	9,0	25
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 100 Гц)				0,25	0,03	0,397	9,0	51
Двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 200 Гц)				0,26	0,04	0,402	9,2	99
Регулювання із мінімальною кількістю перемикачів	14,638	25,349	0,0186	0,52	0,05	0,205	1,8	0

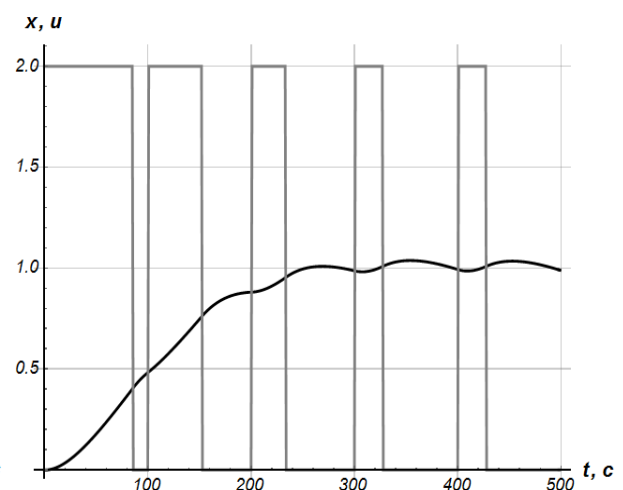
Крім того, наприклад, для об'єкта із передаточною функцією $G_3(s)$ у результаті розв'язування задачі отримано лише одне перемикання. При цьому тривалість такого регулювання менша, ніж при неперервному регулюванні. Таке регулювання може розглядатись як квазіоптимальне за швидкодією.

Для того, щоб наглядно оцінити якість регулювання наведемо графічні залежності (рис. 2.2). Графік чорного кольору відповідає зміні регульованого параметру, а сірого – функції регулювання (сигнал з виходу регулятора). Графіки функцій для інших об'єктів регулювання наведено у Додатку В.

Аналіз графіків, які наведені на рис. 2.2, а також тих, які винесені у Додаток В, показує, що збільшення несучої частоти ШІМ зумовлює збільшення кількості перемикань, що є цілком очевидним фактом. Разом з тим, при будь-якій частоті ШІМ виникає небажаний ефект перерегулювання, у той час як для неперервного варіанту оптимального регулятора перерегулювання майже для всіх об'єктів регулювання рівне нулю (для передаточної функції $G_4(s)$ перерегулювання при роботі регулятора з мінімальною кількістю перемикань рівне 1,8%, хоча за час перехідного режиму руху перемикань регулювання немає).



а)



б)

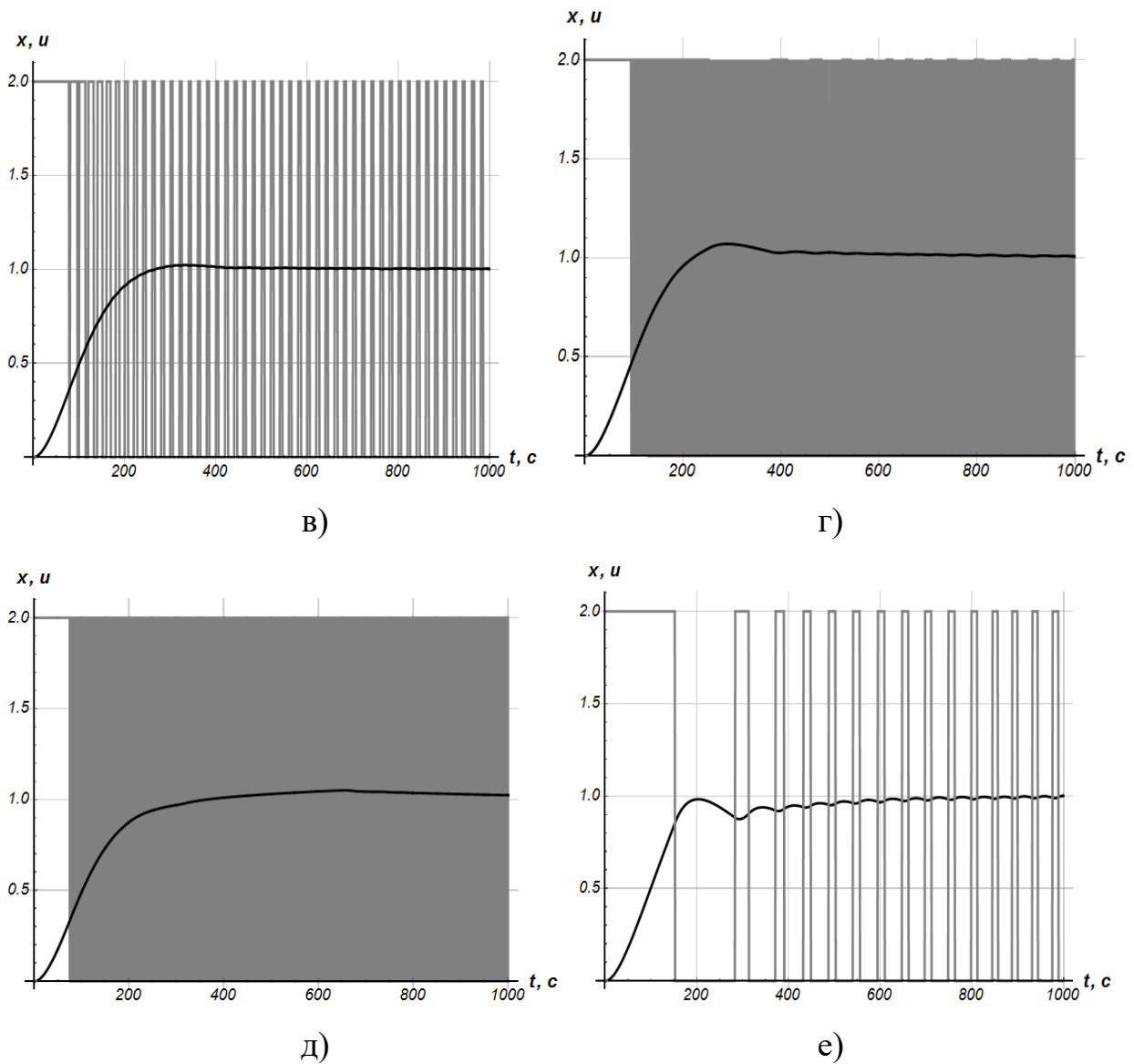


Рисунок 2.2 – Графіки регулювання об’єктів із передаточною функцією $G_1(s)$:
 а) неперервне регулювання; б) двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,01 Гц); в) двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,05 Гц);
 г) двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,2 Гц); д) двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 1 Гц); е) регулювання із мінімальною кількістю перемикань

Аналіз показників, які наведені у табл. 2.2, а також графічних залежностей, які наведені на рис. 2.2 та у Додатку В, дає змогу зробити висновок: при синтезі двопозиційних оптимальних регуляторів необхідно враховувати їх специфіку на етапі постановки задачі [7]. У випадках, коли цього не буде зроблено кількість перемикань керування (регулювання) буде

значною. Тобто, такий регулятор не можна розглядати як оптимальний з позицій кількості перемикань. Обидва регулятори: неперервний та регулятор із мінімальною кількістю перемикань мають різні коефіцієнти налаштування пропорційної та інтегральної складових. Це ще раз підтверджує попередню тезу.

Проведені розрахунки показали, що метод мінімізації кількості перемикань можна успішно застосовувати у рамках методології синтезу оптимальних регуляторів, яка була розроблена раніше.

Висновки до другого розділу:

1. Розроблено метод мінімізації кількості перемикачів регулювання. Він полягає у модифікації узагальненого критерію оптимізації шляхом введення у його структуру кількості перемикачів регулювання, що у подальшому дає змогу виконати синтез двопозиційного оптимального регулятора.
2. Проведені розрахунки для об'єктів регулювання другого та третього порядків, показали, що забезпечується нульове перерегулювання, а тривалість регулювання, наприклад, котла КВГМ-100 зменшилась у 2,28 разів. Крім того, кількість перемикачів регулювання при інших рівних умовах є мінімальною.

Список використаних у другому розділі джерел:

1. Горюнов А.Г., Ливенцов С.Н. Цифровой регулятор для системы управления с исполнительным механизмом постоянной скорости. Известия Томского политехнического университета. 2004. С. 131-134.
2. Edamana B., Oldham K. An optimal on-off controller with switching costs using non-linear binary programming. 2009 American Control Conference. 2009. P. 4227-4232. DOI: 10.1109/acc.2009.5160394.
3. Hsieh C.H., Chou J.H. Design of Optimal PID Controllers for PWM Feedback Systems With Bilinear Plants. IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2007. P. 1075–1079. DOI: 10.1109/tcst.2007.908084.
4. Moezi S.A., Rafeeyan M., Zakeri E., Zare A. Simulation and experimental control of a 3-RPR parallel robot using optimal fuzzy controller and fast on/off solenoid valves based on the PWM wave. ISA Transactions. 2016. P. 265–286. DOI: 10.1016/j.isatra.2015.12.005.
5. Romasevych Yu., Loveikin V., Usenko S. PI-controller tuning optimization via PSO-based technique. Przegląd elektrotechniczny. 2019. P. 33-37. DOI: 10.15199/48.2019.07.08.
6. Lysenko V., Bolbot I., Romasevych Y., Loveykin V., Voytiuk V. Algorithms of robotic electrotechnical complex control in agricultural production in Control Systems: Theory and Applications. River Publishers. 2018. P. 271-289.
7. Ромасевич Ю.О., Ловейкін В.С., Ляшко А.П. Синтез оптимального двопозиційного регулятора із мінімальною кількістю перемикачів. Енергетика і автоматика. 2020. №2. С. 23-36

РОЗДІЛ 3

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА РУХУ ПЕРЕВЕРНУТОГО МАЯТНИКА З МАХОВИКОМ

3.1 Постановка задачі стабілізації перевернутого маятника з маховиком

Задача стабілізації маятника з маховиком, яка була вперше поставлена і розв'язана в роботі [1], привертає увагу багатьох дослідників. Вона дозволяє оцінити ефективність різних методів синтезу керувань (у тому числі у вигляді зворотного зв'язку) рухом систем, в яких кількість ступенів вільності більше, ніж число керованих змінних (керувань). Такі системи досить поширені в сферах робототехніки, вантажопідйомних машин, літальних апаратів, електричних засобів індивідуального пересування (сігвеї, гіроборди) тощо.

Для розв'язку цієї задачі були запропоновані різні форми керувань [2-7]. Всі вони є нелінійними функціями фазових координат системи, оскільки в цих дослідженнях використана нелінійна модель перевернутого маятника з маховиком.

З позицій практичної реалізації керування важливо враховувати обмеження на керування і фазові координати системи. Обмеження на керування в задачі стабілізації маятника з маховиком були використані в роботі [8].

В роботі [9] отримано рівняння Рікатті, розв'язок якого дозволяє отримати розв'язок задачі оптимальної стабілізації системи. Критерієм є лінійно-квадратичний інтегральний функціонал, який включає вектор фазових координат і керування. Розв'язок задачі отримано в чисельному вигляді.

Задача знаходження коефіцієнтів оптимального регулятора для стабілізації перевернутого маятника із маховиком розв'язана в роботі [10]. Для цього використані методи рою часточок і генетичний алгоритм. За

показником витраченого для знаходження розв'язку часу перший метод виявився більш ефективним.

В даному пункті розв'язана задача синтезу оптимального регулятора стабілізацією перевернутого маятника з маховиком. У постановці задачі використано інтегральний критерій і обмеження на керування.

Розглянемо систему, динамічна модель якої представлена на рис. 3.1.

У даному дослідженні приймемо припущення про мале відхилення маятника від вертикалі. Це припущення ґрунтується на тому, що динамічну систему, яка представлена на рис. 3.1, можна перевести в окіл положення рівноваги системи (вертикальне розташування маятника). Наприклад, якщо початкове положення системи описується умовами $\varphi(0) = \pi$, $\dot{\varphi}(0) = 0$, $\omega(0) = 0$, то її можна перевести з цього положення в окіл вертикального положення рівноваги шляхом „накачування” енергії [1].

Після того, як система зайшла в область, де $\sin(\varphi) \approx \varphi$ з'являється можливість з достатнім ступенем точності використовувати лінійні рівняння її руху. Ми не будемо зупинятися на описі методу „накачування” енергії. Відзначимо лише те, що при цьому мають бути враховані обмеження на керування, які будуть описані в подальшому викладі матеріалу.

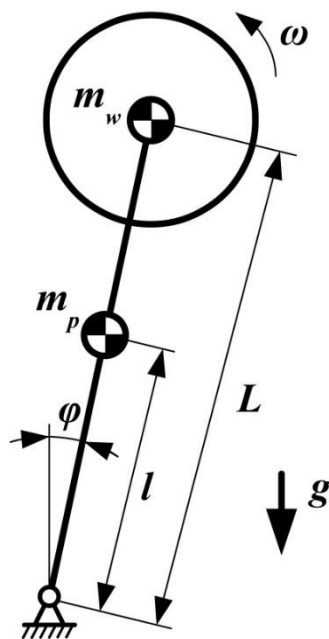


Рисунок 3.1 – Динамічна модель перевернутого маятника з маховиком

При складанні системи диференціальних рівнянь руху системи також не будемо враховувати сили тертя і електромагнітну інерційність приводу. Всі ці припущення дають можливість описати рух перевернутого маятника з маховиком за допомогою наступної системи рівнянь:

$$\begin{cases} \alpha_1 \ddot{\varphi} + J \dot{\omega} = \alpha_2 \varphi; \\ J(\ddot{\varphi} + \dot{\omega}) = M, \end{cases} \quad (3.1)$$

де φ – узагальнена координата кута відхилення маятника від вертикалі; ω – кутова швидкість руху маховика маятника; g – прискорення вільного падіння; l_m – відстань від центру мас маятника до осі його повороту ($l_m = 2,6 \cdot 10^{-1}$); L_m – еквівалентна довжина маятника ($L_m = 2,9 \cdot 10^{-1}$ м); J – момент інерції маховика і ротора електродвигуна ($J = 1,5 \cdot 10^{-3}$ кгм²); M – електромагнітний момент, створюваний електродвигуном; α_1 і α_2 – коефіцієнти, що визначаються з наступних співвідношень: $\alpha_1 = J_p + m_w L_m^2$, $\alpha_2 = (m_p l_m + m_w L_m)g$; m_p – маса маятника ($m_p = 3,0 \cdot 10^{-1}$ кг); m_w – маса маховика і електродвигуна ($m_w = 2,8 \cdot 10^{-1}$ кг); J_p – момент інерції маятника ($J = 4,2 \cdot 10^{-2}$ кгм²).

Для того, щоб виконати постановку задачі оптимального керування у вигляді зворотного зв'язку необхідно задати крайові умови руху елементів системи. Припустимо, що в початковий момент часу ($t=0$) маятник вже відхилений від вертикалі на кут φ_0 і має кутову швидкість, а маховик обертається з кутовою швидкістю ω_0 :

$$\begin{cases} \varphi(0) = \varphi_0, \dot{\varphi}(0) = \dot{\varphi}_0, \omega(0) = \omega_0; \\ \varphi(T) = 0, \dot{\varphi}(T) = 0, \omega(T) = 0, \end{cases} \quad (3.2)$$

де T – тривалість керованого (регульованого) режиму руху системи.

Крайові умови (3.2) означають, що керування рухом системи повинно переводити її з точки фазового простору $\Phi = [\varphi_0, \dot{\varphi}_0, \omega_0]^T$ в початок координат.

Існує безліч таких керувань, які задовольняють умови (3.2). Однак, необхідно вибрати одне, яке б задовольняло умову мінімізації

оптимізаційного критерію. В рамках даного дослідження він являє собою змінні електричні втрати в двигуні постійного струму незалежного збудження E (такий двигун приводить в рух маховик). Мінімізація такого критерію дозволить керувати рухом системи в енергетично ефективному режимі, що особливо важливо при обмеженій ємності джерела живлення (як правило, акумуляторної батареї). З урахуванням виразу, яке описує електромагнітний момент двигуна постійного струму незалежного збудження, а також системи рівнянь (3.1), оптимізаційний критерій E можемо представити в наступному вигляді:

$$E = \frac{R}{c^2 F^2} \int_0^T ((J - \alpha_1)\ddot{\varphi} + \alpha_2\dot{\varphi})^2 dt \rightarrow \min, \quad (3.3)$$

де R – опір якоря двигуна; c – коефіцієнт двигуна, який визначається його конструкцією; F – постійний електромагнітний потік двигуна.

Перевірка критерію (3.3) на тип екстремуму за умовою Лежандра дозволяє визначити, що він може досягати мінімуму. Дійсно, завжди виконується посилена умова Лежандра [11]:

$$\frac{\partial^2 ((J - \alpha_1)\ddot{\varphi} + \alpha_2\dot{\varphi})^2}{\partial \ddot{\varphi}^2} = 2(J - \alpha_1)^2 > 0. \quad (3.4)$$

Практична реалізація оптимального керування пов'язана з урахуванням обмежень. В даному дослідженні обмеження на керування, що пов'язані із перевантажувальною здатністю приводу, представлено в класичному вигляді:

$$|M| \leq M_{\max}, \quad (3.5)$$

де M_{\max} – максимальний електромагнітний момент двигуна ($M_{\max} = 6,0 \cdot 10^{-1}$ Нм).

3.2 Розв'язання задачі стабілізації перевернутого маятника з маховиком

3.2.1 Синтез оптимального регулятора чисельним методом

Для розв'язання задачі (3.2)-(3.5) використаємо модифікований метод рою часточок ME-PSO [12].

Для того, щоб врахувати можливі дії, які апріорі невідомі і які можуть перешкодити потраплянню системи в бажаний кінцевий стан (3.2), необхідно синтезувати керування у вигляді зворотного зв'язку (виконати синтез оптимального регулятора). Першим етапом такого синтезу є задання форми оптимального регулятора:

$$M = \begin{cases} A_0\omega + A_1\varphi + A_2\dot{\varphi}, & \text{якщо } |A_0\omega + A_1\varphi + A_2\dot{\varphi}| \leq M_{\max}; \\ M_{\max}, & \text{якщо } A_0\omega + A_1\varphi + A_2\dot{\varphi} > M_{\max}; \\ -M_{\max}, & \text{якщо } A_0\omega + A_1\varphi + A_2\dot{\varphi} < -M_{\max}; \end{cases} \quad (3.6)$$

де A_0, A_1, A_2 – коефіцієнти, які необхідно знайти. Закон (3.6) можна розглядати як нелінійну функцію фазового вектора системи Φ , вектора коефіцієнтів $\mathbf{A}=[A_0, A_1, A_2]^T$ і обмеження (3.5). Запропонована форма оптимального регулятора враховує обмеження (3.5), що спрощує задачу.

Для того, щоб знайти компоненти вектора \mathbf{A} розглядатимемо систему рівнянь (3.1) у вигляді MISO-функції. При цьому вхідними параметрами (аргументами MISO-функції) є компоненти вектора \mathbf{A} , а вихідна величина представлена у вигляді наступного критерію:

$$Cr = Ter + E \rightarrow \min, \quad (3.7)$$

де Ter – термінальний критерій, який визначає важливість досягнення кінцевих умов (3.2). В рамках даного дослідження критерій Ter визначається у вигляді наступної залежності:

$$Ter = \begin{cases} 0, & \text{якщо } \|\Phi(T)\| \leq \Phi_{\min}; \\ \|\Phi(T)\|\psi_T, & \text{якщо } \|\Phi(T)\| > \Phi_{\min}, \end{cases} \quad (3.8)$$

де T – тривалість регулювання; Φ_{\min} – мінімально допустиме значення норми фазового вектора у момент закінчення регулювання; ψ_T – термінальний коефіцієнт, який у рамках даного дослідження прийнятий рівним $\psi_T=10^6$ (така величина ψ_T дозволяє сформуванню потрібну топологію критерію (3.7)).

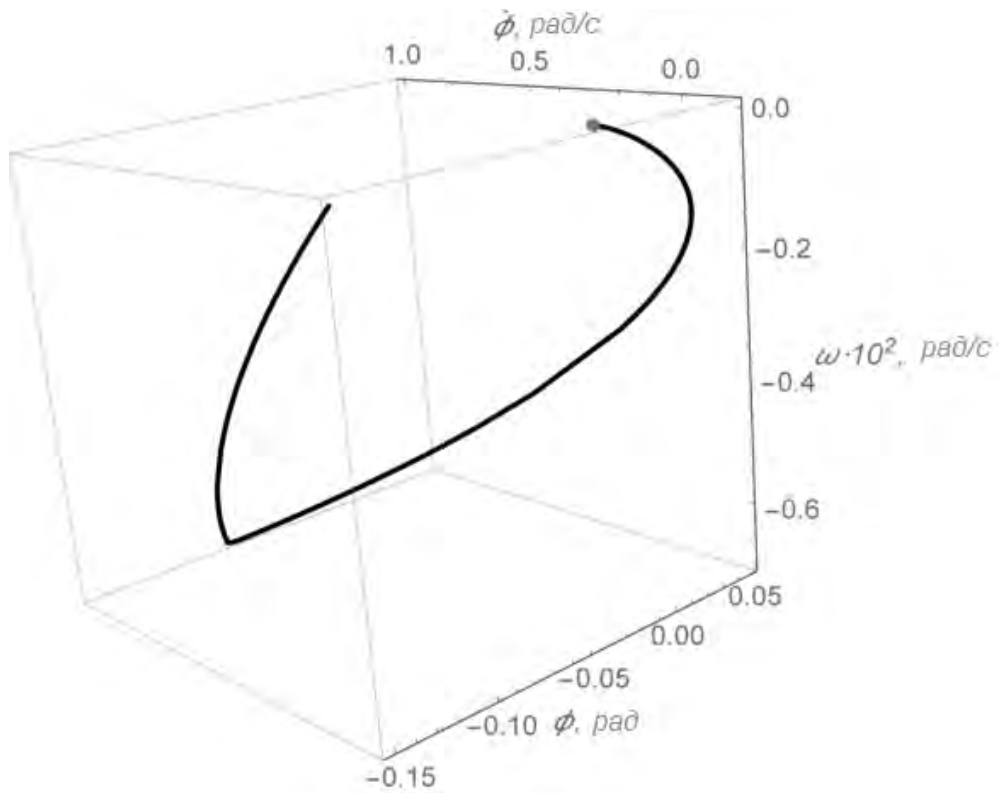
Чисельне значення критерію Cr (3.8) під час роботи алгоритму оптимізації визначалось шляхом чисельного інтегрування системи рівнянь (3.1) при роботі регулятора (3.6).

Отже, задача синтезу оптимального регулятора руху перевернутого маятника із маховиком була зведена до задачі мінімізації MISO-функції, яка ґрунтується на критерії (3.7). Для розв'язку цієї задачі використано модифікований метод рою частинок ME-PSO, який описаний в роботі [12]. Число частинок в рої прийнято рівним 500, при роботі алгоритму виконано 20 ітерацій.

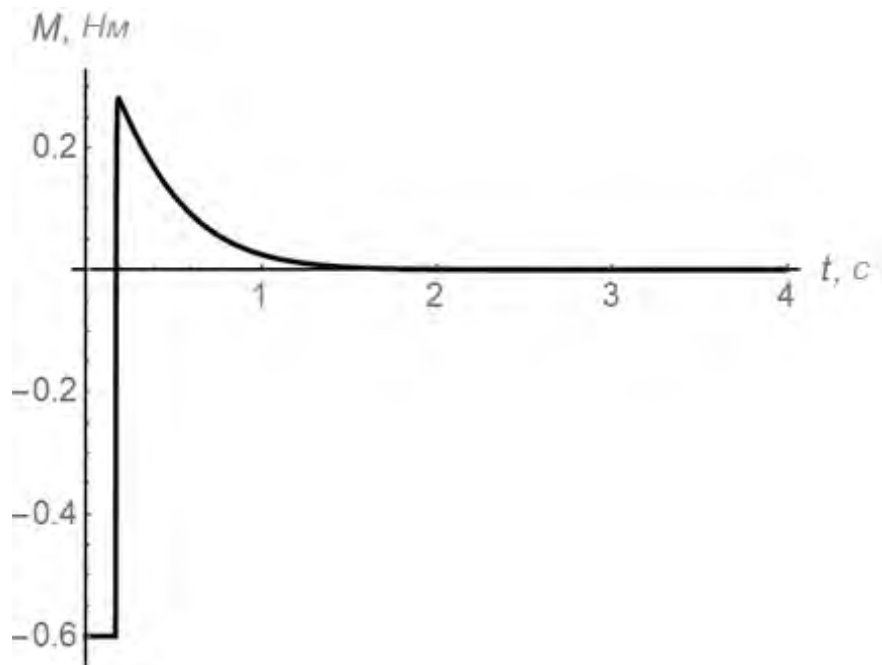
В результаті розв'язку задачі (3.6) отримані наступні значення компонентів вектора \mathbf{A} : $A_0=0,37$; $A_1=171,98$; $A_2=38,98$. На основі отриманих даних було побудовано графічні залежності, які представлені на рис. 3.2.

На рис. 3.2, а точка сірого кольору відповідає початку координат. Таким чином, фазовий портрет руху системи показує, що синтезований регулятор успішно переводить систему із заданого початкового стану у стан спокою. При цьому привод системи не перевантажується за крутним моментом: двигун розвиває максимально допустимий електромагнітний момент лише нетривалий час (рис. 3.2, б). Із рис. 3.2 також видно, що оптимальний регулятор інтенсивно працює лише на початковій стадії регулювання. При наближенні фазового вектора до початку координат

величина регулювання зменшується, що, у свою чергу, викликає зменшення інтенсивності регулювання.



а)



б)

Рисунок 3.2 – Графічні залежності, що описують динаміку оптимального регулювання перевернутого маятника із маховиком:

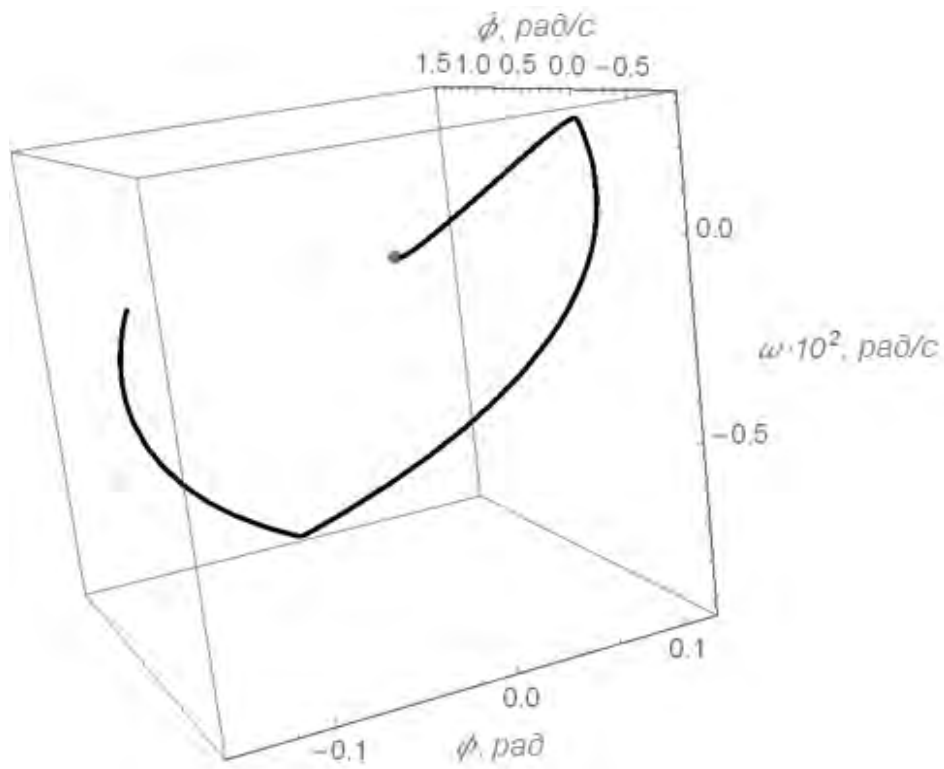
а) некласичний (3D) фазовий портрет; б) крутний момент приводу

Для визначення переваг і недоліків синтезованого оптимального регулятора стабілізації системи проведемо його короткий аналіз. Для цього розраховано окремі оціночні показники регулювання (табл. 3.1).

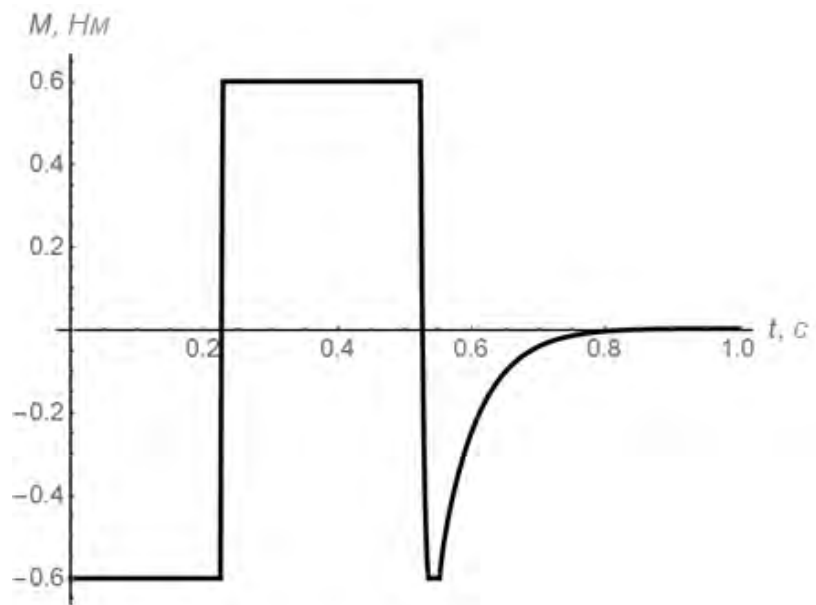
Таблиця 3.1 – Оціночні показники роботи оптимального регулятора руху перевернутого маятника із маховиком

Оціночний показник	Значення
Значення визначеного інтеграла, який входить в критерій E (3.3), $(\text{Нм})^2\text{с}^{-1}$	$7,70 \cdot 10^{-2}$
	$4,10 \cdot 10^{-2}$
Максимальне абсолютне значення кутової швидкості маховика $ \omega_{\max} $, рад/с	$6,94 \cdot 10^1$
	$4,08 \cdot 10^1$
Максимальне абсолютне значення кутової швидкості маятника $ \dot{\varphi}_{\max} $, рад/с	$1,00 \cdot 10^0$
	$8,24 \cdot 10^{-1}$
Абсолютне перерегулювання кута відхилення маятника від вертикалі φ_{\max} , рад	$4,47 \cdot 10^{-2}$
	$2,98 \cdot 10^{-2}$

У табл. 3.1 перший і другий рядки значень відповідають першому і другому варіантам початкових умов руху маятника відповідно. Відзначимо, що при одночасній зміні знаків φ_0 та $\dot{\varphi}_0$ оціночні показники руху системи не змінюються. Аналіз даних, які наведені у табл. 3.1, дозволяє зробити висновок про те, що отриманий регулятор руху системи може бути реалізований на практиці. Причому таке регулювання не призводить до ускладнень із боку системи керування електроприводом. Важливою характеристикою оптимального регулятора є те, що він дозволяє врахувати зовнішні збурення (наприклад, тертя). Крім того, оптимальний регулятор дозволяє зменшити тривалість керованого режиму руху системи без збільшення M_{\max} . Наприклад, на рис. 3.3 наведені результати синтезу оптимального регулятора руху системи при $T=1,00$ с. В результаті знайдені наступні значення компонентів вектора \mathbf{A} : $A_0=0,56$; $A_1=238,48$; $A_2=37,36$.



а)



б)

Рисунок 3.3 – Графічні залежності, що описують динаміку оптимального регулювання перевернутого маятника із маховиком:

а) некласичний (3D) фазовий портрет; б) крутний момент приводу

3.2.2 Синтез оптимального регулятора із використанням методу динамічного програмування

У попередньому підпункті було отримано керування, яке дозволяє перевести систему „перевернутий маятник із маховиком” з нижнього положення у верхнє. При цьому застосована математична модель системи була нелінійною (3.1). Однак, існує досить простий підхід, який дає змогу застосувати лінеаризовану модель системи. Для цього на першому етапі виконують „накачування” енергії у коливну систему (маятник) і лише після того, як маятник опиняється в околі верхнього нестійкого положення рівноваги виконують керування, яке переводить систему у заданий кінцевий стан. Таке керування ґрунтується на лінійній моделі системи, оскільки при русі маятника в околі нестійкого положення рівноваги можна покласти $\sin\varphi \approx \varphi$. Така заміна дозволяє отримати лінеаризовану математичну модель руху системи (3.1).

Крайові умови для даної задачі представимо у вигляді (3.2).

Для проведення досліджень перетворимо математичну модель системи (3.1) в більш зручну форму. Для цього виразимо з першого рівняння кутове прискорення маховика і проінтегруємо отриману рівність в межах від 0 до t :

$$\int_0^t \dot{\omega} dt = \frac{\alpha_2}{J} \int_0^t \varphi dt - \frac{\alpha_1}{J} \int_0^t \ddot{\varphi} dt. \quad (3.9)$$

Обчислюючи інтеграл і врахувавши початкові умови (3.10), отримаємо такий вираз:

$$\omega = \frac{\alpha_2}{J} \int_0^t \varphi dt - \frac{\alpha_1}{J} \dot{\varphi} + \frac{\alpha_1}{J} \dot{\varphi}_0 + \omega_0. \quad (3.10)$$

Відмітимо, що зробивши заміну символу $t \rightarrow T$, а також з огляду на кінцеві умови (3.2), можемо отримати ізопериметричну умову:

$$\int_0^T \varphi dt = -\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \dot{\varphi}_0 - \frac{J}{\alpha_2} \omega_0, \quad (3.11)$$

яка може бути використана для розв'язання задачі оптимального керування у варіаційній постановці. Ця умова є необхідною для зупинки маховика в момент закінчення керування.

Згідно методу забезпечення вимог щодо покращення процесів регулювання введемо в розгляд наступну функцію:

$$\tilde{\varphi} = \frac{\alpha_2}{J} \int_0^t \varphi dt + \frac{\alpha_1}{J} \dot{\varphi}_0 + \omega_0. \quad (3.12)$$

Якщо умова $\tilde{\varphi}(T) = 0$ буде задовольнятися, то очевидно, що ізопериметрична умова (3.11) буде справедливою, що, в свою чергу, означає, що $\omega(T) = 0$.

Введення в розгляд функції (3.12) дозволяє записати систему рівнянь (3.1) в нормальній формі:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\varphi}} = \varphi A_1; \\ \dot{\varphi} = \gamma; \\ \dot{\gamma} = u - \varphi A_2, \end{cases} \quad (3.13)$$

де A_1 і A_2 – коефіцієнти, що визначаються в такий спосіб, $A_1 = \frac{\alpha_2}{J}$,

$$A_2 = \frac{\alpha_2}{J - \alpha_1}; \quad u - \text{керування} \left(u = \frac{M}{J - \alpha_1} \right).$$

Для нових координат системи запишемо крайові умови руху:

$$\begin{cases} \tilde{\varphi}(0) = \frac{\alpha_1}{J} \dot{\varphi}_0 + \omega_0, \quad \varphi(0) = \varphi_0, \quad \gamma(0) = \dot{\varphi}_0; \\ \tilde{\varphi}(T) = 0, \quad \varphi(T) = 0, \quad \gamma(T) = 0. \end{cases} \quad (3.14)$$

Таким чином, перетворена математична модель руху системи (3.13) має перевагу: єдиною вимірюваною координатою при побудові оптимального

регулювання є кут φ . Інтеграл і похідні φ за часом можуть бути без проблем розраховані в чисельному вигляді. У плані практичної реалізації таке регулювання має перевагу, оскільки в разі $\omega_0=0$ відпадає необхідність вимірювати кутову швидкість маховика. Дійсно, на початку керованого режиму маховик може знаходитись в стані спокою.

В даному дослідженні приймемо наступний критерій оптимізації:

$$I = \int_0^T (\delta_0 \tilde{\varphi}^2 + \delta_1 \varphi^2 + \delta_2 \gamma^2 + \delta_3 u^2) dt \rightarrow \min, \quad (3.15)$$

де $\delta_0, \dots, \delta_3$ – коефіцієнти, які визначаються наступним чином:

$$\delta_j = w_j \mu_j, \quad \sum_{j=0}^3 w_j = 1, \quad j = (\overline{0, 3}), \quad (3.16)$$

де w_j – ваговий коефіцієнт, який показує важливість мінімізації j -того компонента критерію (3.15); μ_j – коефіцієнт, який зводить розмірність j -того компонента критерію (3.15) до безрозмірного вигляду.

Критерій (3.15) на компромісній основі відображає необхідність мінімізації небажаних показників регульованого процесу. Його перші три компонента показують величину фазових координат системи протягом руху системи.

Останній компонент критерію (3.15) показує величину витрачених „ресурсів” на регулювання руху системи. Крім того, як і в попередніх дослідженнях, на керування накладаються симетричні обмеження:

$$|u| \leq u_{\max}, \quad (3.17)$$

де u_{\max} – максимальне керування ($u_{\max} = \frac{M_{\max}}{J - \alpha_1}$); M_{\max} – максимальний електромагнітний момент двигуна, який визначається його перевантажувальною здатністю.

Для розв'язку поставленої задачі використаємо метод динамічного програмування [13]. Основне функціональне рівняння для критерію (3.15) буде мати такий вигляд:

$$\min_{|u| \leq u_{\max}} [\delta_0 \tilde{\varphi}^2 + \delta_1 \varphi^2 + \delta_2 \gamma^2 + \delta_3 u^2 + \frac{\partial S}{\partial \tilde{\varphi}} \varphi A_1 + \frac{\partial S}{\partial \varphi} \gamma + \frac{\partial S}{\partial \gamma} (u - \varphi A_2)] = 0, \quad (3.18)$$

де S – функція Беллмана. Рівняння (3.18) розпадається на два: перше відображає необхідну умову мінімуму критерію (3.15) при керуванні u для якого справедлива нерівність (3.17), а друге є тривіальним, оскільки для нього керування знаходиться на границі допустимої області $u = u_{\max}$ або $u = -u_{\max}$.

Таким чином, будемо розв'язувати рівняння (3.18) без урахування обмежень (3.17) – їх вплив буде враховуватися за допомогою наступної форми оптимального керування:

$$u_{opt} = \begin{cases} u_S, & \text{якщо } -u_{\max} \leq u_S \leq u_{\max}; \\ u_{\max}, & \text{якщо } u_{\max} \leq u_S; \\ u_{\max}, & \text{якщо } -u_{\max} \geq u_S, \end{cases} \quad (3.19)$$

де u_S – розв'язок рівняння (3.18) без врахування обмежень (3.17); u_{opt} – розв'язок задачі оптимального керування (3.13)-(3.16).

Провівши заміну символу в рівнянні (3.18) $u \rightarrow u_S$, зазначимо, що воно лінійно залежить від u_S . Значить мінімум правої частини рівняння (3.18) будемо шукати по u_S . Для цього продиференціюємо її по u_S і прирівняємо отримане до нуля:

$$2\delta_3 u_S + \frac{\partial S}{\partial \gamma} = 0. \quad (3.20)$$

З рівняння (3.20) знайдемо керування u_S :

$$u_S = -\frac{1}{2\delta_3} \frac{\partial S}{\partial \gamma}. \quad (3.21)$$

Підставимо вираз (3.21) в рівняння (3.20), в результаті чого будемо мати нелінійне диференціальне рівняння в частинних похідних:

$$\begin{aligned} & \min[\delta_0 \tilde{\varphi}^2 + \delta_1 \varphi^2 + \delta_2 \gamma^2 + \delta_3 \left(-\frac{1}{2\delta_3} \frac{\partial S}{\partial \gamma} \right)^2 + \\ & + \frac{\partial S}{\partial \tilde{\varphi}} \varphi A_1 + \frac{\partial S}{\partial \varphi} \gamma + \frac{\partial S}{\partial \gamma} \left(-\frac{1}{2\delta_3} \frac{\partial S}{\partial \gamma} - \varphi A_2 \right)] = 0. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Будемо шукати розв'язок рівняння (3.22) у вигляді квадратичної форми:

$$S = B_0 \tilde{\varphi}^2 + B_1 \varphi^2 + B_2 \gamma^2 + B_3 \tilde{\varphi} \varphi + B_4 \tilde{\varphi} \gamma + B_5 \varphi \gamma, \quad (3.23)$$

де B_0, \dots, B_5 – постійні коефіцієнти. Візьмемо частинні похідні виразу (3.23) за функціями $\tilde{\varphi}$, φ і γ :

$$\frac{\partial S}{\partial \tilde{\varphi}} = 2B_0 \tilde{\varphi} + B_3 \varphi + B_4 \gamma, \quad (3.24)$$

$$\frac{\partial S}{\partial \varphi} = B_3 \tilde{\varphi} + 2B_1 \varphi + B_5 \gamma, \quad (3.25)$$

$$\frac{\partial S}{\partial \gamma} = B_4 \tilde{\varphi} + B_5 \varphi + 2B_2 \gamma, \quad (3.26)$$

Підставимо вирази (3.24)-(3.26) в рівняння (3.22) і після перетворень матимемо:

$$\begin{aligned} & \tilde{\varphi}^2 \left(\delta_2 - \frac{B_4^2}{4\delta_3} \right) + \tilde{\varphi} \varphi \left(2A_1 B_0 - \frac{B_4(B_5 + 2A_2 \delta_3)}{2\delta_3} \right) + \varphi^2 \left(A_1 B_3 + \delta_1 - \frac{B_4(B_5 + 4A_2 \delta_3)}{4\delta_3} \right) + \\ & + \tilde{\varphi} \gamma \left(B_3 - \frac{B_2 B_4}{\delta_3} \right) + \varphi \gamma \left(2B_1 - 2A_2 B_2 + A_1 B_4 - \frac{B_2 B_5}{\delta_3} \right) + \gamma^2 \left(B_5 + \delta_2 - \frac{B_2^2}{\delta_3} \right) = 0. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Рівняння (3.27) буде справедливим в тому випадку, коли вирази в дужках буду дорівнювати нулю, оскільки $\tilde{\varphi}$, φ і γ не рівні нулю одночасно.

Це означає, що рівняння (3.27) можна замінити системою алгебраїчних рівнянь:

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_2 - \frac{B_4^2}{4\delta_3} = 0; \\ 2A_1B_0 - \frac{B_4(B_5 + 2A_2\delta_3)}{2\delta_3} = 0; \\ A_1B_3 + \delta_1 - \frac{B_4(B_5 + 4A_2\delta_3)}{4\delta_3} = 0; \\ B_3 - \frac{B_2B_4}{\delta_3} = 0; \\ 2B_1 - 2A_2B_2 + A_1B_4 - \frac{B_2B_5}{\delta_3} = 0; \\ B_5 + \delta_2 - \frac{B_2^2}{\delta_3} = 0. \end{array} \right. \quad (3.28)$$

Використовуючи вирази (3.21) і (3.27), запишемо:

$$u_S = -\frac{B_4\tilde{\varphi} + B_5\varphi + 2B_2\gamma}{2\delta_3}. \quad (3.29)$$

Таким чином, задача спрощується, оскільки необхідно знайти лише три коефіцієнта B_4 , B_5 і B_2 . Для цього перейдемо до системи трьох рівнянь:

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_2 - \frac{B_4^2}{4\delta_3} = 0; \\ B_5 + \delta_2 - \frac{B_2^2}{\delta_3} = 0; \\ -A_2B_5 + \delta_1 - \frac{-4A_1B_2B_4 + B_2^2}{4\delta_3} = 0. \end{array} \right. \quad (3.30)$$

Перше рівняння системи (3.30) співпадає з першим рівнянням системи (3.28), друге – з останнім рівнянням системи (3.28), а третє рівняння системи (3.30) отримано як різниця третього рівняння (3.28) і четвертого рівняння системи (3.28) помноженого на A_1 .

Перше рівняння системи (3.30) незалежне і його корені легко знайти:

$$B_{4(1), (2)} = \pm 2\sqrt{\delta_0 \delta_3}. \quad (3.31)$$

Виражаючи з другого рівняння B_5 і підставляючи отримане в третє рівняння системи (3.28), отримаємо рівняння четвертого степеня:

$$\sum_{n=0}^4 B_2^n C_n = 0, \quad (3.32)$$

де C_1, \dots, C_4 – коефіцієнти, які визначаються наступним чином:

$$C_0 = \delta_1 + A_2 \delta_2 - \frac{\delta_2^2}{4\delta_3}, \quad C_1 = \frac{A_1 B_4}{\delta_3}, \quad C_2 = \frac{\delta_2 - 2A_2 \delta_3}{2\delta_3^2}, \quad C_3 = 0, \quad C_4 = -\frac{1}{4\delta_3^3}.$$

За допомогою методу Декарта-Ейлера [14] отримано чотири корені рівняння (3.32): $B_{2(1)}, B_{2(2)}, B_{2(3)}, B_{2(4)}$. Із знайдених коренів необхідно вибрати один, це ж стосується і коефіцієнта B_4 . Цей вибір повинен бути здійснений з урахуванням вимоги стійкості розв'язку системи диференціальних рівнянь (3.1). Для цієї мети був використаний алгебраїчний критерій Рауса-Гурвіца [15]. Ми не будемо зупинятися на методиці використання цього критерію. Зазначимо лише остаточний результат: $B_4 = B_{4(2)}, B_2 = B_{2(2)}$ (обидва коефіцієнта додатні). Коефіцієнт $B_{2(2)}$ розраховується за допомогою такої формули:

$$B_{2(2)} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{6}} \left((C_3^{-1}(-4C_2 + \tilde{C}_2 \tilde{C}_1^{-1} + 2^{\frac{2}{3}} \tilde{C}_1))^{\frac{1}{2}} + (-C_3^{-1}(8C_2 + \tilde{C}_2 \tilde{C}_1^{-1} + 2^{\frac{2}{3}} \tilde{C}_1 + 12\sqrt{6}C_1(((C_3^{-1}(-4C_2 + \tilde{C}_2 \tilde{C}_1^{-1} + 2^{\frac{2}{3}} \tilde{C}_1)))^{-1}))^{\frac{1}{2}} \right). \quad (3.33)$$

де \tilde{C}_1, \tilde{C}_2 – коефіцієнти, котрі визначаються так:

$$\tilde{C}_1 = \sqrt[3]{2C_2^3 + 27C_1^2 C_3 - 72C_0 C_2 C_3 + \sqrt{-4(C_2^3 + 27C_1^2 C_3 - 72C_0 C_2 C_3)^2}}; \quad \tilde{C}_2 = 2 \cdot \sqrt[3]{2(C_2^2 + 12C_0 C_3)}.$$

Коефіцієнт B_5 (також додатній) за допомогою другого рівняння системи (3.30) виражається через знайдений коефіцієнт B_2 . У подальшому використаємо у розрахунках режимні параметри системи, які наведено у таблиці 3.2.

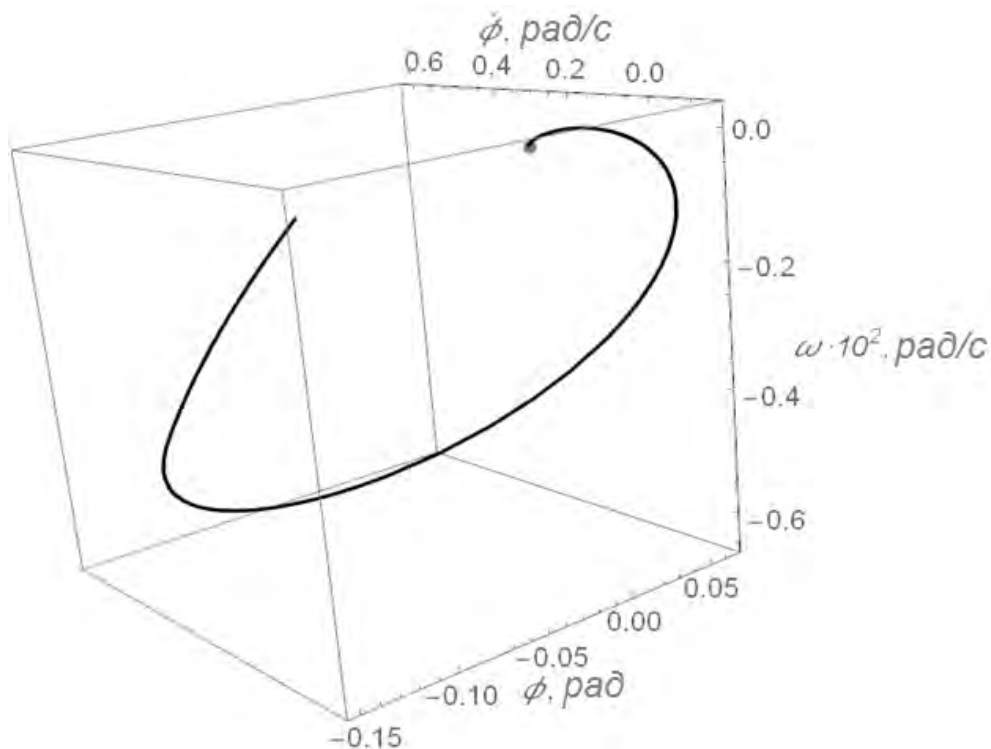
Таблиця 3.2 – Режимні параметри руху системи

Параметр	Значення
Початковий кут відхилення маятника φ_0 , рад	$-1,5 \cdot 10^{-1}$
Початкова кутова швидкість маятника $\dot{\varphi}_0$, рад/с	$-1,5 \cdot 10^{-1}$
Початкова кутова швидкість маховика ω_0 , рад/с	0,0
Коефіцієнти для зведення розмірностей компонентів критерія (3.15) до безрозмірного виду:	
μ_1	$1,6 \cdot 10^{-2}$
μ_2	$6,6 \cdot 10^0$
μ_3	$6,6 \cdot 10^0$
μ_4	$1,1 \cdot 10^{-1}$

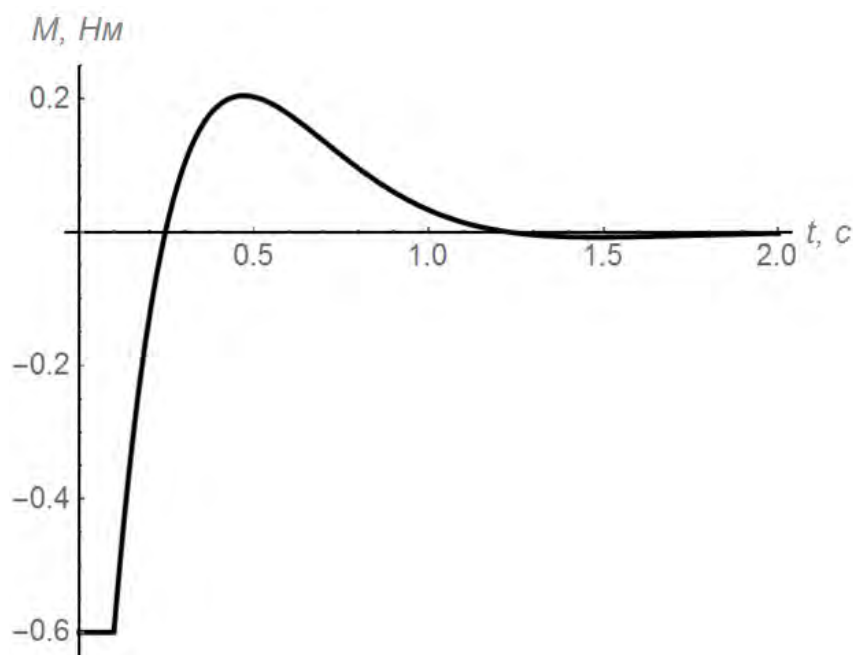
Коефіцієнти μ_j розраховані виходячи з наступних формул: $\mu_1 = \frac{1}{\omega_{ном}}$,

$\mu_2 = \frac{1}{\varphi_0}$, $\mu_3 = \frac{1}{\dot{\varphi}_0}$, $\mu_4 = \frac{1}{u_{max}}$. Для представлення отриманих результатів

побудуємо неklasичний фазовий портрет системи і графік функції крутного моменту приводу (рис. 3.4).



a)



б)

Рисунок 3.4 – Графіки динаміки регульованого руху системи: а) неklasичний фазовий портрет руху системи; б) графік крутного моменту приводу системи

Сіра точка на рис. 3.4 і наступних графіках позначає початок координат. Всі графіки побудовані для таких значень коефіцієнтів: $\delta_0=0,1$, $\delta_1=0,01$, $\delta_2=0,01$, $\delta_3=1$.

Чисельні значення знайдених коефіцієнтів такі $B_2=1,429$, $B_4=0,027$, $B_5=18,832$. Ці значення також були отримані за допомогою методики, яка описана в статтях [16, 17] і яка ґрунтується на методі чисельної оптимізації ME-D-PSO [18]. Це підтверджує ефективність її використання для задач такого роду.

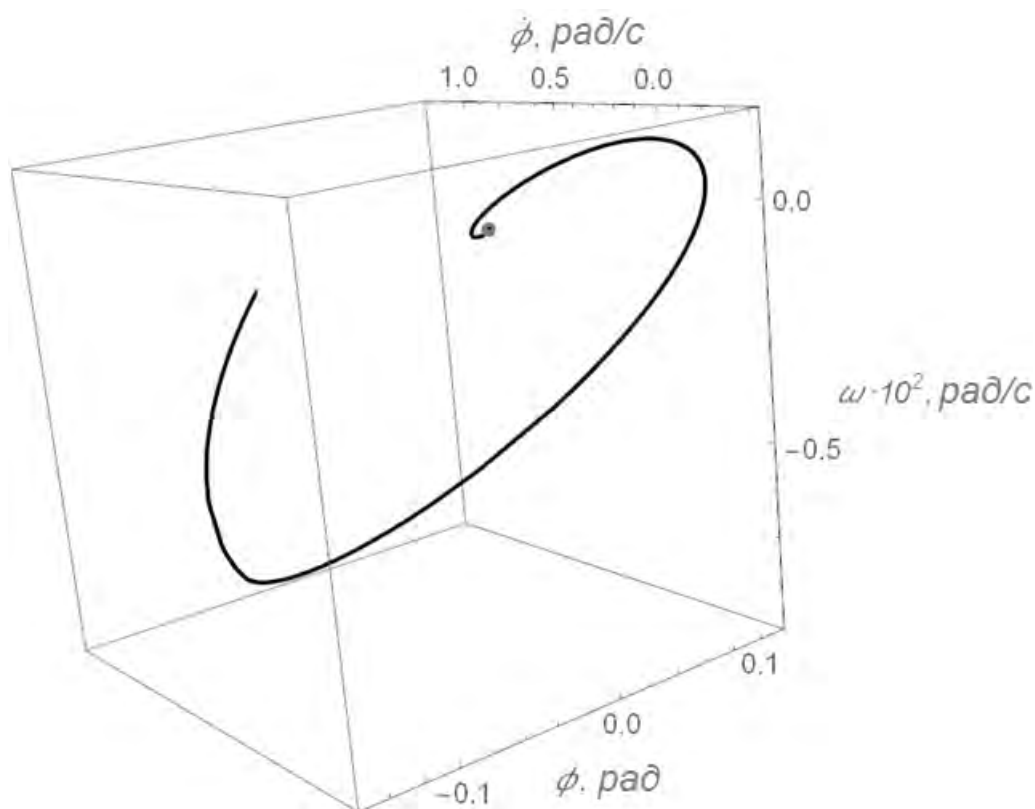
Аналізуючи рис. 3.4 можна переконається в тому, що на початковій стадії функція оптимального керування проходить по границі допустимих значень. Це викликано тим, що початкові величини фазових координат значні. По мірі руху точки в фазовому просторі до початку координат (рис. 3.4, а) керування стає меншим: система наближається до кінцевого стану і складові в чисельнику дробу (3.29) зменшуються.

Зменшення коефіцієнта δ_3 сприяє зсуву „ваги” мінімізації керування до мінімізації фазових координат i , відповідно, керування збільшується (рис. 3.5, б). Однак, при цьому швидкодія системи зростає незначно, що викликано небажаним перерегулюванням (рис. 3.5, а).

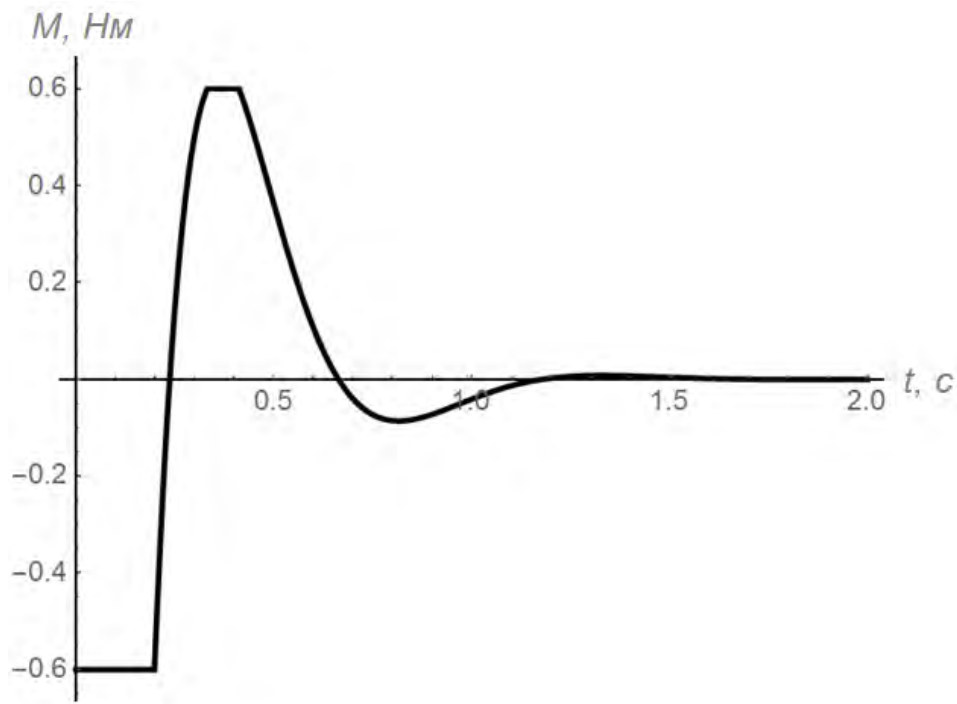
Невеликий коефіцієнт δ_3 (наприклад, $\delta_3=0,05$ для варіанта, якому відповідає рис. 3.5, б) може викликати навіть досягнення керуванням іншої границі області допустимих керувань.

Можна навести приклади невелико підібраних коефіцієнтів $\delta_0, \dots, \delta_3$. Наприклад, таким величинам коефіцієнтів $\delta_0=0,1$, $\delta_1=100$, $\delta_2=1000$, $\delta_3=1$ відповідають графіки, які наведені на рис. 3.6.

З графічних залежностей, які представлені на рис. 3.6, видно, що тривалість керування досить велика. Це є наслідком „слабкості” керування: воно значне лише в початковий момент часу. Крім того, максимальна кутова швидкість маховика зросла в порівнянні з варіантом, який показаний на рис. 3.4, б в 2,1 рази. Це викликає питання про можливість реалізації такого керування на практиці.

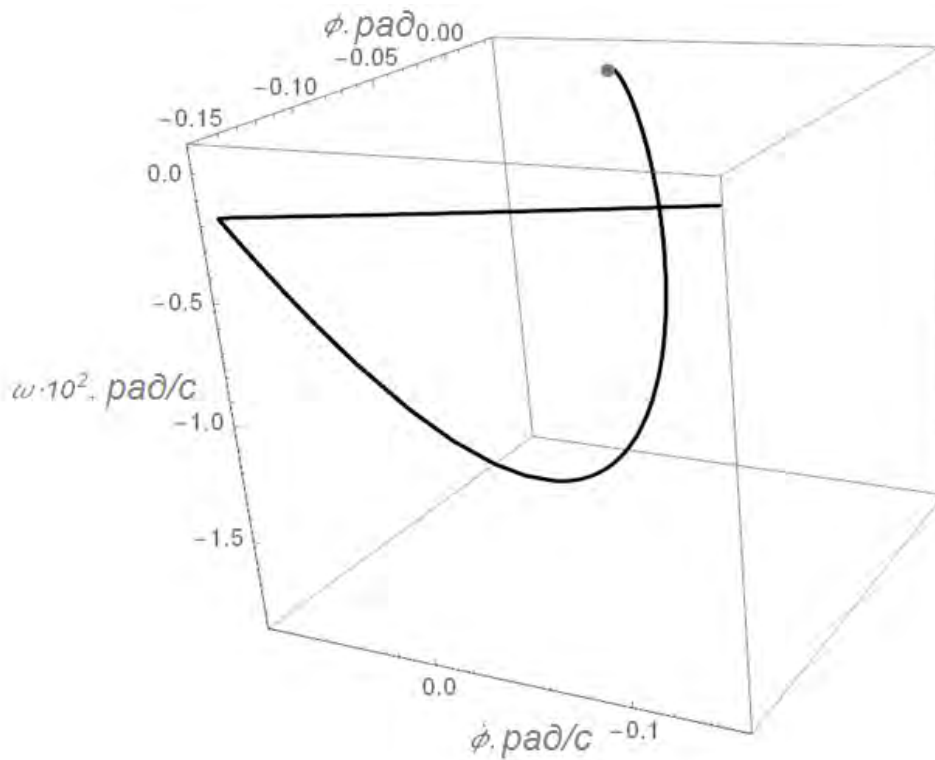


а)

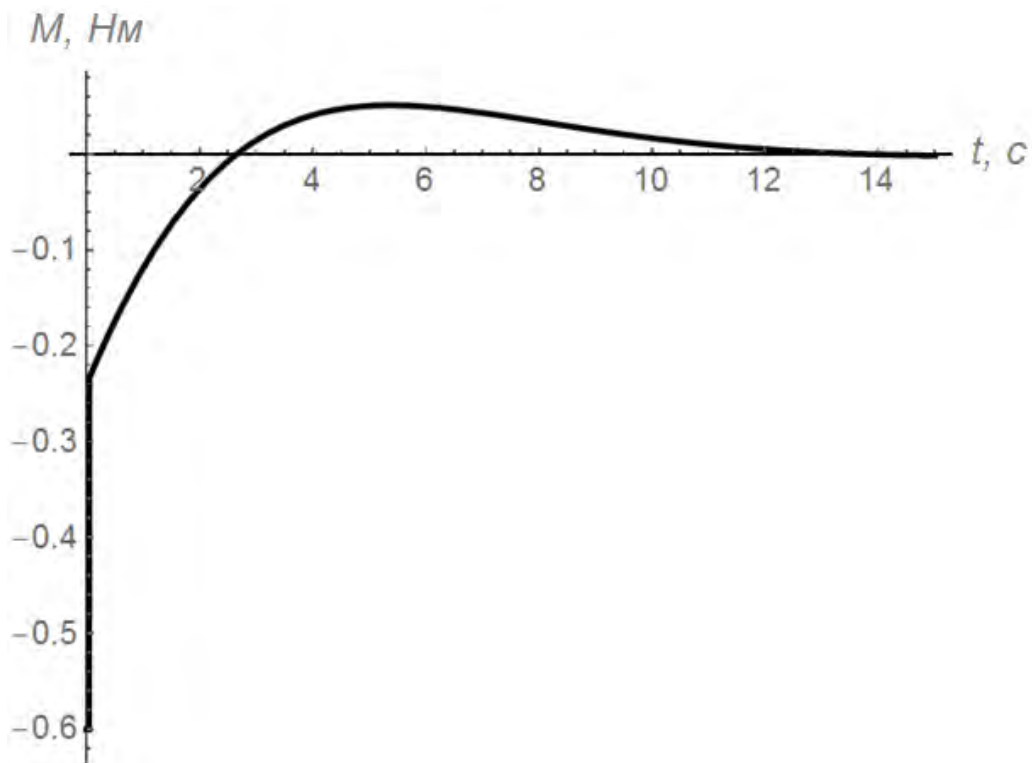


б)

Рисунок 3.5 – Графіки динаміки регульованого руху системи при $\delta_0=0,1$, $\delta_1=0,01$, $\delta_2=0,01$, $\delta_3=0,05$: а) некласична фазова траєкторія руху системи;
 б) графік крутного моменту приводу системи



а)



б)

Рисунок 3.6 – Графіки динаміки регульованого руху системи при $\delta_0=0,1$, $\delta_1=100$, $\delta_2=1000$, $\delta_3=1$: а) некласична фазова траєкторія руху системи;
б) графік крутного моменту приводу системи

Таким чином, було показано, що величини коефіцієнтів $\delta_0, \dots, \delta_3$ значно впливають на динаміку керування системи. Питання вибору цих коефіцієнтів, на наш погляд, заслуговує на окреме глибоке дослідження. Зазначимо лише, що вибір вагових коефіцієнтів повинен проходити з урахуванням основних показників керованого процесу: тривалості, перерегулювання, величини критерію (3.16) та інших.

Окремі результати дослідження опубліковані у роботі [19].

Висновки до третього розділу:

1. Знайдено два розв'язки задачі оптимального керування стабілізацією перевернутого маятника з маховиком. Обґрунтовано критерій оптимізації, який відображає енергетичні втрати приводу, і обмеження на керування. Задача представлена як варіаційна з інтегральним обмеженням. Для чисельного розрахунку регулятора руху динамічної системи вихідна задача була зведена до задачі мінімізації нелінійної функції. Для її розв'язання був використаний модифікований метод рою часточок (ME-PSO). Розв'язок задачі отримано у вигляді зворотного зв'язку. Наведено рекомендації щодо поліпшення ефективності чисельного розрахунку оптимального регулятора.
2. Для розв'язання задачі синтезу оптимального регулятора руху перевернутого маятника з маховиком математична модель руху системи була перетворена в нормальну форму, що дозволило використати метод динамічного програмування Беллмана. В даному дослідженні використано комплексний інтегральний критерій оптимізації, який на компромісній основі відображав небажані показники руху системи, які виражені через фазові координати та керування. Врахування обмежень на керування, які накладаються з боку електроприводу маховика, був здійснений шляхом введення функції «насичення» в закон оптимального керування. Знайдено необхідну умову мінімуму критерію – функціональне рівняння Беллмана. Було обрано квадратичну форму його розв'язку, що дозволило вихідну задачу звести до задачі розв'язання системи трьох алгебраїчних рівнянь. З кількох знайдених коренів було обрані ті, які забезпечували стійкість руху системи. Короткий аналіз отриманих результатів виявив значний вплив на динаміку керування системи вагових коефіцієнтів оптимізаційного критерію.

Список використаних у третьому розділі джерел:

1. Spong M. W., Corke P., Lozano R. Nonlinear control of the inertia wheel pendulum. *Automatica*. 2001. Vol. 37. P. 1845–1851.
2. Herniindez V. M., Sira-Ramirez H. Generalized PI Control for swinging up and balancing the inertia wheel pendulum. *Proceedings of the American Control Conference*. 2003. P. 2809–2814.
3. Haddad N. K., Chemori A., Pena J. J., Belghith S. Stabilization of inertia wheel inverted pendulum by model reference adaptive IDA-PBC: From simulation to real-time experiments. *3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT)*. Tlemcen. 2015. P. 1–6.
4. Iriarte R., Aguilar L. T., Fridman L. Second order sliding mode tracking controller for inertia wheel pendulum. *Journal of the Franklin Institute*. 2013. Vol. 350. Issue 1. P. 92–106.
5. Khoroshun A. S. Stabilization of the upper equilibrium position of a pendulum by spinning an inertial flywheel. *International Applied Mechanics*. 2016. Vol. 52. No. 5. P. 547–556.
6. Qaiser N., Iqbal N., Hussain A., Qaiser N. Exponential stabilization of the inertia wheel pendulum using dynamic surface control. *Journal of Circuits, Systems, and Computers*. 2007. Vol. 16. No. 1. P. 81–92.
7. Zhang A., Yang C., Gong S., Qiu J. Nonlinear stabilizing control of underactuated inertia wheel pendulum based on coordinate transformation and time-reverse strategy. *Nonlinear Dynamics*. 2016. Vol. 84. Issue 4. P. 2467–2476.
8. Santibanez V., Kelly R., Sandoval J. Control of the Inertia Wheel Pendulum by Bounded Torques. *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference*. 2005. P. 8266–8270.
9. Brevik P. Two-axis reaction wheel inverted pendulum: Master of Science in Cybernetics and Robotics. Norwegian University of Science and Technology. 2017. 63 p.

10. Martinez-Soto R., Rodriguez A., Castillo O., Aguilar L.T. Gain optimization for inertia wheel pendulum stabilization using particle swarm optimization and genetic algorithms. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*. 2012. Vol. 8. No 6. P. 4421–4430.
11. Петров Ю. П. Вариационные методы теории оптимального управления. Москва: Энергия. 1977. 280 с.
12. Romasevych, Yu., Loveikin, V. A Novel Multi-Epoch Particle Swarm Optimization Technique. *Cybernetics and Information Technologies*. 2018. Vol. 18 (3). P. 62–74. DOI: 10.2478/cait-2018-0039
13. Методы робастного, нейро-нечёткого и адаптивного управления: Учебник / Под ред. Н.Д. Егупова, 2-е изд. Москва: Изд-во МГТУ им. Баумана. 2002. 744 с.
14. Bronshtein I.N., Semendyayev K.A., Musiol G., Mühlig H. Handbook of mathematics (6th edition). Наан-Gruiten: Springer Science & Business Media. 2015. 1207 p.
15. Nise N. Control Systems Engineering (7th edition). Wiley. 2015. 944 p.
16. Ромасевич Ю.О., Ловейкин В.С., Ляшко А.П., Макарець В.В. Метод оптимального налаштування ПІ-регуляторів із врахуванням обмежень. *Енергетика і автоматика*. 2019. С. 49-71.
17. Ромасевич Ю.О., Ловейкин В.С., Ляшко А.П., Макарець В.В. Розробка методу оптимального налаштування ПІ-регуляторів. Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні. 2019. Вип. 53. С. 56-65.
18. Romasevych Y., Loveikin V., Makarets V. Optimal constrained tuning of PI-controllers via a new PSO-based technique. *International journal of swarm intelligence research*. 2020. P. 87-105.
19. Ловейкин В.С., Ромасевич Ю.А., Хорошун А.С. Оптимальное управление стабилизацией перевернутого маятника с маховиком. Часть 1. *Прикладная механика*. 2020. 56, №4. С. 78-86.

РОЗДІЛ 4

ІДЕНТИФІКАЦІЯ НЕЛІНІЙНОЇ ДИНАМІЧНОЇ СИСТЕМИ І СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА ЇЇ РУХУ

4.1 Короткий аналіз наукових публікацій за темою досліджень

З метою отримання високої якості керування сучасними технічними (динамічними) системами розробники намагаються задіяти широкий спектр різних підходів. Один з них відомий як нейрокерування, що означає використання штучної нейронної мережі (ШНМ) у ролі регулятора руху динамічної системи. Однак, для розробки ШНМ (нейрорегулятора) повинна бути розроблена математична модель об'єкта керування. Ця проблема відома як ідентифікація об'єкта керування (далі ми розглядаємо лише динамічні системи). Розв'язання цієї задачі можливе із застосуванням потужних апроксимаційних властивостей ШНМ.

Для того, щоб оцінити поточний стан вирішення цієї проблеми було зроблено два запити в базах даних Scopus та Web of Science. Результати, які дійсні на 5 травня 2021 року, наведені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Кількість наукових праць, що проіндексовані у базах даних Scopus та Web of Science за тематиками ідентифікації та оптимального керування систем із застосуванням ШНМ

База даних	Роки									
	2021	2020	2019	2018	2017	2016	2015	2014	2013	2012
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Запит „ідентифікація ТА нейронна мережа (identification AND neural network)”										
Scopus	2151	5803	4796	3170	2166	1655	1347	1420	1357	1399
Web of Science	1056	4420	4002	3009	2238	1742	1554	1336	1255	1237

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Запит „оптимальне керування ТА нейронна мережа (optimal control AND neural network)”										
Scopus	449	1262	984	157	606	501	460	503	465	422
Web of Science	219	874	801	600	498	413	377	339	302	272

Дані з табл. 4.1 свідчать про інтерес наукового співтовариства до проблем ідентифікації та оптимального керування, в яких застосовуються технології ШНМ. Дійсно, використання властивостей ШНМ може забезпечити вирішення багатьох задач цих двох класів.

Наприклад, у роботі [1] був розроблений метод, який дозволив отримати закон керування із забезпеченням стійкості руху невідомої нелінійної системи при застосуванні керуванням у вигляді зворотного зв'язку. Дослідники застосували сучасні алгоритми, а також класичну теорію стійкості Ляпунова.

Для вирішення задачі ідентифікації можуть застосовуватися специфічні ШНМ. Автори статті [2], вирішуючи задачу ідентифікації, використали лінійні динамічні оператори як елементарні будівельні блоки для отримання специфічної ШНМ (dynoNet). Її застосування показує ефективність ідентифікації відомих тестових (еталонних) систем.

У роботі [3] ШНМ типу Гаммерштейна ефективно застосовано для ідентифікації нелінійних систем типу „один вхід – один вихід” (SISO).

Існує величезна кількість застосувань ШНМ в області оптимального керування. Один з них заснований на LQR-підході. Тут ШНМ використано для врахування нелінійностей об'єктів керування [4]. Автори у своєму дослідженні підтвердили ефективність підходу при розробці оптимального регулятора для установки, динаміка якої описується рівнянням Бюргерса.

Слід також згадати статтю [5], де представлено дослідження ШНМ з використанням методів керування на основі відомих математичних моделей

об'єктів керування для керування рухом БПЛА. Дослідники дійшли висновку, що поєднання методів ШНМ та методів, які ґрунтуються на відомих математичних моделях БПЛА, є перспективним напрямком для вивчення.

Усі ці наукові праці використовують потужні апроксимаційні особливості ШНМ для ідентифікації та керування різних об'єктів динамічних систем. При цьому виникає необхідність навчання ШНМ, яка, як правило, проводиться градієнтно-орієнтованим методом зворотного розповсюдження помилки [1-3]. Однак лише у незначній кількості робіт описуються безградієнтні підходи до навчання ШНМ.

4.2 Ідентифікація динамічної системи

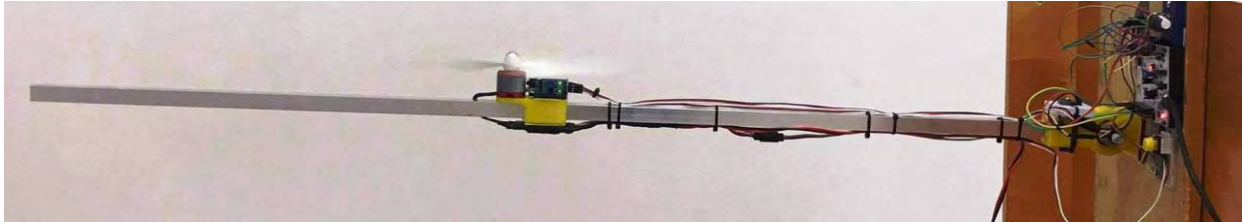
4.2.1 Опис лабораторної установки

Всі дослідження були проведені із використанням лабораторної установки, яка є нелінійною динамічною системою (рис. 4.1). Лабораторна установка схожа на фізичний маятник. Вона включає стержень (рис. 1, а), поворотну секцію на його правому кінці (рис. 4.1, б), безщітковий двигун з гвинтом (рис. 4.1, в) та електронні компоненти (драйвер двигуна, мікроконтролер STM32F4, датчик MPU9250 на шарнірній ділянці, оптопару для визначення кутової швидкості гвинта та блок живлення).

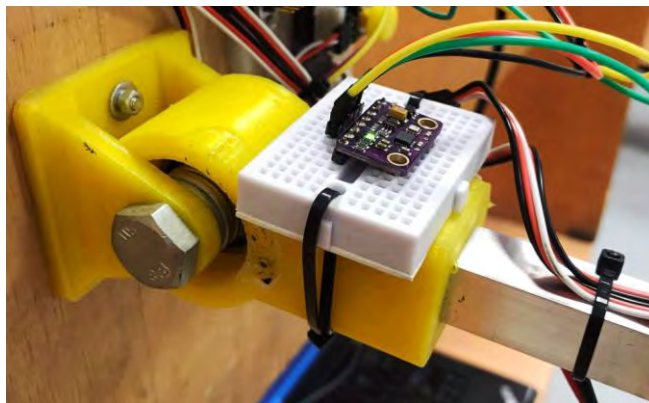
Оскільки положення двигуна на стержні зафіксовано, і стержень може обертатися навколо шарніра, проекції рушійної сили, зумовленої обертанням лопатей гвинта, і гравітаційної сил, що діє на горизонтальну, ось змінюються. Вони нелінійно залежать від кутового положення стрижня. Ось чому динамічна система є нелінійною.

Керування рухом лабораторної установки забезпечується подачею на двигун деякого рівня напруги. Тут використана технологія широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) (далі величина ШІМ виступає як це керування).

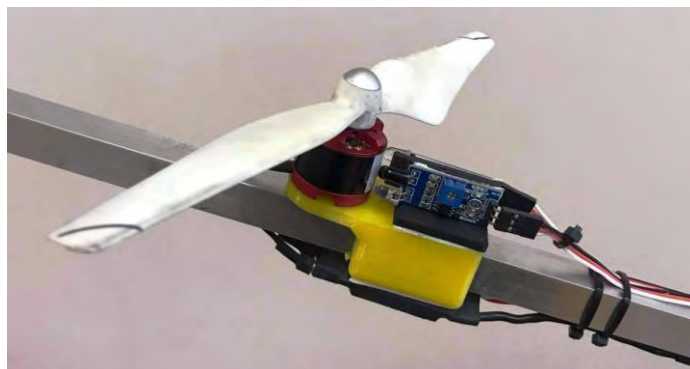
Нульове значення $ШИМ$ відноситься до випадку вимкненого джерела живлення. Випадок, коли $ШИМ=256$ означає, що двигун живиться повною напругою (12 В). Отже, керування в рамках поточного дослідження є скаляром.



а)



б)



в)

Рисунок 4.1 – Фізична конфігурація лабораторної установки:

а) загальний вигляд; б) шарнірна секція з датчиком MPU9250; в) безщітковий двигун RS 2212-920 кВ Readytosky з його драйвером, гвинтом та датчиком кутової швидкості гвинта

Вимірюваними координатами динамічної системи є кутове положення α стержня, його кутова швидкість $\dot{\alpha}$, кутова швидкість ω гвинта. Таким

чином, вектор фазових координат системи може бути представлений наступним чином $\mathbf{p}=[\alpha, \dot{\alpha}, \omega]^T$.

Лабораторна установка може розглядатися як спрощена ланка квадрокоптера. Дослідження її керування дають можливість розвинути методи керування реальними БПЛА та іншими нелінійними динамічними системами.

4.2.2 Методика ідентифікації динамічної системи

Для ідентифікації моделі динамічної системи було використано ШНМ. Причина, чому ця технологія була використана у дослідженні, пов'язана з потужними апроксимаційними можливостями ШНМ. Ми очікуємо, що навчена ШНМ відобразить динаміку руху лабораторної установки при певному керуванні її рухом. Це дозволить використовувати навчену ШНМ як математичну модель руху установки.

Перш за все було записано два набори експериментальних даних. Перший призначений для навчання, а другий – для тестування ШНМ. Один фрейм вибірки даних навчання та тестування є вектором:

$$\mathbf{input}_i=[PWM_i, \alpha_i, \dot{\alpha}_i, \omega_i]^T \quad (4.1)$$

where i – порядковий номер i -того фрейма даних, $i \in (1, \overline{I_{train}})$ (довжина даних для навчання $I_{train}=10816$).

Дані для навчання були записані для різних значень $ШИМ$ при квазіусталеному русі установки: вручну задавалось деяке значення $ШИМ$ і надалі чекали закінчення всіх механічних перехідних процесів. У подальшому $ШИМ$ поступово збільшували і повторювали процедуру. Всі експерименти проводились в діапазоні кутового положення стержня - 1,45...0,55 рад (це пов'язано з метою керування – стабілізацією стержня на рівні $\alpha_{st}=0$ рад).

Тривалість між окремими вимірами становила 0,01 с. Значення α отримували за допомогою фільтра Савіцького-Голея [6], а значення $\acute{\alpha}$ та ω – за допомогою диференціального фільтра Савіцького-Голея.

Дані для тестування ШНМ були записані аналогічно. Однак тут ми використали більш агресивне ручне керування: ШНМ встановлювали так, щоб установка рухалась без етапів усталеного руху. Така різниця обумовлена бажанням оцінити якість передбачення руху за допомогою навченої ШНМ. Ми повинні провести тестування навченої ШНМ на даних, яких вона не „бачила”, даних, що відрізняються від навчальної вибірки.

Довжина даних тестування ШНМ становить $I_{test}=10501$.

Всі дані для навчання та тестування ШНМ були нормалізовані. Для цього використали min-max нормалізацію.

З метою приведення навчального набору до належної форми були сформовані навчальні пакети даних:

$$\mathbf{input}_i \rightarrow [\alpha_{i+1}, \acute{\alpha}_{i+1}, \omega_{i+1}]^T. \quad (4.2)$$

У такій формі (4.2) вони використовувались для навчання ШНМ (тут ми обмежуємо кількість вхідних даних лише одним вектором. Як буде показано нижче, цього достатньо для забезпечення хороших прогнозів, які виконує ШНМ).

Тепер вкажемо структуру ШНМ. Ми розглядали ШНМ прямого поширення з одним прихованим шаром і п'ятьма нейронами в ньому. На його чотири входи подавались компоненти вхідного вектора **input**.

ШНМ формує компоненти вектора $[\alpha_{i+1}, \acute{\alpha}_{i+1}, \omega_{i+1}]^T$. Функцією активації кожного вузла є гіперболічний тангенс (*arctan*). Також для кожного нейрона використано біаси (зміщення), які також необхідно знайти у процесі навчання ШНМ. Навчання ШНМ проводилось із застосуванням методу ADAM [7]. Розмір пакету даних – 1000, було проведено 2000 раундів навчання (тренування).

4.2.3 Оцінка якості ідентифікації динамічної системи

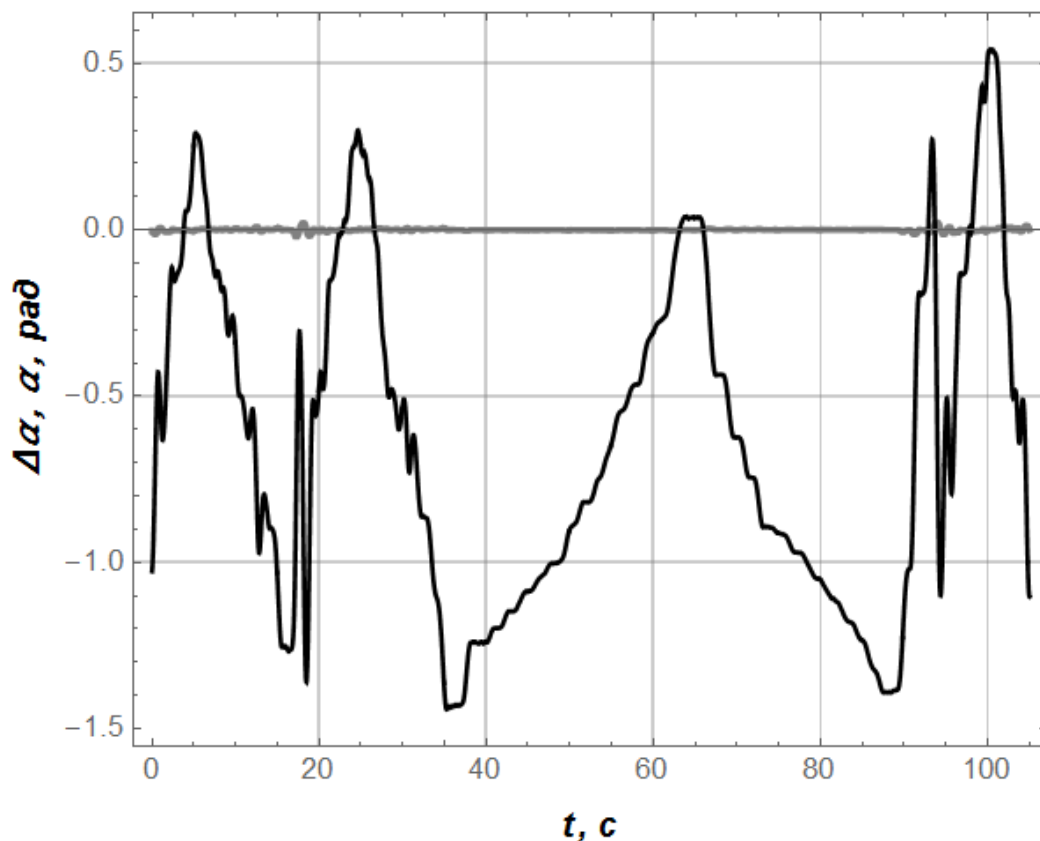
Щоб підтвердити високу якість ідентифікації динамічної системи використаємо графічні залежності (рис. 4.2) та числові оцінки. Чорні точки представляють дані тестування, а сірі – відображають абсолютну похибку прогнозу (відхилення передбачуваного значення від тестового позначається як Δ). Числовими значеннями, які допомагають оцінити якість прогнозу, є відповідні коефіцієнти варіації. Вони обчислюються за формулами:

$$E_{\alpha} = \sqrt{I_{test}^{-1} \sum_i^{I_{test}} (\alpha_i^{test} - \alpha_i^{pred})^2} I_{test} \left(\sum_i^{I_{test}} \alpha_i^{test} \right)^{-1} 100; \quad (4.3)$$

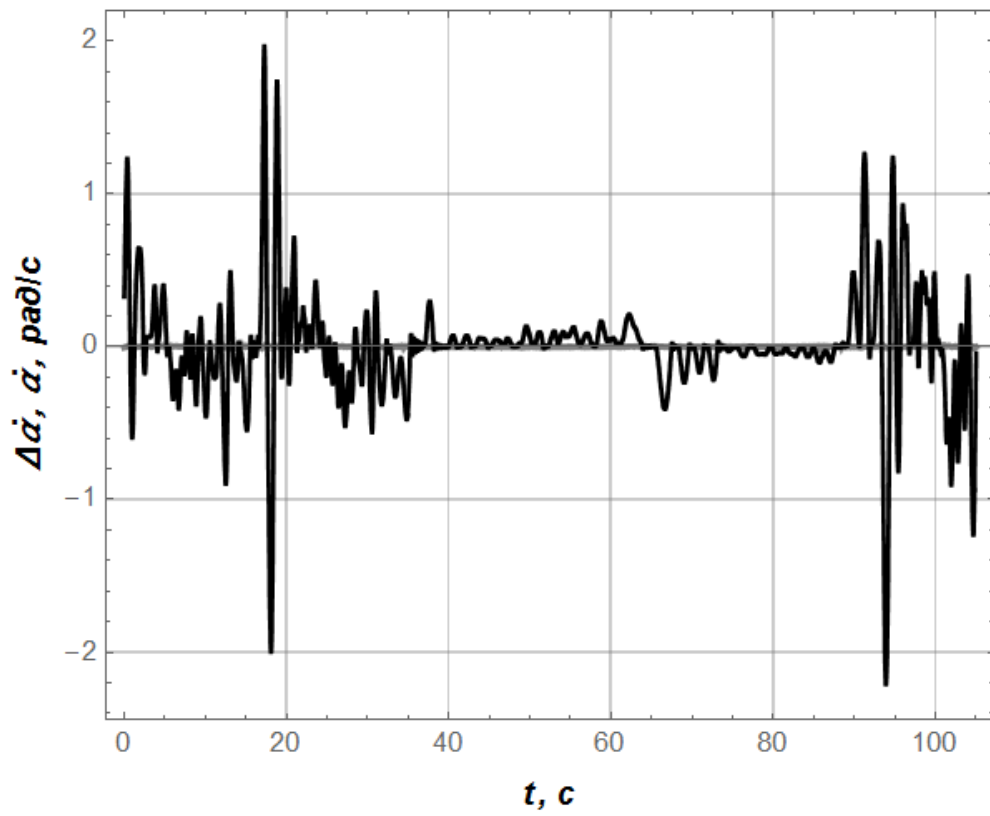
$$E_{\dot{\alpha}} = \sqrt{I_{test}^{-1} \sum_i^{I_{test}} (\dot{\alpha}_i^{test} - \dot{\alpha}_i^{pred})^2} I_{test} \left(\sum_i^{I_{test}} \dot{\alpha}_i^{test} \right)^{-1} 100; \quad (4.4)$$

$$E_{\omega} = \sqrt{I_{test}^{-1} \sum_i^{I_{test}} (\omega_i^{test} - \omega_i^{pred})^2} I_{test} \left(\sum_i^{I_{test}} \omega_i^{test} \right)^{-1} 100. \quad (4.5)$$

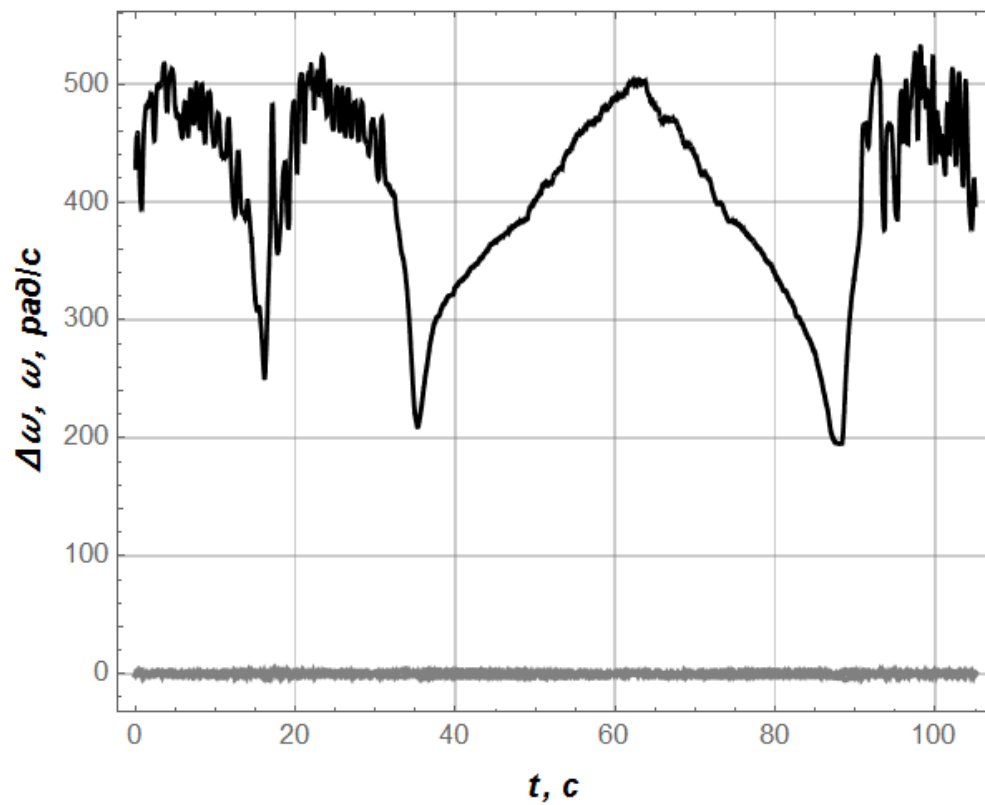
Розрахунки дають наступні величини: $E_{\alpha}=0,53\%$, $E_{\dot{\alpha}}=1,27\%$, $E_{\omega}=0,13\%$.



a)



б)



в)

Рисунок. 4.2 – Графіки тестових даних та похибки передбачення, яке виконує ШНМ: а) значення α ; б) значення $\dot{\alpha}$; в) значення ω

Величини показників (4.3)-(4.5), а також графічні залежності (рис. 4.2) показують, що навчена ШНМ є хорошим предиктором, і її можна використовувати як математичну модель динамічної системи. Позначимо її як ШНМ-1.

4.3 Синтез оптимального нейрорегулятора руху динамічної системи

4.3.1 Постановка задачі

Мета попередньої частини дослідження досягнута. Таким чином, це дає підстави для отримання оптимального регулятора руху динамічної системи. Метою цього пункту розділу є отримання оптимального нейрорегулятора (ми позначимо його як ШНМ-2). Зв'язки між ШНМ-1 та ШНМ-2 показані на рис. 4.3.

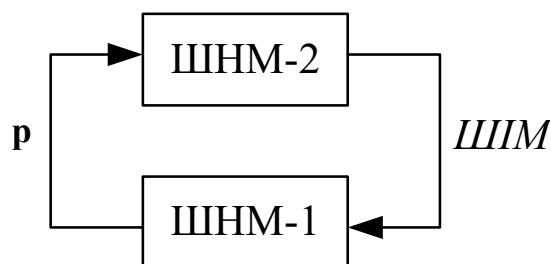


Рисунок 4.3 – Зв'язки між ШНМ-1 та ШНМ-2

Тут ми маємо замкнуту систему керування. На ефективність регулювання (з точки зору величин показників якості регулювання) впливають параметри ШНМ-2 (ваги та біаси).

У поточному дослідженні ми використали ШНМ з одним прихованим шаром із п'ятьма нейронами в ньому. Кількість входів ШНМ-1 відповідає довжині p . Вихід ШНМ-2 відповідає величині $ШИМ$ (рис. 4.3).

Таким чином, задача оптимального керування може бути представлена у наступній формі:

$$\left\{ \begin{array}{l} |\alpha(t_s) - \alpha_{sp}| \leq \Delta_\alpha; \\ \dot{\alpha}(t_s) \leq \Delta_{\dot{\alpha}}; \\ t_s^{-1} \left(\delta \delta_{PWM} \int_0^{t_s} PWM^2 dt + (1 - \delta) \delta_\alpha \int_0^{t_s} (\alpha - \alpha_{sp})^2 dt \right) \rightarrow \min, \end{array} \right. \quad (4.6)$$

де t_s – тривалість регулювання; δ – ваговий коефіцієнт, що враховує вимогу зменшення середньоквадратичного значення ШИМ (в розрахунках було прийнято $\delta=0,3$); $\delta_{ШИМ}$ та δ_α – коефіцієнти, які зводять розмірність окремих доданків до безрозмірного вигляду; α_{st} – уставка кута стержня (у поточному дослідженні було прийнято $\alpha_{st}=0$); Δ_α та $\Delta_{\dot{\alpha}}$ – малі прийнятні величини ($\Delta_\alpha=0,01$ рад та $\Delta_{\dot{\alpha}}=0,01$ рад/с).

Вимога стійкості руху динамічної системи відображається у першому та другому рядках системи (4.6). Третій рядок показує комплексний критерій мінімізації.

Необхідно звернути увагу, що у комплексному критерії відсутня складова, яка відноситься до кутової швидкості гвинта. Очікується, що ШНМ-2 здатна задати таке значення кутової швидкості гвинта, яке відповідає α_{st} .

Для забезпечення всіх вимог (4.6) слід знайти ваги та біаси ШНМ-2. Загальна кількість їх становить 26 (20 ваг та 6 біасів). Ці значення слід розраховувати під час навчання ШНМ-2.

4.3.2 Навчання нейронної мережі ШНМ-2 (нейрорегулятора)

Розрахунок невідомих значень параметрів ШНМ-2 проводився із використанням розробленого у статті [8] підходу. Перш за все, вихідна задача була зведена до задачі оптимізації без обмежень. Отримана цільова функція (узагальнений критерій Cr) має складну топологію.

Для того, щоб знайти її глобальний мінімум, застосовується метод ME-D-PSO. Процес застосування алгоритму ME-D-PSO пов'язаний з терміном „рій”. Він означає сукупність можливих розв'язків задачі (кожен розв'язок є частинкою рою). У поточному дослідженні чисельність рою дорівнює 30.

Можливим розв'язком задачі є набір параметрів ШНМ-2. Вони відносяться до конкретного керування (вихід ШНМ-2). Це, у свою чергу, дозволяє перевірити вимоги (4.6), обчислити значення критеріїв (4.6) і, нарешті, отримати значення узагальненого критерію Cr .

Таким чином, узагальнений критерій Cr можна розглядати як MISO-функцію, де входи – це ваги та біаси ШНМ-2, вихід – це значення Cr . Отже, вся процедура навчання належить до класу навчання ШНМ „з підкріпленням”.

Кожна частинка „знає” найкращий розв'язок (*global best*), яке знайшов цілий рій, і „знає” свій найкращий розв'язок (*personal best*), яке знайшла вона. На рух частинки впливають три компоненти: інерційний (він запобігає швидкій зміні руху частинки), соціальний (рух до *global best*) та когнітивний (рух до *personal best*). Переміщуючись по поверхні узагальненого критерію Cr , частинка змінює своє положення (числові значення параметрів ШНМ-2). Це спричиняє зміну величини Cr .

З метою запобігання передчасній збіжності алгоритму в статтях [9, 10] розроблено два механізми: реініціалізації рою у разі його стагнації та підтримки великої різноманітності рою. Це забезпечує високу ефективність ME-D-PSO у частині відшукування мінімуму критерію Cr , як показано на рис. 4.4.

Можна відмітити, що 35 ітерацій достатньо для досягнення незначної величини критерію Cr . На рис. 4.4 чітко спостерігається топологія „гніздо в гнізді” критерію Cr . Дійсно, дві області різкого падіння на рис. 4.4 свідчать про цю особливість Cr .

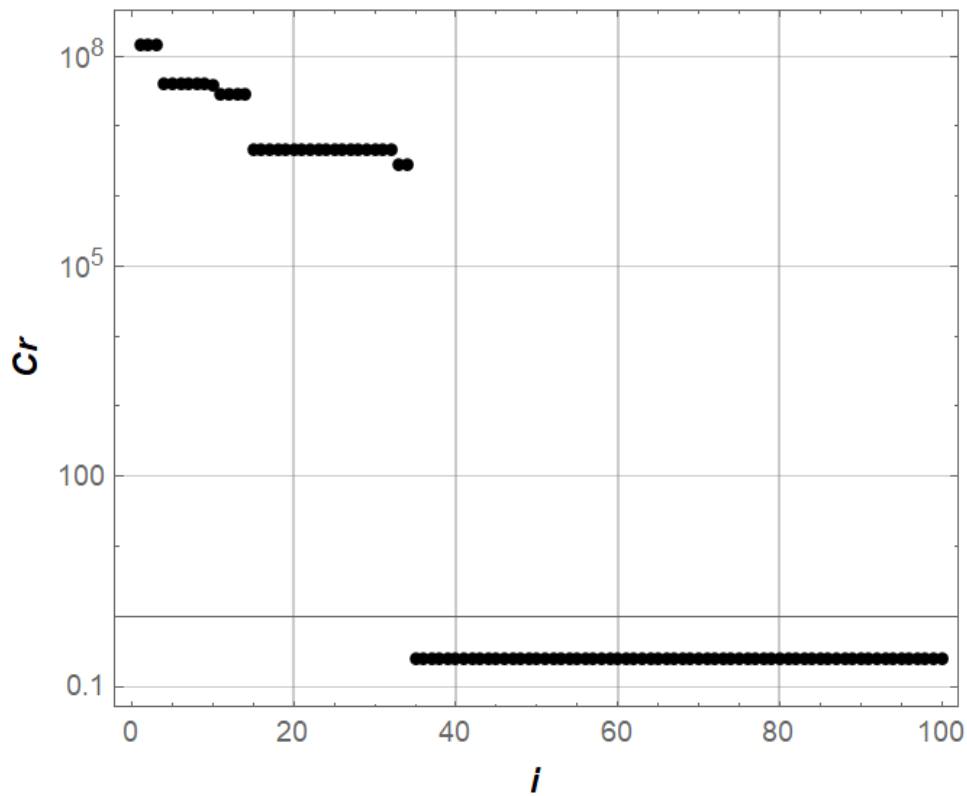


Рисунок 4.4 – Зменшення критерію Cr під час навчання ШНМ-2

Результатом процедури навчання є масив ваг та біасів ШНМ-2:

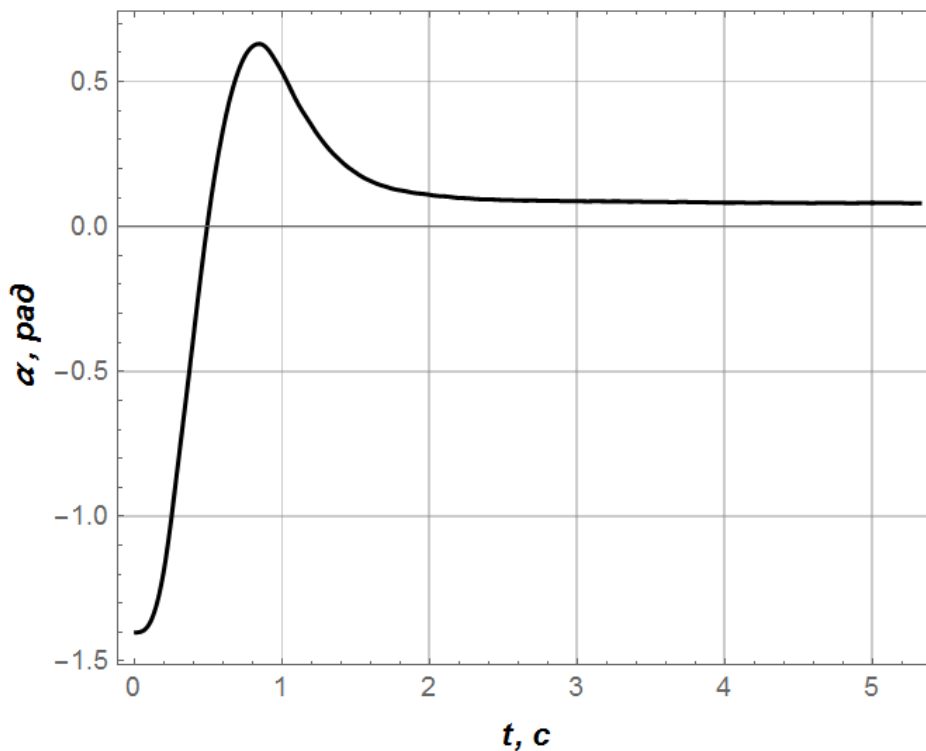
$$\text{матриця ваг прихованого шару} \begin{bmatrix} 0,771 & 0,003 & 0,778 \\ -1,050 & -0,544 & 0,947 \\ -1,244 & -1,477 & 0,521 \\ -2,000 & -1,229 & -0,181 \\ 0,942 & 0,051 & -0,001 \end{bmatrix}; \text{ матриця вихідних ваг}$$

нейронів становить $[-1,067, -1,184, 1,520, 1,658, 1,891]^T$; матриця біасів прихованого шару дорівнює $[1,746, 1,615, 0,616, 0,711, 0,039]$; біас вихідного нейрона дорівнює $0,672$.

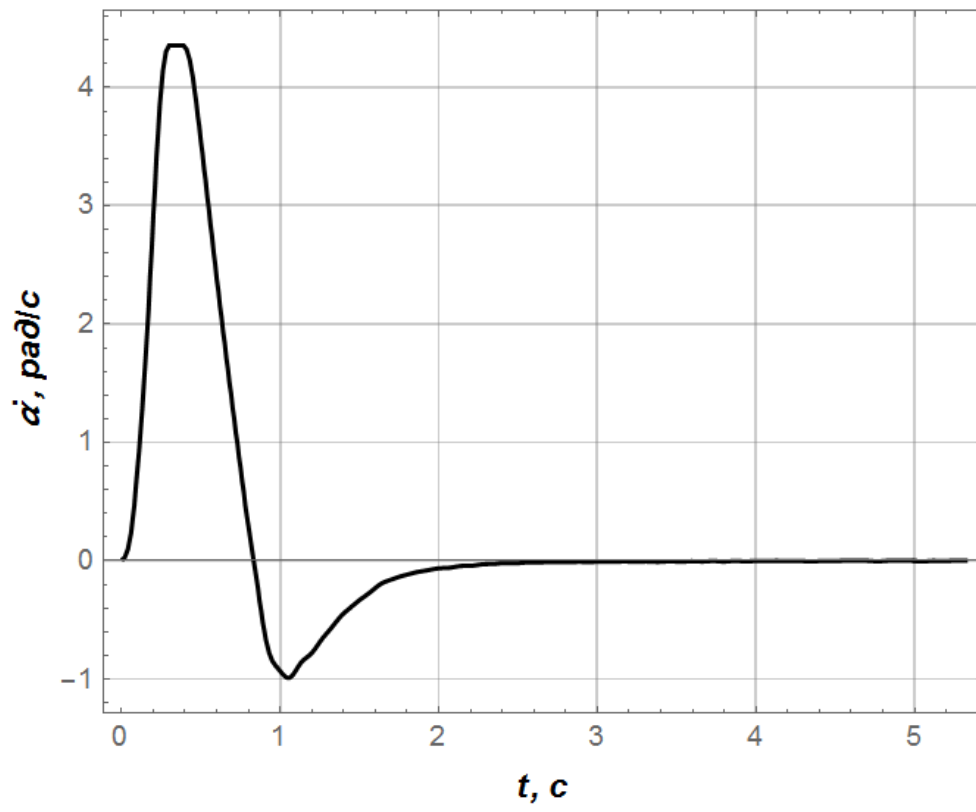
Такі значення параметрів відповідають задоволенню вимог (4.6) і дозволяють зменшити узагальнений критерій Cr до значення $0,23842$ (рис. 4.4)

4.3.3 Оцінка результатів експериментальних досліджень роботи нейрорегулятора

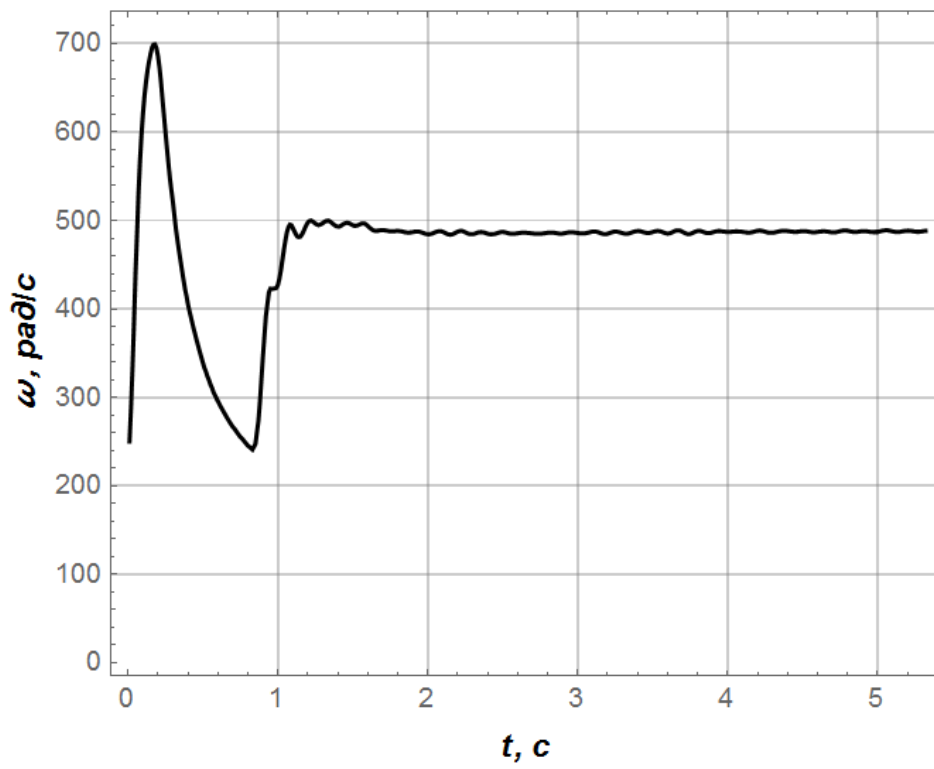
Основна ідея експериментального дослідження роботи нейрорегулятора полягає у співставленні теоретичних результатів з даними, отриманими при здійсненні оптимального регулювання руху лабораторної установки. Відповідне програмне забезпечення для мікроконтролера було розроблено в ArduinoIDE для реалізації функції керування ШНМ-2. Всі записані дані під час оптимального регулювання наведені на рис. 4.5. Графіки, які представлені на рис. 4.5, наочно показують стійкість оптимального регулювання. Однак, значення α_{st} не було досягнуто зі значною точністю. Усталена похибка регулювання становить $-0,081$ рад або $-5,78\%$. Така величина не є задовільною і для її зменшення необхідно проводити подальші дослідження. Графік на рис. 4.5, а свідчить про перерегулювання кута α , що дорівнює $45,15\%$.



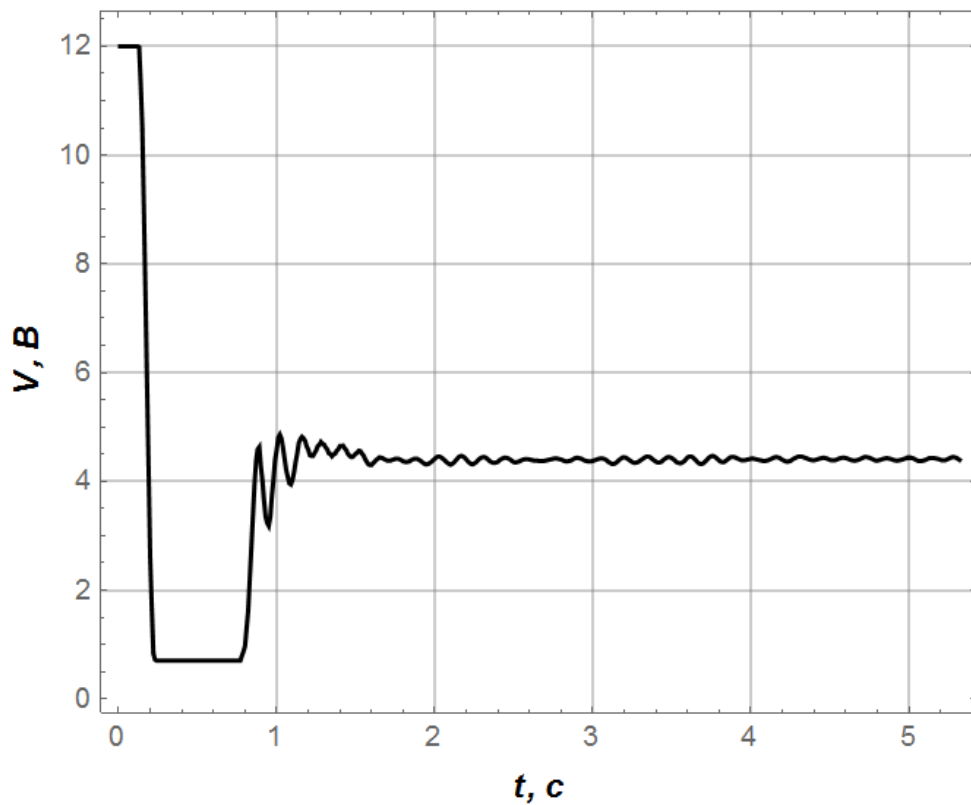
а)



б)



в)



г)

Рисунок 4.5 – Графіки отриманих експериментальних даних при дослідженні роботи нейрорегулятора: а) величина α ; б) величина $\dot{\alpha}$; в) величина ω ; г) напруга живлення двигуна пропелера

Одним із можливих підходів до уникнення такої небажаної особливості є врахування значення перерегулювання на етапі постановки задачі синтезу нейрорегулятора [10].

Також на основі експериментальних даних було визначено значення узагальненого критерію $Cr=0,24898$. Воно відхиляється від теоретичного (отриманого у ході навчання ШНМ) лише на 2,24%. Це значення підтверджує здатність досягти доброго локального або навіть глобального мінімуму комплексного критерію (4.6) (топология Cr в околі мінімуму представляє собою плато. Тобто зміна закону керування викликає лише незначні зміни величини Cr).

4.4 Дослідження роботи нейрорегулятора при дії зовнішніх збурень

4.4.1 Планування експериментальних досліджень

Для того, щоб дослідити якісні характеристики роботи нейрорегулятора було проведено експериментальні дослідження. Їх суть полягала у тому, що у різних місцях до стержня прикріплювали гирьку на гнучкому підвісі (рис. 4.6).

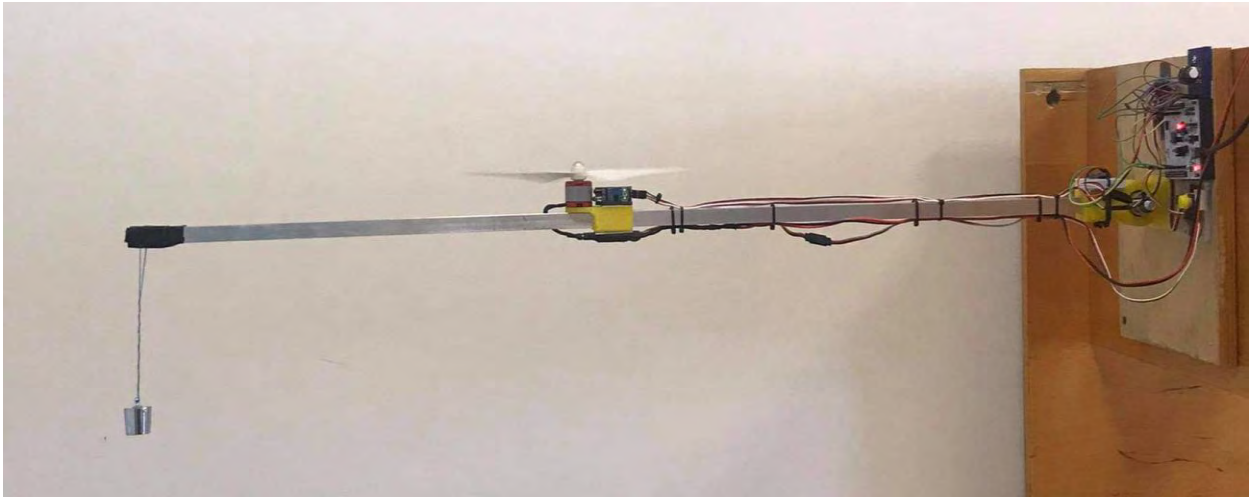


Рисунок 4.6 – Зовнішній вигляд експериментальної установки із маятниковим елементом (гирька на нитці)

Коливання гирьки впливали на рух стержня, відхиляючи його положення від уставки як у статичному режимі (вплив ваги гирьки), так і у динамічному режимі (динамічна дія гирьки при її коливаннях). Експерименти були проведені при різних значеннях довжини гнучкого підвісу гирьки (це впливало на власну частоту коливань гирьки і, відповідно, на частоту динамічних впливів на рух стержня), маси гирьки та уставки кута (цільового кута). Загалом незалежні фактори та рівні їх варіювання представлені у табл. 4.2.

Кожен експеримент полягав у тому, що виконували запуск системи і виведення її у окіл уставки. При цьому визначали кут стержня, його кутову швидкість, кутову швидкість пропелера та напругу живлення приводу.

Таблиця 4.2 – План експериментальних досліджень 2·2·3

Незалежний фактор	Рівні варіювання незалежних факторів											
Довжина маятника L , м	0,15						0,30					
Маса гирьки m , г	50			100			50			100		
*Уставка кута α_{st} , рад	0	-0,52	-1,05	0	-0,52	-1,05	0	-0,52	-1,05	0	-0,52	-1,05
Номер експерименту	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12

* горизонтальне положення стержня відповідає випадку $\alpha=0$; вертикальне положення стержня відповідає $\alpha=-\pi/2$

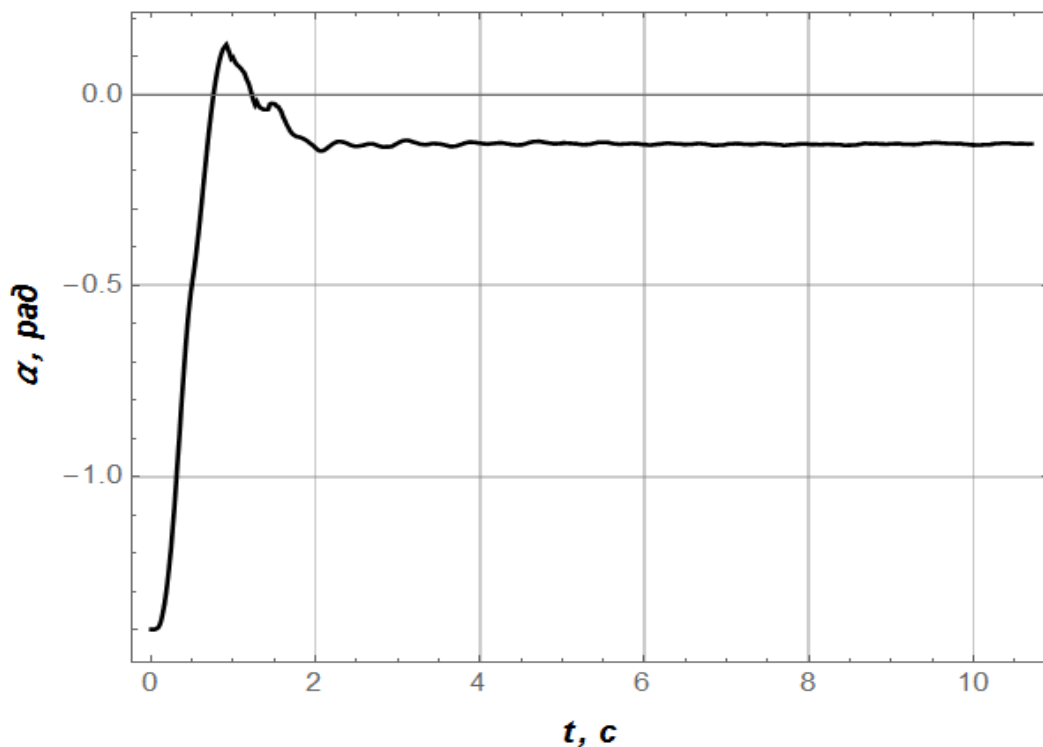
На основі отриманих даних розраховували якісні показники регулювання: перерегулювання, %; тривалість перехідного процесу, с; відносну усталену похибку регулювання, рад; середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму, рад; максимальну кутову швидкість маятника, рад/с; максимальну кутову швидкість пропелера, рад/с; середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера, рад/с; середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму, В. Всі перелічені показники є небажаними.

4.4.2 Результати експериментальних досліджень при роботі нейрорегулятора

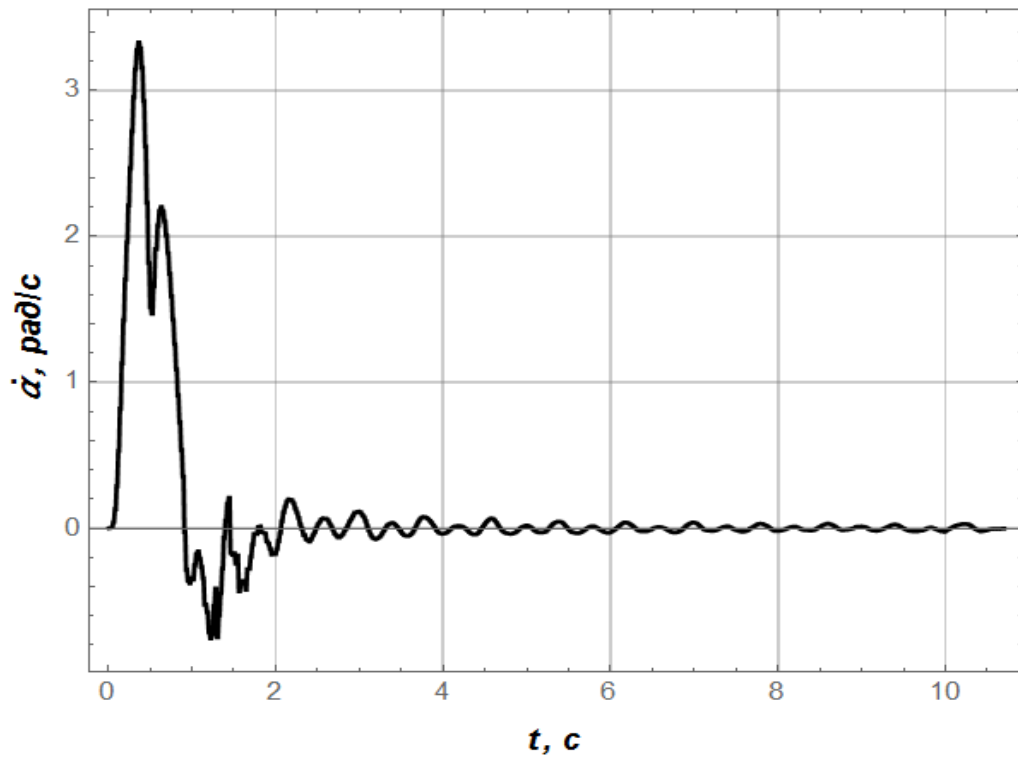
Усі розраховані оціночні показники, які отримані на основі експериментальних даних, наведено у табл. 4.3. Дані для інших експериментальних досліджень представлені у Додатку Г (табл. Г.1). Також наведемо графічні залежності, які відповідають отриманим експериментальним даним (рис. 4.7).

Таблиця 4.3 – Оціночні показники якості регулювання руху динамічної системи за допомогою нейрорегулятора для експерименту № 1

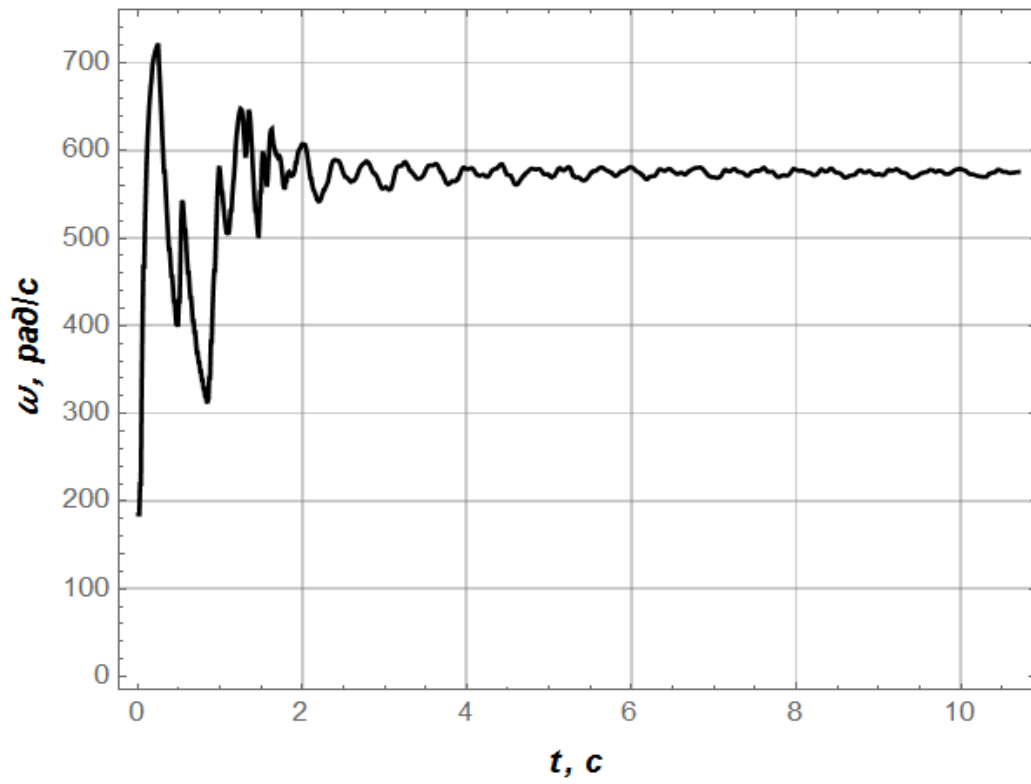
Показник	Одиниця вимірювання	Значення показника
Перерегулювання	%	9,31
Тривалість перехідного процесу	с	1,71
Відносна усталена похибка регулювання	%	9,22
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,62
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	3,33
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	722,2
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	533,2
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	6,09



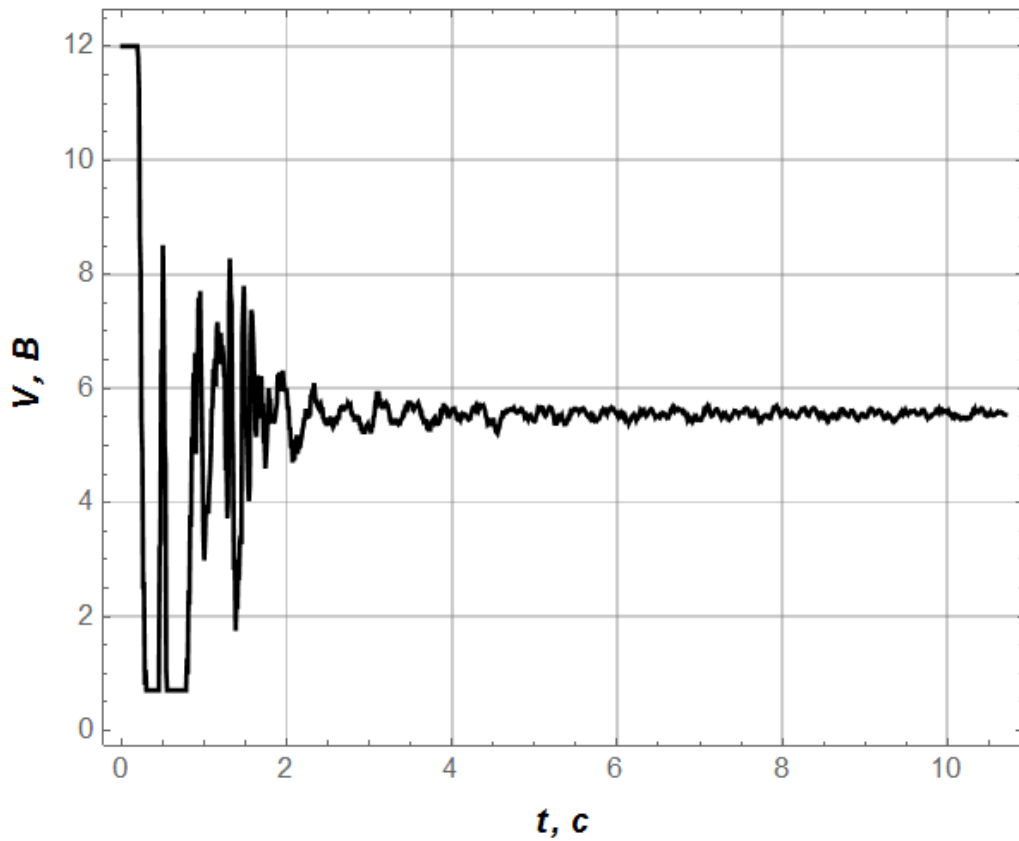
а)



б)



в)



г)

Рисунок 4.7 – Графіки отриманих експериментальних даних, що відповідають експерименту №1: а) величина α ; б) величина $\dot{\alpha}$; в) величина ω ; г) напруга живлення двигуна пропелера

Найбільш значимими показниками, які наведено у табл. 4.3, є усталена похибка регулювання та перерегулювання. Перший показує якість досягнення уставки α_{st} , а другий – максимальний вихід регульованої координати (кута α) за межі уставки. Аналіз чисельних даних, які наведено у табл. 4.3 та тих, які винесено у Додаток Г (табл. Г.1), показує, що найбільші значення відносної усталеної похибки регулювання відповідають уставці $\alpha_{st}=-1,05$ рад. Це пояснюється тим, що нейрорегулятор був синтезований для випадку $\alpha_{st}=0$ і в цьому режимі досить якісно працює (відносна усталена похибка регулювання рівна 4,5...19,6%). При $\alpha_{st}=-0,52$ рад цільовий кут відносно близький до нуля. Тому позитивні властивості нейрорегулятора, які характерні для випадку $\alpha_{st}=0$, частково властиві і для випадку $\alpha_{st}=-0,52$. Тому для цього випадку відносна усталена похибка регулювання незначна (у

межах 2,91...14,91%). Для випадку $\alpha_{st}=-1,05$ рад спостерігається тенденція до збільшення відносної усталеної похибки регулювання. Це пояснюється тим, що уставка кута $\alpha_{st}=-1,05$ рад знаходиться досить далеко від нуля і, відповідно, нейрорегулятор не здатний якісно забезпечити регулювання у околі цієї уставки.

Для всіх випадків більші значення відносної усталеної похибки регулювання відповідають більшим значенням ваги гирьки, що цілком природно (більша вага гирьки викликає більший крутний момент, що діє на стержень, відхиляючи його від заданого значення α_{st}).

Описані вище причини щодо високої відносної усталеної похибки регулювання впливають також і на величину перерегулювання. Однак, тут також необхідно враховувати динамічний вплив коливань гирьки: фаза коливань може викликати досить значне перерегулювання, що видно на рис. 4.8 (на рис. 4.8 сіра лінія відповідає уставці кута $\alpha_{st}=-1,05$ рад).

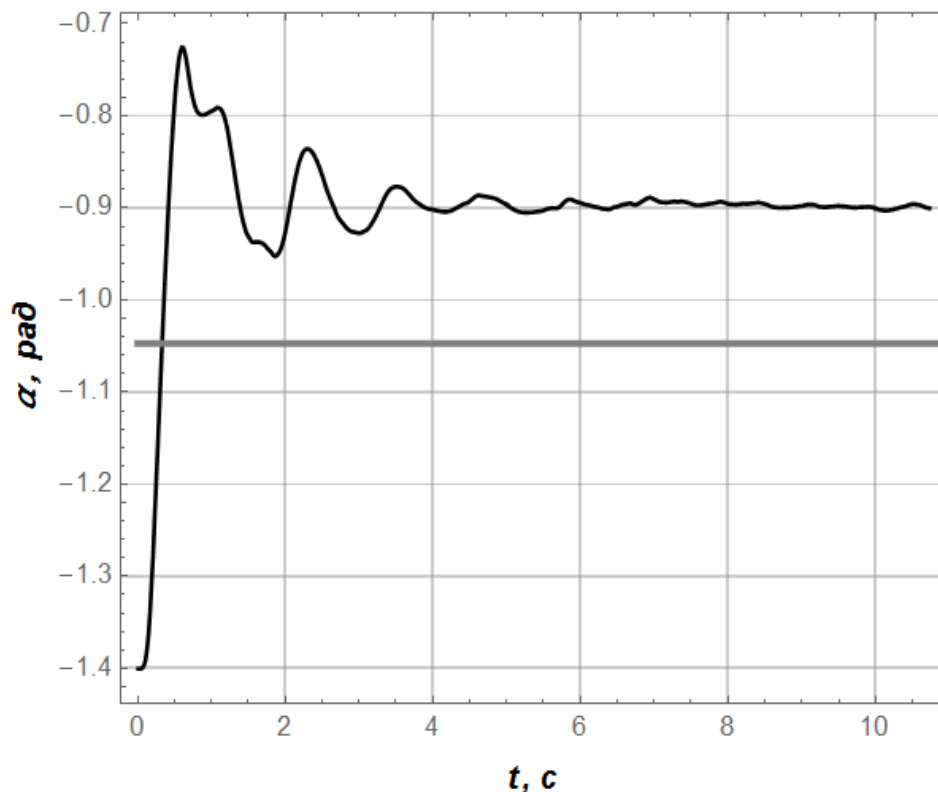


Рисунок 4.8 – Графік зміни величини α , що відповідає експерименту № 9 (найбільше значення перерегулювання серед всіх проведених експериментів)

Короткочасне відхилення гирьки в ліво від стержня, тобто у сторону зростання кута стержня, зумовлює значне відхилення самого стержня вверх. Крім того, значною є і відносна усталена похибка регулювання (для випадку, який відповідає рис. 4.8, ця величина рівна 41,59%).

Загалом проведений аналіз підводить до висновку: синтез нейрорегулятора повинен враховувати величину α_{st} . Остання повинна бути включена як компонент вхідного вектора ШНМ-2 (не дивлячись на те, що вона буде константою).

Тривалість перехідного процесу (яка визначається як момент, при якому кут стержня відхиляється від усталеного значення не більше, ніж на 2%) для всіх експериментів є достатньо незначною. Вона знаходиться у діапазоні 1,20...3,55 с. Більші значення цього показника відповідають більшій динамічній дії коливань гирьки (рис. 4.9), які впливають на коливання кута нахилу стержня.

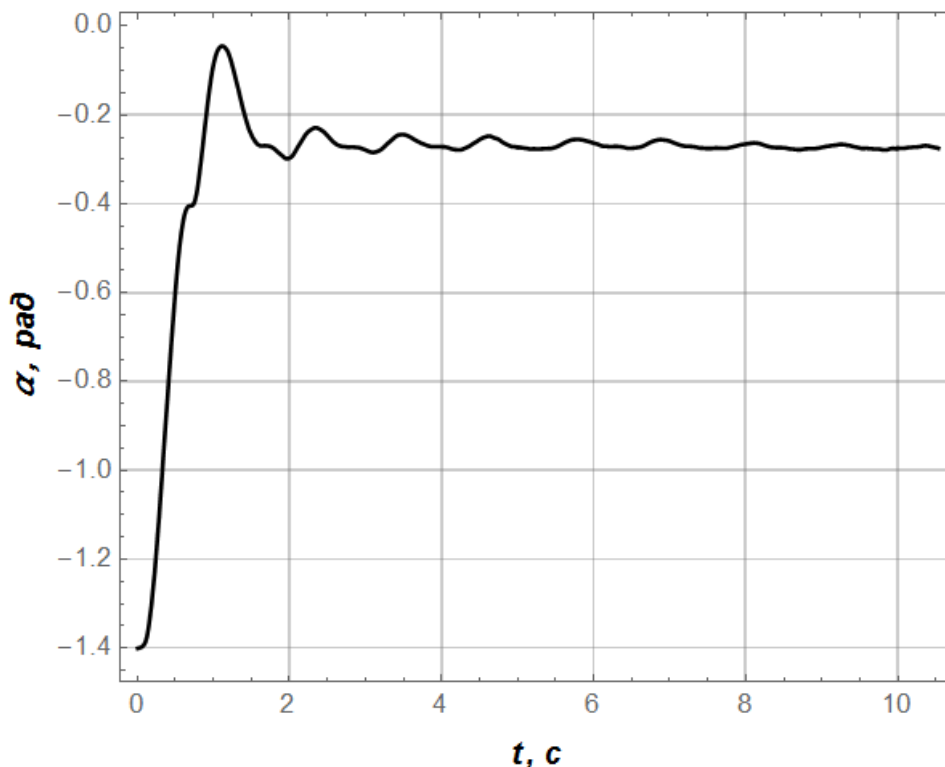


Рисунок 4.9 – Графік зміни величини α , що відповідає експерименту № 10 (найбільша тривалість регулювання серед всіх проведених експериментів)

Що стосується середньоквадратичного значення похибки регулювання протягом перехідного режиму, то при $\alpha_{st}=0$ ця величина є найбільшою (у порівнянні із експериментами для яких $\alpha_{st}=-0,52$ рад та $\alpha_{st}=-1,05$ рад). Це можна пояснити тим, що динамічна система відносно тривалий час знаходиться у стані з великими похибками. Дійсно, похибка, тобто різниця $\alpha_{st}-\alpha$, є більшою для вказаного випадку $\alpha_{st}=0$, ніж для інших значень α_{st} .

Для цього ж випадку ($\alpha_{st}=0$) характерні і більші значення максимальної кутової швидкості маятника. Їх можна пояснити тим, що стержень при досягненні уставки кута встигає достатньо сильно розігнатись.

Аналогічна причина впливає на максимальну кутову швидкість пропелера та середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера: для випадку $\alpha_{st}=0$ вони є більшими, ніж для інших значень α_{st} .

Для всіх проведених експериментів початкова напруга живлення двигуна пропелера рівна 12 В. Однак, середньоквадратичне значення напруги живлення приводу є варіабельною величиною. Вона залежить від α_{st} : для випадку $\alpha_{st}=0$ значення цього показника є більшими. Найменші значення середньоквадратичного значення напруги живлення приводу під час перехідного режиму руху системи відповідають випадку $\alpha_{st}=-1,05$ рад, що відповідає меншій тривалості перехідного режиму руху динамічної системи та меншим значенням похибки під час руху стержня.

4.5 Дослідження роботи нейрорегулятора доповненого інтегральною складовою

4.5.1 Обґрунтування доповнення структури регулятора

Одним із недоліків у роботі синтезованого нейрорегулятора руху динамічної системи є значні величини усталеної похибки регулювання. Це мотивує до продовження досліджень з метою усунення вказаного (і не тільки цього) недоліку.

Аналізуючи наведені вище дані, можна встановити, що нейрорегулятор досить добре виводить систему у окіл уставки кута α_{st} . Тому раціональним підходом є виведення системи у окіл за допомогою нейрорегулятора і після цього мінімізація (в ідеальному випадку зведення до нуля) відносної усталеної похибки регулювання.

У регуляторах, які знайшли широке використання у різного роду автоматизованих процесах, ця задача вирішується шляхом використання інтегральної складової. Наприклад, у ПІД-регуляторі саме інтегральна складова відповідає за усунення усталеної похибки регулювання. Тому доцільно використати комбінацію нейрорегулятора та інтегральної складової (рис. 4.10). Перша виконує виведення динамічної системи у окіл уставки, а друга забезпечує усунення усталеної похибки регулювання.

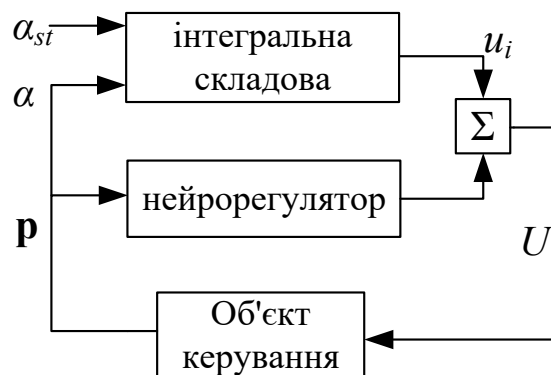


Рисунок 4.10 – Зв'язки між об'єктом керування нейрорегулятором (ШНМ-2) та інтегральною складовою регулятора

Вираз, за яким функціонує інтегральна складова, у дискретній формі описується наступною залежністю:

$$u_i = (\alpha_{st} - \alpha_i)K_I + u_{i-1}, \quad (4.7)$$

де u_i та u_{i-1} – керування (напруга), яке відповідає інтегральній складовій регулятора на поточній та попередній ітераціях керування відповідно; K_I – коефіцієнт, який пропорційній впливу інтегральної складової на вихідний сигнал регулятора (напругу, що подається на двигун). У рамках даного

дослідження прийнято $K_I=10$. Однак, питання обґрунтованого вибору величини K_I залишається відкритим, оскільки прийняте значення K_I буде мати вплив на якісні показники регулювання.

4.5.2 Планування експериментальних досліджень та аналіз отриманих результатів

Для того, щоб встановити ефективність застосування комбінованого регулятора (нейрорегулятора із інтегральною складовою) проведемо серію експериментальних досліджень. План досліджень – такий же як і для експериментів з нейрорегулятором (табл. 4.2). Це зроблено для того, щоб мати можливість дослідити вплив інтегральної складової на якість регулювання. Перелік оціночних показників також не був змінений. Їх чисельні значення наведені у табл. 4.4. Дані для інших експериментів (№2, №3, №5-9, №11 та №12) цієї серії представлені у Додатку Г (табл. Г.2). У експериментах №4 та №10 спостерігався нестійкий стан регулювання, про що буде сказано дещо пізніше.

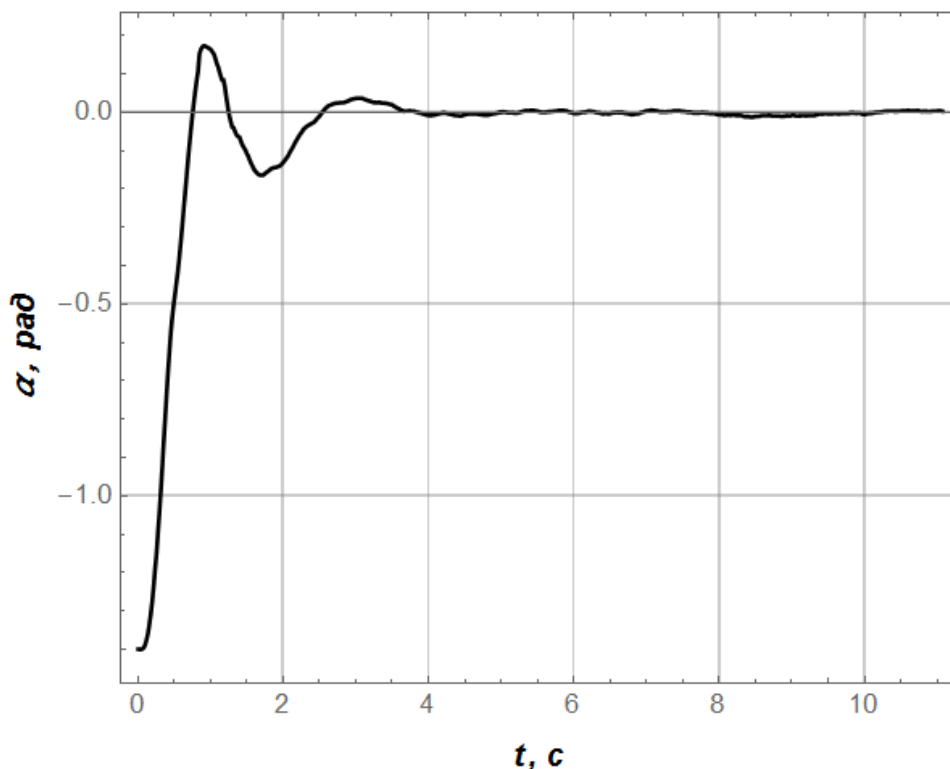
Таблиця 4.4 – Оціночні показники якості регулювання руху динамічної системи за допомогою нейрорегулятора із інтегральною складовою для експерименту № 1

Показник	Одиниця вимірювання	Значення показника
1	2	3
Перерегулювання	%	12,35
Тривалість перехідного процесу	с	3,16
Відносна усталена похибка регулювання	%	0,18
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,46
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	3,35

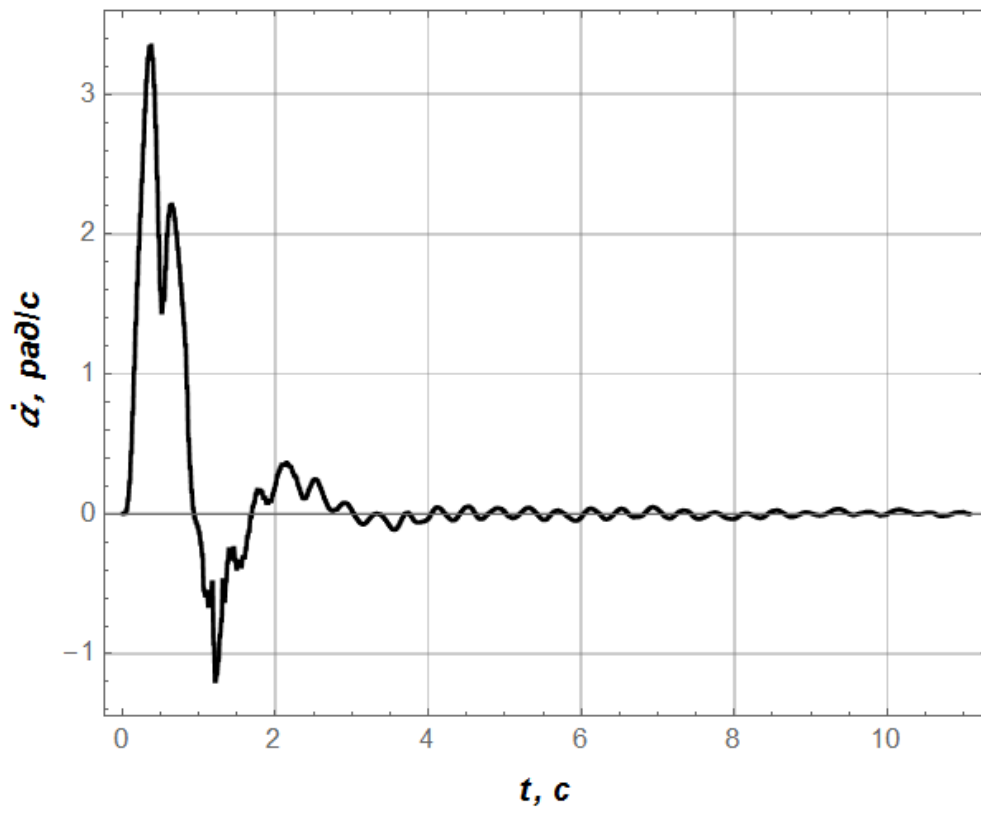
Продовження таблиці 4.4

1	2	3
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	3,35
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	719,4
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	554,2
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	5,89

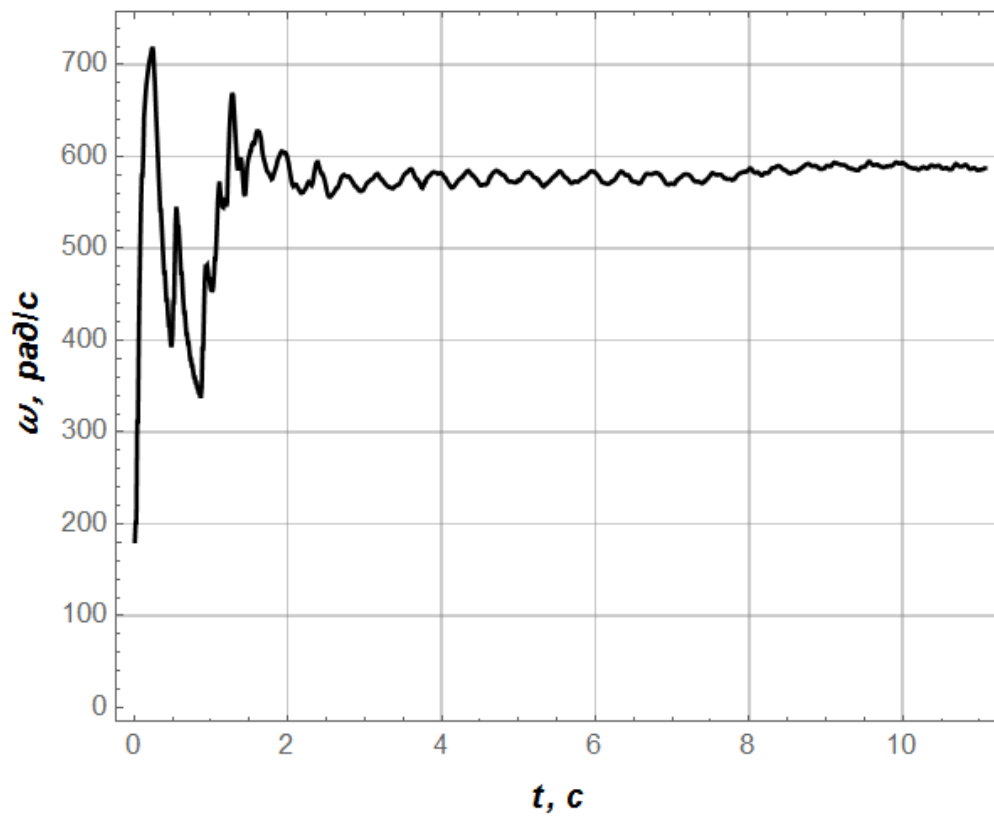
Також наведемо графічні залежності, які відповідають отриманим експериментальним даним (рис. 4.11). Аналіз чисельних даних, які наведено у табл. 4.3, а також тих, що приведені у Додатку Г (табл. Г.2) вказує на те, що введення інтегральної складової у структуру регулятора дозволяє значно зменшити відносну усталену похибку регулювання. Вона для всіх експериментів зменшилась у 19,66...165,22 рази (порівняння проведено для експериментів, які проходили при подібних умовах).



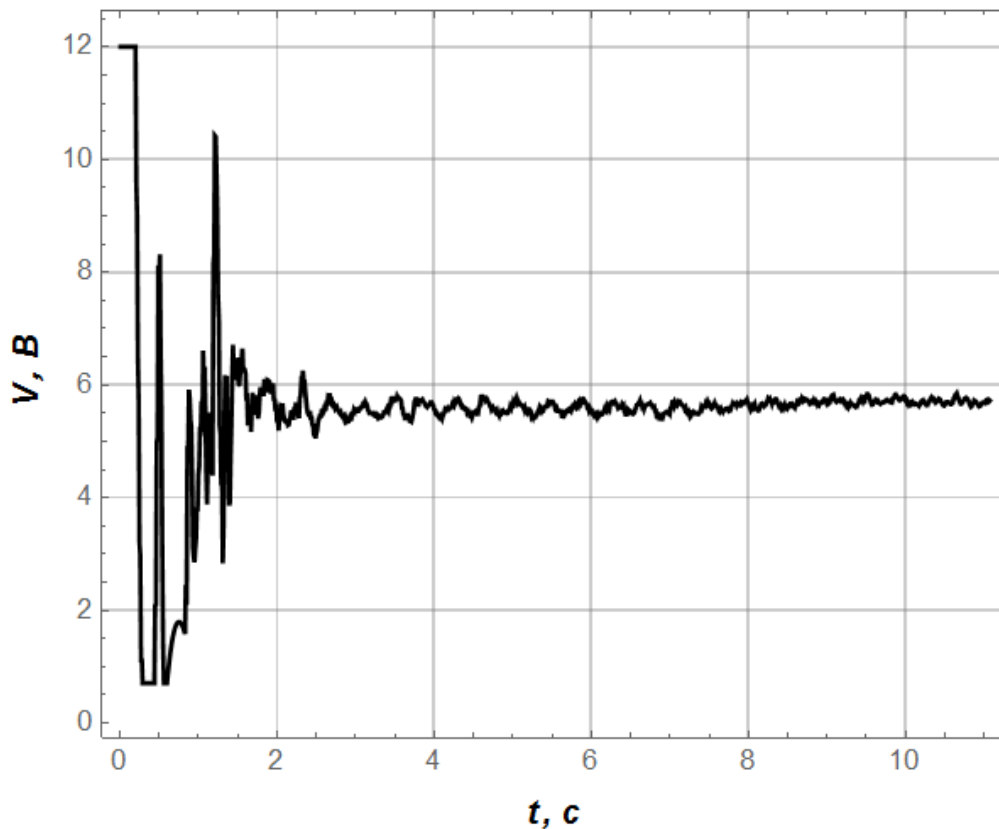
а)



б)



в)



г)

Рисунок 4.11 – Графіки отриманих експериментальних даних, що відповідають експерименту №1 для роботи нейрорегулятора із інтегральною складовою: а) величина α ; б) величина $\dot{\alpha}$; в) величина ω ; г) напруга живлення двигуна пропелера

Таке значне покращення якості регулювання досягнуто завдяки дії саме інтегральної складової регулятора.

Разом з тим, у роботі модифікованого регулятора з'явилися певні недоліки. Наприклад, перерегулювання в середньому (тобто за всіма експериментами, крім експериментів №4 та №10) збільшилось всього на 12,5%.

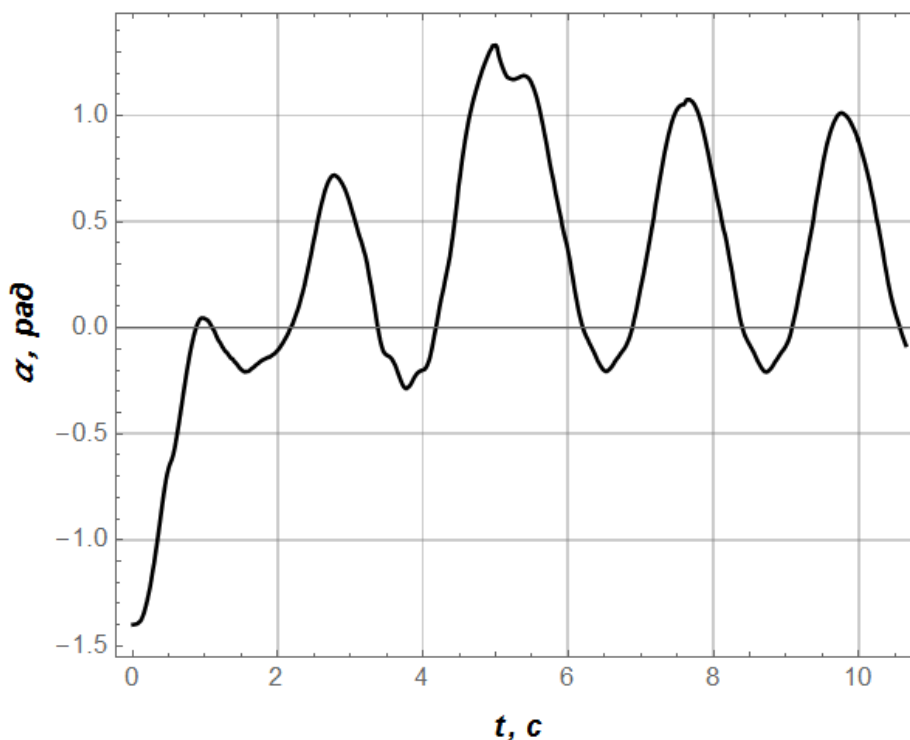
Тривалість регулювання для одних експериментів зменшилась, а для других збільшилась. Тут прослідковується певна закономірність: для експериментів для яких $\alpha_{st} = -1,05$ рад та $\alpha_{st} = -0,52$ рад цей показник зменшився у 0,87...1,86 рази. Для випадку $\alpha_{st} = 0$ рад показник тривалості регулювання

зріс, що є наслідком близькості окола уставки $\alpha_{st}=0$ до межі стійкості регулювання.

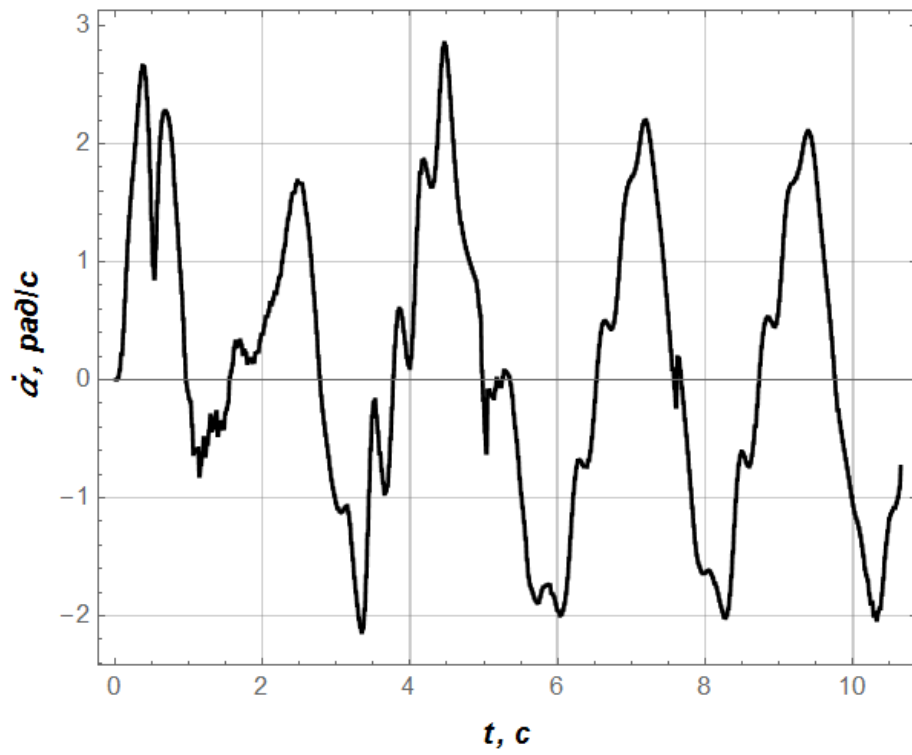
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму змінилось у 0,75...1,35 рази. Тобто загальної тенденції до зміни цього показника не спостерігається. Також не спостерігається значних змін показників середньоквадратичного значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму, максимальної кутової швидкості маятника, максимальної кутової швидкості пропелера, середньоквадратичного значення кутової швидкості пропелера.

Надалі опишемо два випадки нестійкого регулювання (експерименти №4 та №10).

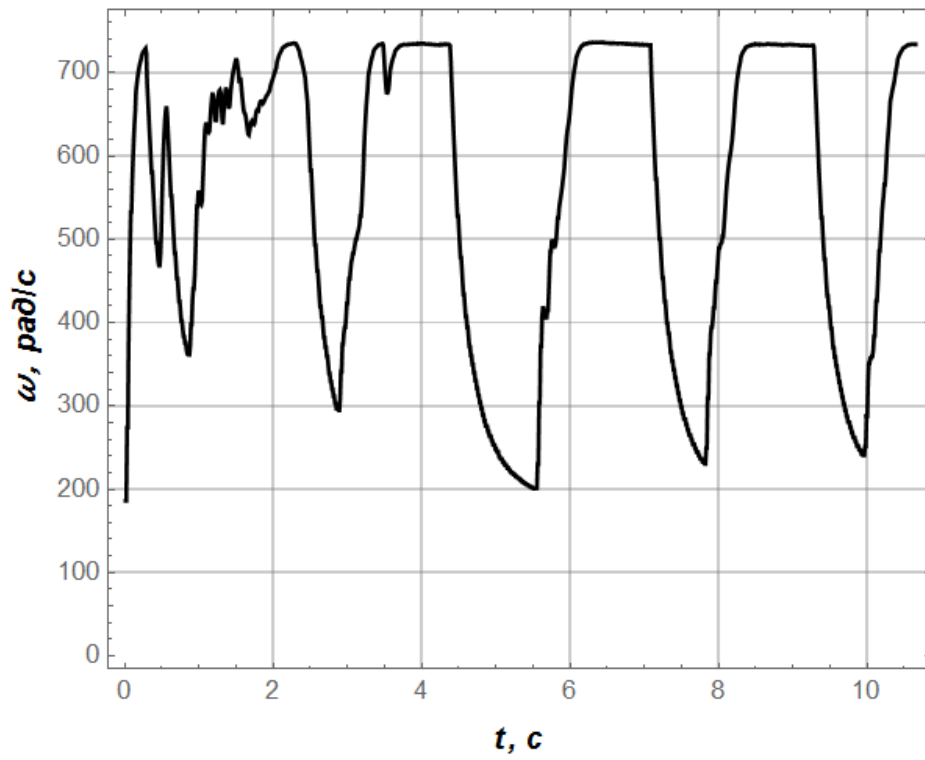
Тут немає сенсу наводити чисельні значення оціночних показників. Натомість наведемо графічні залежності (рис. 4.12 та 4.13), які дозволять встановити якісну картину процесу регулювання та визначити причини втрати стійкості регулювання.



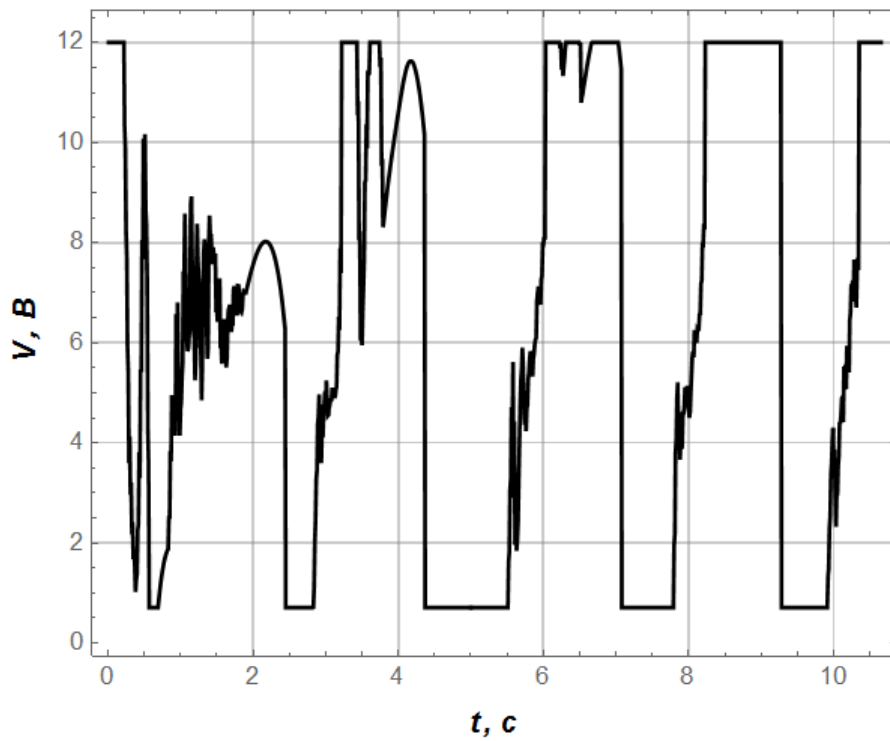
а)



б)

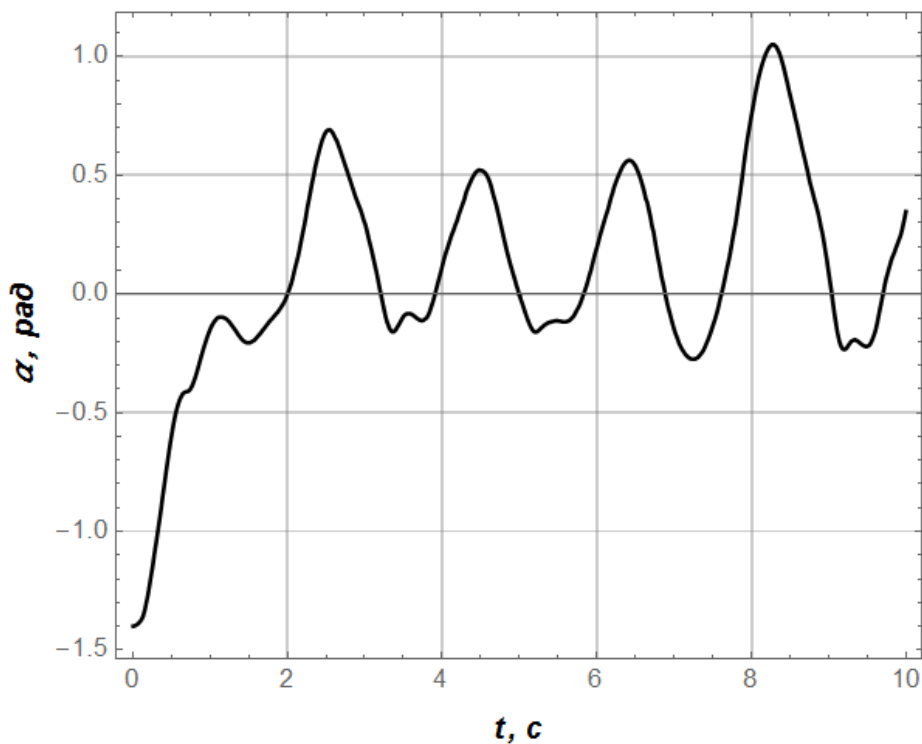


в)

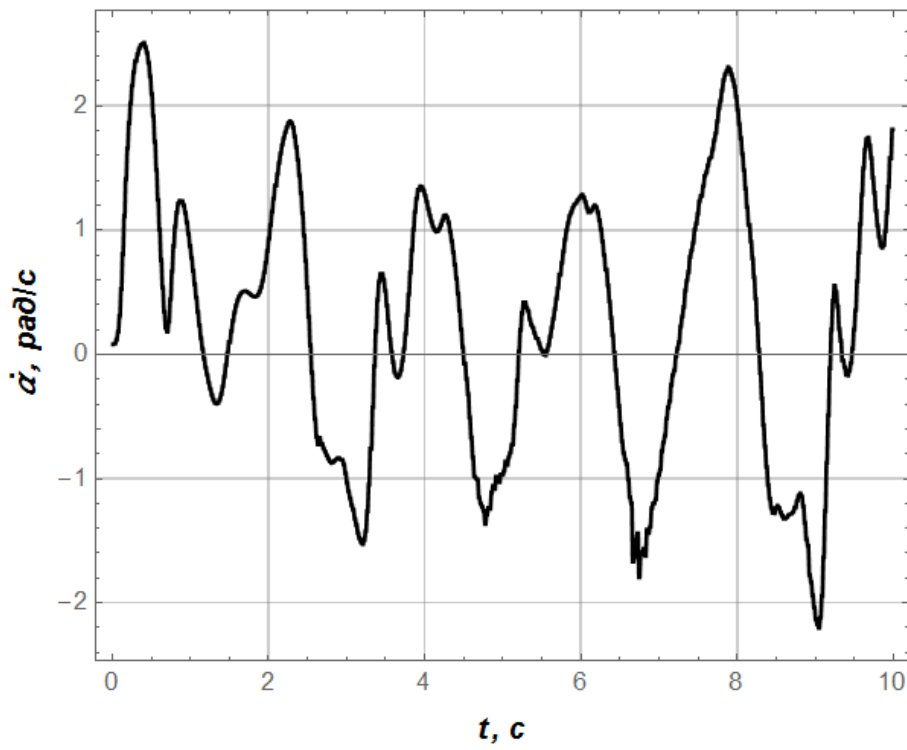


г)

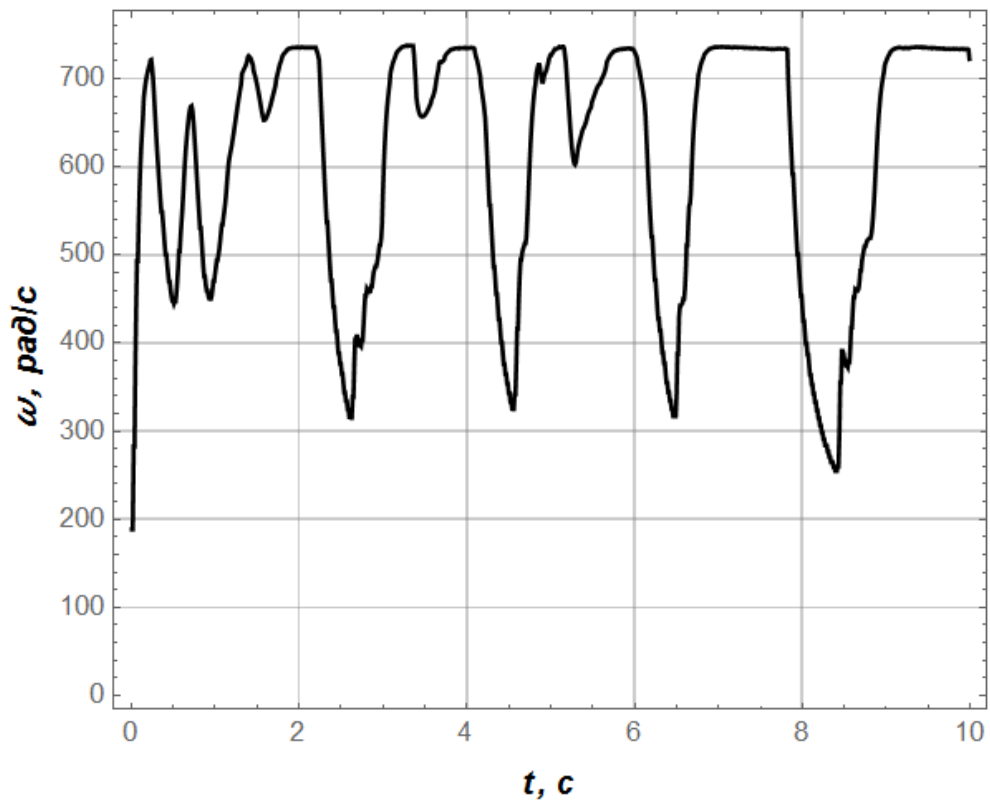
Рисунок 4.12 – Графіки отриманих експериментальних даних, що відповідають експерименту №4 для роботи нейрорегулятора із інтегральною складовою: а) величина α ; б) величина $\dot{\alpha}$; в) величина ω ; г) напруга живлення двигуна пропелера



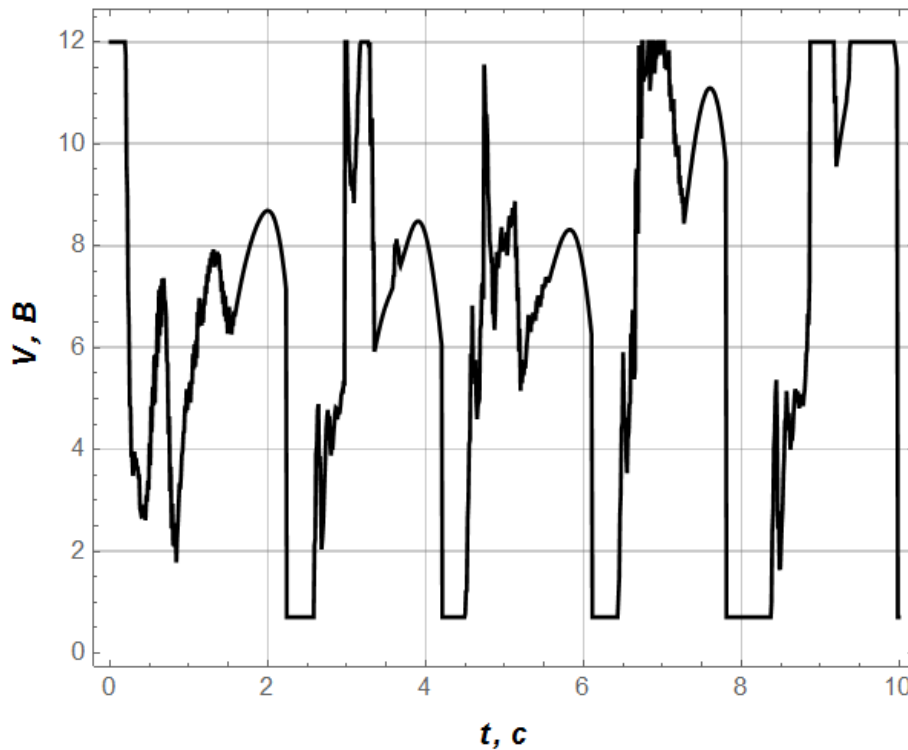
а)



б)



В)



г)

Рисунок 4.13 – Графіки отриманих експериментальних даних, що відповідають експерименту №10 для роботи нейрорегулятора із інтегральною складовою: а) величина α ; б) величина $\dot{\alpha}$; в) величина ω ; г) напруга живлення двигуна пропелера

Аналіз графічних залежностей, які представлені на рис. 4.12 та рис. 4.13, показує, що втрата стійкості регулювання виникає у околі уставки $\alpha_{st}=0$. При цьому спостерігаються характерні для цього режиму руху коливання стержня у цій області. Напруга живлення, а також кутова швидкість пропелера мають періодичний характер зміни (рис. 4.12, рис. 4.13, в та г). Кутова швидкість стержня також змінюється періодично. Однак, на неї має вплив динамічна дія, що викликана рухом гирьки. Про це свідчить характерна вища гармоніка коливань (її частота відповідає частоті коливань гирьки 1,28 Гц для експерименту №4 та 0,91 Гц для експерименту № 10), яка накладається на основну частоту коливань стержня.

Аналіз графічних залежностей (рис. 4.12 та рис. 4.13) показує, що основна причина втрати стійкості регулювання полягає у тому, що

інтегральна складова є досить інерційною. Вона впливає на збільшення величини напруги живлення двигуна пропелера. Однак, коли стержень досягає уставки $\alpha_{st}=0$ „накопичене” значення інтегральної складової зумовлює подальший рух стержня в сторону збільшення кута і він переходить у область додатних значень (рис. 4.12, рис. 4.13, а), тобто продовжує рух у четвертому квадранті. При цьому проекція ваги стержня та всього обладнання, яке на ньому знаходиться, яку необхідно подолати підйомній силі пропелера, стає меншою. Це зумовлює швидке збільшення кута стержня. Однак, у четвертому квадратні похибка регулювання стає від’ємною. Це зумовлює зменшення інтегральної складової і, як наслідок, зменшення напруги живлення приводу пропелера. У свою чергу це викликає зменшення підйомної сили останнього та повернення стержня у перший квадрант.

Повторення описаних процесів викликає періодичність у русі динамічної системи.

Для того, щоб усунути вказаний недолік необхідно виконувати подальше вдосконалення алгоритму функціонування регулятора. Одним із можливих варіантів такого вдосконалення є застосування іншого алгоритму роботи інтегральної складової регулятора:

$$u_i = \begin{cases} (\alpha_{st} - \alpha_i)K_{I.1} + u_{i-1} & \text{якщо } \alpha_{st} - \alpha_i \geq 0; \\ (\alpha_{st} - \alpha_i)K_{I.4} + u_{i-1} & \text{якщо } \alpha_{st} - \alpha_i < 0; u_i \geq 0, \end{cases} \quad (4.8)$$

де $K_{I.1}$ та $K_{I.4}$ – коефіцієнти, що пропорційні впливу інтегральної складової на вихідний сигнал регулятора (напругу, що подається на двигун) для першого та четвертого квадрантів регулювання відповідно, причому $K_{I.1} < K_{I.4}$. Таке співвідношення значень коефіцієнтів $K_{I.1}$ та $K_{I.4}$ викличе повільне наростання інтегральної складової в околі уставки у першому квадратні і швидке її зменшення (відповідно зменшення і напруги живлення приводу) у четвертому квадранті.

Загалом, модифікація інтегральної складової (4.8) є нелінійною, а величини коефіцієнтів $K_{I,1}$ та $K_{I,4}$ необхідно, у загальному випадку, визначати на основі оптимізаційних підходів. У першому наближенні вони можуть бути задані, наприклад, такими $K_{I,1}=10$, $K_{I,4}=50$.

Доцільність застосування того чи іншого алгоритму роботи інтегральної складової регулятора необхідно досліджувати шляхом проведення відповідних експериментів, що представляє предмет подальших досліджень.

Окремі результати досліджень опубліковані у праці [11].

Висновки до четвертого розділу:

1. Розроблено підхід до вирішення задачі оптимального керування, що базується на двох ШНМ: перша (ШНМ-1) працює як математична модель динамічної системи (предиктор динаміки руху), а друга (ШНМ-2) використовується як регулятор руху системи. Процедури їх навчання були різними. Для навчання ШНМ-1 був застосований метод ADAM. Цей підхід пов'язаний з наявністю значного об'єму навчальних даних і дозволяє отримати якісний прогноз динаміки руху нелінійної динамічної системи. ШНМ-2 була навчена із використанням методу ME-D-PSO (безградієнтний метод оптимізації). Це забезпечило стійкість руху динамічної системи та високу якість її керування.
2. Всі теоретичні дані були підтверджені експериментальними дослідженнями. Однак, деякі небажані властивості керування присутні: значна усталена похибка регулювання $-5,78\%$ та значне перерегулювання $45,15\%$. Очевидно, що для того, щоб усунути ці недоліки необхідно виконати модифікацію постановки задачі синтезу нейрорегулятора, тобто узагальнений критерій Cr повинен включати вказані вище значення перерегулювання та усталеної похибки регулювання.
3. Встановлено, що робота нейрорегулятора є якісною при дії зовнішніх збурень на динамічну систему для випадку $\alpha_{st}=0$ (випадок для якого був розрахований нейрорегулятор). Зміна величини α_{st} призводить до погіршення якісних показників регулювання. Однак, при цьому зберігаються критичні властивості регулятора: забезпечення стійкості руху динамічної системи, виведення системи із початкового положення у окіл уставки.
4. Для того, щоб досягнути універсальності регулятора при відпрацюванні уставки кута нахилу стержня необхідно при синтезі регулятора враховувати величину уставки. Значення уставки повинно

надходити на один із входів нейрорегулятора. Однак, це потребує розробки нового алгоритму навчання ШНМ-2, що визначає перспективу подальших досліджень у цьому напрямку.

5. Розроблено модифікацію регулятора шляхом введення у його структуру інтегральної складової. Остання дозволила у 19,66...165,22 рази зменшити відносну усталену похибку регулювання при незначній зміні інших показників регулювання. Однак, введення інтегральної складової призводить у деяких випадках до нестійкості регулювання. Ці випадки відповідають умові $\alpha_{st}=0$, що визначає особливий стан динамічної системи, коли процес регулювання відбувається близько до межі стійкості її руху. Очевидно, що для усунення вказаного недоліку необхідно виконувати подальше вдосконалення алгоритму функціонування регулятора.

Список використаних у четвертому розділі джерел:

1. Saha P., Egerstedt M., Mukhopadhyay S. Neural Identification for Control. *IEEE Robotics and Automation Letters*, 2021, vol. 6, Issue 3, 9384260, pp. 4648-4655. doi: 10.1109/LRA.2021.3068099
2. Forgione M., Piga D. dynoNet: A neural network architecture for learning dynamical systems. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2021, vol 35, Issue 4, pp. 612-626. doi: 10.1002/acs.3216
3. Samal D., Bisoi R., Sahu B. Identification of nonlinear dynamic system using machine learning techniques. *International Journal of Power and Energy Conversion*, 2021, vol. 12, Issue 1, pp. 23-43. doi: 10.1504/IJPEC.2021.113041
4. Nakamura-Zimmerer T., Gong Q., Kang W. QRnet: Optimal Regulator Design With LQR-Augmented Neural Networks. *IEEE Control Systems Letters*, 2021, vol. 5, no. 4, pp. 1303-1308. doi: 10.1109/LCSYS.2020.3034415.
5. Gu W., Valavanis K. P., Rutherford M. J., Rizzo A. A Survey of Artificial Neural Networks with Model-based Control Techniques for Flight Control of Unmanned Aerial Vehicles, presented at the 2019 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS), 2019, pp. 362-371. doi: 10.1109/ICUAS.2019.8797853.
6. Savitzky A., Golay M.J.E. Smoothing and Differentiation of Data by Simplified Least Squares Procedures. *Analytical Chemistry*, 1964, vol. 36 (8), pp. 1627-1639. doi: 10.1021/ac60214a047
7. Kingma D.P., Ba J. Adam: A Method for Stochastic Optimization. Cornell University Library, 2014, URL: <https://arxiv.org/abs/1412.6980>
8. Romasevych Y., Loveikin V., Dudnyk A., Loveikin Y. Optimal constrained PI-controllers tuning for real-world plants, presented at the 2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology, Kharkiv, Ukraine, 2020, pp. 47–52, 9250108. doi: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250108

9. Romasevych Yu., Loveikin V. A Novel Multi-Epoch Particle Swarm Optimization Technique. *Cybernetics and Information Technologies*, 2018, vol. 18(3), pp. 62-74. doi: 10.15199/48.2019.07.08
10. Romasevych Yu., Loveikin V., Makarets V. Optimal Constrained Tuning of PI-Controllers via a New PSO-Based Technique. *International Journal of Swarm Intelligence Research*, 2020, vol. 11, Issue 4, pp. 87-105. doi: 10.4018/IJSIR.2020100104
11. Ромасевич Ю.О., Ловейкін В.С., Шевчук О.Г. Ідентифікація математичної моделі лабораторної установки ланки квадрокоптера. *Енергетика і автоматика*. 2020. №4. С. 27-37.

РОЗДІЛ 5

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА РУХУ СИСТЕМИ «КРАН-ВАНТАЖ»

5.1 Короткий аналіз наукових публікацій за темою дослідження

Вантажопідйомні крани прольотного типу часто використовуються в портах, на складах лісоматеріалів, цехах металургійних та машинобудівних підприємств. На роботу кранів, які розташовані на відкритому повітрі, впливають не тільки коливання вантажу, які виникають при переміщенні вантажу, а й зовнішні стохастичні впливи, які не можна передбачити. Це значно знижує продуктивність роботи крана та може створювати небезпеку для працівників, які безпосередньо з ним працюють. Їх усунення пов'язано з додатковими витратами часу, протягом яких кранівник виконує керуючі впливи на кран. Вони забезпечують усунення коливань вантажу ціною напруженої роботи кранівника, а також втрат енергії на виконання додаткових переміщень крана.

Над розробкою методів оптимізації роботи кранів працювало багато науковців. Для усунення коливання вантажу під час роботи крану А. Шестак із співавтором запропонували у статті [1] метод керування моментом приводного асинхронного двигуна з використанням сучасних частотно-керованих електроприводів. Він дає змогу враховувати змінні параметри системи (наприклад, довжину гнучкого підвісу вантажу).

Х. Селамат із співавторами обґрунтували у статті [2] використання онлайн-адаптивної техніки формування команд для ефективного зниження навантаження на кран. Даний метод дозволяє динамічно враховувати зміну довжини підвісу вантажу і відхилення його від вертикалі.

В.С. Щербаков із співавторами [3] запропонували метод гасіння маятникових коливань вантажу, переміщуваного краном мостового типу з

релейним типом керування, при разовому включенні приводу на розгін і подальшому гальмуванні до нульової швидкості з постійним прискоренням.

Х.І. Джафар із співавторами запропонували [4] метод зниження коливань вантажу на гнучкому за допомогою ПД- і ПДД-регуляторів. ПД-регулятор впливає на динаміку руху крана, а ПДД-регулятор – на рух вантажу. Для налаштування ПДД-регулятора використані наступні критерії: інтеграл абсолютної похибки та інтеграл квадратичної похибки. Для пошуку оптимальних коефіцієнтів регуляторів використано метод рою часток (PSO).

А. Актас із співавторами у статті [5] запропонували процедуру налаштування ПДД-регуляторів, яка дала змогу підвищити плавність руху крана.

Х. Чен із співавторами у дослідженні [6] запропонували новий оптимізований за часом метод планування траєкторій руху крана. Зокрема, на основі метода диференціальної площини спочатку визначається початок руху системи. Після цього розраховується траєкторія руху системи, яка має вигляд кривої В-сплайну, що забезпечує плавність руху системи.

Х. Лю із співавторами у роботі [7] запропонував метод планування траєкторії руху крана, який ґрунтується на кривих Безьє та методі оптимізації роєм часточок (PSO-BC). В результаті його використання авторам вдалось отримати обмеження маятникових коливань вантажу.

Я. Смочек із співавтором у роботі [8] запропонували новий підхід до керування, який базується на прогнозуванні виникнення коливань вантажу та обмеження їх за допомогою керування, що розроблено на базі методу рою часток. Метод оптимізації рою часток застосовується для визначення оптимального алгоритму руху крана.

К.А. Альганім із співавтором запропонували [9] оптимальний профіль прискорення крана, який дав змогу зменшити залишкові коливання вантажу при зміні напрямку руху крана. Цей підхід забезпечує одночасний рух механізмів переміщення крана та підйому вантажу.

О.Б. Неженцев з співавтором у статті [10] описав два розроблені способи гальмування вантажопідійомних кранів, що дозволяють значно зменшити амплітуду коливань вантажу та динамічні навантаження. Перший спосіб полягає у поетапному гальмуванні електроприводом крану і механічним гальмом за певним законом. Другий спосіб полягає у вимірюванні поточної маси вантажу і введенні в роторне коло ротора двигуна відповідного опору для зменшення динамічних навантажень на кран.

Д.В. Дієп із співавтором у статті [11] представили метод налаштування ПД-регуляторів для запобігання маятниковим коливанням вантажу з урахуванням довжини його гнучкого підвісу та контролю положення козлового крана. При цьому автори використали метод рою часточок (PSO), що дозволив виконати пошук оптимальних значень коефіцієнтів ПД-регуляторів.

Н.І. Моххамед із співавторами в статті [12] запропонував оптимізацію системи керування краном прольотного типу з використанням ПД-ПД-регулятора налаштованого за допомогою методу рою часток (PSO). Для розрахунку траєкторії руху крану були використані критерії, які відображають тривалість на опускання і піднімання вантажу та тривалість перехідного процесу. Ці критерії також використані для налаштування ПД-регулятора.

Ч. Ван із співавторами [13] на основі оптимізації рою часточок PSO запропонували новий нечіткий нейромережевий режим керування. Режим керування включає в себе позиціонування крана та дії по усуненню маятникових коливань вантажу.

З. Сан із співавторами у статті [14] розробили метод оптимального керування на базі нечіткого регулятора (FSMC). Регулятор налаштовано відповідно до динамічних характеристик крана.

Проведений аналіз показав значну зацікавленість наукової спільноти у вирішенні задачі усунення маятникових коливань вантажу, що закріплений на гнучкому підвісі. У більшості наукових досліджень переважають методи

багатомірної оптимізації. Запропоновані методи не були випробувані в реальних умовах і не відомо як зміна параметрів системи «кран-вантаж» вплине на ефективність усунення коливань вантажу. Крім того, більшість авторів у розрахунках не використовували обмежень на рух систем, наприклад на величину рушійного зусилля, швидкість його зміни в часі, швидкість руху крана тощо.

5.2 Постановка задачі

Для проведення досліджень використано двомасову динамічну модель крану з вантажем, яка зображена на рис. 5.1.

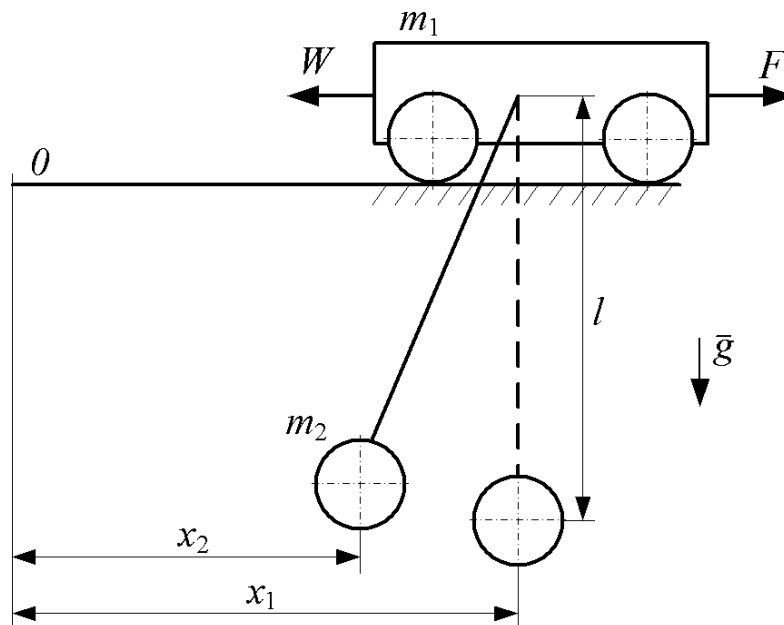


Рисунок 5.1 – Динамічна модель руху системи «кран-вантаж»

Динамічна модель, яка зображена на рис. 5.1, описується математичною моделлю:

$$\begin{cases} m_1 \ddot{x}_1 + m_2 \ddot{x}_2 = F - W; \\ x_1 = x_2 + \frac{l}{g} \ddot{x}_2, \end{cases} \quad (5.1)$$

де x_1 і x_2 – узагальнені координати зведених мас крана і вантажу відповідно; m_1 і m_2 – зведені маси крана і вантажу відповідно; F – зведене рушійне або гальмівне зусилля приводу крана; W – сила статичного опору переміщення крана ($W=(m_1+m_2)g \cdot 0,01$); l – довжина гнучкого підвісу вантажу; g – прискорення вільного падіння.

Для того, щоб виконати постановку задачі синтезу оптимального регулятора руху крана необхідно задати крайові умови руху зведених мас системи. Вони мають вигляд:

$$\begin{cases} x_1(0) = x_2(0) = \dot{x}_1(0) = \dot{x}_2(0) = 0; \\ x_1(T) = x_2(T) = x_T, \dot{x}_1(T) = \dot{x}_2(T) = V, \end{cases} \quad (5.2)$$

де T – тривалість розгону системи; x_T – відстань на яку переміститься кран у кінці розгону; V – ustalена швидкість руху крана. Крайові умови (5.2) означають рух системи зі стану спокою, а термінальний (кінцевий) стан системи означає ustalений рух із усуненням маятникових коливань вантажу.

Існує безліч способів (керувань) переведення системи «кран-вантаж» із початкового у кінцевий стан. Серед цієї множини необхідно обрати один, який би забезпечував мінімізацію критерію:

$$Int = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T P^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (F \cdot \dot{x}_1)^2 dt} \rightarrow \min, \quad (5.3)$$

де P – потужність, яку споживає двигуна механізму переміщення крана. Критерій (5.3) відображає витрати енергії під час розгону крана. Бажано, щоб витрати енергії були мінімальними – це дозволить підвищити енергоефективність його роботи.

У даному дослідженні використаємо обмеження на величину рушійного зусилля та швидкість його зміни в часі, а також на реверс крана. Перше обмеження пов'язане із перевантажувальною здатністю приводу механізму переміщення крана, а друге – із обмеженням на швидкість наростання струму

в частотному перетворювачі, який виступає джерелом живлення електроприводу крана.

Обмеження пов'язане із перевантажувальною здатністю приводу механізму переміщення крана представляється в наступному вигляді:

$$F_{\min} \leq F \leq F_{\max}, \quad (5.4)$$

де F_{\min} та F_{\max} – мінімально та максимально можливі значення рушійного зусилля приводу механізму переміщення крану. Також накладається обмеження на швидкість зміни рушійного зусилля:

$$\dot{F}_{\min} \leq \dot{F} \leq \dot{F}_{\max}, \quad (5.5)$$

де \dot{F}_{\min} та \dot{F}_{\max} – мінімально і максимально можливі швидкості наростання рушійного зусилля.

Окрім обмежень на величину та швидкість наростання (спадання) рушійного зусилля слід врахувати ще обмеження на реверс крана та неперевищення його номінальної швидкості:

$$0 \leq \dot{x}_1 \leq V, \quad t \in [0, T]. \quad (5.6)$$

Кінематичні обмеження (5.6) досягаються за рахунок регулювання рушійного зусилля. Як тільки швидкість крана виходить на обмеження, наприклад $\dot{x}_1 = V$, подальше збільшення рушійного зусилля, яке може викликати пришвидшення крана, припиняється. Аналогічна ситуація відбувається при $\dot{x}_1 = 0$ з тією лише різницею, що вводиться заборона гальмівного (від'ємного) зусилля приводу, яке змінює напрям руху крана після його зупинки (коли змінюється знак \dot{x}_1).

Таким чином, задача оптимального керування рухом системи «кран-вантаж» поставлена.

5.3 Дослідження стійкості регулювання руху динамічної системи «кран-вантаж»

Однією із головних вимог при синтезі оптимального регулятора є забезпечення стійкості руху системи. Дослідження стійкості регулювання руху системи «кран-вантаж» проведемо використовуючи модель (5.1). Для цього із врахуванням другого рівняння системи (5.1) подамо перше рівняння у наступному вигляді:

$$m_1 \left(\ddot{x}_2 + \frac{l}{g} \cdot \overset{IV}{x}_2 \right) + m_2 \cdot \ddot{x}_2 = F - W. \quad (5.7)$$

Виконаємо спрощення отриманого рівняння (5.7) та отримаємо:

$$(m_1 + m_2) \cdot \ddot{x}_2 + m_1 \cdot \frac{l}{g} \cdot \overset{IV}{x}_2 = F - W. \quad (5.8)$$

Поділимо рівняння (5.8) на коефіцієнт, який стоїть перед вищою похідною і отримаємо:

$$\overset{IV}{x}_2 + \ddot{x}_2 \cdot \frac{m_1 + m_2}{m_1} \cdot \frac{g}{l} = \frac{F - W}{m_1} \cdot \frac{g}{l}. \quad (5.9)$$

Введемо позначення: $\Omega = \sqrt{\frac{m_1 + m_2}{m_1} \cdot \frac{g}{l}}$ – частота коливань вантажу відносно рухомої точки підвісу; $\Omega_0 = \sqrt{\frac{g}{l}}$ – частота коливань математичного маятника; $\dot{x}_2 = y_2$ (ця заміна дасть змогу понизити порядок рівняння (5.9) на одиницю); $u = \frac{F - W}{m_1}$ – регулювання (функція регулювання руху системи).

Тоді можемо математичну модель руху системи (5.9) представити у наступному вигляді:

$$\ddot{y}_2 + \Omega^2 \cdot \dot{y}_2 = u \Omega_0^2 \quad (5.10)$$

Регулятор руху динамічної системи «кран-вантаж» представимо у такому вигляді:

$$u = (x_1 - x_2)K_1 + (V - \dot{x}_1) \cdot K_2 + (V - \dot{x}_2) \cdot K_3, \quad (5.11)$$

де K_1 , K_2 , K_3 – коефіцієнти регулятора які необхідно визначити. Із врахуванням заміни $\dot{x}_2 = y_2$ та другого рівняння системи (5.1) вираз (5.11) можна записати у такому вигляді:

$$\begin{aligned} u &= K_1 \cdot \Omega_0^{-2} \cdot \ddot{x}_2 + (V - \dot{x}_2 - \Omega_0^{-2} \cdot \ddot{x}_2) \cdot K_2 + (V - \dot{x}_2) \cdot K_3 = \\ &= V(K_2 + K_3) - (K_2 + K_3)y_2 + K_1 \cdot \Omega_0^{-2} \dot{y}_2 - \Omega_0^{-2} \cdot K_2 \ddot{y}_2. \end{aligned} \quad (5.12)$$

З урахуванням виразу (5.12) рівняння (5.10) можемо представити у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \ddot{y}_2 + \Omega^2 \dot{y}_2 &= \Omega_0^2 \cdot (V(K_2 + K_3) - (K_2 + K_3)y_2 + \\ &+ K_1 \cdot \Omega_0^{-2} \dot{y}_2 - \Omega_0^{-2} \cdot K_2 \ddot{y}_2). \end{aligned} \quad (5.13)$$

Спростуючи рівняння (5.13), будемо мати:

$$\ddot{y}_2 + \dot{y}_2 K_2 + y_2 (\Omega^2 - K_1) + y_2 \Omega_0^2 (K_2 + K_3) = V \Omega_0^2 (K_1 + K_3). \quad (5.14)$$

Характеристичне рівняння, що відповідає (5.14), має такий вигляд:

$$s^3 + s^2 K_2 + s(\Omega^2 - K_1) + \Omega_0^2 (K_2 + K_3) = 0. \quad (5.15)$$

Для того, щоб розв'язок диференційного рівняння (5.14) був стійкий необхідно, щоб корені його характеристичного рівняння (5.15) знаходились у

лівій півплощині, тобто щоб вони мали від'ємні дійсні частини. Це досягається вибором значень коефіцієнтів регулятора K_1 , K_2 , K_3 . Для того, щоб визначити ці значення коефіцієнтів, тобто для забезпечення стійкості руху системи «кран-вантаж», використаємо критерій стійкості Рауса-Гурвіца [15]. Для цього складемо матрицю Гурвіца:

$$H = \begin{bmatrix} K_2 & \Omega_0^2(K_2 + K_3) & 0 \\ 1 & \Omega^2 - K_1 & 0 \\ 0 & K_2 & \Omega_0^2(K_2 + K_3) \end{bmatrix}. \quad (5.16)$$

Тепер складемо діагональні мінори матриці (5.16):

$$\Delta_1 = K_2;$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} K_2 & \Omega_0^2(K_2 - K_3) \\ 1 & \Omega^2 - K_1 \end{vmatrix} = -K_1 \cdot K_2 + K_2 \cdot \Omega^2 - K_2 \cdot \Omega_0^2 - K_3 - \Omega_0^2;$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} K_2 & \Omega_0^2(K_2 + K_3) & 0 \\ 1 & \Omega^2 - K_1 & 0 \\ 0 & K_2 & \Omega_0^2(K_2 + K_3) \end{vmatrix} = (K_2 + K_3) \cdot \Omega_0^2 \cdot (-K_1 \cdot K_2 \cdot \Omega^2 - K_2 \Omega_0^2 - K_3 \cdot \Omega_0^2).$$

Необхідною і достатньою умовою стійкості руху системи «кран-вантаж», згідно критерія Рауса-Гурвіца, є система нерівностей:

$$\begin{cases} \Delta_1 \geq 0; \\ \Delta_2 \geq 0; \\ \Delta_3 \geq 0. \end{cases} \quad (5.17)$$

Із системи нерівностей (5.17) можемо отримати:

$$\begin{cases} K_2 \geq 0; \\ K_1 \leq \Omega^2; \\ -K_2 \leq K_3; \\ K_3 \leq \Omega_0^{-2}(-K_1 \cdot K_2 + K_2(\Omega^2 - \Omega_0^2)). \end{cases} \quad (5.18)$$

Отримані результати дають змогу встановити межі області пошуку коефіцієнтів K_1, K_2, K_3 , які приведені в табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Значення меж пошуку коефіцієнтів K_1, K_2, K_3 регулятора, які забезпечують стійкість руху динамічної системи «кран-вантаж»

Параметр	Область пошуку значень
K_1	$-5 \cdot 10^6 \dots 0$
K_2	$0 \dots 5 \cdot 10^6$
K_3	$0 \dots 5 \cdot 10^6$

Області пошуку значень коефіцієнтів K_1, K_2, K_3 отримали з аналізу нерівності (5.18) при різних комбінаціях зведених мас вантажу, крана та довжини гнучкого підвісу вантажу.

Отримані межі дають змогу виконати пошук невідомих коефіцієнтів регулятора при яких, за параметрів системи, що відповідають практиці експлуатації кранів, рух системи буде стійким.

5.4 Зведення вихідної задачі до задачі безумовної оптимізації

Логічним етапом у розв'язанні задачі є її дискретизація, тобто перехід від неперервних до дискретних виразів. Для цього спочатку запишемо математичну модель руху системи (5.1) у канонічній вигляд:

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = v_2; \\ \dot{v}_2 = (x_1 - x_2) \cdot \frac{g}{l}; \\ \dot{x}_1 = v_1; \\ \dot{v}_1 = \frac{F - W}{m_1} - \frac{m_2}{m_1} \cdot (x_1 - x_2) \cdot \frac{g}{l}, \end{cases} \quad (5.19)$$

де v_1 і v_2 – узагальнені швидкості зведених мас крана і вантажу відповідно. При дискретизації функцій x_1, x_2 та v_1, v_2 , отримаємо наступну математичну модель руху системи:

$$\begin{cases} x_{2,i} = x_{2,i-1} + v_{2,i-1} \cdot \Delta t; \\ v_{2,i} = v_{2,i-1} + (x_{1,i-1} - x_{2,i-1}) \cdot \frac{g}{l} \cdot \Delta t; \\ x_{1,i} = x_{1,i-1} + v_{1,i-1} \cdot \Delta t; \\ v_{1,i} = v_{1,i-1} + \left(\frac{F_{i-1} - W}{m_1} - \frac{m_2}{m_1} (x_{1,i-1} - x_{2,i-1}) \cdot \frac{g}{l} \right) \cdot \Delta t, \end{cases} \quad (5.20)$$

де Δt – крок дискретизації часу; i – індекс, що пробігає значення від 1 до $T/\Delta t$,

$$i \in \left(1, \frac{T}{\Delta t} \right).$$

Перейшовши до дискретних значень перепишемо критерій оптимізації (5.3):

$$Int \approx Int_{\partial uc} = \sqrt{\sum_{i=1}^{T/\Delta t} (F_i \cdot v_{1,i})^2 \Delta t} \rightarrow \min, \quad (5.21)$$

де $Int_{\partial uc}$ – дискретний критерій оптимізації.

Запишемо обмеження на величину рушійного зусилля (5.4):

$$F_{\min} \leq F_i \leq F_{\max}. \quad (5.22)$$

Також накладається обмеження на швидкість зміни рушійного зусилля, яке у дискретній формі приймає такий вигляд:

$$\dot{F}_{\min} \Delta t \leq F_i - F_{i-1} \leq \dot{F}_{\max} \Delta t. \quad (5.23)$$

Окрім обмежень на величину та швидкість наростання (спадання) рушійного зусилля слід врахувати ще обмеження на реверс крана та не перевищення його номінальної швидкості:

$$0 \leq \dot{v}_1 \leq V. \quad (5.24)$$

Таким чином, дискретизація задачі дала змогу врахувати обмеження на рух системи. Зазначимо, що спочатку перевірялись обмеження (5.23), а після нього – обмеження (5.22). Якщо обмеження (5.23) порушується, то i -те значення зусилля обчислюється за формулою:

$$\tilde{F}_{onm,i} = \begin{cases} F_{i-1} + F_{\max} \cdot \Delta t, & \text{якщо } F_{onm,i} - F_{i-1} \leq \dot{F}_{\max} \cdot \Delta t; \\ F_{i-1} - \tilde{F}_{\min} \cdot \Delta t, & \text{якщо } F_{onm,i} - F_{i-1} \leq \dot{F}_{\min} \cdot \Delta t; \\ F_{onm,i}, & \text{якщо } \dot{F}_{\min} \cdot \Delta t \leq F_{onm,i} - \tilde{F}_{i-1} \leq \dot{F}_{\max} \cdot \Delta t, \end{cases} \quad (5.25)$$

де $F_{onm,i}$ – i -те оптимальне значення рушійного зусилля, яке визначається наступним чином:

$$F_{onm,i} = m_1(K_1(x_{1,i-1} - x_{2,i-1}) + K_2(V - v_{1,i-1}) + K_3(V - v_{2,i-1})) - W, \quad (5.26)$$

Після того, як буде визначено $\tilde{F}_{onm,i}$ необхідно виконати перевірку умов (5.22). Це виконується за допомогою наступного виразу:

$$\tilde{\tilde{F}}_{onm,i} = \begin{cases} \tilde{F}_{onm,i}, & \text{якщо } F_{\min} \leq \tilde{F}_{onm,i} \leq F_{\max}; \\ F_{\max}, & \text{якщо } \tilde{F}_{onm,i} \geq F_{\max}; \\ F_{\min}, & \text{якщо } \tilde{F}_{onm,i} \leq F_{\min}, \end{cases} \quad (5.27)$$

де $\tilde{\tilde{F}}_{onm,i}$ – оптимальне значення рушійного зусилля приводу, яке не порушує обмеження (5.22) та (5.23).

Зазначимо, що для того, щоб у механічних передачах приводу крана не виникали удари початкове значення рушійного зусилля було прийнято нульовим:

$$\tilde{\tilde{F}}_{onm,i} = 0. \quad (5.28)$$

Задавши чисельні значення параметрів системи m_1, m_2, l та величини коефіцієнтів K_1, K_2, K_3 , можемо знайти дискретні функції x_1, x_2, v_1, v_2 .

Для того, щоб врахувати кінцеві умови руху системи (5.2) введемо у розгляд термінальний критерій руху системи:

$$Ter = \begin{cases} \left(\left| V - v_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| V^{-1} + \left| V - v_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| V^{-1} + \left| x_T - x_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| x_T^{-1} + \left| x_T - x_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| x_T^{-1} \right) \cdot \Delta_T P_{ном}, \\ \text{якщо } \left| V - v_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \geq \Delta v_{max}, \vee \left| V - v_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \geq \Delta v_{max}, \vee \\ \vee \left| x_T - x_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \geq \Delta x_{max}, \vee \left| x_T - x_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \geq \Delta x_{max}, \\ 0, \text{ якщо } \left| V - v_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \leq \Delta V_{max} \wedge \left| V - v_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \leq \Delta v_{max} \wedge \left| x_T - x_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \leq \Delta x_{max} \wedge \\ \wedge \left| x_T - x_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \leq \Delta x_{max}, \end{cases} \quad (5.29)$$

де Δv_{max} та Δx_{max} – максимально допустимі значення відхилень відповідно швидкостей та положень крана і вантажу (у рамках даного дослідження прийнято $\Delta v_{max}=0,004$ м/с та $\Delta x_{max}=0,004$ м); Δ_T – ваговий коефіцієнт, який показує важливість досягнення кінцевих умов критерію Ter дає змогу забезпечити прийняте досягнення кінцевих умов руху системи та зводить розмірність критерію Ter до безрозмірного виду; $P_{ном}$ – номінальна потужність приводу механізму переміщення крана.

Для того, щоб виконати мінімізацію критерію Ter та Int_{disc} введемо у розгляд комплексний критерій:

$$Cr = Ter + Int_{disc}. \quad (5.30)$$

Розмірність критеріїв Ter та Int_{disc} однакова, тому їх можна додавати і вираз (5.30) є коректним. Критерій Cr має наперед задані бажані властивості. Для того, щоб їх оцінити представимо графік (рис. 5.2).

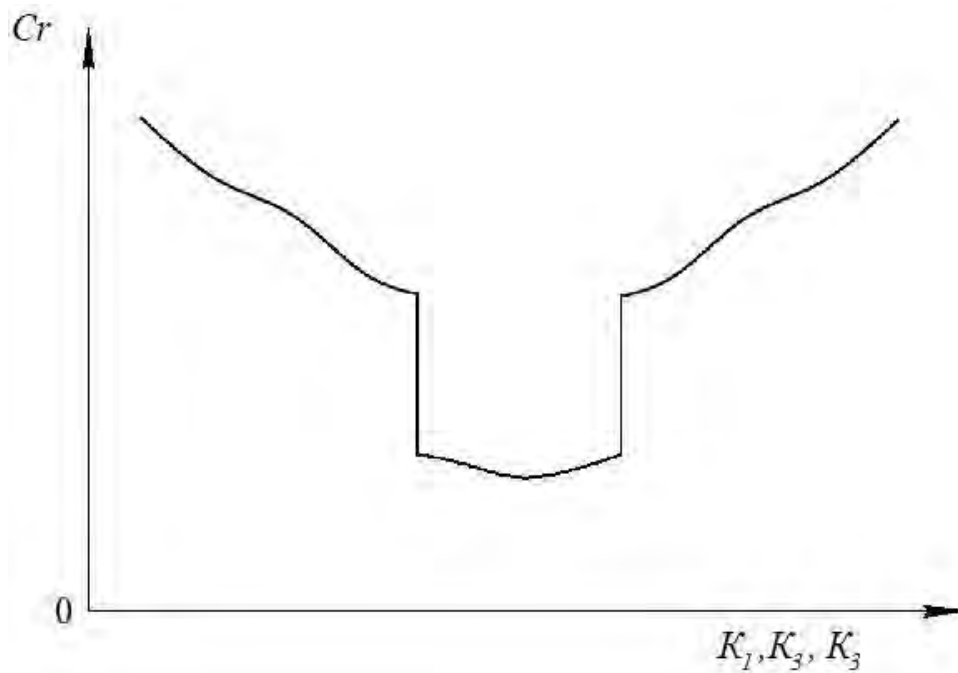


Рисунок 5.2 – Умовне зображення топології критерію Cr

Із рис. 5.2 видно, що топологія критерію Cr представляє собою «яму в ямі». «Верхня» яма представляє собою топологію критерію Ter із незначним впливом критерію Int_{duc} (його величиною можна знехтувати). «Нижня» яма відповідає топології лише критерію Int_{duc} , критерій Ter при цьому рівний нулю.

Виконуючи пошук оптимальних значень K_1, K_2, K_3 оптимізаційний алгоритм дійде до «прірви» і «звалиться» у «нижню» яму, де знайде шукані величини комплексного критерію Cr (5.30). Ці операції можна розглядати як звернення до функції, входи якої представляються набором чисельних значень K_1, K_2, K_3 , а вихід являє собою величину критерію Cr . Така MISO-функція може бути графічно представлена на рис 5.3.

Зазначимо, що для знаходження величини Cr необхідно мати чисельні значення m_1, m_2, l, g . Вони включені у структуру MISO-функції, як незмінні параметри (m_1 та g – це незмінні величини, а m_2 та l на практиці змінюються. Однак, у даному дослідженні було прийнято припущення $m_2=const$ та $l=const$).

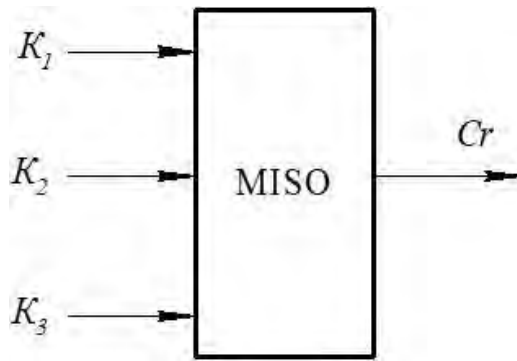


Рисунок 5.3 – Умовне представлення MISO-функції, яка використана у дослідженнях

Параметри, при яких виконувались розрахунки регулятора, приведені нижче в табл. 5.1.

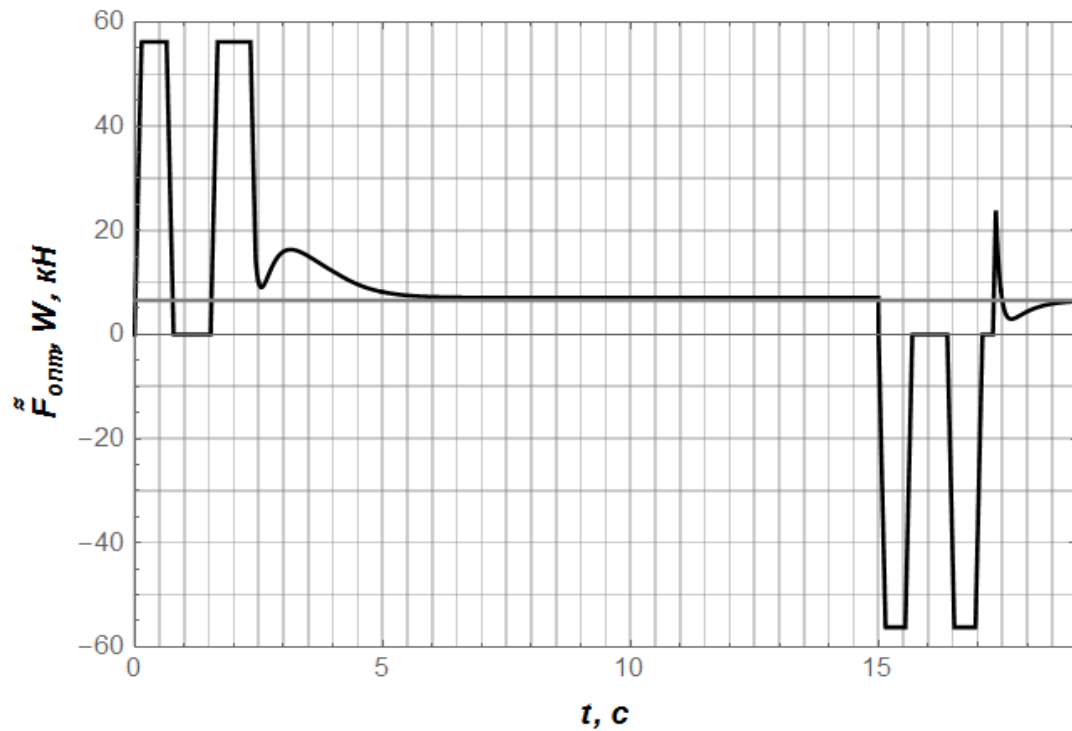
Таблиця 5.1 – Числові значення параметрів системи

Параметр	Одиниця вимірювання	Значення
m_1	кг	42000
m_2	кг	25000
l	м	5
F_{\max}	кН	56,25
F_{\min}	кН	-56,25
\dot{F}_{\max}	кН/с	400
\dot{F}_{\min}	кН/с	-400
V	м/с	1,2

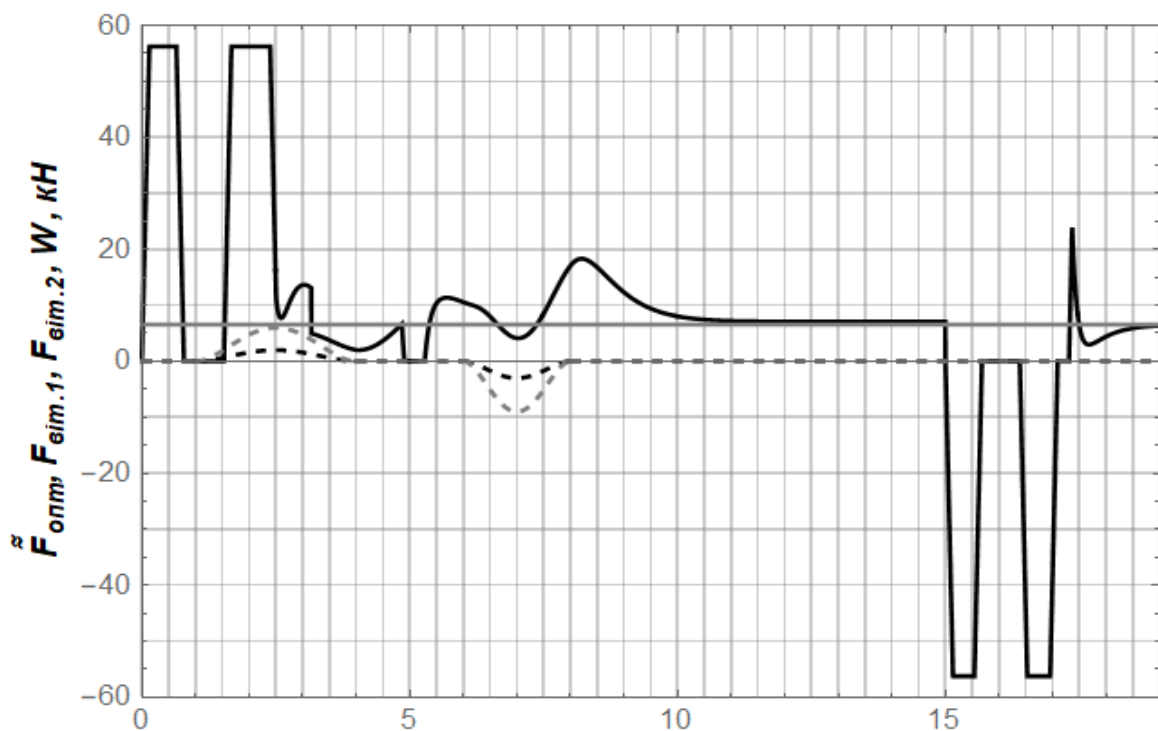
5.5 Аналіз отриманих результатів

У результаті використання методу ME-PSO [16] отримано такі значення коефіцієнтів регулятора $K_1=-1898126$, $K_2=611392$, $K_3=25709$. На рис. 5.4 наведено графіки зусилля, які діють у системі «кран-вантаж» при врахуванні зміни довжини підвісу вантажу та поривів вітру. На графіках (рис. 5.4) чорною суцільною лінією позначено рушійне зусилля приводу

крана, сірою – довжина гнучкого підвісу, штриховими лініями – зусилля, що діють на візок та вантаж від поривів вітру.



а)



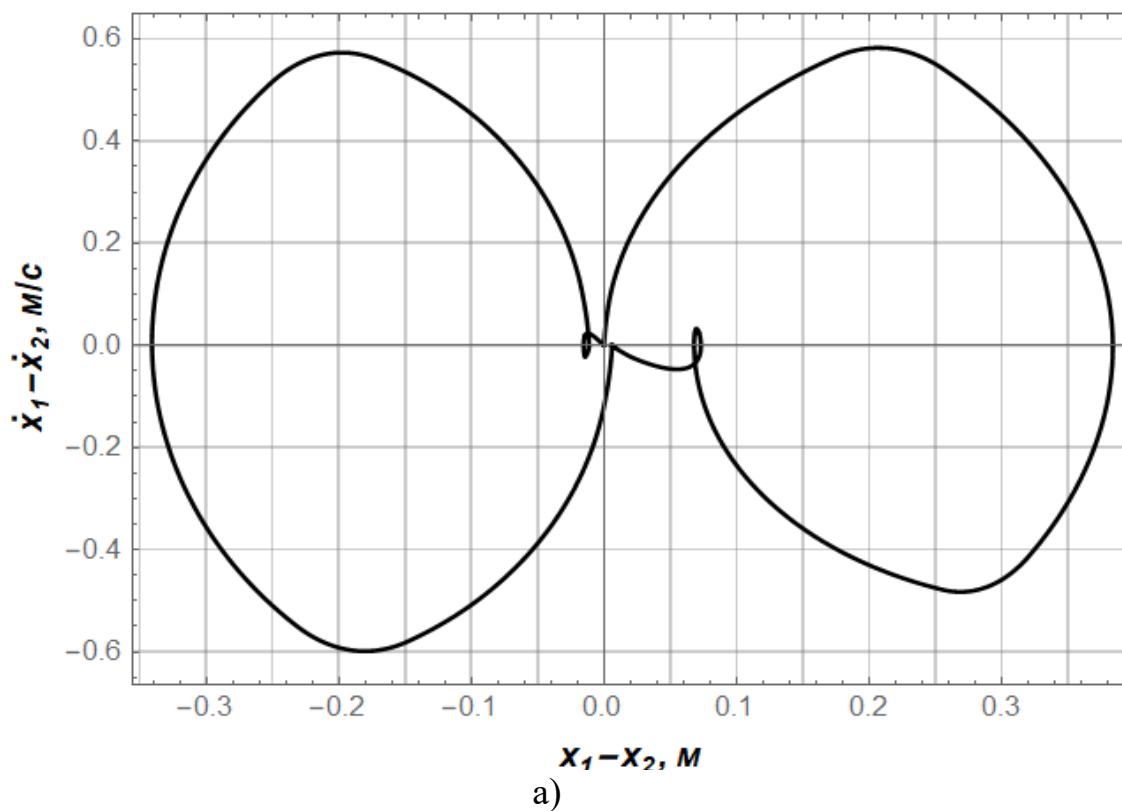
б)

Рисунок 5.4 – Графіки зміни діючих у системі зусиль: а) з врахуванням зміни довжини підвісу вантажу; б) з врахуванням зміни довжини підвісу вантажу та поривів вітру

З графіків (рис. 5.4) видно, що при розгоні крана значення зусилля двічі виходить на обмеження. Крім того, на вантаж і кран діють вітрові пориви. Вони діють на вантаж та кран у напрямку їх руху (перший порив) та у протилежному напрямку (другий порив). Однак, до початку гальмування крану їхня дія на коливання вантажу усувається регулятором. На рис. 5.5 зображені фазові портрети коливання вантажу на гнучкому підвісі.

З графіків (рис. 5.5) видно, що ліві і праві частини цих графіків схожі. Вони відповідають процесам пуску і гальмування відповідно. Ця подібність викликана усуненням маятникових коливань вантажу протягом розгону та гальмування крана. Відмінності в цих графіках з'являються на ділянках, які відповідають кінцю розгону крана.

З аналізу графіків, які зображено на рис. 5.5, можна зрозуміти, що саме в цей період у другому випадку на вантаж починають діяти пориви вітру. Тому на рис. 5.5, б, в кінці розгону видно відхилення від початку координат. Значна амплітуда коливань вантажу у випадку розгону крана та гальмування зумовлена різкою зміною його швидкості.



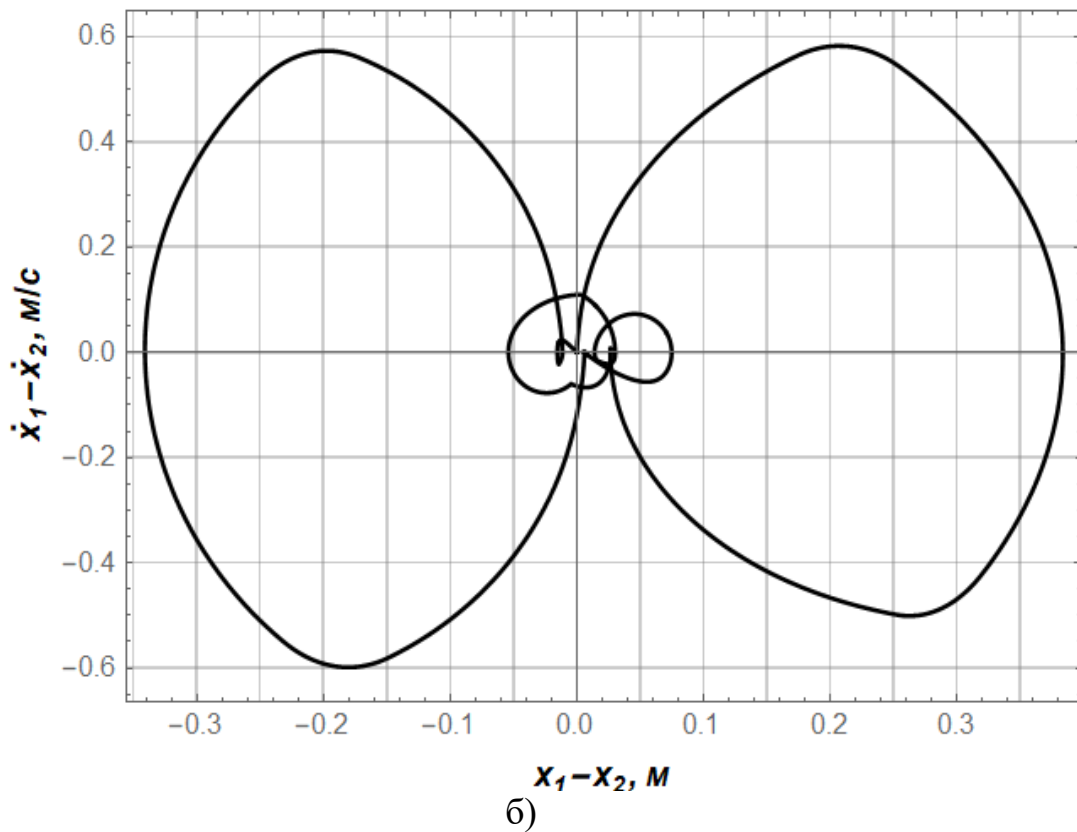
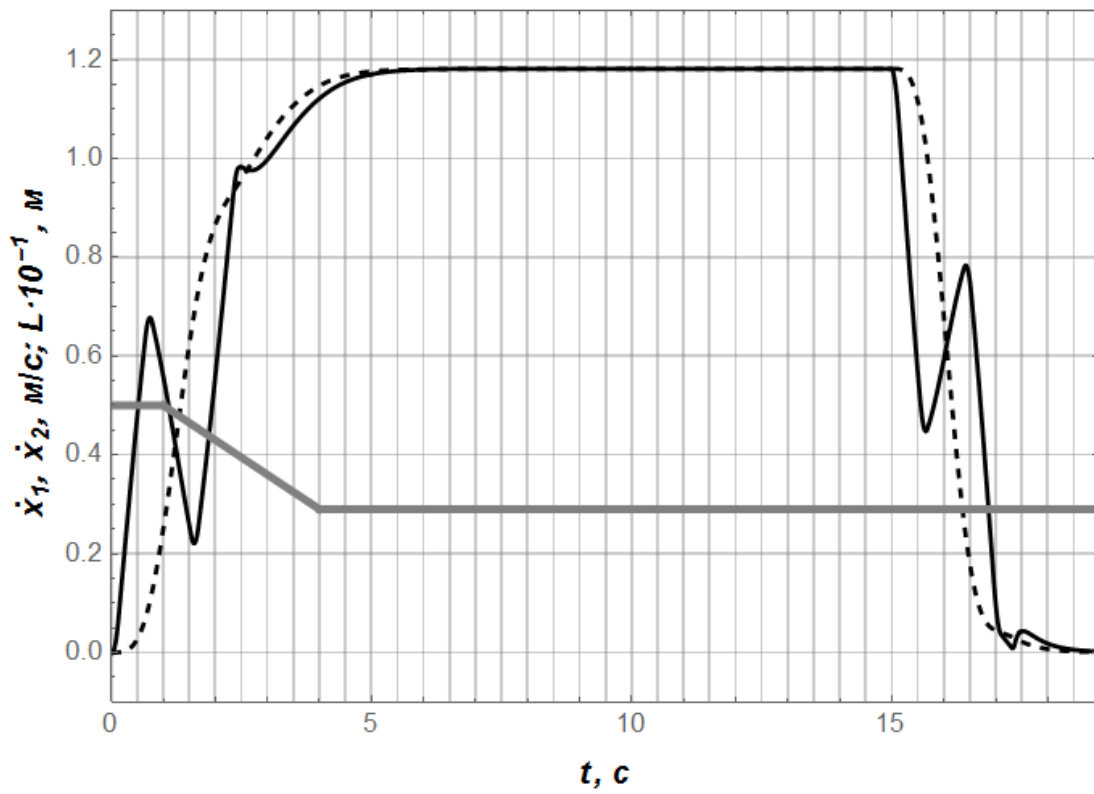


Рисунок 5.5 – Фазові портрети маятникових коливань вантажу на гнучкому підвісі: а) при зміні довжини підвісу; б) при зміні довжини підвісу та врахуванні пориву вітру

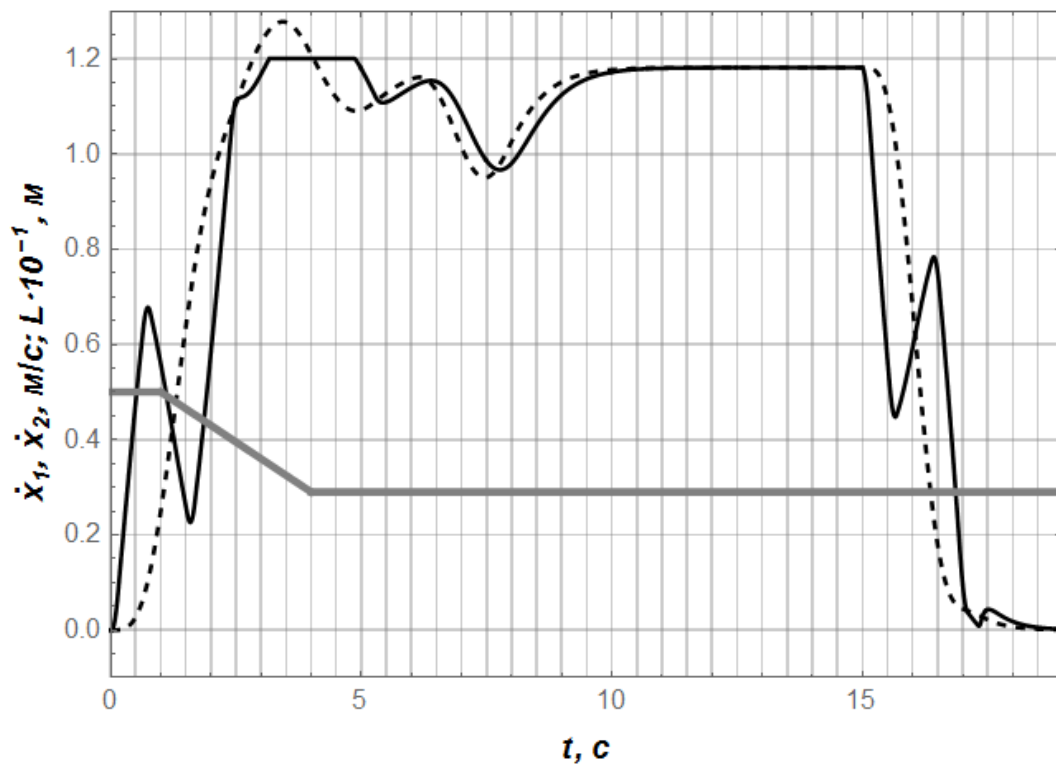
З графіків (рис. 5.5) видно, що фазові точки повертаються до початку координат, а значить кран з вантажем гальмує і переходить в стан спокою.

На рис. 5.6 зображені графіки швидкості крана з вантажем. На рис. 5.6 сірою кривою показано зміну довжини гнучкого підвісу вантажу, чорною суцільною кривою – швидкість крану, чорною штриховою кривою – швидкість візка.

В період з 0 до 2,5 с кран з вантажем значно збільшує швидкість і до п'ятої секунди він виходить на усталений режим руху. З рис. 5.5, а, видно, що швидкість крана з вантажем збільшується плавно. З другого графіку (рис. 5.5, б) видно, що швидкість крана з вантажем наростає більш інтенсивно і досягає граничного значення швидше, ніж в першому випадку.



a)



б)

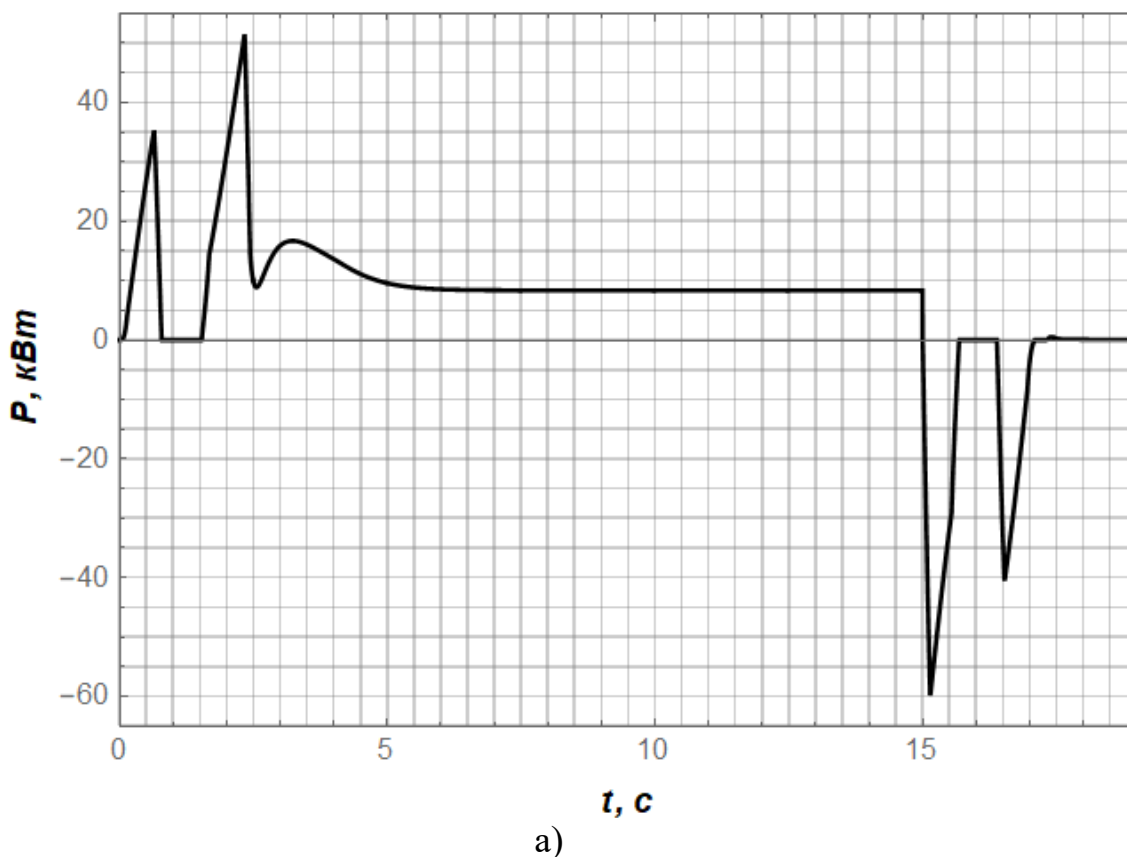
Рисунок 5.6 – Графіки зміни швидкості крана з вантажем: а) з врахуванням зміни довжини підвісу; б) з врахуванням зміни довжини підвісу та поривів вітру

В період з 3 с до 5 с видно дію обмеження (5.24), яке робить неможливим перевищення номінальної швидкості руху крана. Але це обмеження не впливає на швидкість вантажу, тому в цей період видно значну амплітуду відхилення швидкості руху вантажу від швидкості крана.

На рис. 5.7 зображено графіки споживаної приводом механізму переміщення крана потужності.

Як видно з графіку, який представлений на рис. 5.7, б, при дії на рух динамічної системи вітрових поривів витрачається більше енергії. Це зумовлене необхідністю нейтралізації маятникових коливань вантажу, які викликані вітровими поривами.

Передбачається, що в приводі механізму переміщення крана використовується рекуперативне гальмування, що дозволяє не тільки отримувати гарні показники при гальмуванні, а й повертати частину енергії при гальмуванні.



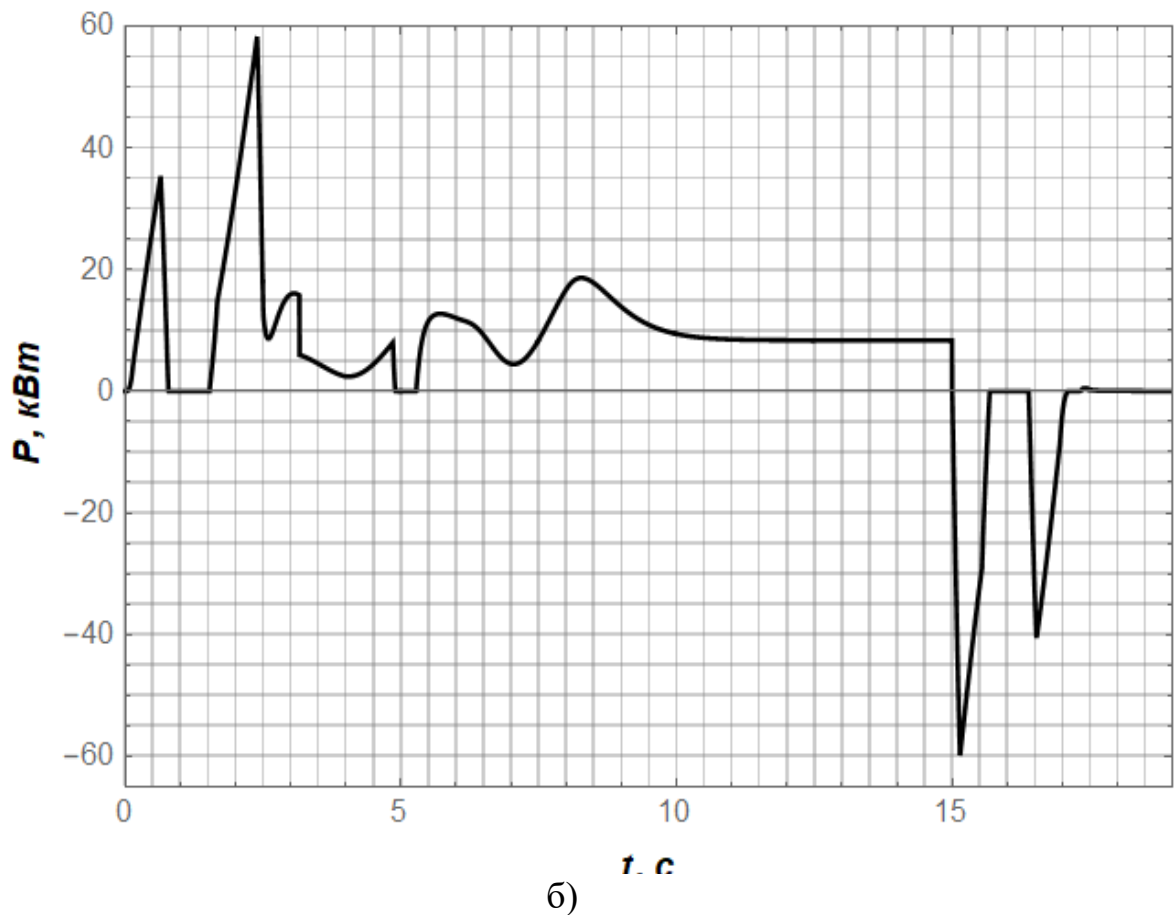


Рисунок 5.7 – Графіки зміни потужності приводу механізму переміщення крану: а) з врахування зміни довжини підвісу; б) з врахуванням зміни довжини підвісу та поривів вітру

Результати застосування оптимального регулятора руху динамічної системи наведені в табл. 5.2.

Як видно з табл. 5.2 при дії на вантаж зовнішніх вітрових поривів збільшуються затрати енергії при переміщенні вантажу, про що вже було сказано раніше. Це викликано тим, що для подолання дії вітрових поривів (а саме маятникових коливань вантажу на гнучкому підвісі, які ними викликані) необхідно витратити додаткову енергію.

Аналогічний висновок можна зробити і для показника середньоквадратичного значення рушійного зусилля.

Інші оціночні показники динаміки регулювання руху системи практично ідентичні.

Таблиця 5.2 – Чисельні значення оціночних показників

Показник	Одиниця виміру	Значення	
		при зміні довжини гнучкого підвісу	при зміні довжини гнучкого підвісу та поривах вітру
Максимальні показники:			
- потужність	кВт	51	59
- амплітуда коливань вантажу	м	0,6	0,6
Середньоквадратичні показники:			
- коливання вантажу	м	0,26	0,26
- рушійне зусилля	кН	27	29
- витрати енергії	Дж	57,6	64,8

5.6 Узагальнення задачі синтезу оптимального регулятора руху динамічної системи «кран-вантаж»

У даному пункті виконаємо узагальнення методики синтезу оптимального регулятора руху динамічної системи «кран-вантаж». Задача оптимального регулювання руху буде розв’язана для трьох окремих випадків: розгону, гальмування та для повного циклу переміщення крана. Відмінними є крайові умови руху зведених мас системи, які відображають її початковий та кінцевий стани.

Крайові умови для режиму розгону системи описуються так:

$$\begin{cases} x_1(0) = x_2(0) = \dot{x}_1(0) = \dot{x}_2(0) = 0; \\ x_1(T) = x_2(T) = x_T; \dot{x}_1(T) = \dot{x}_2(T) = V. \end{cases} \quad (5.31)$$

Крайові умови для режиму гальмування мають такий вигляд:

$$\begin{cases} x_1(0) = x_2(0) = 0, \dot{x}_1(0) = \dot{x}_2(0) = V; \\ x_1(T) = x_2(T) = x_T, \dot{x}_1(T) = \dot{x}_2(T) = 0. \end{cases} \quad (5.32)$$

Крайові умови для повного циклу переміщення системи можна представити у наступному вигляді:

$$\begin{cases} x_1(0) = x_2(0) = \dot{x}_1(0) = \dot{x}_2(0) = 0; \\ x_1(T) = x_2(T) = x_T, \dot{x}_1(T) = \dot{x}_2(T) = V, \end{cases} \quad (5.33)$$

де T – тривалість керованого режиму руху системи: для крайових умов (5.31) – це тривалість розгону; для крайових умов (5.32) – тривалість гальмування, а для крайових умов (5.33) – тривалість всього циклу переміщення системи).

Для всіх оптимізаційних задач оптимізаційний критерій є комплексним:

$$Int = \delta \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{P}{P_{ном}} \right)^2 dt} + (1 - \delta) \cdot \frac{T}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{m_1 + m_2}{m_1} \cdot \frac{L}{g}}} \rightarrow \min, \quad (5.34)$$

де δ – ваговий коефіцієнт, який було обрано з міркувань однакової важливості мінімізації небажаних енергетичних втрат та підвищення швидкодії руху системи (тобто для цієї задачі $\delta=0,5$). Перша частина критерію відображає витрати енергії при переміщенні крана, а права – його швидкодію.

Крім того, у постановках задач використано обмеження (5.4)-(5.6).

Для того, щоб знайти розв'язок задач виконаємо їх дискретизацію (перейдемо від неперервних функцій до дискретних). Це дасть змогу

врахувати обмеження при розв'язуванні задач (5.4)-(5.6). Для дискретизації спочатку запишемо математичну модель системи (5.1) у нормальному вигляді (5.19). При дискретизації функцій x_1, x_2 та v_1, v_2 , отримаємо наступну математичну модель системи (5.20).

Перейшовши до дискретних значень, перепишемо критерій оптимізації (5.34) у наступному вигляді:

$$Int \approx Int_{disc} = \delta \cdot \sqrt{\frac{T}{1} \sum_{i=1}^{\Delta t} \left(\frac{F_i \cdot v_{1,i}}{P_{ном}} \right)^2} \Delta t + (1 - \delta) \cdot \frac{T}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{m_1 + m_2}{m_1} \cdot \frac{L}{g}}} \rightarrow \min, \quad (5.35)$$

де Int_{disc} – дискретний критерій оптимізації. Також перепишемо обмеження на величину рушійного зусилля (5.22) та швидкість його зміни у часі (5.23).

Таким чином, дискретизація задачі дала змогу врахувати обмеження на рух системи (5.4) та (5.5). Спочатку перевірялись обмеження (5.23), а після нього – обмеження (5.22). Якщо обмеження (5.22) порушується, то i -те значення зусилля обчислюється за формулою:

$$\tilde{F}_{onm,i} = \begin{cases} F_{i-1} + \dot{F}_{max} \cdot \Delta t, \text{ якщо } F_{onm,i} - F_{i-1} \leq \dot{F}_{max} \cdot \Delta t; \\ F_{i-1} - \tilde{F}_{min} \cdot \Delta t, \text{ якщо } F_{onm,i} - F_{i-1} \leq \dot{F}_{min} \cdot \Delta t; \\ F_{onm,i}, \text{ якщо } \dot{F}_{min} \cdot \Delta t \leq F_{onm,i} - \tilde{F}_{i-1} \leq \dot{F}_{max} \cdot \Delta t, \end{cases} \quad (5.36)$$

де $F_{onm,i}$ – i -те оптимальне значення рушійного зусилля, яке визначається наступним чином:

$$F_{onm,i} = K_1(x_T - x_1) + K_2(x_T - x_2) + K_3(V - \dot{x}_2) + K_4(V - \dot{x}_1), \quad (5.37)$$

де K_1, K_2, K_3, K_4 – коефіцієнти регулятора, які необхідно визначити.

Після того, як буде визначено $\tilde{F}_{onm,i}$ необхідно виконати перевірку умов (5.22). Це виконується за допомогою наступного виразу:

$$\tilde{\tilde{F}}_{onm,i} = \begin{cases} \tilde{F}_{onm,i}, & \text{якщо } F_{\min} \leq \tilde{F}_{onm,i} \leq F_{\max}; \\ F_{\max}, & \text{якщо } \tilde{F}_{onm,i} \geq F_{\max}; \\ F_{\min}, & \text{якщо } \tilde{F}_{onm,i} \leq F_{\min}, \end{cases} \quad (5.38)$$

де $\tilde{\tilde{F}}_{onm,i}$ – оптимальне значення рушійного зусилля приводу, яке не порушує обмежень (5.22) та (5.23).

Зазначимо, що для того, щоб у механічних передачах системи не виникали удари початкове значення рушійного зусилля незалежно від початкових фазових координат системи було прийнято нульовим (5.28).

Задавши чисельні значення параметрів системи m_1, m_2, l та величини коефіцієнтів K_1, K_2, K_3, K_4 , можемо знайти дискретні функції x_1, x_2, v_1, v_2 . Тепер задача зведена до відшукування величин коефіцієнтів K_1, K_2, K_3, K_4 , при яких забезпечуються кінцеві умови (5.31)-(5.33) та мінімізується значення критерію (5.35).

Для того, щоб врахувати кінцеві умови руху окремих мас системи введемо у розгляд термінальний критерій. Він залежить від кінцевих умов. Оскільки крайові умови в усіх трьох задачах подібні, то опишемо термінальний критерій тільки для одного випадку, а саме повного циклу переміщення системи. Враховуючи кінцеві умови (5.33) термінальний критерій матиме наступний вигляд:

$$Ter = \begin{cases} \left(\left| V - v_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| V^{-1} + \left| V - v_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| V^{-1} + \left| x_T - x_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| x_T^{-1} + \left| x_T - x_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| x_T^{-1} \right) \cdot \Delta T, \\ \text{якщо } \left| V - v_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \geq \Delta v_{\max}, \vee \left| V - v_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \geq \Delta v_{\max}, \vee \\ \vee \left| x_T - x_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \geq \Delta x_{\max}, \vee \left| x_T - x_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \geq \Delta x_{\max}, \\ 0, \text{ якщо } \left| V - v_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \leq \Delta V_{\max} \wedge \left| V - v_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \leq \Delta v_{\max} \wedge \left| x_T - x_1 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \leq \Delta x_{\max} \wedge \\ \wedge \left| x_T - x_2 \left(\frac{T}{\Delta t} \right) \right| \leq \Delta x_{\max}, \end{cases} \quad (5.39)$$

де Δv_{max} та Δx_{max} – максимально допустимі значення відхилень відповідно швидкостей та положень крана і вантажу (за умовами технологічного процесу допускається $\Delta V_{max}=0,004$ м/с та $\Delta x_{max}=0,004$ м); Δ_T – ваговий коефіцієнт, який показує важливість досягнення кінцевих умов руху системи (це дає змогу забезпечити прийняте досягнення кінцевих умов руху системи. Як тільки вони будуть досягнуті критерій Ter перетвориться в нуль).

Для того, щоб виконати мінімізацію критерію Ter та Int_{duc} введемо у розгляд інтегрально-термінальний критерій:

$$Cr = Ter + Int_{duc}. \quad (5.40)$$

Оскільки критерії Ter та Int_{duc} є безрозмірними величинами, то коректність запису (5.40) є виправданою.

Для знаходження величини Cr необхідно мати чисельні значення m_1 , m_2 , l , g , які відповідають параметрам системи. У даному дослідженні приймаємо припущення, що $m_1=const$, $m_2=const$ та $l=const$. Параметри, при яких виконувались розрахунки коефіцієнтів регулятора K_1 , K_2 , K_3 , K_4 , наведені у табл. 5.1.

Для мінімізації критерію (5.40) було сформовано функцію (назвемо її MISO-функцією: Multiple In - Single Out). Аргументами функції є коефіцієнти K_1 , K_2 , K_3 , K_4 . Певному набору чисельних значень цих аргументів відповідає певна величина критерію Cr . Надалі необхідно знайти такий набір аргументів, при яких MISO-функція набуває мінімуму. Для цієї задачі використано модифікований метод рою часток ME-D-PSO [17]. Дамо пояснення роботи алгоритму ME-D-PSO при його застосуванні для розв'язування даних задач.

Робота алгоритму ME-D-PSO має ітераційний характер. На початку роботи алгоритму виконується ініціалізація рою – певної множини часточок, кожна з яких знаходиться у просторі значень коефіцієнтів K_1 , K_2 , K_3 , K_4 . Надалі виконуються ітерації алгоритму. На кожній ітерації кожна частинка

переходить у нове положення у просторі значень коефіцієнтів K_1, K_2, K_3, K_4 .
Рух кожної частинки описують наступні правила (для спрощення викладок у рівняннях не вказані індекси частинок):

$$\begin{cases} v_j = wv_{(j-1)} + c_1r_1(p_{(j-1)} - x_{(j-1)}) + c_2r_2(g - x_{(j-1)}); \\ x_j = x_{(j-1)} + v_j, \end{cases} \quad (5.41)$$

де x – вектор координат положення частинки; v – вектор координат швидкості частинки; w – інерційний коефіцієнт, який сповільнює рух частинки; c_1 і c_2 – когнітивний та соціальний коефіцієнти відповідно; r_1, r_2 – випадкові числа, які рівномірно формуються на інтервалі $0...1$; p – вектор координат найкращого значення MISO-функції, яке частинка знайшла протягом j попередніх ітерацій (персональний найкращий); g – вектор координат найкращого значення функцій, який був знайдений роєм на j попередніх ітераціях (глобальний найкращий); j – номер поточної ітерації алгоритму ($j \in (1, \overline{J})$); J – загальна кількість ітерацій.

Після застосування виразів (5.41) p та g оновлюються за наступними формулами:

$$\begin{cases} p_j = x_j, & \text{якщо } f(x_j) < f(p_j); \\ g_j = p_j, & \text{якщо } f(p_j) < f(g_j), \end{cases} \quad (5.42)$$

де f – позначення MISO-функції.

Описаний алгоритм (PSO) у деяких випадках має схильність збігатись до локальних мінімумів MISO-функції. Для того, щоб усунути вказаний недолік у роботі [17] було запропоновано модифікацію ME-D-PSO, яка полягає у реініціалізації рою у випадку його низької ефективності відшукування мінімуму та забезпечення високої різноманітності рою. Перший механізм полягає у моніторингу зменшення величини p від ітерацій до ітерації та реініціалізації рою коли відносне зменшення величини p стає менше, ніж наперед задане (у розрахунках ця величина прийнята рівною 0,02). Механізм забезпечення високої різноманітності рою полягає у тому, що на

кожній ітерації величини w , c_1 та c_2 змінюються у межах $0,1 \dots 2$ випадковим чином.

Обидва механізми дозволили ефективно локалізувати глобальний мінімум критерію (5.35). Це добре видно на рис. 5.7, де наведено графік зменшення критерію Cr протягом процедури оптимізації. Як видно з рис. 5.7, на початку роботи алгоритму ME-D-PSO значення критерію Cr досить великі. Однак, вони поступово зменшуються і на 75-й ітерації алгоритм ME-D-PSO знаходить такі значення коефіцієнтів K_1 , K_2 , K_3 , K_4 , при яких критерій Cr набуває мінімуму.

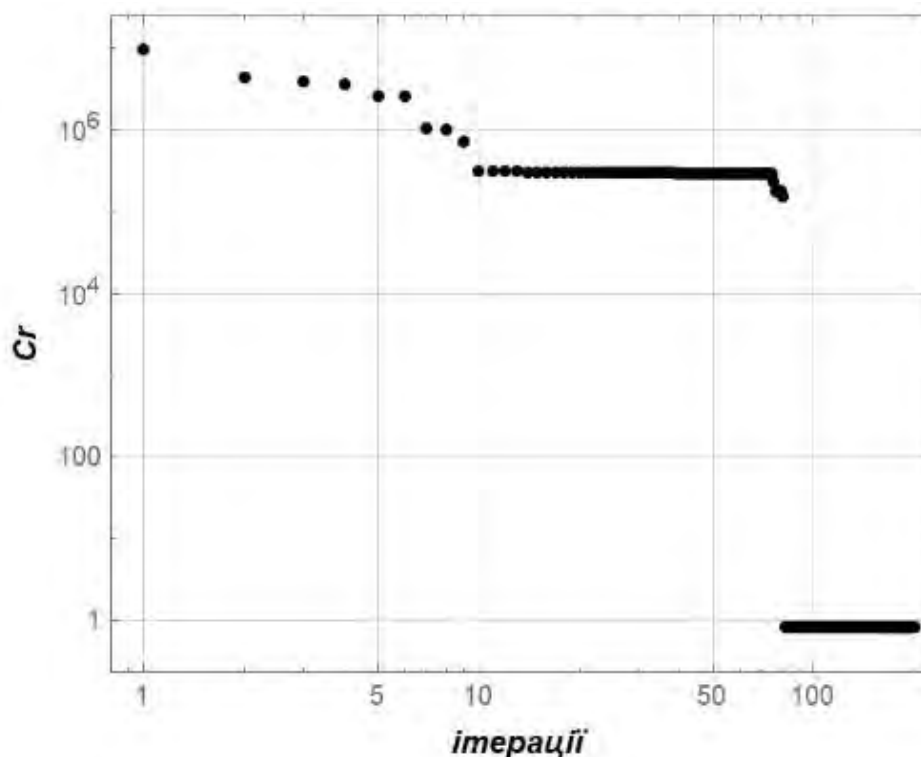


Рисунок 5.7 – Графік зменшення величини критерію Cr під час оптимізації

У результаті застосування методу ME-D-PSO отримано коефіцієнти для різних режимів руху системи: для повного циклу $K_1=3,171 \cdot 10^5$, $K_2=-1 \cdot 10^6$, $K_3=-1 \cdot 10^6$; $K_4=2,127 \cdot 10^6$; для гальмування $K_1=-1,138 \cdot 10^5$, $K_2=-4,993 \cdot 10^5$, $K_3=-8,963 \cdot 10^5$, $K_4=6,294 \cdot 10^4$; для розгону $K_1=-3,451 \cdot 10^4$, $K_2=9,988 \cdot 10^6$, $K_3=-1 \cdot 10^6$, $K_4=3,114 \cdot 10^6$. Проілюструємо отримані результати (рис. 5.8, 5.9).

На рис. 5.8 наведено графік потужності (чорна лінія) та рушійного зусилля (сіра лінія) крану під час режиму гальмування. З цього графіка

видно, що значення потужності різко змінюються. Виключенням є тільки період з 1 с до 2 с коли рушійне зусилля та потужність приводу механізму переміщення крана дорівнюють нулю, що відповідає руху механічної системи по інерції (при цьому привод крана відключений від мережі живлення). Рушійне зусилля наростає та спадає із кінцевою швидкістю, що відповідає обмеженню (5.23) та забезпечує можливість практичної реалізації оптимального режиму руху системи.

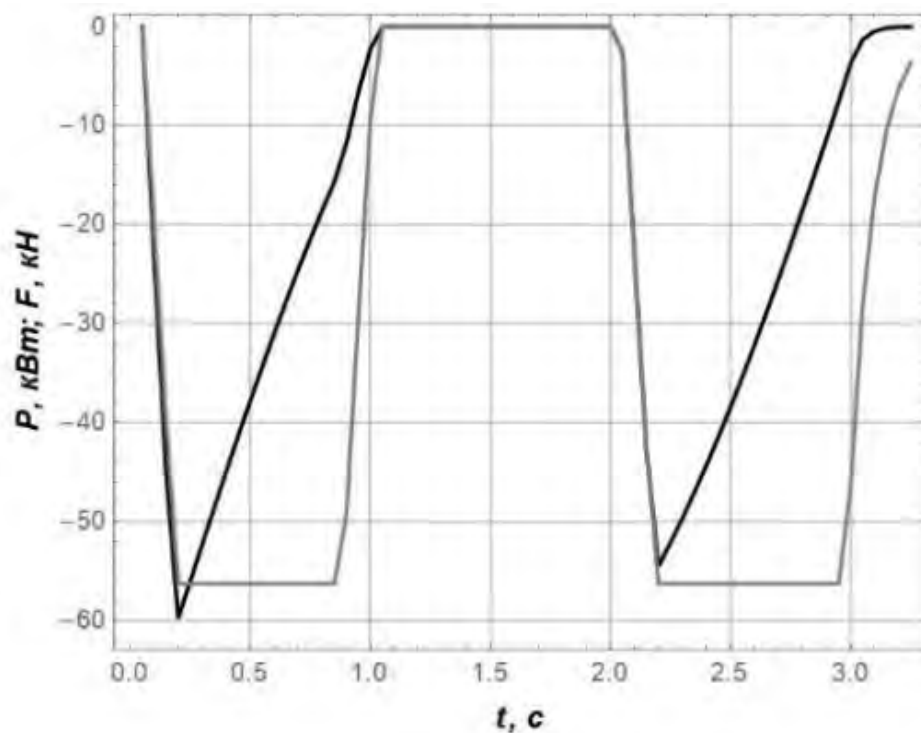


Рисунок 5.8 – Графіки потужності (крива чорного кольору) приводу та гальмівного зусилля (крива сірого кольору) під час гальмування динамічної системи

На рис. 5.9 зображено фазовий портрет маятникових коливань вантажу на гнучкому підвісі під час процесу гальмування. Як видно з рис. 5.9, при гальмуванні присутні незначні відхилення канату з вантажем від вертикалі.

Графік має замкнену форму: це означає, що коливання вантажу на гнучкому підвісі в кінці гальмування припиняються. Аналогічна форма характерна для інших режимів руху механічної системи.

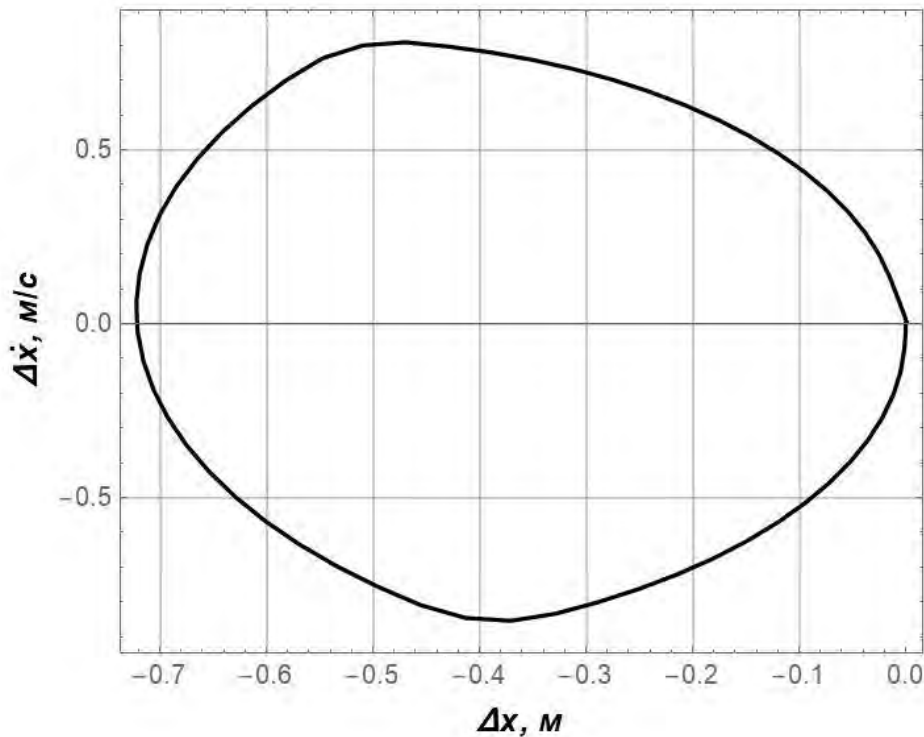


Рисунок 5.9 – Фазовий портрет маятникових коливань вантажу протягом гальмування динамічної системи

На рис. 5.10 наведено графік зміни потужності та зусилля за повний цикл переміщення системи з підвішеним на гнучкому підвісі вантажем. На графіку видно, що потужність та рушійне зусилля мають знакозмінний характер. Практична реалізація такого закону вимагає застосування рекуперативного гальмування, що може бути виконано із використанням сучасних частотно-керованих приводів.

Характер зміни рушійного зусилля є доволі плавним, що позитивно відображається на довговічності приводу та металоконструкції крану.

З рис. 5.11 видно, що на початку руху швидкість крана значно зростає. Вона перевищує усталену швидкість, що є недоліком даного режиму руху оскільки при цьому з мережі споживається додаткова енергія на збільшення кінетичної енергії руху системи.

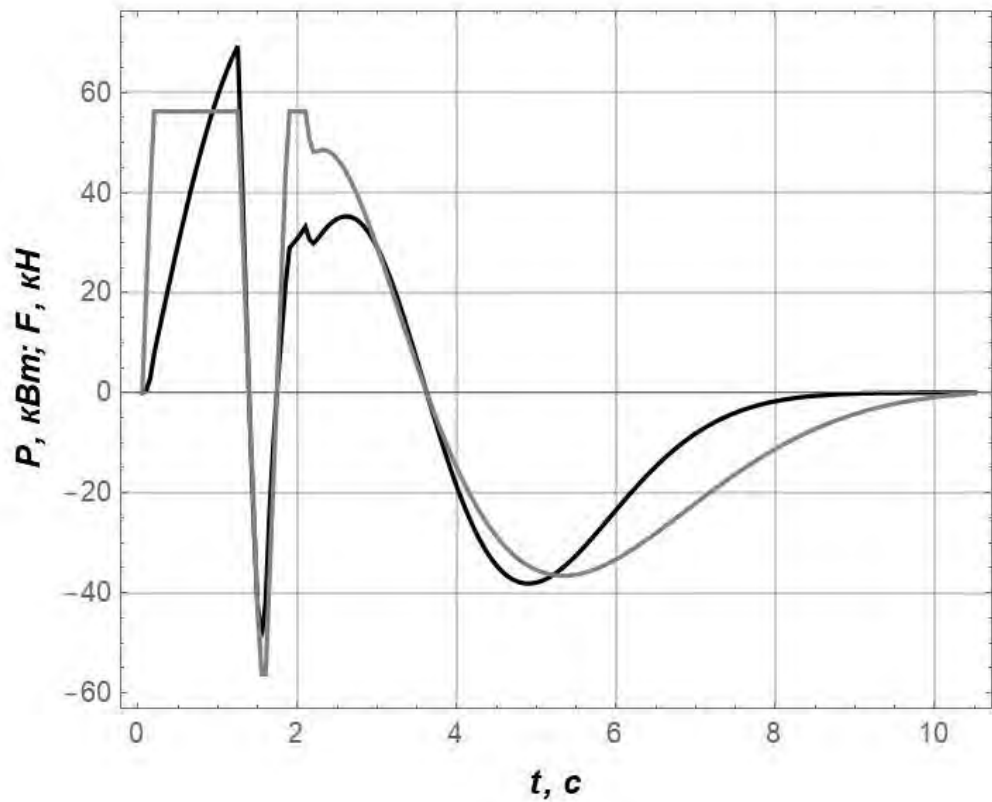


Рисунок 5.10 – Графіки потужності приводу та гальмівного зусилля під час всього циклу переміщення динамічної системи

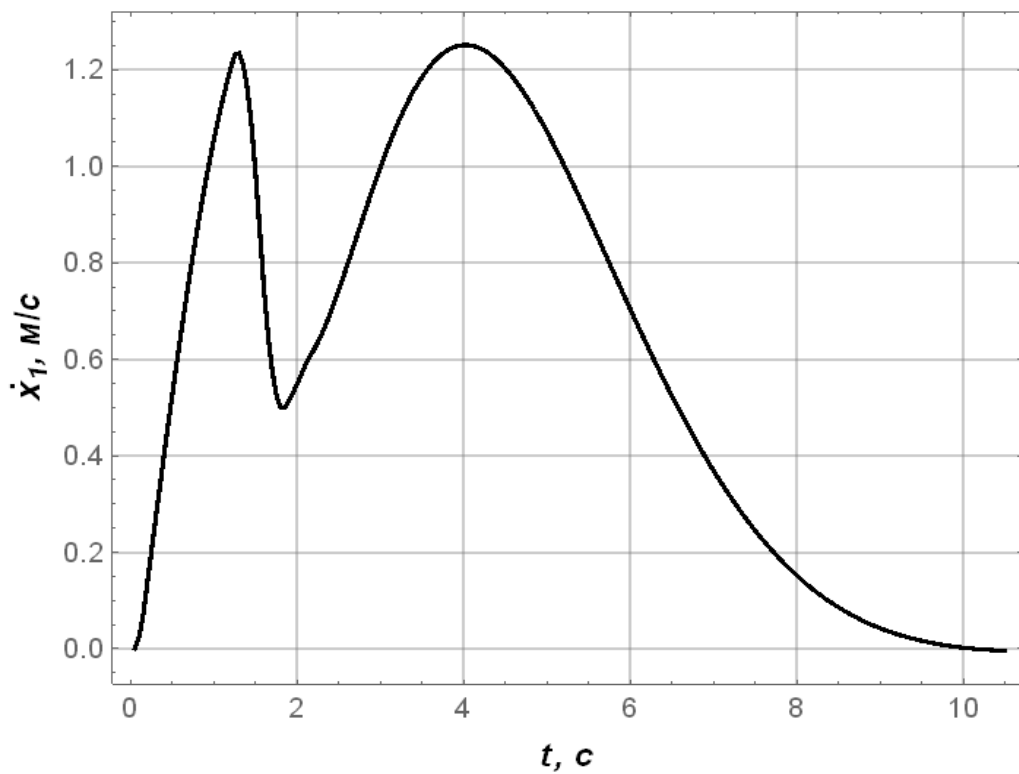


Рисунок 5.11 – Графіки швидкості руху крана під час всього циклу переміщення динамічної системи

Інші графічні залежності, які відповідають розв'язкам задач, винесені у Додаток Д.

Результати моделювання руху динамічної системи при оптимальних керуваннях у вигляді зворотного зв'язку представлено у табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Чисельні значення оціночних показників

Показник	Одиниця виміру	Режим руху		
		Повний цикл переміщення	Розгін	Гальмування
Екстремальні показники:				
- потужність	кВт	69,28	63,34	-59,71
- рушійне зусилля	кН	56,25 (-56,25)	56,25	-56,25
- відхилення вантажу від вертикалі	м	0,925	0,723	0,722
Середньоквадратичні показники:				
- потужність	кВт	25,28	21,18	26,93
- рушійне зусилля	кН	31,10	40,63	40,39
- відхилення вантажу від вертикалі	м	0,371	0,413	0,413
Тривалість руху	с	10,47	3,22	3,19

Як видно з табл. 5.3 під час повного циклу переміщення крана з вантажем максимальне відхилення вантажу не перевищує 0,925 метра. При розгоні та гальмуванні ці цифри менші. Отже, у випадку, коли критичним є саме цей показник, доцільно використовувати оптимальне керування для двох режимів: розгону та гальмування.

Показники максимальної (за модулем) потужності для різних режимів різняться між собою. Більше значення відповідає повному циклу переміщення системи, що також дає підстави рекомендувати застосовувати дворежимне оптимальне керування.

З іншої сторони за середньоквадратичними величинами рушійного зусилля та відхиленням вантажу від вертикалі повний цикл переміщення є кращим. Це, однак, пояснюється його більшою тривалістю.

Окремі результати досліджень опубліковані у роботі [18].

Висновки до п'ятого розділу:

1. Виконано постановку задачі синтезу оптимального регулятора системи «кран-вантаж», яка включає: математичну модель руху системи, крайові умови, обмеження (на величину рушійного зусилля, швидкість його зміни в часі, на реверс приводу крана та неперевищення номінальної швидкості руху крана).
2. Запропоновано математичну форму регулятора руху системи, яка представляє собою зважену суму фазових координат системи.
3. Проведено дослідження стійкості руху системи «кран-вантаж» за допомогою критерію Раусса-Гурвіца. Це дало змогу знайти межі області пошуку оптимальних значень коефіцієнтів регулятора.
4. Вихідну задачу для визначення значень коефіцієнтів оптимального регулятора представлено в дискретній формі, а також розроблено комплексний інтегрально-термінальний критерій та MISO-функцію, яка йому відповідає.
5. Визначено оптимальні значення коефіцієнтів регулятора за допомогою модифікованих методів рою часток ME-PSO та ME-D-PSO. Проведено аналіз динаміки руху системи «кран-вантаж» при оптимальному регулюванні для двох випадків: 1) з врахування зміни довжини підвісу, 2) з врахуванням зміни довжини підвісу та поривів вітру. Отримані результати показали, що в обох випадках вантаж в кінці руху не коливається. По значенню витрат потужності на переміщення крана видно небажаний вплив вітрових поривів, що збільшує енергетичні витрати на усунення коливань вантажу на гнучкому підвісі.
6. Проведено узагальнення методики синтезу оптимальних регуляторів руху динамічної системи для випадків: розгону, гальмування, повного циклу переміщення. Розв'язки задач знайдені у формі зворотного зв'язку, що дозволяє враховувати фактори, які не були відображені у математичній моделі (наприклад, вітрові збурення) та забезпечує

певний рівень робастності керування. Для всіх варіантів маятникові коливання вантажу на гнучкому підвісі у кінці руху відсутні, а функція рушійного зусилля для всіх варіантів виходить на обмеження щодо максимальної величини (56,25 кН) і не перевищує його. Крім того, швидкість наростання зусилля є кінцевою, що також відповідає обмеженню (400 кН/с) і дає підстави для практичної реалізації оптимального керування.

7. Подальші дослідження у цьому напрямку полягають у врахуванні інших обмежень на кінематичні, енергетичні та динамічні характеристики руху системи. Крім того, необхідно у оптимізаційному критерії враховувати інші показники руху системи (амплітуду коливань маятника, середньоквадратичне значення рушійного зусилля тощо).

Список використаних у п'ятому розділі джерел:

1. Shestaka A., Melnikova L. Proposals for a cargo anti-sway method using motor torque control. Computational problems of electrical engineering. 2018, pp. 24-35.
2. Scherbakov V.S., Korytov M.S., Shershneva E.O. Suppression of load's pendular oscillations of a bridge crane with the relay drive at the minimum number of turning on. Vestnik SibADI. 2015, pp. 44-57.
3. Zhang M., Ma X., Rong X., Song R., Tian X., Li Y. An enhanced coupling nonlinear tracking controller for underactuated 3d overhead crane systems. Asian Journal of Control, 2018, pp. 1-16.
4. Jaafar H.I., Mohamed Z., Mohd Subha N.A., Husain A.R., Ismail F.S., Ramli L., Tokhi M.O., Shamsudin M.A. Efficient control of a nonlinear doublependulum overhead crane with sensorless payload motion using an improved PSO-tuned PID controller. Journal of Vibration and Control. 2018, pp. 1-15.
5. Aktas A., Yazici H., Sever M. LMI-based design of an I-PD+PD type LPV state feedback controller for a gantry crane. Transactions of the Institute of Measurement and Control 2018, pp. 1-16.
6. Chen H., Fang Y., Sun N. Optimal trajectory planning and tracking control method for overhead cranes. IET Control Theory Appl. 2016, pp. 692–699.
7. Liu H., Cheng W. Using the Bezier Curve and Particle Swarm Optimization in Trajectory Planning for Overhead Cranes to Suppress the Payloads' Residual Swing. Mathematical Problems in Engineering Volume. 2018, pp. 1-13.
8. Smoczek J., Szpytko J. Particle Swarm Optimization-based Multivariable Generalized Predictive Control for an Overhead Crane. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. 2016, pp.108-135.
9. Khaled A. Alghanima, Khaled A. Alhazza, Ziyad N. Masoud. Discrete-time command profile for simultaneous travel and hoist maneuvers of overhead cranes. Journal of Sound and Vibration. 2015, pp. 47-57.

10. Неженцев О.Б., Збітнєв П.В. Оптимізація параметрів частотного керування при гальмуванні кранів мостового типу. Вісник східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля. 2017, С 176-181.
11. Diep D.V., Khoa V.V. PID-Controllers Tuning Optimization with PSO Algorithm for Nonlinear Gantry Crane System. International Journal Of Engineering And Computer Science. 2014, pp. 6631-6635.
12. Nur Iffah M.A., Nafrizuan Mat Y., Ho Jun Fu, Wan Azhar W.Y. Optimization of the PID-PD parameters of the overhead crane control system by using PSO algorithm. MATEC Web of Conferences EAAI Conference 2018 pp. 1-8.
13. Wang Z., Chen Z., Zhang J. On PSO Based Fuzzy Neural Network Sliding Mode Control for Overhead Crane. School of Electronics and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan, P.R. China. 2016, pp. 563-178.
14. Sun Z., Bi Y., Chen S., Hu B., Xiang F., Ling Y., Sun Z. Designing and Optimization of Fuzzy Sliding Mode Controller for Nonlinear Systems. Computers, Materials & Continua CMC, 2019, pp.119-128.
15. Корн Г., Корн Т.М. Справочник по математике для научных работников и инженеров: Наука, 1974. – 832 с.
16. Romasevych Yu., Loveikin V. A novel multi-epoch particle swarm optimization technique. Cybernetics and Information Technologies. 2018, pp. 62-74.
17. Romasevich Y.A., Loveikin V.S., Makarets V.V. Optimal Constrained Tuning of PI-Controllers via a New PSO-Based Technique. International Journal of Swarm Intelligence Research. 2020. Vol. 11. pp. 129 – 142.
18. Ловейкін В.С. Синтез оптимального регулятора руху системи «кран-вантаж». Частина 1. Підйомно-транспортна техніка. Ловейкін В.С., Ромасевич Ю.О., Пилипенко А.П., Макарець В.В. 2020. № 3. С. 49-59.

РОЗДІЛ 6

РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО ПРОДУКТУ ДЛЯ ЗАДАЧ ОПТИМАЛЬНОГО НАЛАШТУВАННЯ ПІ-РЕГУЛЯТОРІВ

6.1 Передумови розробки програмного продукту та вимоги до його функціональних можливостей

Сучасні підходи до синтезу (у тому числі і налаштування) автоматичних регуляторів для різноманітних технологічних процесів та об'єктів регулювання полягають у використанні для цих задач потужних програмних продуктів.

Найбільш поширеніший тип автоматичних регуляторів, які використовуються у промисловості, сільському господарстві, транспорті – пропорційно-інтегрально-диференціальний регулятор (ПІД-регулятор). Для того, щоб виконати його налаштування існує значна кількість спеціалізованих програмних продуктів, серед яких можна виділити наступні: INCA PID Tuner [1], PID Tuner Controller [2], DOT X Control Solutions [3], Simcet [4], Protuner [5], PID-autotune [6], TunePID [7], ExperTune [8]. Також розроблено спеціальні бібліотеки для різноманітних платформ розробки програмного забезпечення (наприклад, AutotunerPID Toolkit [9], Arduino PID Autotune Library [10]). Всі ці програми дають змогу досить просто виконати налаштування автоматичних регуляторів за відомими у інженерній практиці методами і лише незначна їх кількість забезпечує налаштування регуляторів на основі вимог максимального покращення якості регулювання, тобто на оптимізаційній основі.

Досить часто можна досягнути прийнятної якості регулювання навіть при відсутності диференціальної складової. Тому у подальшому будемо говорити лише про налаштування ПІ-регулятора, яка полягає у визначенні таких значень коефіцієнтів пропорційної та інтегральної складових, які б забезпечили якнайкращу (з деяких позицій) якість регулювання.

Крім того, значна кількість програм обладнані функціями аналізу (як кількісного так і якісного) якості регулювання.

Таким чином, можемо вказати основні вимоги до функціональних можливостей програмного продукту для налаштування ПІ-регуляторів:

- 1) проведення аналізу впливу величин коефіцієнтів ПІ-регулятора шляхом оцінки графічних залежностей та чисельних значень якісних показників регулювання (зокрема, у часовій області);
- 2) можливість проведення аналізу регулювання та оптимального налаштування ПІ-регуляторів для найбільш розповсюджених об'єктів автоматичного регулювання. Останні описуються передаточними функціями до третього порядку включно та характеризуються наявністю часової затримки;
- 3) забезпечення стійкості регулювання того чи іншого об'єкта при налаштуванні ПІ-регулятора;
- 4) врахування основних якісних показників регулювання у процедурі налаштування коефіцієнтів ПІ-регулятора (перерегулювання, тривалості регулювання тощо);
- 5) забезпечення високої вірогідності відшукування глобального мінімуму оптимізаційного критерію при виконанні процедур оптимального налаштування ПІ-регулятора;
- 6) наявність інтуїтивно-зрозумілого інтерфейсу програми.

Вказані вимоги до функціональних можливостей програмного продукту були покладені в основу розробки програми PI-Tuner, опис якої буде подано у наступному викладі.

6.2 Опис функціональних можливостей програмного продукту PI-Tuner

Код розробленого програмного продукту PI-Tuner наведено у Додатку Е. Основний код програми та код, який необхідний для виконання

допоміжних розрахунків (а саме розрахунків критерію оптимізації, а також визначення кращої частинки у рої), було розміщено у двох програмних модулях (модулі Unit1 та Functions_Unit). Це дало змогу спростити безпосередньо процес розробки та оптимізувати виконання програми.

Для того, щоб у повній мірі описати функціональні можливості розробленого програмного продукту наведемо його інтерфейс (рис. 6.1).

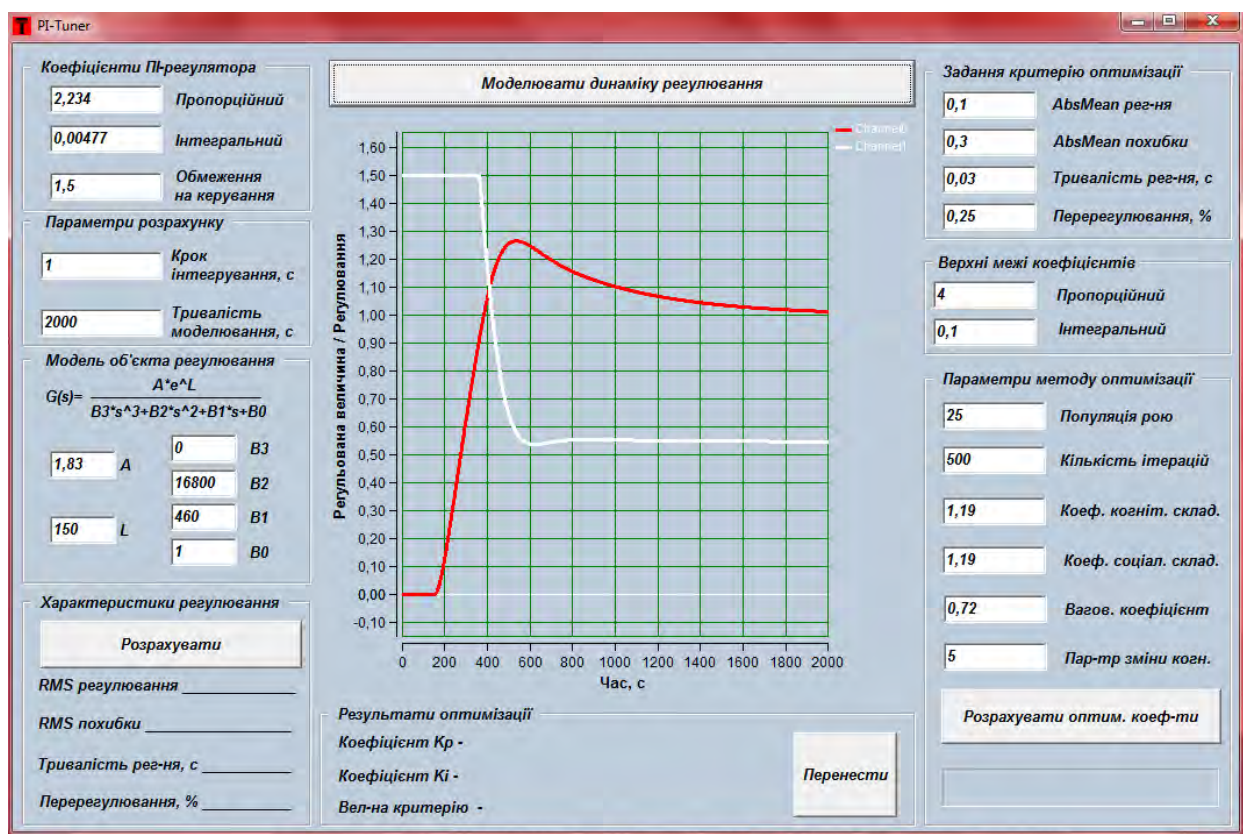


Рисунок 6.1 – Інтерфейс програми PI-Tuner

Як видно з рис. 6.1, вікно програми PI-Tuner умовно складається з трьох частин, кожна з яких містить декілька модулів. Перша частина (ліва колонка програми) дає змогу користувачеві проводити кількісний аналіз процесу регулювання, друга (середня колонка програми) – показує графіки функцій регульованої величини та регулювання (вихідний сигнал ПІ-регулятора), тобто відображає якісний аналіз процесу регулювання; третя (права колонка програми) – відповідає за проведення оптимізації коефіцієнтів ПІ-регулятора за комплексним критерієм. Дамо більш детальне пояснення роботи кожної з частин та опишемо їх зв'язки між собою.

Перша частина вікна програми включає панелі: „Коефіцієнти ПІ-регулятора”, „Параметри розрахунку”, „Модель об’єкта регулювання” та „Характеристики регулювання”. У панелі „Коефіцієнти ПІ-регулятора” присутні три поля. У перші два („Пропорційний” та „Інтегральний”) користувач має змогу задавати чисельні значення коефіцієнтів ПІ-регулятора. У третє поле задається верхня межа сигналу регулювання (нижня межа задана рівною нулю). Користувач програми може змінювати вказані параметри і спостерігати за зміною якісних показників регулювання, які відображаються на інших панелях програми.

Панель „Параметри розрахунку” включає два поля, які призначені для задання кроку інтегрування та тривалості моделювання. Перше відповідає кроку часу, який буде використано для моделювання динаміки об’єкта регулювання. По суті це – крок чисельного інтегрування диференціальних рівнянь, які відповідають передаточній функції об’єкта регулювання. Друге поле дає можливість користувачу встановлювати часовий проміжок, за яким буде виконуватись чисельне інтегрування вказаних диференціальних рівнянь.

Третє поле „Модель об’єкта регулювання” дає змогу користувачу задати передаточну функцію об’єкта регулювання. Сама передаточна функція обмежена третім порядком і включає часову затримку, величина якої задається параметром L . Якщо необхідно виконати розрахунки об’єктів першого або другого порядків, то користувач задає відповідні коефіцієнти рівні нулю (наприклад, для об’єкта першого порядку необхідно у поля $B3$ та $B2$ задати нулі).

У кодї програми виконується перетворення передаточної функції у відповідну систему диференціальних рівнянь, які у подальшому інтегруються із заданими кроком інтегрування протягом заданого часового проміжку.

При натисканні кнопки „Розрахувати” у полі „Характеристики регулювання” користувачу будуть показані чотири оціночні показники якості регулювання, які розраховані за наступними формулами:

$$RMS_c = \sqrt{\frac{\Delta t}{t_s} \sum_{i=1}^{\frac{t_s}{\Delta t}} u_i^2}; \quad (6.1)$$

$$RMS_e = \sqrt{\frac{\Delta t}{t_s} \sum_{i=1}^{\frac{t_s}{\Delta t}} e_i^2}; \quad (6.2)$$

$$t_s = i\Delta t, \text{ при } |e_i| \leq 0,02; \quad (6.3)$$

$$OS = \begin{cases} \frac{\max(e) - r}{r} \cdot 100, & \text{якщо } \max(e) - r > 0; \\ 0, & \text{якщо } \max(e) - r \leq 0, \end{cases} \quad (6.4)$$

де RMS_c та RMS_e – відповідно середньоквадратичні значення регулювання та похибки; Δt – крок чисельного інтегрування диференціальних рівнянь, що описують динаміку об’єкта регулювання; t_s – тривалість регулювання; OS – перерегулювання.

Показники (6.1)-(6.4) є найважливішими у часовій області. Вони є небажаними і дають змогу оцінити якість процесу регулювання об’єкта із певною передаточною функцією. На їхні чисельні значення також впливають задані коефіцієнт ПІ-регулятора та обмеження на регулювання.

Для того, щоб користувач мав змогу візуально оцінити процес регулювання, тобто зміну регульованої величини і регулювання у часі, необхідно натиснути кнопку „Моделювати динаміку регулювання”. Графік регульованої величини буде відображено червоним кольором, а регулювання – білим. Обидва графіки дають змогу користувачу провести якісний аналіз процесу регулювання. Підкріплений чисельними показниками (з панелі „Характеристики регулювання”) аналіз дасть змогу встановити прийнятність або неприйнятність коефіцієнтів ПІ-регулятора. Для другого випадку користувачу необхідно буде виконувати повторний аналіз для нових коефіцієнтів ПІ-регулятора.

Третя частина програми відповідає за розрахунок оптимальних значень коефіцієнтів ПІ-регулятора. У панелі „Задання критерію оптимізації” користувач має у окремі поля задати значення вагових коефіцієнтів, які у сукупності будуть формувати величину комплексного критерію оптимізації:

$$\begin{aligned}
 Ind &= w_1 AbsMean_c + w_2 AbsMean_e + w_3 t_s + w_4 OS = \\
 &= w_1 \frac{\Delta t}{t_s} \sum_{i=1}^{t_s} |u_i| + w_2 \frac{\Delta t}{t_s} \sum_{i=1}^{t_s} |e_i| A + w_3 t_s + w_4 OS,
 \end{aligned}
 \tag{6.5}$$

де w_1, w_2, w_3, w_4 – вагові коефіцієнти, які показують важливість мінімізації середнього значення модуля регулювання, середнього значення модуля похибки, тривалості регулювання та перерегулювання відповідно.

У панелі „Верхні межі коефіцієнтів” задаються верхні межі областей пошуку коефіцієнтів пропорційної та інтегральної складової ПІ-регулятора. Це необхідно для того, щоб при виконанні розрахунків алгоритм не виходив за встановлені межі і пошук проходив ефективно. Необхідність задання раціональних значень верхніх меж коефіцієнтів також викликана тим, що у випадку їх невірною задання у програмі може виникнути переповнення змінних, що, у свою чергу, викличе аварійну зупинку роботи програми.

Нижні межі коефіцієнтів пропорційної та інтегральної складових регулятора задані рівними нулю.

У панелі „Параметри методу оптимізації” у окремих полях користувач повинен вказати чисельні параметри модифікації методу рою часточок [17], яка використовується для визначення оптимальних значень коефіцієнтів пропорційної та інтегральної складових регулятора. До цих параметрів належать: популяція рою (кількість часточок у рої); кількість ітерацій методу; коефіцієнти когнітивної та соціальної складових рою; інерційний коефіцієнт та параметр зміни когнітивної складової (саме зміна цієї складової і визначає модифікацію методу рою часточок та підвищує його пошукові властивості). Задання цих параметрів є необхідним для ефективної роботи

методу оптимізації. Параметри, які задані за замовчуванням, відповідають раціональному варіанту роботи методу. Однак, користувач може змінювати вказані параметри, спостерігаючи та аналізуючи їх вплив на ефективність розв'язування конкретної задачі оптимального налаштування ПІ-регулятора.

При натисканні кнопки „Розрахувати оптим. коеф-ти” запускається алгоритм, який реалізує модифікований метод рою часточок. Про виконання ітерацій алгоритму користувач може спостерігати на панелі прогресу, яка знаходиться під кнопкою. При цьому виконується пошук таких значень коефіцієнтів пропорційної та інтегральної складових ПІ-регулятора, а також тривалості моделювання динаміки регулювання, які доставляють мінімум наступному узагальненому критерію:

$$Cr = Ind + Ter, \quad (6.6)$$

де Ter – термінальний критерій оптимізації, який визначається наступним чином:

$$Ter = \begin{cases} 0, \text{ якщо } |e_N| < 0,02 \wedge |v_N| < 0,02 \wedge |a_N| < 0,02; \\ (|e_N| + |v_N| + |a_N|)\delta_{Ter}, \text{ якщо } |e_N| \geq 0,02 \vee |v_N| \geq 0,02 \vee |a_N| \geq 0,02, \end{cases} \quad (6.7)$$

де δ_{Ter} – термінальний коефіцієнт, який визначає важливість досягнення уставки (у програмі задано $r=1$) та відповідає умові стійкості регулювання. Величина коефіцієнту $\delta_{Ter}=10^8$ обрана такою для того, щоб забезпечити потрібну топологію критерію (6.6).

Фактично критерій (6.6) та сама процедура його мінімізації співпадає з описаною у роботах [11-16] реалізацією методології синтезу оптимальних регуляторів (у даному випадку стосовно оптимального налаштування ПІ-регулятора).

Після того, як всі ітерації будуть виконані, на панелі „Результати оптимізації” користувач побачить три чисельні значення, які відповідають пропорційному та інтегральному коефіцієнтам, а також величині

узагальненого критерію оптимізації (6.6). Якщо значення критерію (6.6) незначне, то процедура оптимізації виконана успішно. У протилежному випадку користувач може повторно запустити процедуру оптимізації. Такі повторні запуски алгоритму можуть призвести до отримання кращих результатів, про що буде свідчити менша величина узагальненого критерію оптимізації (6.6), яка відобразиться на панелі „Результати оптимізації”.

Натиснувши на кнопку „Перенести”, користувач викличе перенесення оптимальних значень коефіцієнтів у поля вводу на панелі „Коефіцієнти ПІ-регулятора”. Після цього натискання кнопки „Моделювати динаміку регулювання” дасть змогу оцінити якісну картину використання ПІ-регулятора із оптимальними коефіцієнтами, а натискання кнопки „Розрахувати” дасть змогу отримати чисельні значення оціночних показників регулювання (6.1)-(6.4).

Всі описані процедури виконуються користувачем, який повинен бути обізнаний із основними положеннями використовуваного методу оптимізації, роботою ПІ-регулятора, побудови передаточних функцій, а також фізичного сенсу оціночних показників (6.1)-(6.4).

Зазначимо, що розроблене програмне забезпечення не можна вважати достатньо досконалим у сенсі використання для вирішення широкого спектра задач налаштування автоматичних регуляторів. Можна виділити головні напрямки покращення програмного продукту, до яких належать:

- 1) розширення класів передаточних функцій об’єктів регулювання (зокрема, додавання класу об’єктів із передаточними функціями з нулями, з нелінійностями тощо);
- 2) можливість імпортування даних різних форматів зі сторонніх баз даних, які відповідають динаміці об’єкта регулювання та автоматична побудова (підбір) передаточної функції об’єкта регулювання;
- 3) додавання інших показників для проведення аналізу якості автоматичного регулювання (мова йде про показники якості у частотній області та розширення класу показників у часовій області);

- 4) додавання інших методів пошуку оптимальних налаштувань автоматичних регуляторів (як популяційних так і на основі градієнтних підходів);
- 5) розширення класу регуляторів, для яких виконується налаштування параметрів (зокрема, ПД-, лінійні та нейрорегулятори);
- 6) врахування у програмі технічних особливостей налаштовуваних регуляторів (діапазон обмежень, наявність вбудованих фільтрів, особливості вихідного сигналу регулятора тощо);
- 7) можливість розрахунку коефіцієнтів регуляторів на основі відомих у інженерній практиці методів;
- 8) можливість імпорту даних у сторонні бази даних та програмні продукти (LabView, MathLab тощо);
- 9) покращення інтерфейсу програми тощо.

Таким чином, забезпечивши на даному етапі основні вимоги до налаштування ПІ-регуляторів, програмний продукт PI-Tuner може бути у подальшому модернізований до повноцінної платформи. Остання б надала у користування інженерному персоналу широкі функціональні можливості щодо аналізу систем автоматичного регулювання та їх синтезу на основі оптимізаційних підходів.

Для успішного використання програми PI-Tuner користувач (інженер, який виконує налаштування ПІ-регулятора для певного об'єкту регулювання) повинен бути ознайомлений із інструкцією її користування. Крім того, якщо у роботі із програмою виникають питання, то інструкція дає змогу їх оперативно вирішити. У Додатку Є наведено інструкцію користування програмою PI-Tuner.

Висновки до шостого розділу:

1. На основі загальних характеристик і можливостей відомих програмних продуктів для задач налаштування автоматичних регуляторів вказано основні вимоги до функціональних можливостей програми для оптимального налаштування коефіцієнтів ПІ-регулятора.
2. Наведено опис функціональних можливостей програмного продукту PI-Tuner та розкрито математичне підґрунтя узагальненого критерію, який використано для налаштування коефіцієнтів ПІ-регулятора. Змінюючи структуру узагальненого критерію, користувач може впливати на топологічні властивості критерію. Це, у свою чергу, забезпечує відшукування розв'язку специфічної задачі налаштування ПІ-регулятора для певного об'єкта регулювання із заданим обмеженням на регулювання.
3. Вказано головні напрямки покращення програмного продукту, серед яких: розширення класів об'єктів регулювання та типів автоматичних регуляторів, збагачення функціональних можливостей програми у частині аналізу регулювання та синтезу оптимальних регуляторів тощо.

Список використаних у шостому розділі джерел:

1. PID Tuner. Robust Advanced Pid Control: веб-сайт. URL: https://19lz9c1619mt45jwvkt81p14-wpengine.netdna-ssl.com/wp-content/uploads/2015/08/INCA_A4_PID-Tuner_04-2013.pdf (дата звернення: 06.08.2021)
2. PID Tuner Controller. FREE Software: веб-сайт. URL: <https://pidtuner.com> (дата звернення: 06.08.2021)
3. PID tuner Software: веб-сайт. URL: <https://pid-tuner.com/software/> (дата звернення: 06.08.2021)
4. PiControl Solutions: веб-сайт. URL: <https://www.picontrolsolutions.com/> (дата звернення: 06.08.2021)
5. Techmation inc. Services - A Real World Approach Applied by David B. Ender. Optimization of Regulatory Control Systems: веб-сайт. URL: <http://www.protuner.com/on-site-optimization.html> (дата звернення: 06.08.2021)
6. Kevin Joly's projects: веб-сайт. URL: <https://kevinjoly25.wordpress.com> (дата звернення: 06.08.2021)
7. TunePID 2.1. Теория и практика промышленной автоматизации: веб-сайт. URL: <https://sites.google.com/site/aixssru/programmnye-produkty/tunepid> (дата звернення: 06.08.2021)
8. Expertune – эффективное производство. Проектируем АСУ ТП: веб-сайт. URL: <http://lapshinvr.ru/articals/expertune.html> (дата звернення: 06.08.2021)
9. AutotunerPID Toolkit. MATLAB for Artificial Intelligence: веб-сайт. URL: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/4652-autotunerpid-toolkit> (дата звернення: 06.08.2021)
10. Arduino PID Autotune Library. Arduino: веб-сайт. URL: <https://playground.arduino.cc/Code/PIDAutotuneLibrary/> (дата звернення: 06.08.2021)

11. Romacevych Y., Loveikin V., Stekhno O. Closed-loop optimal control of a system "Trolley - Payload". UPB Scientific Bulletin, Series D: Mechanical Engineering, 2019, Vol. 81, Iss. 2 – p. 3-12.
12. Romasevych Y., Loveikin V., Usenko S. PI-controller tuning optimization via PSO-based technique. Przegląd Elektrotechniczny, 2019. – R. 95 NR 7, P. 33-37.
13. Ромасевич Ю.О., Ловейкін В.С., Ляшко А.П., Макарець В.В. Метод оптимального налаштування ПІ-регуляторів із врахуванням обмежень. Енергетика і автоматика, 2019. – №3. – С. 49-71.
14. Ромасевич Ю.О., Ловейкін В.С., Ляшко А.П., Макарець В.В. Розробка методу оптимального налаштування ПІ-регуляторів. Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні. 2019. – Вип. 53. – С. 56-65.
15. Romasevych Y., Loveikin V., Makarets V. Optimal constrained tuning of PI-controllers via a new PSO-based technique. International Journal of Swarm Intelligence Research, 2020. – 11(4), P. 87-105.
16. Romasevych Y., Loveikin V., Dudnyk A., Loveikin Y. Optimal constrained PI-controllers tuning for real-world plants. 2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology, KhPI Week 2020 – Conference Proceedings. Article number 9250108, P. 47-52.
17. Kennedy J., Eberhart R.C. Particle swarm optimization. Proceedings of the 1995 IEEE International Conference on Neural Networks. 1995. Vol. 4 P. 1942-1948. Perth: IEEE. DOI: 10.1109/ICNN.1995.488968.

ДОДАТКИ

Додаток А

Таблиця А.1 – Показники якості регулювання із використанням класичного та модифікованого ПІ-регуляторів для класу об’єктів регулювання із передаточною функцією $G_2(s)$

Метод налаштування	Коефіцієнти ПІ-регулятора		Показники якості регулювання							
	K_p	T_I	СНПР		МСП		ПР		ТР	
			Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\alpha=0,1$										
Циглера-Нікольса	8,536	0,041	0,28	0,34	2,68	3,23	40,2	22,5	0,9	0,5
Циглера-Нікольса (частотний)	49,550	0,003	*	0,31	*	18,93	*	83,5	*	2,3
Каппа-Тау	2,199	0,235	0,25	0,48	1,47	1,96	13,4	0,1	1,9	0,8
Каппа-Тау (частотний)	5,99	0,029	0,23	0,34	2,07	2,75	64,0	24,2	2,4	0,6
AMIGO	2,651	0,236	0,24	0,49	1,54	2,14	9,5	0,4	1,7	0,7
AMIGO (частотний)	17,618	0,011	0,22	0,26	4,30	5,80	77,6	48,6	2,1	0,8
Чьена-Хронеса-Резвіка	5,691	0,074	0,32	0,32	2,15	2,46	27,8	12,2	0,9	0,7
Коена-Куна	9,364	0,031	0,25	0,36	2,74	3,84	48,9	27,0	1,2	0,5
Лямбда	6,380	0,035	0,25	0,34	2,22	2,73	53,1	21,7	1,6	0,6
Скогестада	8,607	0,057	0,35	0,34	2,93	3,08	31,2	19,8	0,6	0,6

Продовження таблиці А.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Тиреуса- Луїбена	34,409	0,013	0,22	0,24	7,78	9,06	70,2	60,4	1,3	0,9
$\alpha=0,2$										
Циглера- Нікольса	4,040	0,188	0,27	0,35	1,58	1,84	29,1	19,6	1,8	1,1
Циглера- Нікольса (частотний)	13,608	0,034	*	0,28	*	4,52	*	69,9	*	2,8
Каппа-Тау	0,900	0,746	0,28	0,48	1,15	1,20	6,8	0,0	3,4	1,8
Каппа-Тау (частотний)	1,759	0,248	0,25	0,35	1,30	1,56	32,0	8,5	3,2	1,5
AMIGO	1,052	0,774	0,48	0,48	1,24	1,23	3,2	0,1	1,7	1,7
AMIGO (частотний)	4,838	0,101	0,26	0,28	1,73	1,94	50,8	30,8	2,5	1,5
Чьена- Хронеса- Резвіка	2,693	0,338	0,31	0,34	1,58	1,66	13,0	8,2	1,6	1,3
Коена-Куна	4,868	0,106	0,26	0,28	1,71	1,92	48,9	30,2	2,4	1,5
Лямбда	0,310	3,289	0,33	0,47	0,79	0,74	0,0	0,0	9,4	5,8
Скогестада	3,716	0,296	0,34	0,34	1,75	1,78	16,3	13,7	1,3	1,2
Тиреуса- Луїбена	9,450	0,132	0,23	0,26	2,39	2,72	46,9	43,1	2,1	1,6
$\alpha=0,5$										
Циглера- Нікольса	1,435	1,678	0,25	0,38	1,05	1,21	0,0	7,2	6,0	3,4

Продовження таблиці А.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Циглера- Нікольса (частотний)	3,038	0,609	*	0,25	*	1,32	*	44,4	*	6,4
Каппа-Тау	0,283	2,788	0,49	0,52	0,83	0,83	1,0	0,2	5,7	5,3
Каппа-Тау (частотний)	0,519	1,891	0,54	0,54	0,98	0,98	3,4	1,2	3,6	3,6
AMIGO	0,330	3,286	0,40	0,50	0,83	0,81	0,0	0,3	7,9	6,0
AMIGO (частотний)	1,08	1,234	0,37	0,39	1,17	1,18	10,3	8,4	3,9	3,6
Чьена- Хронеса- Резвіка	0,957	3,020	0,25	0,48	0,91	1,02	0,0	2,4	11,2	3,9
Коена-Куна	2,263	0,468	0,22	0,29	1,15	1,29	58,0	42,9	11,3	5,5
Лямбда	0,276	4,18	0,37	0,49	0,80	0,76	0,0	0,1	10,9	7,3
Скогестада	1,000	1,250	0,36	0,39	1,16	1,17	10,4	7,6	4,1	3,7
Тиреуса- Луібена	2,109	2,340	0,18	0,38	0,98	1,30	3,3	12,9	11,6	3,0

Таблиця А.2 – Показники якості регулювання із використанням класичного та модифікованого ПІ-регуляторів для класу об’єктів регулювання із передаточною функцією $G_3(s)$

Метод налаштування	Коефіцієнти ПІ-регулятора		Показники якості регулювання							
	K_p	T_I	СНПР		МСП		ПР		ТР	
			Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\alpha=0,5$										
Циглера-Нікольса	0,810	7,575	0,23	0,39	0,80	0,79	0,0	4,3	27,8	12,1
Циглера-Нікольса (частотний)	1,44	3,073	0,19	0,28	0,85	0,95	16,6	23,3	15,7	9,0
Каппа-Тау	0,176	6,643	0,45	0,52	0,72	0,70	0,0	0,2	13,2	11,2
Каппа-Тау (частотний)	0,326	2,851	0,27	0,44	0,87	0,86	25,3	5,4	17,4	7,6
AMIGO	0,241	7,011	0,39	0,50	0,74	0,71	0,0	0,4	16,2	11,5
AMIGO (частотний)	0,512	4,31	0,47	0,53	0,82	0,84	0,0	2,1	7,6	6,5
Чьена-Хронеса-Резвіка	0,540	13,636	0,25	0,42	0,77	0,69	0,0	2,5	48,2	21,1
Коена-Куна	1,638	1,186	0,20	0,26	0,68	0,83	73,8	50,7	56,6	14,4
Лямбда	0,243	6,817	0,39	0,50	0,74	0,71	0,0	0,4	15,4	11,2
Скогестада	0,375	4,000	0,56	0,55	0,82	0,82	4,7	1,5	6,6	6,7
Тиреуса-Луібена	1,000	11,801	0,21	0,33	0,81	0,78	0,0	6,0	49,6	19,5

Продовження таблиці А.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\alpha=2$										
Циглера- Нікольса	0,225	59,259	0,28	0,48	0,71	0,54	0,0	1,8	192,3	85,4
Циглера- Нікольса (частотний)	0,514	12,046	0,25	0,36	0,68	0,65	0,0	6,1	37,6	19,3
Каппа-Гау	0,089	13,853	0,37	0,51	0,63	0,56	0,0	0,0	30,8	19,7
AMIGO	0,198	8,724	0,40	0,51	0,61	0,60	0,0	0,5	16,0	12,0
AMIGO (частотний)	0,183	8,234	0,45	0,51	0,60	0,59	0,0	0,3	13,4	11,5
Чьена- Хронеса- Резвіка	0,150	106,67	0,29	0,50	0,70	0,51	0,0	0,9	339,4	152,7
Лямбда	1,053	1,744	0,29	0,50	0,7	0,51	0,0	0,8	263,8	120,1
Скогестада	0,143	84,000	0,52	0,53	0,6	0,6	1,9	0,5	9,8	9,6
Тиреуса- Луібена	0,214	7,000	0,26	0,45	0,72	0,56	0,0	3,9	159,2	67,1

Таблиця А.3 – Показники якості регулювання із використанням класичного та модифікованого ПІ-регуляторів для класу об’єктів регулювання із передаточною функцією $G_4(s)$

Метод налаштування	Коефіцієнти ПІ-регулятора		Показники якості регулювання							
	K_p	T_I	СНПР		МСП		ПР		ТР	
			Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$T=1$										
Циглера-Нікольса	0,900	3,704	0,24	0,40	0,89	1,02	0,0	6,0	13,9	5,0
Циглера-Нікольса (частотний)	1,018	2,536	0,25	0,68	0,95	1,17	0,0	3,2	9,3	2,4
Каппа-Тау	0,190	3,665	0,47	0,54	0,78	0,76	0,1	0,0	7,6	6,5
Каппа-Тау (частотний)	0,260	0,904	0,28	0,42	1,04	1,08	78,7	51,5	29,3	6,0
AMIGO	0,250	4,000	0,40	0,52	0,80	0,76	0,0	0,2	9,6	6,9
AMIGO (частотний)	0,362	2,863	0,46	0,54	0,86	0,86	0,0	0,8	6,0	5,0
Чьена-Хронеса-Резвіка	0,600	6,667	0,26	0,43	0,82	0,76	0,0	3,8	24,1	10,7
Лямбда	0,250	4,000	0,40	0,52	0,80	0,76	0,0	0,2	9,6	6,9
Скогестада	0,500	2,000	0,62	0,62	0,99	0,98	4,0	2,7	3,3	3,3
Тиреуса-Луібена	0,707	9,737	0,23	0,39	0,82	0,74	0,0	5,3	38,2	16,1

Продовження таблиці А.3

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
<i>T=5</i>										
Циглера- Нікольса	4,500	0,741	0,31	0,33	1,80	2,01	54,9	49,5	9,3	8,2
Циглера- Нікольса (частотний)	3,826	0,810	0,36	0,36	1,75	1,94	44,3	37,5	7,3	6,5
Каппа-Гау	1,025	3,143	0,27	0,48	1,19	1,27	7,0	0,0	15,3	7,8
Каппа-Гау (частотний)	0,611	3,145	0,29	0,48	1,17	1,15	16,3	0,0	19,0	9,1
AMIGO	1,206	3,221	0,48	0,47	1,34	1,32	3,5	0,0	7,2	7,4
AMIGO (частотний)	1,360	1,788	0,30	0,60	1,35	1,71	18,6	0,2	12,5	4,5
Чьена- Хронеса- Резвіка	3,000	1,333	0,37	0,42	1,78	1,89	18,8	14,9	6,0	4,9
Коена-Куна	5,328	0,438	0,27	0,34	1,85	2,49	91,9	81,0	20,9	17,9
Лямбда	0,312	16,000	0,33	0,47	0,79	0,74	0,0	0,0	45,9	28,2
Скогестада	2,500	2,000	0,62	0,62	2,23	2,23	4,2	3,8	3,3	3,3
Тиреуса- Луібена	2,657	3,112	0,23	0,57	1,27	2,07	0,0	1,9	11,6	3,7

Таблиця А.4 – Показники якості регулювання із використанням класичного та модифікованого ПІ-регуляторів для класу об’єктів регулювання із передаточною функцією $G_5(s)$

Метод налаштування	Коефіцієнти ПІ-регулятора		Показники якості регулювання							
	K_p	T_I	СНПР		МСП		ПР		ТР	
			Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\omega_0=1$										
Циглера-Нікольса (частотний)	0,198	24,14	0,28	0,33	0,73	0,71	0,0	13,0	81,0	55,3
AMIGO (частотний)	0,07	7,257	0,26	0,32	0,79	0,76	1,9	9,2	27,8	19,9
Тиреуса-Луібена	0,137	92,699	0,29	0,45	0,71	0,57	0,0	14,3	300,1	151,6
$\omega_0=5$										
Циглера-Нікольса (частотний)	0,486	2,113	0,30	0,40	0,85	0,83	0,1	1,1	6,8	4,4
AMIGO (частотний)	0,173	1,38	0,30	0,45	0,93	0,84	6,1	0,2	5,3	3,4
Тиреуса-Луібена	0,338	8,113	0,28	0,44	0,76	0,64	0,0	1,7	27,7	13,3
$\omega_0=10$										
Циглера-Нікольса (частотний)	0,927	0,559	0,23	0,32	1,15	1,14	8,9	1,7	3,2	2,1

Продовження таблиці А.3

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Каппа-Гау (частотний)	0,242	0,145	0,24	0,24	1,16	1,20	57,9	6,2	5,0	2,3
AMIGO (частотний)	0,330	0,593	0,28	0,39	1,13	1,02	17,5	0,0	3,8	2,4
Тиреуса- Луібена	0,644	2,148	0,28	0,42	0,86	0,83	0,0	0,1	7,2	3,8

Додаток Б

Таблиця Б.1 – Показники якості регулювання із використанням класичного та модифікованого ПІ-регуляторів для класу об'єктів регулювання із передаточною функцією $G_2(s)$

Метод налаштування	Показники якості регулювання									
	СНІП		МСРС		MaxВП		MinВП		МВР	
	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\alpha=0,1$										
Циглера-Нікольса	3,9	3,5	44,7	35,9	1,52	1,25	-1,39	-1,17	15,3	14,6
Циглера-Нікольса (частотний)	*	1,4	*	67,7	*	0,49	*	-0,5	*	24,7
Каппа-Тау	8,3	7,0	31,3	24,4	2,69	2,70	-2,57	-2,31	11,0	11,2
Каппа-Тау (частотний)	5,8	3,9	54,6	34,1	1,85	1,44	-1,89	-1,31	20,3	16,9
AMIGO	7,5	6,5	31,0	25,4	2,52	2,56	-2,36	-2,18	10,9	11,1
AMIGO (частотний)	3,2	2,3	69,9	44,4	0,95	0,89	-1,03	-0,78	21,6	21,5
Чьена-Хронеса-Резвіка	4,8	4,4	38,9	32,0	1,90	1,69	-1,84	-1,45	13,2	13,5
Коена-Куна	3,8	3,3	48,2	37,2	1,38	1,17	-1,29	-1,09	16,7	15,4
Лямбда	5,0	3,9	48,4	34,0	1,78	1,44	-1,75	-1,30	17,7	15,7
Скогестада	3,8	3,6	42,0	35,5	1,50	1,30	-1,35	-1,18	13,9	13,9
Тиреуса-Луібена	1,8	1,6	68,3	56,6	0,62	0,64	-0,64	-0,57	23,7	21,8

Продовження таблиці Б.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Циглера-Нікольса	6,8	5,9	36,0	31,7	2,21	2,28	-2,29	-2,08	12,2	12,0
$\alpha=0,2$										
Циглера-Нікольса (частотний)	4,5	4,1	70,0	65,7	1,52	1,64	-1,63	-1,28	27,0	23,6
Каппа-Тау	13,4	10,1	24,2	19,0	3,68	2,76	-4,03	-3,95	7,7	7,4
Каппа-Тау (частотний)	10,7	7,8	34,9	26,0	2,87	2,63	-3,13	-2,72	11,5	12,2
AMIGO	12,7	9,8	23,8	19,6	3,53	2,69	-3,77	-3,82	7,8	7,6
AMIGO (частотний)	6,7	5,1	43,3	34,5	2,21	1,67	-2,25	-1,91	15,0	14,6
Чьена-Хронеса-Резвіка	8,2	7,1	31,0	26,8	2,70	2,42	-2,68	-2,39	10,9	10,9
Коена-Куна	6,6	5,1	42,6	34,5	2,19	1,67	-2,23	-1,91	14,8	14,4
Лямбда	17,7	14,8	13,1	10,3	5,04	5,20	-5,60	-4,94	3,0	3,5
Скогестада	6,9	6,3	32,6	29,5	2,35	2,31	-2,32	-2,16	11,1	11,1
Тиреуса-Луібена	4,5	4,2	46,4	43,2	1,43	1,65	-1,68	-1,52	17,2	16,7
$\alpha=0,5$										
Циглера-Нікольса	13,2	11,4	22,5	23,5	3,28	3,48	-3,42	-2,88	6,3	6,5
Циглера-Нікольса (частотний)	11,2	12,6	38,5	50,9	2,86	3,16	-2,85	-3,21	11,2	12,6
Каппа-Тау	18,8	14,6	15,0	12,2	4,38	4,29	-5,16	-4,07	3,6	3,8

Продовження таблиці Б.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Каппа-Тау (частотний)	17,5	13,9	18,5	16,4	3,89	4,55	-4,21	-3,51	5,0	5,0
AMIGO	18,1	14,5	13,7	11,7	4,62	4,41	-5,03	-4,10	3,1	3,5
AMIGO (частотний)	15,1	12,3	23,7	23,9	3,82	3,75	-4,32	-2,91	6,5	6,6
Чьена- Хронеса- Резвіка	14,3	12,7	16,8	17,3	4,00	4,16	-3,73	-3,40	4,7	4,9
Коена-Куна	15,2	10,5	43,1	37,8	3,78	2,86	-3,68	-3,11	10,0	11,3
Лямбда	18,1	15,0	12,4	10,1	5,12	4,78	-5,13	-4,26	2,5	3,0
Скогестада	15,5	12,5	23,4	23,4	3,91	3,84	-4,38	-2,95	6,4	6,5
Тиреуса- Луібена	11,0	10,2	25,0	25,6	2,93	2,84	-2,78	-2,65	7,0	7,1

Таблиця Б.2 – Показники якості регулювання із використанням класичного та модифікованого ПІ-регуляторів для класу об’єктів регулювання із передаточною функцією $G_3(s)$

Метод налаштування	Показники якості регулювання									
	СНП		МСРС		MaxВП		MinВП		МВР	
	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\alpha=0,5$										
Циглера-Нікольса	14,9	13,8	13,9	14,9	3,68	3,24	-3,23	-3,14	3,3	3,4
Циглера-Нікольса (частотний)	16,4	14,8	26,2	29,4	3,87	3,37	-3,97	-3,94	8,3	8,8
Каппа-Тау	18,0	14,5	11,2	7,9	5,12	4,35	-3,66	-3,22	1,8	1,9
Каппа-Тау (частотний)	20,4	14,5	19,7	14,9	3,63	3,46	-5,97	-3,14	4,4	4,7
AMIGO	17,2	14,4	10,8	8,4	4,95	4,25	-3,53	-3,19	1,8	1,9
AMIGO (частотний)	17,0	14,2	14,4	13,9	3,93	3,46	-4,52	-3,08	3,2	3,5
Чьена-Хронеса-Резвіка	14,7	14,1	9,6	9,9	4,35	3,89	-3,08	-3,08	2,1	2,1
Коена-Куна	22,1	22,2	45,4	63,1	7,94	5,19	-6,91	-5,72	26,4	26,7
Лямбда	17,3	14,4	11,0	8,6	4,93	4,23	-3,60	-3,19	1,9	1,9
Скогестада	18,1	14,4	14,7	12,9	4,10	3,66	-4,95	-3,13	3,0	3,4
Тиреуса-Луїбена	14,3	13,7	15,1	16,0	3,44	3,10	-3,06	-3,23	3,7	3,7

Продовження таблиці Б.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\alpha=2$										
Циглера-Нікольса	16,3	16,0	4,2	4,4	5,23	4,94	-3,49	-3,49	0,9	0,9
Циглера-Нікольса (частотний)	19,8	18,6	12,0	13,3	5,11	4,53	-4,26	-3,98	3,2	3,3
Каппа-Тау	17,8	15,7	7,3	4,7	5,99	5,09	-3,45	-3,46	1,3	1,3
AMIGO	20,1	16,4	10,7	8,1	5,94	5,04	-3,71	-3,58	2,1	2,2
AMIGO (частотний)	20,6	16,3	11,1	8,2	6,02	5,06	-3,82	-3,58	2,2	2,3
Чьена-Хронеса-Резвіка	15,9	15,8	2,7	2,9	5,21	5,01	-3,43	-3,43	0,6	0,6
Лямбда	16,0	15,8	2,7	2,9	5,26	5,01	-3,42	-3,42	0,6	0,6
Скогестада	21,9	16,7	12,6	9,6	6,00	5,05	-4,55	-3,63	2,5	2,9
Тиреуса-Луібена	16,9	16,7	6,5	6,9	5,07	4,78	-3,60	-3,60	1,5	1,5

Таблиця Б.3 – Показники якості регулювання із використанням класичного та модифікованого ПІ-регуляторів для класу об’єктів регулювання із передаточною функцією $G_4(s)$

Метод налаштування	Показники якості регулювання									
	СНП		МСРС		MaxВП		MinВП		МВР	
	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$T=1$										
Циглера-Нікольса	14,1	12,9	16,0	15,4	4,25	3,79	-4,03	-3,96	4,4	4,1
Циглера-Нікольса (частотний)	13,4	12,0	17,9	16,9	4,01	3,59	-3,90	-3,77	4,9	4,6
Каппа-Тау	19,9	17,1	12,9	9,0	5,40	4,78	-5,92	-5,07	2,7	2,7
Каппа-Тау (частотний)	17,5	13,2	24,7	14,9	6,00	4,06	-4,59	-4,38	5,3	5,2
AMIGO	19,2	16,8	12,5	9,4	5,33	4,69	-5,67	-4,97	2,6	2,6
AMIGO (частотний)	18,1	15,4	14,6	11,7	4,94	4,43	-5,29	-4,68	3,2	3,2
Чьена-Хронеса-Резвіка	16,1	15,1	12,4	11,9	4,75	4,44	-4,30	-4,43	3,4	3,0
Коена-Куна	9,7	9,0	26,0	21,6	3,76	3,02	-2,81	-2,76	7,3	7,2
Лямбда	19,2	16,8	12,5	9,4	5,33	4,69	-5,67	-4,97	2,6	2,6
Скогестада	16,7	13,7	17,1	14,3	4,72	4,14	-4,68	-4,36	3,9	3,8
Тиреуса-Луібена	15,4	14,8	12,5	12,3	4,72	4,46	-4,06	-4,30	3,5	3,3

Продовження таблиці Б.3

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$T=5$										
Циглера- Нікольса	4,2	3,9	23,1	19,9	1,12	1,12	-1,26	-1,08	5,8	5,6
Циглера- Нікольса (частотний)	4,6	4,3	22,2	18,8	1,19	1,23	-1,40	-1,15	5,5	5,2
Каппа-Тау	8,0	7,0	13,1	10,5	2,59	2,27	-1,72	-1,64	2,6	2,5
Каппа-Тау (частотний)	9,4	7,6	13,2	8,6	2,96	2,54	-1,85	-1,72	2,1	2,1
AMIGO	7,6	6,7	13,1	11,2	2,47	2,19	-1,66	-1,61	2,7	2,7
AMIGO (частотний)	7,4	6,2	15,8	12,3	2,00	1,88	-2,06	-1,56	3,4	3,3
Чьена- Хронеса- Резвіка	5,2	4,8	19,3	16,9	1,37	1,39	-1,52	-1,26	4,6	4,4
Коена-Куна	3,8	3,6	25,7	21,2	1,03	0,98	-1,06	-0,98	6,6	6,4
Лямбда	9,3	9,2	5,8	4,2	3,65	3,18	-2,01	-2,02	1,0	0,9
Скогестада	5,7	5,2	17,1	15,5	1,67	1,57	-1,50	-1,35	3,9	3,8
Тиреуса- Луібена	5,5	5,2	16,5	15,6	1,77	1,63	-1,31	-1,34	3,9	3,8

Таблиця Б.4 – Показники якості регулювання із використанням класичного та модифікованого ПІ-регуляторів для класу об’єктів регулювання із передаточною функцією $G_5(s)$

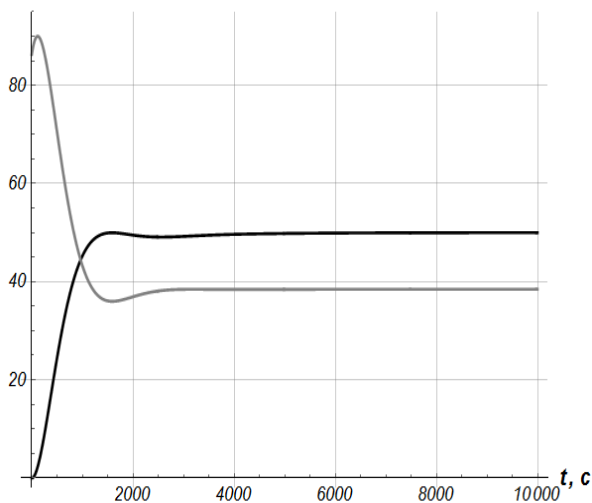
Метод налаштування	Показники якості регулювання									
	СНП		МСРС		MaxВП		MinВП		МВР	
	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод	Кл	Мод
$\omega_0=1$										
Циглера-Нікольса (частотний)	64,2	68,4	13,2	17,8	16,76	17,96	-14,63	-15,62	3,1	3,8
AMIGO (частотний)	68,0	96,5	13,1	26,7	14,43	24,62	-15,82	-24,34	3,2	7,0
Тиреуса-Луібена	53,7	54,6	7,4	8,4	14,29	14,52	-11,29	-11,58	1,7	1,7
$\omega_0=5$										
Циглера-Нікольса (частотний)	1,0	0,9	0,7	0,4	0,29	0,32	-0,30	-0,30	0,2	0,1
AMIGO (частотний)	0,9	0,9	0,8	0,2	0,31	0,35	-0,30	-0,31	0,2	0,1
Тиреуса-Луібена	0,9	0,9	0,4	0,3	0,32	0,33	-0,30	-0,30	0,1	0,1
$\omega_0=10$										
Циглера-Нікольса (частотний)	0,1	0,1	0,3	0,1	0,05	0,06	-0,05	-0,06	0,1	0,1
AMIGO (частотний)	0,2	0,2	0,3	0,1	0,05	0,08	-0,05	-0,07	0,1	0,0
Тиреуса-Луібена	0,2	0,2	0,2	0,1	0,04	0,07	-0,06	-0,06	0,1	0,0

Додаток В

Графічні залежності регулювання об'єктів, які описуються передаточними функціями $G_2(s)$, $G_3(s)$ та $G_4(s)$, за допомогою двопозиційних регуляторів

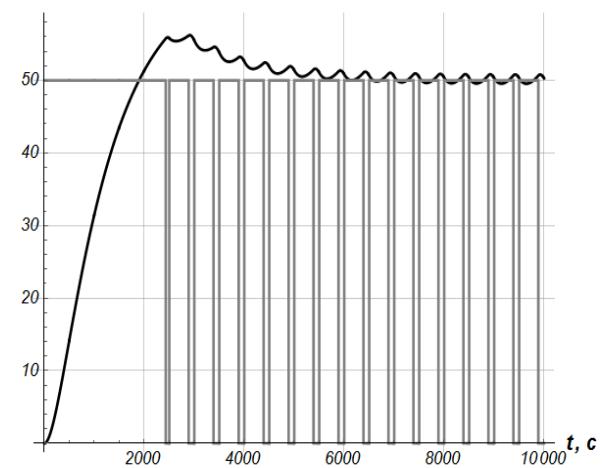
На графіках, які наведені нижче, сіра лінія показує функцію регулювання, а чорна – функцію регульованого параметра. Для графіків, що наведені на рис. В.1, для того, щоб зобразити регулювання та регульований параметр на одній площині останній збільшено у 50 разів. Для цієї ж мети графіки регульованого параметру, що наведені на рис. В.3, зменшені у 10 разів.

$x \cdot 50, u$



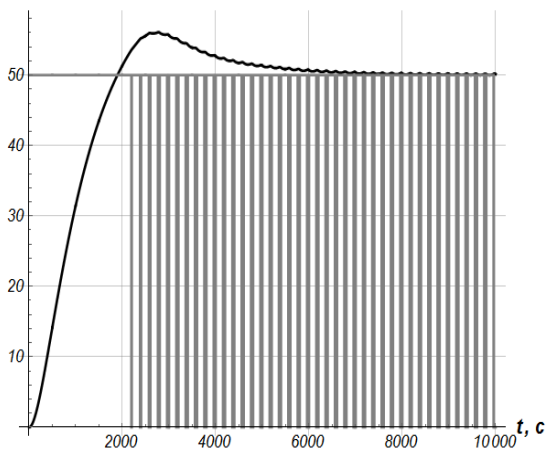
а)

$x \cdot 50, u$



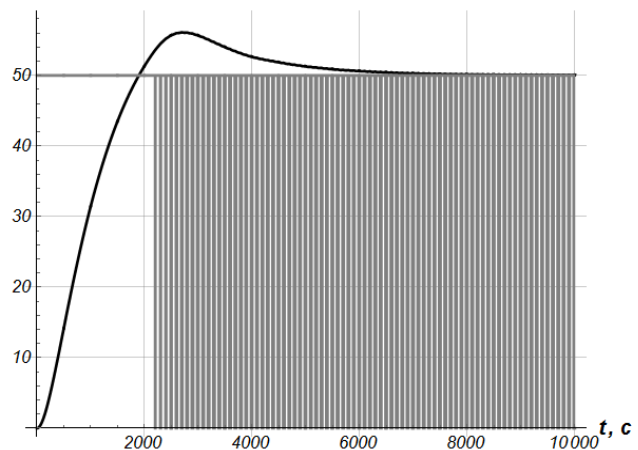
б)

$x \cdot 50, u$

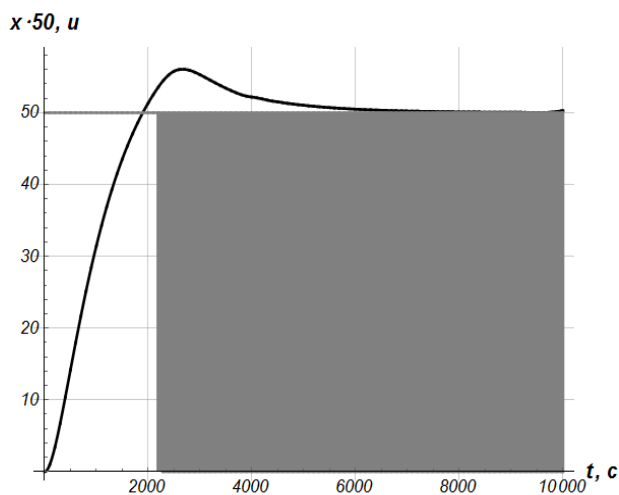


в)

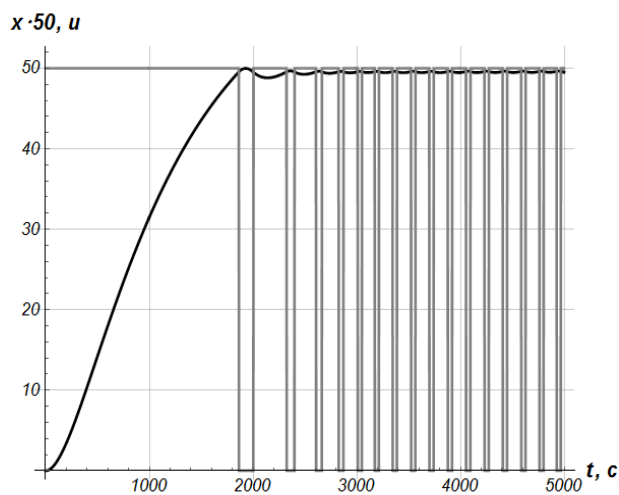
$x \cdot 50, u$



г)



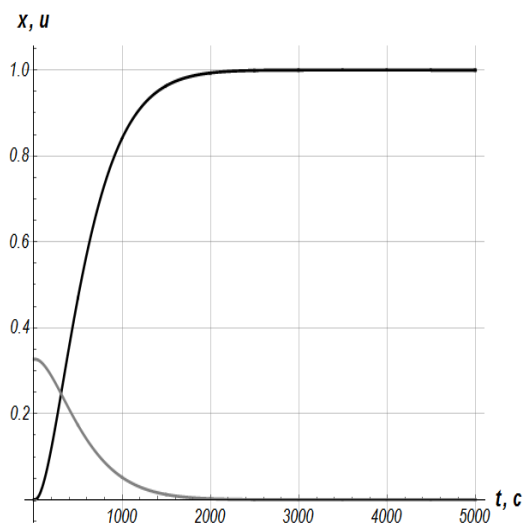
д)



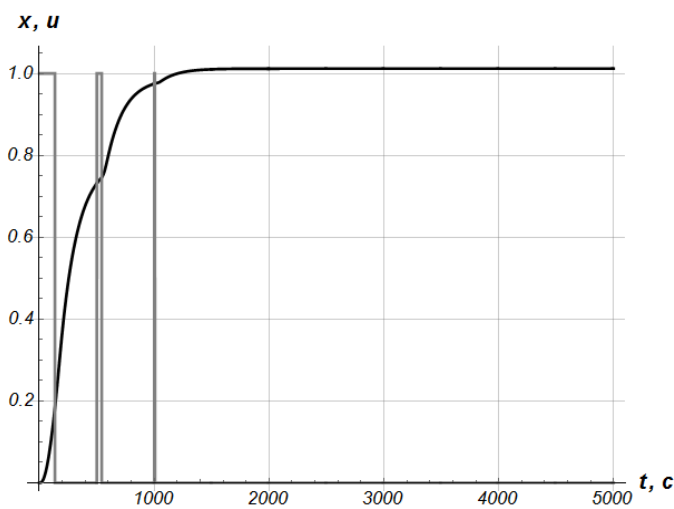
е)

Рисунок В.1 – Графіки регулювання об'єкта з передаточною функцією $G_2(s)$:

- а) неперервне регулювання; б) двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,01 Гц); в) двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,05 Гц); г) двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,2 Гц); д) двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 1 Гц); е) регулювання із мінімальною кількістю перемикань



а)



б)

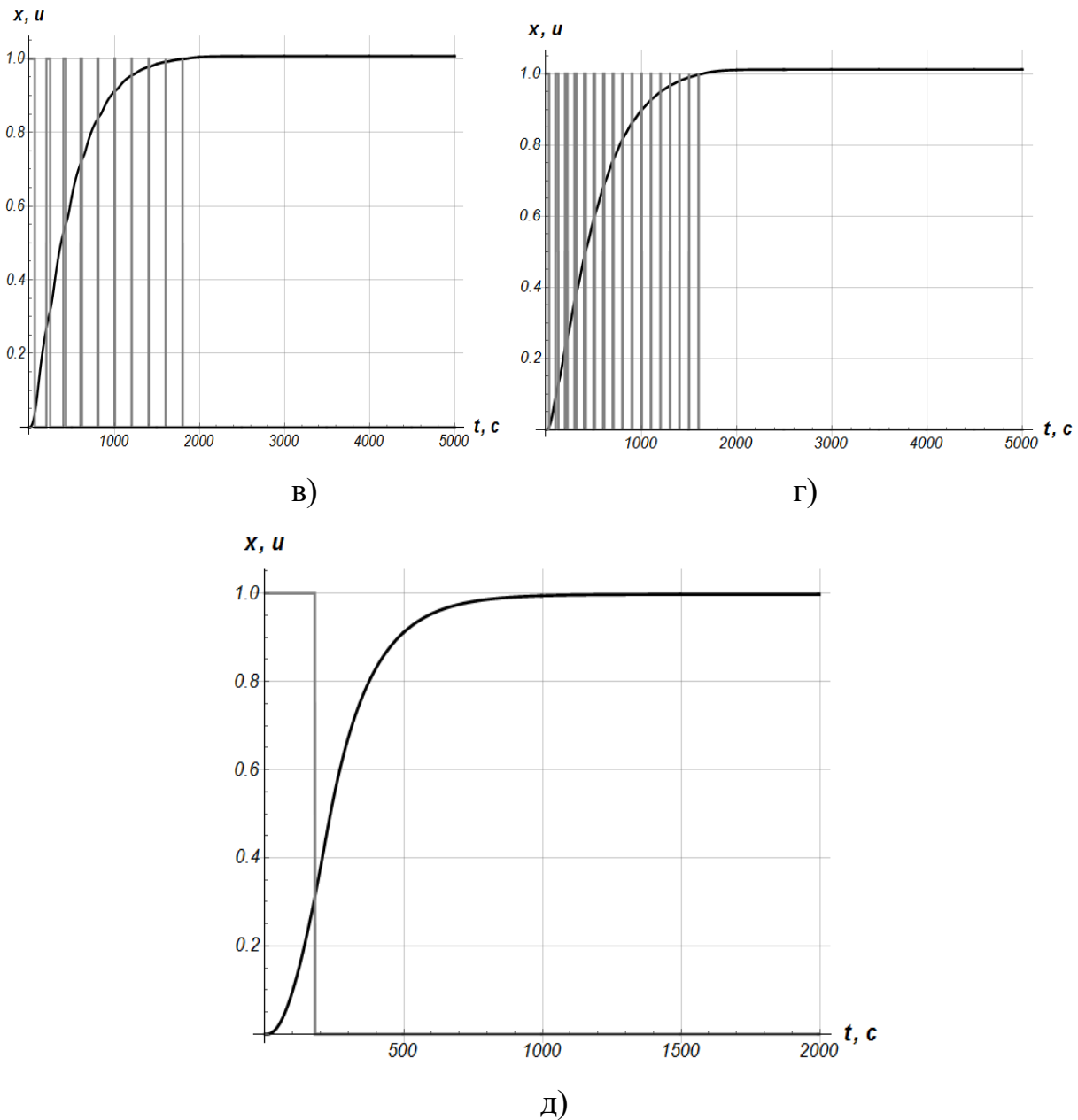


Рисунок В.2 – Графіки регулювання об'єкта з передаточною функцією $G_3(s)$:
 а) неперервне регулювання; б) двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,002 Гц); в) двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,005 Гц);
 г) двопозиційне регулювання (частота ШІМ – 0,01 Гц); д) регулювання із мінімальною кількістю перемикань

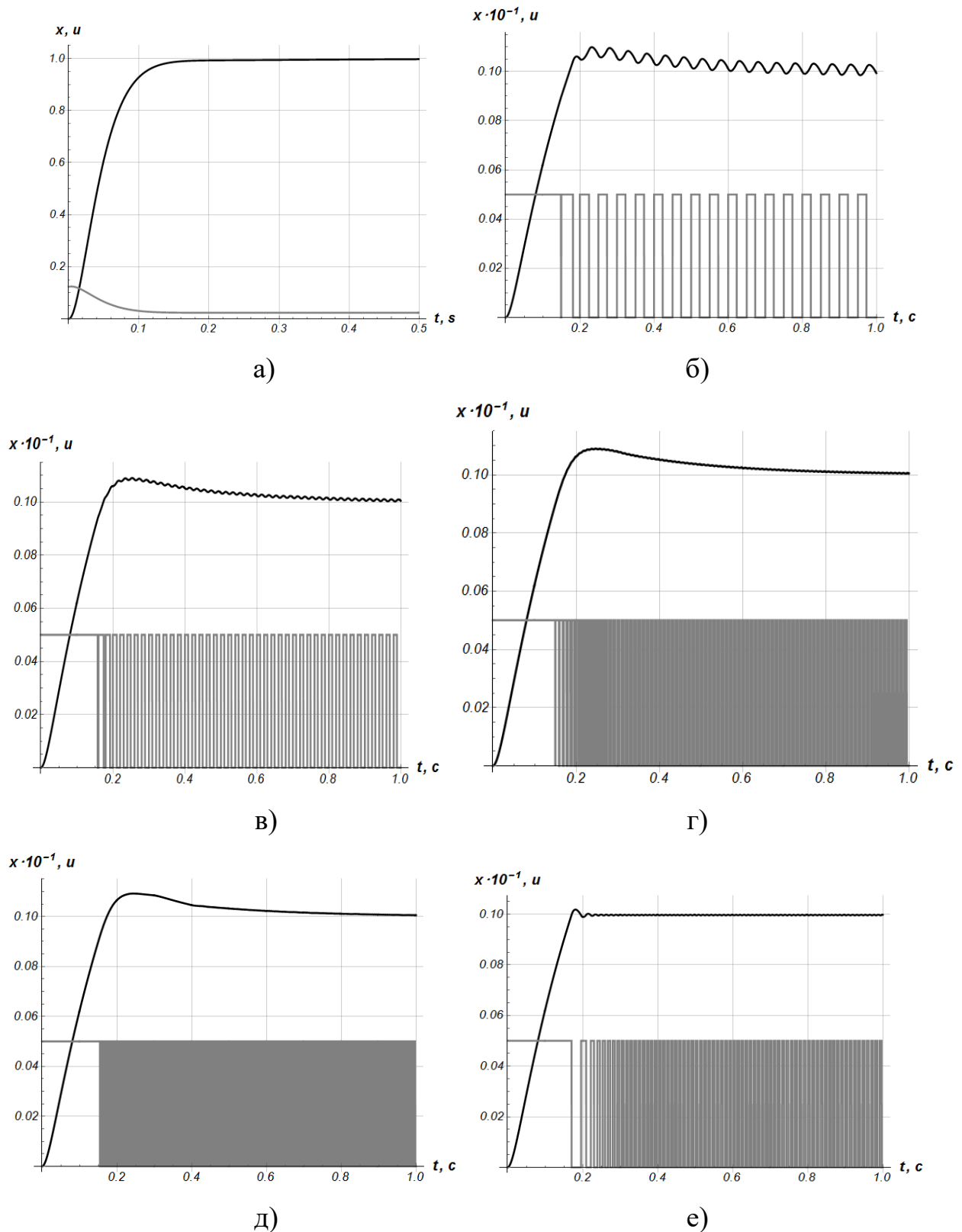


Рисунок В.3 – Графіки регулювання об'єкта з передаточною функцією $G_4(s)$:

- а) неперервне регулювання; б) двопозиційне регулювання (частота ШИМ – 20 Гц); в) двопозиційне регулювання (частота ШИМ – 50 Гц); г) двопозиційне регулювання (частота ШИМ – 100 Гц); д) двопозиційне регулювання (частота ШИМ – 200 Гц); е) регулювання із мінімальною кількістю перемикань

Додаток Г

Таблиця Г.1 – Оціночні показники якості регулювання руху динамічної системи за допомогою нейрорегулятора для експериментів № 2-12

Показник	Одиниця вимірювання	Значення показника
1	2	3
Експеримент № 2		
Перерегулювання	%	21,23
Тривалість перехідного процесу	с	1,37
Відносна усталена похибка регулювання	%	2,91
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,40
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	2,49
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	683,8
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	492,2
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	5,65
Експеримент № 3		
Перерегулювання	%	78,24
Тривалість перехідного процесу	с	1,93
Відносна усталена похибка регулювання	%	42,92
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,20

Продовження таблиці Г.1

1	2	3
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	1,71
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	626,9
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	448,5
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	4,53
Експеримент № 4		
Перерегулювання	%	4,50
Тривалість перехідного процесу	с	1,46
Відносна усталена похибка регулювання	%	19,46
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,71
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	2,62
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	724,2
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	572,8
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	7,19
Експеримент № 5		
Перерегулювання	%	9,92
Тривалість перехідного процесу	с	1,33
Відносна усталена похибка регулювання	%	14,87

Продовження таблиці Г.1

1	2	3
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,43
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	1,94
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	698,4
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	526,4
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	5,98
Експеримент № 6		
Перерегулювання	%	73,25
Тривалість перехідного процесу	с	1,20
Відносна усталена похибка регулювання	%	22,44
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,20
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	1,34
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	632,2
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	457,9
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	4,92
Експеримент № 7		
Перерегулювання	%	0,72

Продовження таблиці Г.1

1	2	3
Тривалість перехідного процесу	с	1,98
Відносна усталена похибка регулювання	%	10,64
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,57
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	3,32
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	719,3
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	543,6
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	6,37
Експеримент № 8		
Перерегулювання	%	11,52
Тривалість перехідного процесу	с	2,43
Відносна усталена похибка регулювання	%	3,27
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,29
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	2,54
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	684,7
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	512,5
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	5,35

Продовження таблиці Г.1

1	2	3
Експеримент № 9		
Перерегулювання	%	91,02
Тривалість перехідного процесу	с	2,53
Відносна усталена похибка регулювання	%	41,59
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,21
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	1,97
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	633,2
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	448,7
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	4,44
Експеримент № 10		
Перерегулювання	%	0,00
Тривалість перехідного процесу	с	3,55
Відносна усталена похибка регулювання	%	19,62
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,50
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	2,55
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	722,5
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	608,4

Продовження таблиці Г.1

1	2	3
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	6,50
Експеримент № 11		
Перерегулювання	%	3,42
Тривалість перехідного процесу	с	2,55
Відносна усталена похибка регулювання	%	14,91
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,31
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	2,02
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	697,2
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	550,9
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	5,76
Експеримент № 12		
Перерегулювання	%	65,41
Тривалість перехідного процесу	с	2,57
Відносна усталена похибка регулювання	%	22,22
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,15
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	1,59
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	636,6

Продовження таблиці Г.1

1	2	3
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	476,0
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	4,68

Таблиця Г.2 – Оціночні показники якості регулювання руху динамічної системи за допомогою нейрорегулятора із інтегральною складовою для експериментів № 2, 3, 5-9, 11 та 12

Показник	Одиниця вимірювання	Значення показника
1	2	3
Експеримент № 2		
Перерегулювання	%	19,19
Тривалість перехідного процесу	с	1,31
Відносна усталена похибка регулювання	%	0,16
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,41
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	2,51
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	695,4
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	491,2
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	5,67

1	2	3
Експеримент № 3		
Перерегулювання	%	81,88
Тривалість перехідного процесу	с	1,26
Відносна усталена похибка регулювання	%	0,34
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,23
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	1,68
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	630,4
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	428,7
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	4,47
Експеримент № 5		
Перерегулювання	%	20,33
Тривалість перехідного процесу	с	1,24
Відносна усталена похибка регулювання	%	0,09
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,45
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	1,93
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	699,6
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	527,7

Продовження таблиці Г.2

1	2	3
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	6,09
Експеримент № 6		
Перерегулювання	%	85,41
Тривалість перехідного процесу	с	1,37
Відносна усталена похибка регулювання	%	0,31
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,20
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	1,26
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	629,4
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	460,3
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	4,86
Експеримент № 7		
Перерегулювання	%	17,37
Тривалість перехідного процесу	с	3,50
Відносна усталена похибка регулювання	%	0,41
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,44
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	3,21
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	721,5

Продовження таблиці Г.2

1	2	3
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	564,9
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	6,05
Експеримент № 8		
Перерегулювання	%	11,09
Тривалість перехідного процесу	с	2,48
Відносна усталена похибка регулювання	%	0,07
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,30
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	2,52
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	695,9
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	512,3
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	5,37
Експеримент № 9		
Перерегулювання	%	84,57
Тривалість перехідного процесу	с	2,63
Відносна усталена похибка регулювання	%	0,70
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,17

Продовження таблиці Г.2

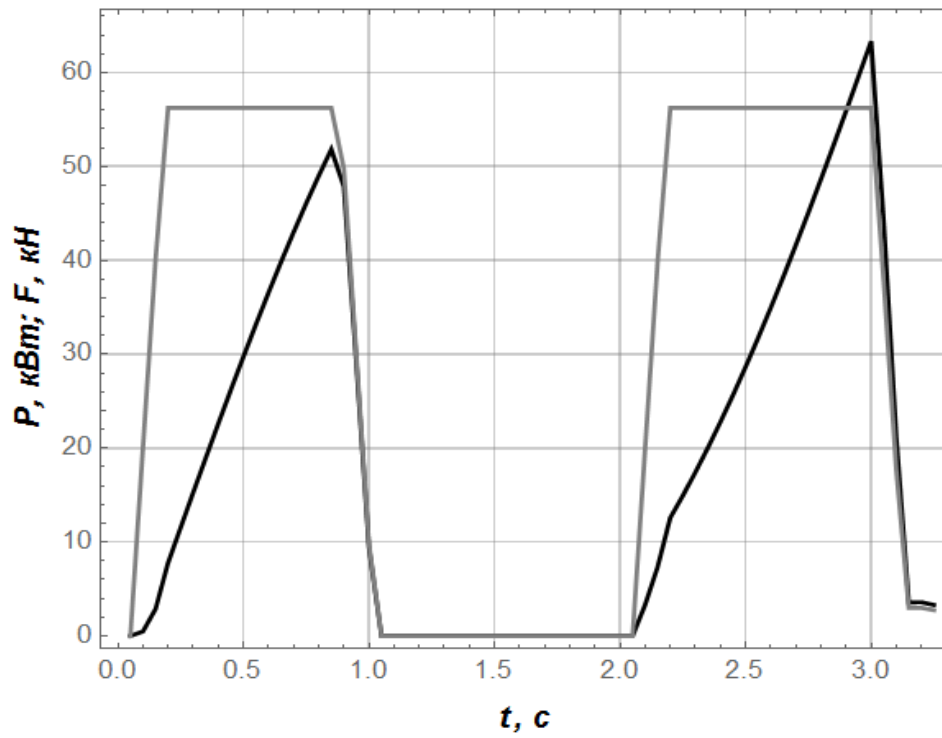
1	2	3
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	1,85
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	632,0
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	421,6
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	4,01
Експеримент № 11		
Перерегулювання	%	15,00
Тривалість перехідного процесу	с	1,37
Відносна усталена похибка регулювання	%	0,23
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,41
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	1,96
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	695,4
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	531,3
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	6,02
Експеримент № 12		
Перерегулювання	%	61,47
Тривалість перехідного процесу	с	1,45
Відносна усталена похибка регулювання	%	1,13

Продовження таблиці Г.2

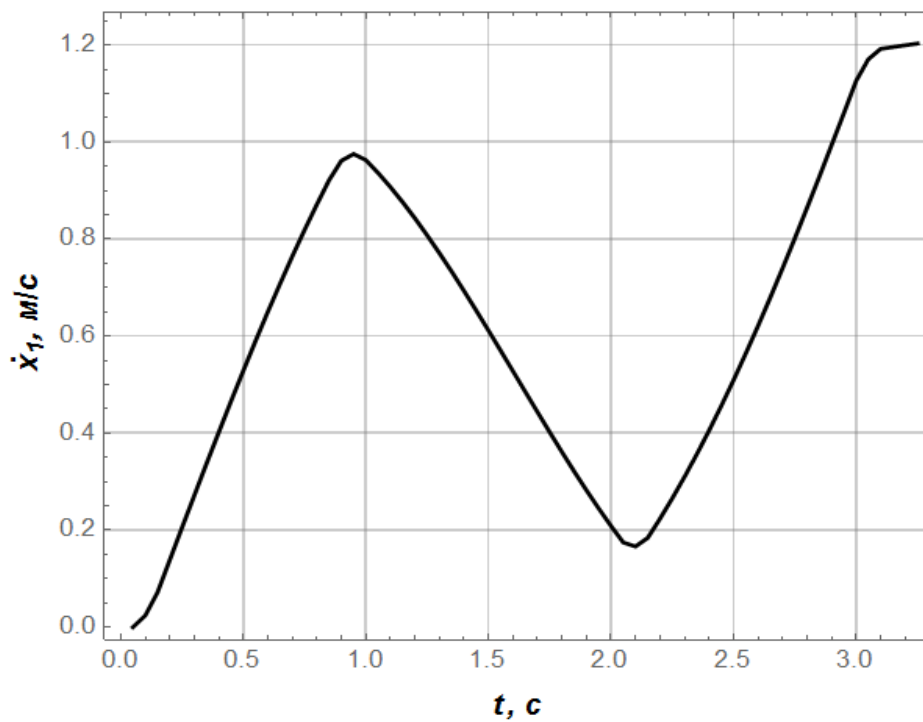
1	2	3
Середньоквадратичне значення похибки регулювання протягом перехідного режиму	рад	0,18
Максимальна кутова швидкість маятника	рад/с	1,43
Максимальна кутова швидкість пропелера	рад/с	631,5
Середньоквадратичне значення кутової швидкості пропелера	рад/с	456,0
Середньоквадратичне значення напруги живлення приводу протягом перехідного режиму	В	4,88

Додаток Д

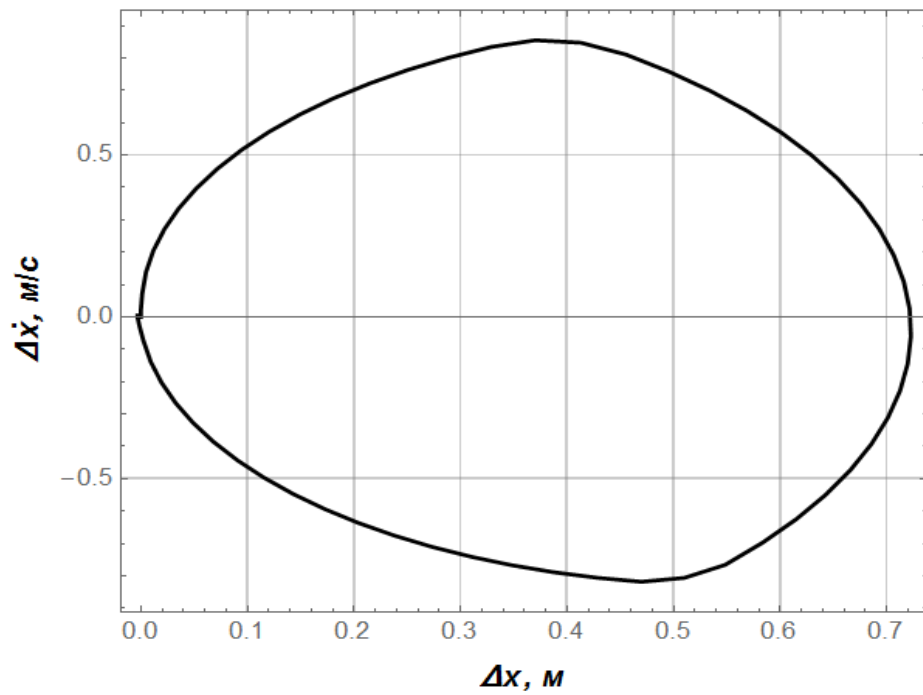
Графічні залежності, що відповідають розв'язкам задач синтезу оптимальних регуляторів руху динамічної системи «кран-вантаж»



а)



б)



в)

Рисунок Д.1 – Графіки кінематичних і динамічних характеристик руху системи при розгоні: а) рушійне зусилля (сіра крива) та споживана приводом потужність (чорна крива); б) швидкість руху крана; в) фазовий портрет коливань вантажу

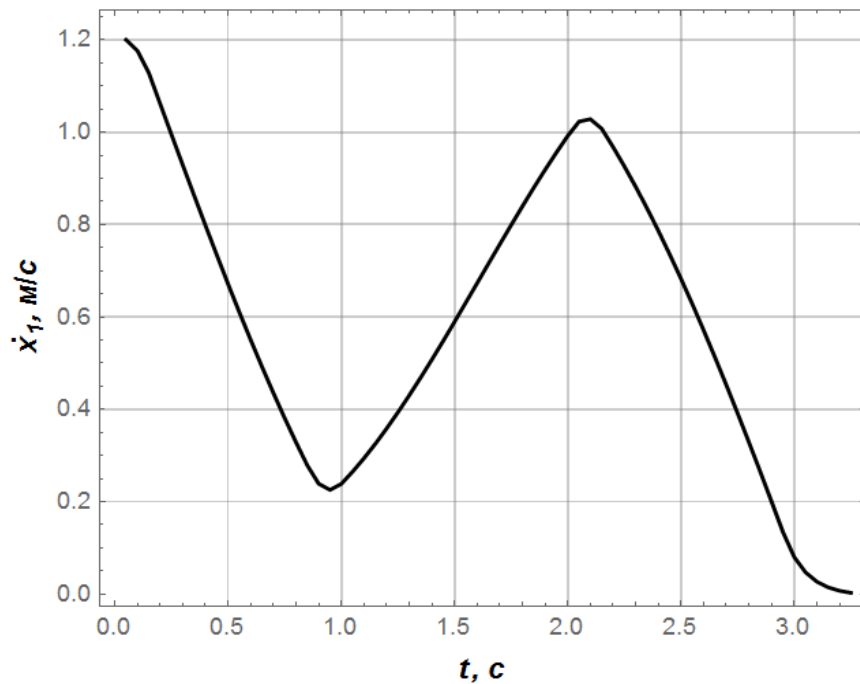


Рисунок Д.2 – Графік швидкості руху крана протягом режиму гальмування крана

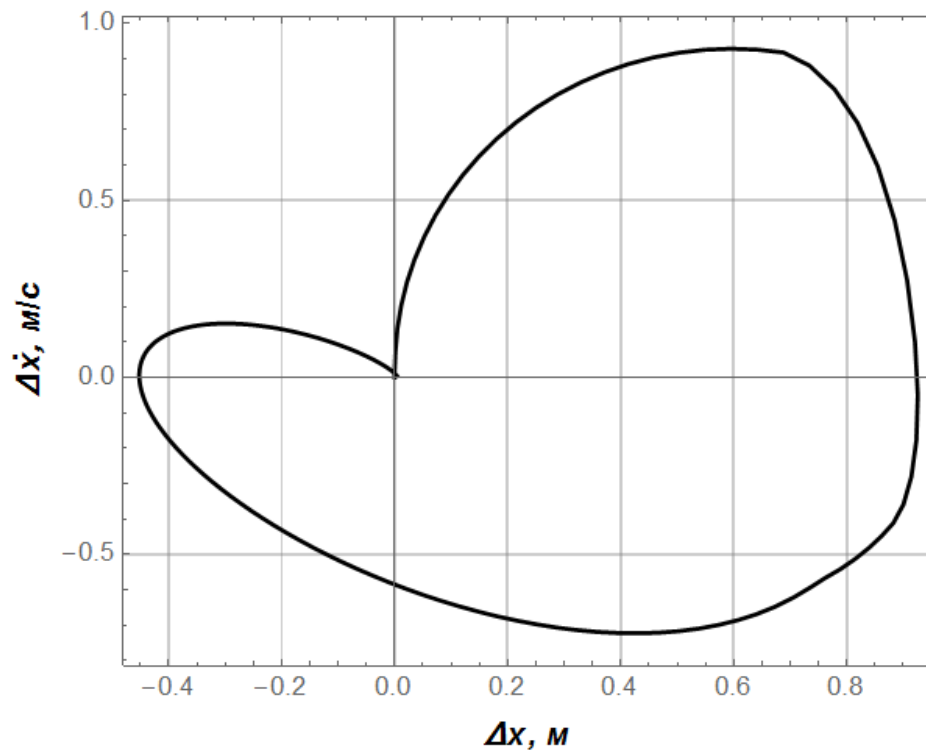


Рисунок Д.3 – Фазовий портрет коливань вантажу протягом повного циклу переміщення крана

Додаток Е

Програмний код розробленого програмного продукту PI-Tuner

Основний програмний модуль

```
unit Unit1;  
interface  
uses  
    Windows, Messages, SysUtils, Variants, Classes, Graphics, Controls, Forms,  
    Dialogs, Functions_Unit, ExtCtrls, StdCtrls, Math, TeeProcs,  
    TeEngine, Chart, Series, ComCtrls, SLScope;  
  
type  
    TForm1 = class(TForm)  
        GroupBox1: TGroupBox;  
        Edit3: TEdit;  
        Edit1: TEdit;  
        Label1: TLabel;  
        Label2: TLabel;  
        GroupBox2: TGroupBox;  
        Edit2: TEdit;  
        Label3: TLabel;  
        Label4: TLabel;  
        GroupBox3: TGroupBox;  
        Label5: TLabel;  
        Label6: TLabel;  
        Label7: TLabel;  
        Label8: TLabel;  
        Edit6: TEdit;
```

Label11: TLabel;
Edit7: TEdit;
Label12: TLabel;
Label13: TLabel;
Edit8: TEdit;
Edit9: TEdit;
Label14: TLabel;
Label15: TLabel;
Edit10: TEdit;
Label16: TLabel;
Label17: TLabel;
Edit11: TEdit;
Button4: TButton;
SLScope1: TSLScope;
Edit4: TEdit;
Label10: TLabel;
Label18: TLabel;
Edit5: TEdit;
Label19: TLabel;
GroupBox4: TGroupBox;
Label20: TLabel;
Label21: TLabel;
Label22: TLabel;
Label23: TLabel;
Button1: TButton;
Label24: TLabel;
Label25: TLabel;
Label26: TLabel;
Label27: TLabel;
GroupBox5: TGroupBox;

Edit12: TEdit;
Label28: TLabel;
Edit13: TEdit;
Label29: TLabel;
Edit14: TEdit;
Label30: TLabel;
Edit15: TEdit;
Edit16: TEdit;
Label31: TLabel;
Label32: TLabel;
Button2: TButton;
ProgressBar1: TProgressBar;
GroupBox6: TGroupBox;
Edit17: TEdit;
Edit18: TEdit;
Edit19: TEdit;
Edit20: TEdit;
Label34: TLabel;
Label35: TLabel;
Label36: TLabel;
Label37: TLabel;
Edit21: TEdit;
Label38: TLabel;
GroupBox7: TGroupBox;
Label39: TLabel;
Label40: TLabel;
Edit22: TEdit;
Edit23: TEdit;
GroupBox8: TGroupBox;
Button3: TButton;

```
Label9: TLabel;  
Label41: TLabel;  
Label42: TLabel;  
Label43: TLabel;  
Label44: TLabel;  
Label33: TLabel;  
procedure Button4Click(Sender: TObject);  
procedure Button1Click(Sender: TObject);  
procedure Button2Click(Sender: TObject);  
procedure Button3Click(Sender: TObject);
```

```
private
```

```
{ Private declarations }
```

```
public
```

```
{ Public declarations }
```

```
end;
```

```
var
```

```
Form1: TForm1;
```

```
KI, KP, UMax: real;
```

```
t, dt, TModelled: real;
```

```
A, L: real;
```

```
B3, B2, B1, B0: real;
```

```
SwarmPopulation, IterationNumber: integer;
```

```
c1, c2, w: real;
```

```
x1, x2, x3, e, U: real;
```

```
KPMin, KIMin, KPMax, KIMax, TMin, TMax: real;
```

MaxX, Res0, Res1, Res2, Res3, Res4, TotalDynamicsX1P0wer2,
TotalDynamicsUP0wer2: real;

TCriterion: real;

SettlingTimeI: integer;

AbsMeanErrorCriterionCoef, AbsMeanControlCriterionCoef,
SettlingTimeCriterionCoef, OverShotCriterionCoef: real;

ProportionalError, IntegralError: real;

ParticleBestCost: real;

i, j, iter: integer;

Dlinna: integer;

CognChangeCoef: integer;

DynamicsX1: array of real;

DynamicsX2: array of real;

DynamicsX3: array of real;

DynamicsU: array of real;

{задаємо розмірність масиву 3, оскільки шукаємо лише три невідомих
числа: два коефіцієнти ПІ-регулятора та тривалість моделювання}

ParticlesVelocity: array of array[1..3] of real; // масив швидкостей частинок

ParticlesPosition: array of array[1..3] of real; // масив положень частинок

ParticlesBestPosition: array of array[1..3] of real; // масив найкращих
положень частинок

ParticlesBestCriterion: array of real; // масив значення критерію для
найкращих положень частинок

```
SwarmBestPosition: array[1..3] of real;           // масив одного найкращого  
положення, яке знайшов весь рій
```

```
BestParticleNumber: integer;
```

```
const
```

```
r=1;
```

```
implementation
```

```
uses Unit3;
```

```
{ $R *.dfm }
```

```
procedure TForm1.Button4Click(Sender: TObject);
```

```
begin
```

```
Button1.Enabled:=True;
```

```
i:=1;
```

```
{ параметри ПІ-регулятора }
```

```
KI:=StrToFloat(Edit1.Text);
```

```
KP:=StrToFloat(Edit3.Text);
```

```
UMax:=StrToFloat(Edit4.Text);
```

```
{ параметри моделювання }
```

```
dt:=StrToFloat(Edit2.Text);
```

```
TModelled:=StrToFloat(Edit11.Text);
```

```
{ параметри об'єкта регулювання }
```

```
A:=StrToFloat(Edit6.Text);  
B3:=StrToFloat(Edit7.Text);  
B2:=StrToFloat(Edit8.Text);  
B1:=StrToFloat(Edit10.Text);  
B0:=StrToFloat(Edit9.Text);  
L:=StrToFloat(Edit5.Text);
```

```
Dlinna:=Round(TModelled/dt);  
SetLength(DynamicsX1, Dlinna);  
SetLength(DynamicsX2, Dlinna);  
SetLength(DynamicsX3, Dlinna);  
SetLength(DynamicsU, Dlinna);
```

```
x1:=0;  
x2:=0;  
x3:=0;  
DynamicsX1[i]:=x1;  
DynamicsX2[i]:=x2;  
DynamicsX3[i]:=x3;  
DynamicsU[i]:=U;
```

```
e:=r-x1;
```

```
ProportionalError:=e;  
IntegralError:=e*dt;
```

```
{розрахунок для об'єктів регулювання третього порядку}
```

```
if (B3<>0) and (B2<>0) then
```

```
begin
```

```
    {Запуск цикла}
```

```

While i<Dlinna do begin
U:=ProportionalError*KP+IntegralError*KI;
if U>UMax then U:=UMax;
if U<0 then U:=0;

x1:=x1+x2*dt;
x2:=x2+x3*dt;
if i<(L/dt) then x3:=x3+((0-(B2*x3+B1*x2+B0*x1))*dt)/B3 else
x3:=x3+((A*DynamicsU[i-1]-(B2*x3+B1*x2+B0*x1))*dt)/B3;

DynamicsX1[i]:=x1;
DynamicsX2[i]:=x2;
DynamicsX3[i]:=x3;
DynamicsU[i]:=U;
i:=i+1;
e:=r-x1;
ProportionalError:=e;
IntegralError:=IntegralError+e*dt;
end;
end;

```

```

{розрахунок для об'єктів регулювання другого порядку}
if (B3=0) and (B2<>0) then
begin
    {Запуск цикла}
    While i<Dlinna do begin
    U:=ProportionalError*KP+IntegralError*KI;
    if U>UMax then U:=UMax;
    if U<0 then U:=0;

```

```

x1:=x1+x2*dt;
if i<(L/dt) then x2:=x2+((0-(B0*x1+B1*x2))/B2)*dt else
x2:=x2+((A*DynamicsU[i-1]-(B0*x1+B1*x2))/B2)*dt;

```

```

DynamicsX1[i]:=x1;
DynamicsX2[i]:=x2;
DynamicsU[i]:=U;
i:=i+1;
e:=r-x1;
ProportionalError:=e;
IntegralError:=IntegralError+e*dt;
end;
end;

```

```

    {розрахунок для об'єктів регулювання першого порядку}
    if (B3=0) and (B2=0) then
begin
    {Запуск цикла}
    While i<Dlinna do begin
    U:=ProportionalError*KP+IntegralError*KI;
    if U>UMax then U:=UMax;
    if U<0 then U:=0;

    if i<(L/dt) then x1:=x1+((0-B0*x1)*dt)/B1 else x1:=x1+((A*DynamicsU[i-1]-
B0*x1)*dt)/B1;

    DynamicsX1[i]:=x1;
    DynamicsU[i]:=U;
    i:=i+1;
    e:=r-x1;

```

```

ProportionalError:=e;
IntegralError:=IntegralError+e*dt;
end;
end;

    {побудова графіка функції}
SLScope1.Channels[0].Data.Clear;
SLScope1.Channels[0].Width:=3;

SLScope1.Channels[1].Data.Clear;
SLScope1.Channels[1].Width:=3;

SLScope1.XAxis.Max.Tick.Value:=TModelled;
SLScope1.XAxis.Min.Tick.Value:=0;

SLScope1.YAxis.Max:=1.2;
SLScope1.YAxis.Min:=0;

t:=dt;
j:=1;
while t<=TModelled-dt do
begin
    SLScope1.Channels[0].Data.AddXYPoint(t, DynamicsX1[j]);
    SLScope1.Channels[1].Data.AddXYPoint(t, DynamicsU[j]);
    t:=t+dt;
    j:=j+1;
end;

    Beep;

```

end;

procedure TForm1.Button1Click(Sender: TObject);

begin

{визначення якісних показників регулювання}

{визначення перерегулювання}

i:=1;

MaxX:=DynamicsX1[i];

while i<=(Dlinna-1) do

begin

if MaxX<DynamicsX1[i] then MaxX:=DynamicsX1[i];

i:=i+1;

end;

Res1:=RoundTo(((MaxX-1)*100), -2);

Label24.Caption:=FloatToStr(Res1);

{визначення тривалості регулювання}

i:=Dlinna;

Res0:=Abs(DynamicsX1[i-1]-1);

while Res0<0.05 do begin

i:=i-1;

Res0:=Abs(DynamicsX1[i-1]-1);

end;

Res2:=i*dt;

Label25.Caption:=FloatToStr(Res2);

SettlingTimeI:=i;

{визначення RMS похибки}

```

i:=1;
TotalDynamicsX1P0wer2:=0;
while i<=SetllingTimeI do begin
TotalDynamicsX1P0wer2:=TotalDynamicsX1P0wer2+Power(DynamicsX1[i],
2);
i:=i+1;
end;
Res3:=RoundTo(Sqrt(TotalDynamicsX1P0wer2/SetllingTimeI), -2);
Label26.Caption:=FloatToStr(Res3);

```

{визначення RMS регулювання}

```

i:=1;
TotalDynamicsUP0wer2:=0;
while i<=SetllingTimeI do begin
TotalDynamicsUP0wer2:=TotalDynamicsUP0wer2+Power(DynamicsU[i], 2);
i:=i+1;
end;
Res4:=RoundTo(Sqrt(TotalDynamicsUP0wer2/SetllingTimeI), -2);
Label27.Caption:=FloatToStr(Res4);

end;

```

```

procedure TForm1.Button2Click(Sender: TObject);

```

```

var
dimension: integer;
particle: integer;
bestParticleIndex: integer;
r1, r2: real;

```

begin

Button3.Enabled:=True;

{задання коефіцієнтів важливості одиничних критеріїв}

AbsMeanErrorCriterionCoef:=StrToFloat(Edit18.Text);

AbsMeanControlCriterionCoef:=StrToFloat(Edit17.Text);

SettlingTimeCriterionCoef:=StrToFloat(Edit19.Text);

OverShotCriterionCoef:=StrToFloat(Edit20.Text);

{задання параметрів методу оптимізації}

CognChangeCoef:=StrToInt(Edit21.Text);

SwarmPopulation:=StrToInt(Edit12.Text);

IterationNumber:=StrToInt(Edit13.Text);

{задання параметрів оновлення швидкостей часточок}

c1:=StrToFloat(Edit14.Text);

c2:=StrToFloat(Edit15.Text);

w:=StrToFloat(Edit16.Text);

{задання меж пошуку оптимальних значень параметрів}

KPMin:=0;

KIMin:=0;

KPMax:=StrToFloat(Edit22.Text);

KIMax:=StrToFloat(Edit23.Text);

TMin:=5*StrToFloat(Edit2.Text);

TMax:=StrToFloat(Edit11.Text);

ProgressBar1.Max:=IterationNumber;

{ІНІЦІАЛІЗАЦІЯ РОЮ ЧАСТОЧОК}

{задання масивів}

SetLength(ParticlesVelocity, SwarmPopulation); // масив положень
частинок

SetLength(ParticlesPosition, SwarmPopulation); // масив швидкостей
частинок

SetLength(ParticlesBestPosition, SwarmPopulation); // масив найкращих
знайдених положень частинок

SetLength(ParticlesBestCriterion, SwarmPopulation); // масив значень
критерію, що відповідає найкращим знайденим положенням частинок

{заповнення масиву положень}

SetLength(ParticlesPosition, SwarmPopulation);

For particle:=0 to SwarmPopulation-1 do begin

For dimension:=1 to 3 do begin

if dimension=1 then ParticlesPosition[particle][dimension]:=Random*(KPMax-
KPMin)+KPMin;

if dimension=2 then ParticlesPosition[particle][dimension]:=Random*(KIMax-
KIMin)+KIMin;

if dimension=3 then ParticlesPosition[particle][dimension]:=Random*(TMax-
TMin)+TMin;

end;

end;

{заповнення масиву найкращих положень частинок - спочатку вони є початковими}

For particle:=0 to SwarmPopulation-1 do

For dimension:=1 to 3 do

ParticlesBestPosition[particle][dimension]:=ParticlesPosition[particle][dimension];

{заповнення масиву значень функції для кожної з частинок}

For particle:=0 to SwarmPopulation-1 do

ParticlesBestCriterion[particle]:=Criterion((ParticlesPosition[particle][1]),
(ParticlesPosition[particle][2]), (ParticlesPosition[particle][3]), UMax, dt, A, B3,
B2, B1, B0, L, AbsMeanErrorCriterionCoef, AbsMeanControlCriterionCoef,
SettlingTimeCriterionCoef, OverShotCriterionCoef);

{знаходження порядкового номера найкращої частинки у рої}

{нумерація масивів починається з 0}

BestParticleNumber:=BestParticleNumberFunction(ParticlesBestCriterion);

{виконання ітерацій методу}

For iter:=1 to IterationNumber do begin

{оновлення положень та швидкостей для кожної частинки}

For particle:=0 to SwarmPopulation-1 do begin

{розрахунки для кожного з аргументів - коефіцієнтів KP, KI та тривалості моделювання T}

```

For dimension:=1 to 3 do begin
    r1:=Random;
    r2:=Random;

    // зміна порядкового номера частинки у когнітивній складовій
Оновлення швидкості
    if          Frac(iter/CognChangeCoef)=0          then
bestParticleIndex:=Round(Random*(SwarmPopulation-1))
    else
    bestParticleIndex:=particle;

    // розрахунок швидкості для одного аргумента однієї
частинки

ParticlesVelocity[particle][dimension]:=w*(ParticlesVelocity[particle][dimension]
)+c1*r1*((ParticlesBestPosition[bestParticleIndex][dimension])-
(ParticlesPosition[particle][dimension]))+c2*r2*((ParticlesPosition[BestParticleNu
mber][dimension])-(ParticlesPosition[particle][dimension]));

    // розрахунок положення для одного аргумента однієї частинки

ParticlesPosition[particle][dimension]:=ParticlesPosition[particle][dimension]+Par
ticlesVelocity[particle][dimension];

    // перевірка виходу за межі для одного аргумента однієї частинки
    if dimension=1 then begin
        if      (ParticlesPosition[particle][dimension])>KPMax      then
ParticlesPosition[particle][dimension]:=KPMax;
        if      (ParticlesPosition[particle][dimension])<KPMin      then
ParticlesPosition[particle][dimension]:=KPMin;

```

```

        end;

        if dimension=2 then begin
            if (ParticlesPosition[particle][dimension])>KIMax then
                ParticlesPosition[particle][dimension]:=KIMax;
            if (ParticlesPosition[particle][dimension])<KIMin then
                ParticlesPosition[particle][dimension]:=KIMin;
            end;

            if dimension=3 then begin
                if (ParticlesPosition[particle][dimension])>TMax then
                    ParticlesPosition[particle][dimension]:=TMax;
                if (ParticlesPosition[particle][dimension])<TMin then
                    ParticlesPosition[particle][dimension]:=TMin;
                end;

            end; // кінець циклу розрахунку для кожного з аргументів
        end; // кінець циклу розрахунку положень та швидкостей для кожної
частинки

        // оновлення personalBest
        For particle:=0 to SwarmPopulation-1 do begin
            if Criterion((ParticlesPosition[particle][1]),
                (ParticlesPosition[particle][2]), (ParticlesPosition[particle][3]), UMax, dt, A, B3,
                B2, B1, B0, L, AbsMeanErrorCriterionCoef, AbsMeanControlCriterionCoef,
                SettlingTimeCriterionCoef,
                OverShotCriterionCoef)<(ParticlesBestCriterion[particle]) then begin

                ParticlesBestCriterion[particle]:=Criterion((ParticlesPosition[particle][1]),
                    (ParticlesPosition[particle][2]), (ParticlesPosition[particle][3]), UMax, dt, A, B3,

```

```
B2, B1, B0, L, AbsMeanErrorCriterionCoef, AbsMeanControlCriterionCoef,  
SettlingTimeCriterionCoef, OverShotCriterionCoef);
```

```
For dimension:=1 to 3 do begin
```

```
ParticlesBestPosition[particle][dimension]:=ParticlesPosition[particle][dimension];
```

```
end;
```

```
end;
```

```
end;
```

```
// оновлення globalBest
```

```
BestParticleNumber:=BestParticleNumberFunction(ParticlesBestCriterion);
```

```
ProgressBar1.Position:=iter;
```

```
end; // кінець циклу розрахунку ітерації методу PSO
```

```
ProgressBar1.Position:=0;
```

```
Label33.Caption:=FloatToStr(RoundTo(ParticlesBestCriterion[BestParticleNumber], -4));
```

```
Label42.Caption:=FloatToStr(RoundTo(ParticlesBestPosition[BestParticleNumber][1], -10));
```

```
Label43.Caption:=FloatToStr(RoundTo(ParticlesBestPosition[BestParticleNumber][2], -10));
```

```
Beep();
```

end;

procedure TForm1.Button3Click(Sender: TObject);

begin

Edit3.Text:=FloatToStr(ParticlesBestPosition[BestParticleNumber][1]);

Edit1.Text:=FloatToStr(ParticlesBestPosition[BestParticleNumber][2]);

end;

end.

Додатковий (функціональний) програмний модуль

```
unit Functions_Unit;
```

```
interface
```

```
uses SysUtils, Math;
```

```
var
```

```
TerminalCriterion, InEqCriterion, DlinnaCriterion, x1Criterion, x2Criterion,  
x3Criterion: real;
```

```
DynamicsX1Criterion, DynamicsX2Criterion, DynamicsX3Criterion,  
DynamicsUCriterion: array of real;
```

```
function Criterion(Kp, Ki, TCriterion, UMax, dt, A, B3, B2, B1, B0, L,  
AbsMeanErrorCriterionCoef, AbsMeanControlCriterionCoef,  
SettlingTimeCriterionCoef, OverShotCriterionCoef: real): real;
```

```
function BestParticleNumberFunction(ParticlesBestCriterion: array of real):  
integer;
```

```
implementation
```

```
function Criterion(Kp, Ki, TCriterion, UMax, dt, A, B3, B2, B1, B0, L,  
AbsMeanErrorCriterionCoef, AbsMeanControlCriterionCoef,  
SettlingTimeCriterionCoef, OverShotCriterionCoef: real): real;
```

```
var
```

```
TerminalCriterion, InEqCriterion, SettlingTimeCriterion: real;
```

```
x1Criterion, x2Criterion, x3Criterion, eCriterion, MaxXCriterion: real;
```

```
TotalDynamicsX1P0wer2Criterion, TotalDynamicsUP0wer2Criterion:
```

```
Extended;
```

```

ProportionalErrorCriterion, IntegralErrorCriterion, UCriterion: real;
iCriterion, DlinnaCriterion: integer;
DynamicsX1Criterion, DynamicsUCriterion: array of real;
begin

DlinnaCriterion:=Round(TCriterion/dt);
SetLength(DynamicsUCriterion, DlinnaCriterion);
SetLength(DynamicsX1Criterion, DlinnaCriterion);

x1Criterion:=0;
x2Criterion:=0;
x3Criterion:=0;
iCriterion:=1;

DynamicsUCriterion[iCriterion]:=UCriterion;

eCriterion:=1-x1Criterion;

ProportionalErrorCriterion:=eCriterion;
IntegralErrorCriterion:=eCriterion*dt;

{розрахунок для об'єктів регулювання третього порядку}
if (B3<>0) and (B2<>0) then
begin
    {Запуск цикла}
    While iCriterion<DlinnaCriterion do begin
    UCriterion:=ProportionalErrorCriterion*Kp+IntegralErrorCriterion*Ki;
    if UCriterion>UMax then UCriterion:=UMax;
    if UCriterion<0 then UCriterion:=0;

```

```

x1Criterion:=x1Criterion+x2Criterion*dt;
x2Criterion:=x2Criterion+x3Criterion*dt;
if      iCriterion<(L/dt)      then      x3Criterion:=x3Criterion+((0-
(B2*x3Criterion+B1*x2Criterion+B0*x1Criterion))*dt)/B3      else
x3Criterion:=x3Criterion+((A*DynamicsUCriterion[iCriterion-1]-
(B2*x3Criterion+B1*x2Criterion+B0*x1Criterion))*dt)/B3;

```

```

DynamicsUCriterion[iCriterion]:=UCriterion;
DynamicsX1Criterion[iCriterion]:=x1Criterion;

```

```

iCriterion:=iCriterion+1;
eCriterion:=1-x1Criterion;
ProportionalErrorCriterion:=eCriterion;
IntegralErrorCriterion:=eCriterion*dt;
end;
end;

```

{розрахунок для об'єктів регулювання другого порядку}

```

if (B3=0) and (B2<>0) then

```

```

begin

```

```

    {Запуск цикла}

```

```

    While iCriterion<DlinnaCriterion do begin

```

```

        UCriterion:=ProportionalErrorCriterion*Kp+IntegralErrorCriterion*Ki;

```

```

        if UCriterion>UMax then UCriterion:=UMax;

```

```

        if UCriterion<0 then UCriterion:=0;

```

```

        x1Criterion:=x1Criterion+x2Criterion*dt;

```

```

        if      iCriterion<(L/dt)      then      x2Criterion:=x2Criterion+((0-
(B0*x1Criterion+B1*x2Criterion))/B2))*dt      else

```

```
x2Criterion:=x2Criterion+((A*DynamicsUCriterion[iCriterion-1]-  
(B0*x1Criterion+B1*x2Criterion))/B2)*dt;
```

```
DynamicsUCriterion[iCriterion]:=UCriterion;
```

```
DynamicsX1Criterion[iCriterion]:=x1Criterion;
```

```
iCriterion:=iCriterion+1;
```

```
eCriterion:=1-x1Criterion;
```

```
ProportionalErrorCriterion:=eCriterion;
```

```
IntegralErrorCriterion:=IntegralErrorCriterion+eCriterion*dt;
```

```
end;
```

```
end;
```

```
{розрахунок для об'єктів регулювання першого порядку}
```

```
if (B3=0) and (B2=0) then
```

```
begin
```

```
    {Запуск цикла}
```

```
While iCriterion<DlinnaCriterion do begin
```

```
UCriterion:=ProportionalErrorCriterion*Kp+IntegralErrorCriterion*Ki;
```

```
if UCriterion>UMax then UCriterion:=UMax;
```

```
if UCriterion<0 then UCriterion:=0;
```

```
if iCriterion<(L/dt) then x1Criterion:=x1Criterion+((0-B0*x1Criterion)*dt)/B1
```

```
else x1Criterion:=x1Criterion+((A*DynamicsUCriterion[iCriterion-1]-  
B0*x1Criterion)*dt)/B1;
```

```
DynamicsUCriterion[iCriterion]:=UCriterion;
```

```
DynamicsX1Criterion[iCriterion]:=x1Criterion;
```

```
iCriterion:=iCriterion+1;
```

```

eCriterion:=1-x1Criterion;
ProportionalErrorCriterion:=eCriterion;
IntegralErrorCriterion:=IntegralErrorCriterion+eCriterion*dt;
end;
end;

    {визначення термінального критерія}
    if    (Abs(eCriterion)<0.001)    and    (Abs(x2Criterion)<0.001)    and
(Abs(x3Criterion)<0.001)    then    TerminalCriterion:=0    else
TerminalCriterion:=(Abs(eCriterion)+Abs(x2Criterion)+Abs(x3Criterion))*10000
000;

    {визначення критерію перерегулювання}
iCriterion:=1;
MaxXCriterion:=DynamicsX1Criterion[iCriterion];
while iCriterion<=(DlinnaCriterion-1) do
begin
    if    MaxXCriterion<DynamicsX1Criterion[iCriterion]    then
MaxXCriterion:=DynamicsX1Criterion[iCriterion];
    iCriterion:=iCriterion+1;
end;
    if    MaxXCriterion>1    then    InEqCriterion:=(MaxXCriterion-1)*1000    else
InEqCriterion:=0;

    {визначення критерію тривалості регулювання}
iCriterion:=DlinnaCriterion;
while Abs(DynamicsX1Criterion[iCriterion-1]-1)<0.05 do begin
iCriterion:=iCriterion-1;
end;
SettlingTimeCriterion:=iCriterion*dt;

```

{визначення критерію середнього значення модуля похибки}

iCriterion:=1;

TotalDynamicsX1P0wer2Criterion:=0;

while iCriterion<=Round(SetlingTimeCriterion/dt) do begin

TotalDynamicsX1P0wer2Criterion:=TotalDynamicsX1P0wer2Criterion+(Abs(DynamicsX1Criterion[iCriterion])/Round(SetlingTimeCriterion/dt));

iCriterion:=iCriterion+1;

end;

{визначення критерію середнього значення модуля регулювання}

iCriterion:=1;

TotalDynamicsUP0wer2Criterion:=0;

while iCriterion<=Round(SetlingTimeCriterion/dt) do begin

TotalDynamicsUP0wer2Criterion:=TotalDynamicsUP0wer2Criterion+(Abs(DynamicsUCriterion[iCriterion])/Round(SetlingTimeCriterion/dt));

iCriterion:=iCriterion+1;

end;

{функція повертає значення узагальненого критерію}

if

(TerminalCriterion+InEqCriterion*OverShotCriterionCoef+SetlingTimeCriterion*SetlingTimeCriterionCoef+TotalDynamicsX1P0wer2Criterion*AbsMeanErrorCriterionCoef+TotalDynamicsUP0wer2Criterion*AbsMeanControlCriterionCoef)>Power(10, 50) then

Result:=Power(10, 50)

else

Result:=RoundTo(TerminalCriterion+InEqCriterion*OverShotCriterionCoef+Setl

lingTimeCriterion*SetlingTimeCriterionCoef+TotalDynamicsX1P0wer2Criterion*AbsMeanErrorCriterionCoef+TotalDynamicsUP0wer2Criterion*AbsMeanControlCriterionCoef);

```
ingTimeCriterion*SettlingTimeCriterionCoef+TotalDynamicsX1P0wer2Criterion*  
AbsMeanErrorCriterionCoef+TotalDynamicsUP0wer2Criterion*AbsMeanControl  
CriterionCoef, -3)
```

```
end;
```

```
function BestParticleNumberFunction(ParticlesBestCriterion: array of real):  
integer;
```

```
var particleSwarm, BestParticleNumber: integer;
```

```
begin
```

```
BestParticleNumber:=0;
```

```
{знаходження порядкового номера найкращої частинки у рої}
```

```
{нумерація масивів починається з 0}
```

```
For particleSwarm:=0 to Length(ParticlesBestCriterion)-1 do
```

```
if
```

```
ParticlesBestCriterion[particleSwarm]<ParticlesBestCriterion[BestParticleNumber  
] then BestParticleNumber:=particleSwarm;
```

```
{функція повертає порядковий номер кращої частинки у рої}
```

```
Result:=BestParticleNumber;
```

```
end;
```

```
end.
```

Додаток Є

Інструкція користування програмою PI-Tuner

Зміст

1. Призначення програми.....	232
2. Початок роботи.....	232
3. Знайомство з інтерфейсом програми.....	233
4. Аналіз регулювання.....	234
4.1. Задання передаточної функції об'єкта регулювання.....	234
4.2. Задання параметрів ПІ-регулятора.....	235
4.3. Задання параметрів розрахунку.....	236
4.4. Побудова графічних залежностей.....	236
4.5. Розрахунок показників якості регулювання.....	237
5. Розрахунок оптимальних значень коефіцієнтів ПІ-регулятора..	238
5.1. Задання критерію оптимізації.....	238
5.2. Задання області пошуку коефіцієнтів ПІ-регулятора.....	239
5.3. Задання параметрів методу оптимізації.....	240
5.4. Розрахунок оптимальних значень коефіцієнтів ПІ-регулятора та відображення отриманих результатів.....	241
6. Можливі помилки у роботі програми та їх усунення.....	244
7. Вихід з програми.....	246

1. Призначення програми

Програма PI-Tuner призначена для визначення оптимальних коефіцієнтів ПІ-регулятора для об'єктів регулювання третього, другого та першого порядків із затримкою або без неї. Вона також дає можливість отримати графічні залежності зміни регульованої величини та регулювання при моделюванні процесу регулювання того чи іншого об'єкта, а також комплекс оціночних показників у часовій області. Крім того, користувач програми має можливість задавати коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових ПІ-регулятора власноруч та проводити аналіз процесу регулювання.

2. Початок роботи

Для того, щоб запустити програму PI-Tuner користувачу необхідно



двічі клікнути на файлі PI-Tuner.exe. Надалі відкриється вікно програми, яке має наступний вигляд



3. Знайомство з інтерфейсом програми

Вікно програми складається із окремих панелей, які містять поля для вводу, кнопки, поля для виведення графічних залежностей, індикатор виконання розрахунків, позначення тощо.

Умовно вікно програми можна поділити на три частини:

1) частина для проведення аналізу регулювання

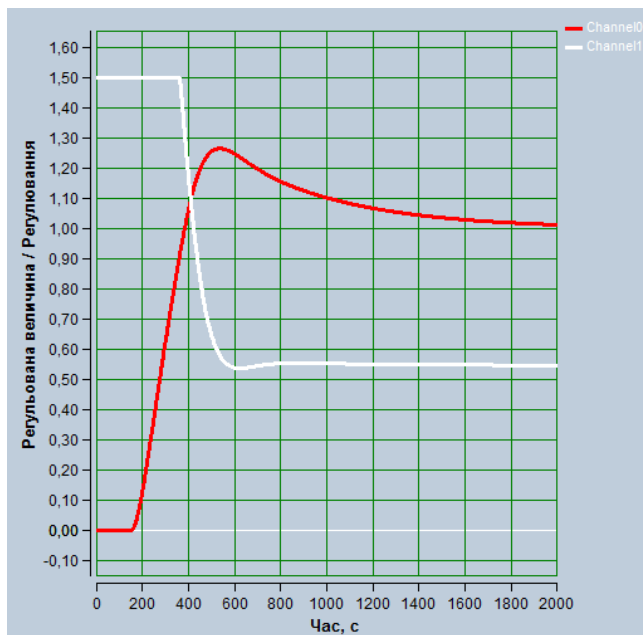
Коефіцієнти ПІ-регулятора	
<input type="text" value="2,234"/>	Пропорційний
<input type="text" value="0,00477"/>	Інтегральний
<input type="text" value="1,5"/>	Обмеження на керування

Параметри розрахунку	
<input type="text" value="1"/>	Крок інтегрування, с
<input type="text" value="2000"/>	Тривалість моделювання, с

Модель об'єкта регулювання	
$G(s) = \frac{A \cdot e^{-L}}{B_3 s^3 + B_2 s^2 + B_1 s + B_0}$	
<input type="text" value="1,83"/> A	<input type="text" value="0"/> B3
	<input type="text" value="16800"/> B2
<input type="text" value="150"/> L	<input type="text" value="460"/> B1
	<input type="text" value="1"/> B0

Характеристики регулювання	
<input type="button" value="Розрахувати"/>	
RMS регулювання	<input type="text" value="0,95"/>
RMS похибки	<input type="text" value="1"/>
Тривалість рег-ня, с	<input type="text" value="1344"/>
Перерегулювання, %	<input type="text" value="26,53"/>

2) частина для відображення графічних залежностей



3) частина для проведення розрахунків оптимальних значень коефіцієнтів ПІ-регулятора

4. Аналіз регулювання

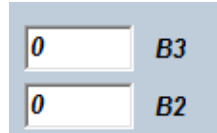
4.1. Задання передаточної функції об'єкта регулювання

Для того, щоб задати модель об'єкта регулювання необхідно занести чисельні дані у поля панелі „Модель об'єкта регулювання”.

Зверху панелі знаходиться формула передаточної функції, яка містить окремі коефіцієнти A , $B1$, $B2$, $B3$ та величину часової затримки L . Якщо об'єкт регулювання не має часової затримки то у відповідне поле необхідно ввести нуль.



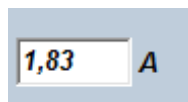
Якщо розглядається об'єкт регулювання першого порядку то необхідно ввести нулі у поля *B2* та *B3*.



Якщо об'єкт регулювання другого порядку, то нуль повинен бути лише у полі *B3*.



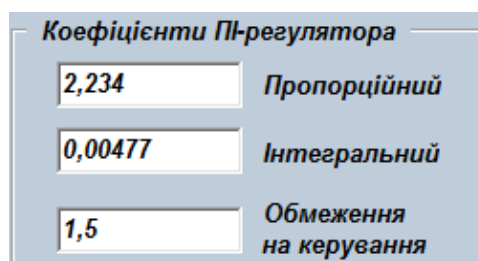
Коефіцієнт підсилення регулювання необхідно задавати у поле *A*.



Для використання моделі об'єкта регулювання у подальших розрахунках всі поля панелі „Модель об'єкта регулювання” повинні бути заповненими.

4.2. Задання параметрів ПІ-регулятора

Для задання параметрів ПІ-регулятора користувач має заповнити всі поля панелі „Коефіцієнти ПІ-регулятора”.

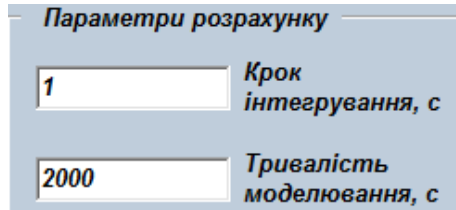


Чисельні значення коефіцієнтів заносяться у відповідні поля.

Обмеження, яке накладається на максимальне значення вихідної величини регулювання, заноситься у нижнє поле. Обмеження на мінімальну величину задано у програмі рівним нулю.

4.3. Задання параметрів розрахунку

Параметри розрахунку (крок інтегрування та тривалість моделювання) заносяться користувачем у поля панелі „Параметри розрахунку”.



Параметри розрахунку	
<input type="text" value="1"/>	Крок інтегрування, с
<input type="text" value="2000"/>	Тривалість моделювання, с

Крок інтегрування для об'єктів регулювання із відносно великими постійними часу задають рівним одиницям або десятим долям секунд. При зменшенні постійних часу крок інтегрування також повинен зменшуватись. Аналогічна ситуація з тривалістю моделювання: якщо постійні часу об'єкта регулювання незначні (одиниці секунд), то крок інтегрування необхідно обирати рівним тисячним долям секунди.

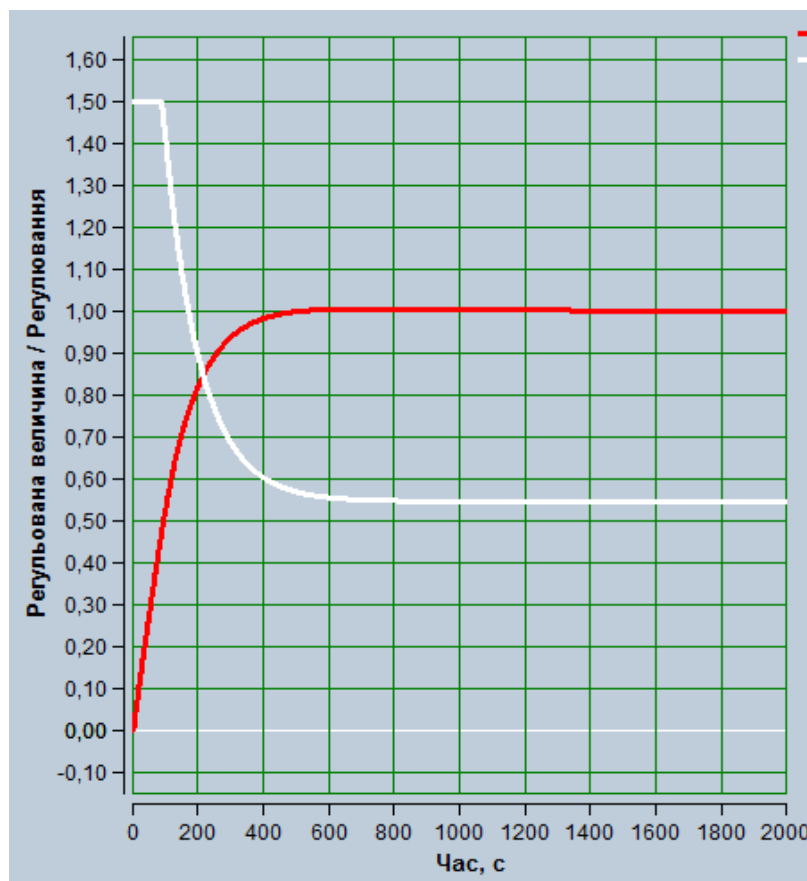
Зі збільшенням тривалості моделювання та зі зменшенням кроку інтегрування тривалість виконання розрахунків як для проведення аналізу так і при розрахунку оптимальних значень коефіцієнтів ПІ-регулятора, зростає.

4.4. Побудова графічних залежностей

Для того, щоб візуально оцінити процес автоматичного регулювання для об'єкта регулювання із заданою передаточною функцією, який регулюється ПІ-регулятором із заданим коефіцієнтами та заданою величиною обмеження на вихідну величину регулювання, необхідно натиснути кнопку

Моделювати динаміку регулювання

При цьому у полі нижче відобразяться два графіки: регульованої величини (червоного кольору) та регулювання (білого кольору).



Для того, щоб отримати інші графічні залежності, наприклад, для випадку інших величин коефіцієнтів ПІ-регулятора, необхідно ввести ці величини у відповідні поля панелі „Коефіцієнти ПІ-регулятора” та повторно

натиснути кнопку

Моделювати динаміку регулювання

Будь які зміни величин у полях панелей, які стосуються аналізу регулювання, будуть враховані лише при натисканні вказаної кнопки.

4.5. Розрахунок показників якості регулювання

Користувач має змогу оцінити також чисельні значення показників якості регулювання. Вони відображаються у панелі „Характеристики

регулювання” при натисканні на кнопку

Розрахувати

При цьому навпроти відповідних показників будуть показані їх чисельні значення, наприклад

<i>RMS регулювання</i>	<u>1,14</u>
<i>RMS похибки</i>	<u>0,7</u>
<i>Тривалість рег-ня, с</i>	<u>320</u>
<i>Перерегулювання, %</i>	<u>0,59</u>

Всі величини при виконанні розрахунків заокруглюються до сотих.

5. Розрахунок оптимальних значень коефіцієнтів ПІ-регулятора

5.1. Задання критерію оптимізації

Визначення оптимальних значень коефіцієнтів ПІ-регулятора відбувається у процесі мінімізації певного критерію оптимізації. Для задання важливості окремих його компонентів користувач має ввести вагові коефіцієнти у поля панелі „Задання критерію оптимізації”

Задання критерію оптимізації	
<input type="text" value="0,1"/>	<i>AbsMean рег-ня</i>
<input type="text" value="0,3"/>	<i>AbsMean похибки</i>
<input type="text" value="0,03"/>	<i>Тривалість рег-ня, с</i>
<input type="text" value="0,25"/>	<i>Перерегулювання, %</i>

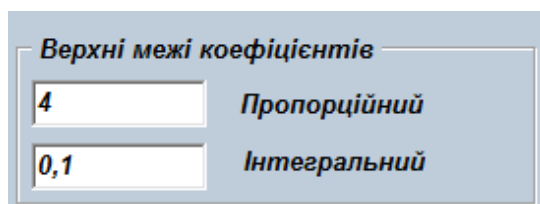
При заданні коефіцієнтів користувачу необхідно пам'ятати, що відповідні оціночні показники, на які вони будуть множитись, для різних об'єктів регулювання мають різні величини. Наприклад, для об'єкта регулювання із значними постійними часу тривалість регулювання також буде значною (сотні або тисячі секунд). Разом з тим, показники середнього модуля похибки або перерегулювання не будуть такими значними. Це призведе до того, що показник тривалості регулювання „переважить” всі інші показники, які у структурі критерію не будуть відображені достатньо повно.

У цьому випадку користувач повинен ваговий коефіцієнт, який знаходиться у полі „Тривалість регулювання”, задавати незначним (соті або тисячні долі).

У випадку, якщо той чи інший компонент не повинен бути врахований у структурі критерію, користувач має ввести у відповідне поле нуль. Кожне поле панелі повинно бути заповненим.

5.2. Задання області пошуку коефіцієнтів ПІ-регулятора

Для того, щоб задати межі пошуку оптимальних значень коефіцієнтів ПІ-регулятора необхідно ввести чисельні значення у поля панелі „Верхні межі коефіцієнтів” (нижні межі для обох коефіцієнтів рівні нулю).



Верхні межі коефіцієнтів	
4	Пропорційний
0,1	Інтегральний

Користувач має подбати про те, щоб задати раціональні верхні межі областей пошуку коефіцієнтів. Якщо задати незначні верхні межі, то існує ризик того, що оптимальні значення коефіцієнтів ПІ-регулятора не попадуть у область пошуку.

У випадку, якщо у поля будуть внесені значні числа, то області пошуку будуть досить великими, що, у свою чергу, може викликати те, що оптимізаційний алгоритм не знайде оптимальні значення коефіцієнтів ПІ-регулятора.

При заданні верхніх меж користувачу необхідно орієнтуватись на чисельні значення коефіцієнтів, які можна розрахувати за одним із відомих у інженерній практиці методів (наприклад, Циглера-Нікольса, Чьєна-Хронеса-Резвіка тощо). При цьому у поля панелі необхідно вносити чисельні значення, які будуть дещо більшими ніж, ті, що отримані із використанням інженерного методу налаштування ПІ-регулятора.

5.3. Задання параметрів методу оптимізації

Для того, щоб відшукати оптимальні значення коефіцієнтів П-регулятора необхідно заповнити всі поля панелі „Параметри методу оптимізації”.

Параметри методу оптимізації	
<input type="text" value="25"/>	Популяція рою
<input type="text" value="500"/>	Кількість ітерацій
<input type="text" value="1,19"/>	Коеф. когніт. склад.
<input type="text" value="1,19"/>	Коеф. соціал. склад.
<input type="text" value="0,72"/>	Вагов. коефіцієнт
<input type="text" value="5"/>	Пар-тр зміни когн.
<input type="button" value="Розрахувати оптим. коеф-ти"/>	

Користувачу рекомендовано задавати чисельність популяції у межах 10...50 частинок. Менші значення сприяють швидшому пошуку оптимальних значень коефіцієнтів, однак вірогідність досягнення глобального мінімуму оптимізаційного критерію буде нижча. У випадку, коли користувач задасть велику кількість частинок у рої, розрахунок буде тривати довше, однак, вірогідність досягнення глобального мінімуму буде вища.

Крім того, із чисельністю популяції пов'язаний інший параметр – кількість ітерацій. Користувачу необхідно задавати його у межах 200...2000. Менші значення ітерацій варто задавати для менших популяцій рою і навпаки. Це пов'язано із необхідністю збіжності рою до мінімуму критерію.

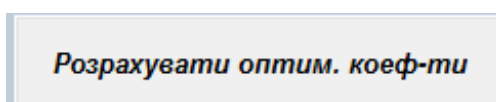
Наступні параметри методу, які необхідно задавати користувачу – коефіцієнти соціальної та когнітивної складових, а також інерційний

(ваговий) коефіцієнт – за замовчуванням прийняті рівними 1,19, 1,19 та 0,72. Саме такі значення рекомендуються розробниками модифікації методу для ефективного пошуку оптимальних значень коефіцієнтів ПІ-регулятора. Користувач не обмежений у можливості зміни коефіцієнтів. Їх зміна може вплинути та підвищення ефективності пошуку розв’язку задачі при досить складній топології оптимізаційного критерію. Саме цей факт зумовлює можливість варіації коефіцієнтів у програмі. Однак, зміни вказаних коефіцієнтів не повинні бути значними (не більше 50% від базових, які прийняті за замовчуванням).

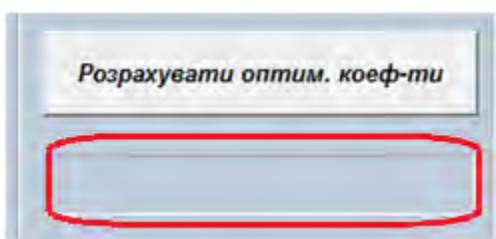
Останній параметр, який потребує налаштування – параметр зміни когнітивного індексу частинки. Значення, яке прийняте за замовчуванням, є раціональним. Користувач може змінювати його. Однак, рекомендується, щоб значення цього параметра задавались в межах 3...8.

5.4. Розрахунок оптимальних значень коефіцієнтів ПІ-регулятора та відображення отриманих результатів

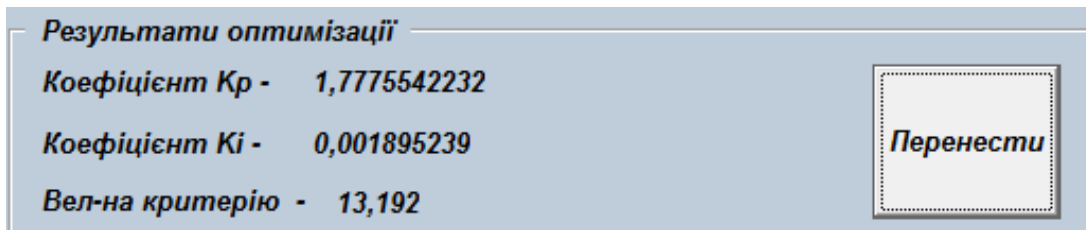
Для того, щоб виконати розрахунок оптимальних значень коефіцієнтів ПІ-регулятора користувач повинен натиснути кнопку



При цьому алгоритм пошуку оптимальних значень коефіцієнтів буде запущено. Його виконання можна відслідковувати за допомогою індикатора прогресу, який знаходиться під кнопкою



Результати розрахунків відображаються у панелі „Результати оптимізації”



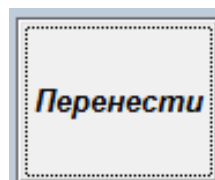
Результати оптимізації

Коефіцієнт K_p -	1,7775542232
Коефіцієнт K_i -	0,001895239
Вел-на критерію -	13,192

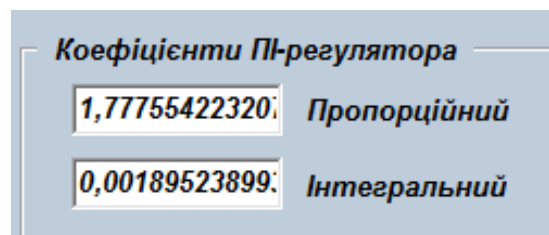
Перенести

Тут відображаються: знайдені коефіцієнти ПІ-регулятора (для пропорційної K_p та інтегральної K_i складових) та величина критерію оптимізації.

Для того, щоб відобразити отримані результати на графіку необхідно натиснути кнопку



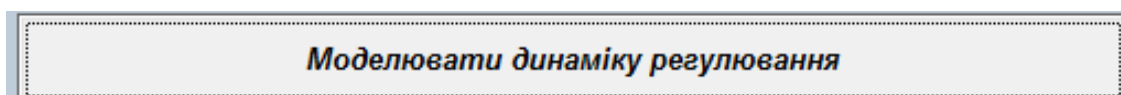
При цьому отримані коефіцієнти будуть занесені у поля панелі „Коефіцієнти ПІ-регулятора”



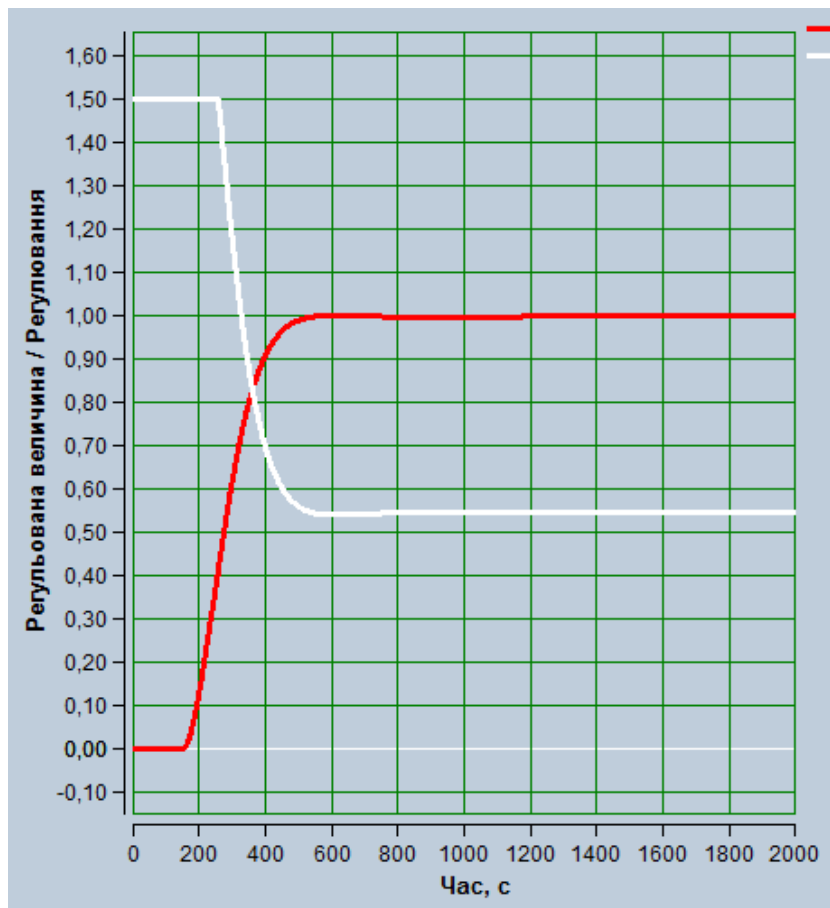
Коефіцієнти ПІ-регулятора

<input type="text" value="1,77755422320"/>	Пропорційний
<input type="text" value="0,00189523899"/>	Інтегральний

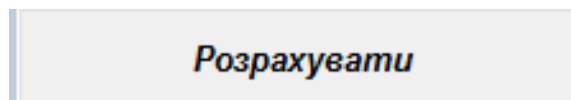
Для того, щоб оцінити динаміку регулювання користувачу достатньо натиснути на кнопку



Це дає змогу вивести на панелі графіків відповідні графічні залежності



Для того, щоб встановити чисельні показники якості регулювання користувачу необхідно натиснути на кнопку



Вона знаходиться на панелі „Характеристики регулювання”. При цьому у цій панелі відобразяться чисельні значення показників

Характеристики регулювання

Розрахувати

RMS регулювання 1,32

RMS похибки 0,5

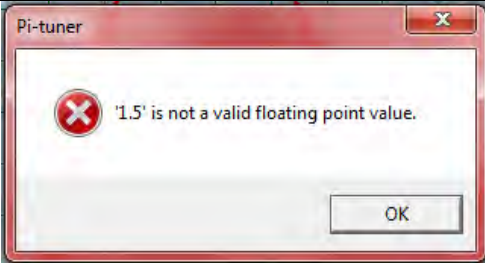
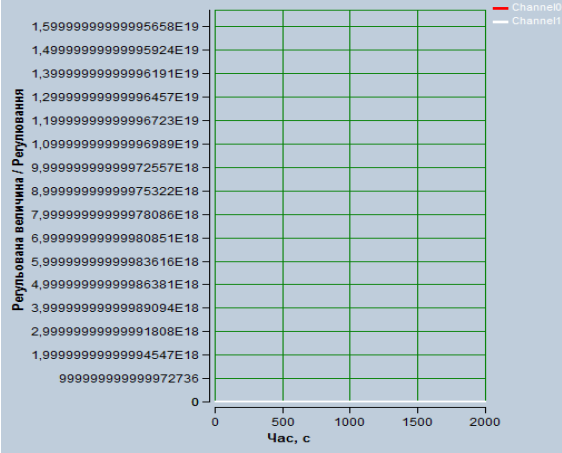
Тривалість рег-ня, с 432



Перерегулювання, % 0

6. Можливі помилки у роботі програми та їх усунення

При роботі програми можуть виникати помилки, які необхідно усувати. У таблиці Є.1 наведено опис помилок та методи їх усунення.

Таблиця Є.1 – Помилки у роботі програми PI-Tuner та методи їх усунення

Помилка	Приклад	Метод усунення
1	2	3
Введення невірному символу для розділення цілої та дробової частин		Натиснути ОК на повідомленні та замінити розділювач цілої та дробової частин з крапки на кому
При значних величинах регульованої величини або регулювання не відображаються графічні залежності		Вийти з програми та виконати її повторний запуск

1	2	3
Неактивна кнопка „Розрахувати” на панелі „Характеристики регулювання”		Натиснути кнопку <i>Моделювати динаміку регулювання</i>
Невірне відображення графічних залежностей		Вийти з програми та виконати її повторний запуск. У полі „Крок інтегрування, с” приблизно у десять разів зменшити величину. Якщо помилка не зникає, необхідно надалі зменшувати величину полі „крок інтегрування”
Тривале виконання розрахунків	-	Зменшити величину у полі „Популяція рою”
Інші помилки	-	Вийти з програми та виконати її повторний запуск

7. Вихід з програми

Вихід з програми здійснюється шляхом закриття її вікна. Ніяких інших операцій при цьому виконувати не потрібно.

Всі дані, які були отримані при аналізі регулювання та налаштуванні оптимальних коефіцієнтів ПІ-регулятора, втрачаються.

Зміст

Вступ.....	3
РОЗДІЛ 1. МОДИФІКАЦІЯ СТРУКТУРИ ПІ-РЕГУЛЯТОРА ТА ЙОГО ПАРАМЕТРИЧНА ОПТИМІЗАЦІЯ.....	5
1.1 Обґрунтування модифікації структури ПІ-регулятора.....	5
1.2 Параметрична оптимізація модифікованого регулятора.....	9
1.2.1 Постановка задачі оптимізації.....	9
1.2.2 Розробка узагальненого критерію оптимізації.....	10
1.2.3 Розробка методики параметричної оптимізації регуляторів.....	13
1.3 Умови моделювання роботи синтезованих регуляторів.....	14
1.3.1 Об'єкти регулювання та режими роботи регуляторів..	14
1.3.2 Комплекс оціночних показників.....	18
1.4 Аналіз результатів роботи модифікованого ПІ-регулятора....	19
1.4.1 Режим відпрацювання уставки.....	19
1.4.2 Режим нейтралізації зовнішніх збурень.....	27
1.5 Аналіз роботи оптимального за швидкодією ПІ-регулятора.....	33
1.6 Аналіз роботи оптимального за швидкодією модифікованого ПІ-регулятора.....	36
Висновки до першого розділу.....	41
Список використаних у першому розділі джерел.....	42
РОЗДІЛ 2. СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНИХ ДВОПОЗИЦІЙНИХ РЕГУЛЯТОРІВ ІЗ МІНІМАЛЬНОЮ КІЛЬКІСТЮ ПЕРЕМИКАНЬ....	43
2.1 Розробка методу синтезу оптимальних двопозиційних регуляторів із мінімальною кількістю перемикачів.....	43
2.2.1 Постановка задачі та показники якості регулювання.....	46
2.2.2 Аналіз якості регулювання.....	48
Висновки до другого розділу.....	54
Список використаних у другому розділі джерел.....	55

РОЗДІЛ 3. СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА РУХУ ПЕРЕВЕРНУТОГО МАЯТНИКА З МАХОВИКОМ.....	56
3.1 Постановка задачі стабілізації перевернутого маятника з маховиком.....	56
3.2 Розв’язання задачі стабілізації перевернутого маятника з маховиком.....	60
3.2.1 Синтез оптимального регулятора чисельним методом.	60
3.2.2 Синтез оптимального регулятора із використанням методу динамічного програмування.....	65
Висновки до третього розділу.....	77
Список використаних у третьому розділі джерел.....	78
РОЗДІЛ 4. ІДЕНТИФІКАЦІЯ НЕЛІНІЙНОЇ ДИНАМІЧНОЇ СИСТЕМИ І СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА ЇЇ РУХУ....	80
4.1 Короткий аналіз наукових публікацій за темою досліджень...	80
4.2 Ідентифікація динамічної системи.....	82
4.2.1 Опис лабораторної установки.....	82
4.2.2 Методика ідентифікації динамічної системи.....	84
4.2.3 Оцінка якості ідентифікації динамічної системи.....	86
4.3 Синтез оптимального нейрорегулятора руху динамічної системи.....	88
4.3.1 Постановка задачі.....	88
4.3.2 Навчання нейронної мережі ШНМ-2 (нейрорегулятора).....	89
4.3.3 Оцінка результатів експериментальних досліджень роботи нейрорегулятора.....	92
4.4 Дослідження роботи нейрорегулятора при дії зовнішніх збурень.....	95
4.4.1 Планування експериментальних досліджень.....	95
4.4.2 Результати експериментальних досліджень при роботі нейрорегулятора.....	96
4.5 Дослідження роботи нейрорегулятора доповненого інтегральною складовою.....	102
4.5.1 Обґрунтування доповнення структури регулятора.....	102

4.5.2 Планування експериментальних досліджень та аналіз отриманих результатів.....	104
Висновки до четвертого розділу.....	115
Список використаних у четвертому розділі джерел.....	117
РОЗДІЛ 5. СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА РУХУ СИСТЕМИ «КРАН-ВАНТАЖ».....	119
5.1 Короткий аналіз наукових публікацій за темою дослідження..	119
5.2 Постановка задачі.....	122
5.3 Дослідження стійкості регулювання руху динамічної системи «кран-вантаж».....	125
5.4 Зведення вихідної задачі до задачі безумовної оптимізації.....	128
5.5 Аналіз отриманих результатів.....	133
5.6 Узагальнення задачі синтезу оптимального регулятора руху динамічної системи «кран-вантаж».....	140
Висновки до п'ятого розділу.....	152
Список використаних у п'ятому розділі джерел.....	154
РОЗДІЛ 6. РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО ПРОДУКТУ ДЛЯ ЗАДАЧ ОПТИМАЛЬНОГО НАЛАШТУВАННЯ ПІ-РЕГУЛЯТОРІВ.....	156
6.1 Передумови розробки програмного продукту та вимоги до його функціональних можливостей.....	156
6.2 Опис функціональних можливостей програмного продукту PI-Tuner.....	157
Висновки до шостого розділу.....	165
Список використаних у шостому розділі джерел.....	166
Додатки.....	168

Ромасевич Ю.О., Ловейкін В.С.,
Ляшко А.П., Шевчук О.Г., Макарець В.В.

РОЗРОБЛЕННЯ ОПТИМАЛЬНИХ АВТОМАТИЧНИХ РЕГУЛЯТОРІВ

НАУКОВЕ ВИДАННЯ