

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

АВТОМАТИЗОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД

Синтез систем підпорядкованого регулювання

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра за освітньою програмою
«Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність»
спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Укладачі: В. І. Теряєв, М. М. Желінський

Електронне мережне навчальне видання

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2025

УДК 621-83

Укладачі:

Теряєв Віталій Іванович, канд. техн. наук, доц.
Желінський Микола Миколайович, канд. техн. наук,
ст. викл.

Рецензент

Чумак В.В., канд. техн. наук, проф., зав. кафедри
електромеханіки КПІ ім. Ігоря Сікорського

Відповідальний
редактор

Красношапка Н.Д., канд. техн. наук, доц.

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 7 від 8.05.2025 р.)
за поданням Вченої ради факультету електроенерготехніки та автоматики
(протокол № 11 від 28.04.2025 р.)*

Автоматизований електропривод. Синтез систем підпорядкованого регулювання [Електронний ресурс] : навч. посіб. для здобувачів ступеня бакалавра за освіт. програмою «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність» спец. 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: В. І. Теряєв, М. М. Желінський. – Електрон. текст. дані (1 файл: 3,04 Мб). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2025. – 54 с.

Призначений для поглибленого вивчення розділу «Керування швидкістю та моментом електродвигуна у системі підпорядкованого регулювання» освітнього компоненту «Автоматизований електропривод». Включає основні теоретичні положення розробки систем підпорядкованого керування, приклади синтезу контурів регулювання аналітичними та числовими методами, а також завдання, методичні рекомендації щодо виконання та оформлення розрахунково-графічної роботи. Представлені матеріали можуть бути корисним випускникам в процесі підготовки атестаційних робіт бакалаврів і магістрів, а також здобувачам інших освітніх програм, що навчаються за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

УДК 621-83

Реєстр. № 24/25-491. Обсяг 3 авт. арк.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
проспект Берестейський, 37, м. Київ, 03056
<https://kpi.ua>

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру видавців, виготовлювачів
і розповсюджувачів видавничої продукції ДК № 5354 від 25.05.2017 р.

© В.І. Теряєв, М.М. Желінський, 2025

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2025

ЗМІСТ

	С.
ВСТУП.....	5
1 СИНТЕЗ СИСТЕМ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ АНАЛІТИЧНИМ МЕТОДОМ.....	6
1.1 Пояснення принципу послідовної корекції.....	7
1.2 Застосування послідовної корекції.....	8
1.3 Стандартні налаштування контурів СПР	13
2 СИНТЕЗ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ НА ОСНОВІ ЧИСЛОВИХ МЕТОДІВ.....	14
2.1 Порядок роботи з блоком signal constrain пакету simulink response optimization	16
2.1.1 Завдання обмежень	16
2.1.2 Проведення оптимізації.....	21
3 МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ПРАКТИЧНОГО ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДУ ПОСЛІДОВНОЇ КОРЕКЦІЇ.....	23
3.1 Синтез регулятора кутової швидкості асинхронного двигуна	23
3.1.1 Синтез регулятора кутової швидкості частотно-регульованого асинхронного електроприводу	23
3.1.2 Синтез регулятора швидкості для системи ПЧ-АД, яка працює на насосну установку	28
3.2 Дослідження показників якості системи автоматичного керування ...	29
3.3 Дослідження замкненої нелінійної системи в пакеті Simulink Response Optimization	33
4 РОЗРАХУНКОВО-ГРАФІЧНА РОБОТА.....	35
4.1 Завдання до розрахунково-графічної роботи.....	35
4.2 Варіанти завдань.....	37
4.3 Склад, обсяг та структура розрахунково-графічної роботи.....	38
ДОДАТОК А Приклади синтезу типових систем	40

ДОДАТОК Б Зразок титульного аркуша	51
ДОДАТОК В Зразок завдання.....	52
ДОДАТОК Г Довідкові дані асинхронних двигунів	53
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ.....	54

ВСТУП

У навчальному посібнику представлені основні теоретичні відомості щодо розробки систем підпорядкованого керування, а також викладено методику застосування числових методів для оптимізації контурів підпорядкованого регулювання. Наведено інженерну методику синтезу та дослідження електромеханічних систем автоматичного керування з двигунами постійного струму та частотно-регульованими асинхронними двигунами, яка базується на методі послідовної корекції та математичній моделі електродвигуна, отриманій на основі його механічної характеристики. Методика дає коректні результати для типових одномасових об'єктів, при яких електромеханічна стала часу привода значно перевищує електромагнітну сталу.

До посібника включені завдання та методичні рекомендації щодо виконання та оформлення розрахунково-графічної роботи. Представлені матеріали можуть бути корисним випускникам в процесі підготовки атестаційних робіт бакалаврів і магістрів, а також здобувачам інших освітніх програм, що навчаються за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

1 СИНТЕЗ СИСТЕМ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ АНАЛІТИЧНИМ МЕТОДОМ

Системи з послідовною корекцією, побудовані за принципом підпорядкованого регулювання, відрізняються простотою і зручністю при розрахунку і налаштуванні, можливістю простими засобами обмежити регульовані координати. Широкому впровадженню систем з послідовною корекцією сприяло створення практично безінерційних вентильних перетворювальних пристроїв для електроприводів постійного і змінного струму.

Системи підпорядкованого регулювання (СПР) можуть бути як одноконтурними, так і багатоконтурними. Кількість контурів, як правило, відповідає числу регульованих координат електроприводу, серед яких є струм, швидкість, положення. Для технологічних об'єктів керування такими регульованими координатами можуть бути температура, напір, тиск, потужність, продуктивність, момент, зусилля та інші.

В кожному контурі такої системи знаходиться послідовна коригуюча ланка (регулятор), призначення якої зводиться до встановлення заданого співвідношення сталих часу даного контуру. Цим забезпечується те, що характер перехідного процесу в кожному контурі має стандартний вигляд.

Процедура синтезу багатоконтурної СПР полягає в наступному: виконується налаштування та оптимізація всіх контурів, починаючи з внутрішнього і закінчуючи зовнішнім. Мета налаштування полягає у тому, щоб компенсувати в кожному контурі великі сталі часу, а сталі часу, які залишилися, привести у відповідність до необхідного оптимального співвідношення. При цьому регульована координата контуру буде достатньо точно відпрацьовувати завдання і мало залежати від збурення. Після оптимізації контуру він замінюється еквівалентною ланкою.

1.1 Пояснення принципу послідовної корекції

Найкращими динамічними властивостями володіла б ланка з передавальною функцією, рівною одиниці $W(p)=1$. У такому випадку вихідна величина повністю співпадала б з вхідною як у статичних, так і динамічних режимах, тобто помилка регулювання була б відсутня. Щоб досягти цього за допомогою послідовного включення коригуючої ланки, використовуємо наступне перетворення (див. рис. 1.1).

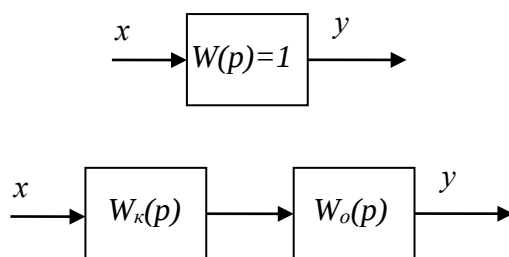


Рисунок 1.1 – Структурна схема послідовної коригувальної ланки для об'єкта керування

Тобто включимо перед ланкою об'єкта керування $W_o(p)$ коригуючу ланку $W_k(p)$ таким чином, щоб їх еквівалентна передавальна функція дорівнювала одиниці.

$$W_k(p)W_o(p)=1.$$

Звідси передавальна функція коригуючої ланки

$$W_k(p)=\frac{1}{W_o(p)}.$$

Але практична реалізація такого підходу ускладнюється тим, що передатна функція об'єкта $W_o(p)$, як правило, включає інерційні ланки, тому передаточна

функція коригуючої ланки повинна буде включати форсувальні ланки, тобто реалізувати похідні.

Наприклад, якщо передатна функція об'єкта включає аперіодичну ланку, то передатна функція коригувальної ланки буде пропорційно-диференціальною:

$$W_o(p) = \frac{1}{1 + T_o p}, \text{ то } W_k(p) = 1 + T_o p.$$

Технічна реалізація похідних вище другого порядку є ускладненою. Навіть реалізація похідної першого порядку призводить до підсилення високочастотних перешкод в системі.

Тобто, намагання компенсувати інерційність об'єкту керування без охоплення його зворотним зв'язком, призводить до введення в закон керування похідних першого та більш високих порядків, по кількості сталих часу об'єкта. Це викликає складнощі в технічній реалізації як в аналоговому варіанті виконання (підсилення завад, насичення ланок, які «обрізають» похідну), так і в цифровому (недостатня швидкодія).

Для уникнення проблем з введенням похідних використовується від'ємний зворотний зв'язок, який охоплює послідовно включені регулятор і об'єкт керування, внаслідок чого утворюється замкнений контур регулювання даної координати.

1.2 Застосування послідовної корекції

Розглянемо передатну функцію узагальненого об'єкта керування, яка включає більшість існуючих інерційностей, властивих, як електроприводу, так і різним технологічним об'єктам:

$$W_o(p) = \frac{K_o e^{-\tau p}}{T_i p (1 + T_o p) \Pi (1 + T_\varepsilon p)}. \quad (1.1)$$

Тобто об'єкт керування може включати підсилювальну ланку з коефіцієнтом передачі K_o , ланку з чистим запізнюванням $e^{-\tau p}$, інтегрувальну ланку $1/T_i p$, аперіодичну ланку $\frac{K_o}{(1+T_o p)}$, групу аперіодичних ланок з малими сталими часу $T_\varepsilon p$.

Враховуючи відомі співвідношення, замінюємо ланку $\frac{e^{-\tau p}}{\Pi(1+T_\varepsilon p)}$ еквівалентною ланкою $\frac{1}{1+T_\mu p}$, тобто

$$\frac{e^{-\tau p}}{\Pi(1+T_\varepsilon p)} = \frac{1}{1+T_\mu p}, \quad (1.2)$$

де $T_\mu = \tau + \sum T_\varepsilon$ – некомпенсована стала часу.

В результаті отримуємо спрощену передатну функцію узагальненого об'єкту керування

$$W_o(p) = \frac{K_o}{T_i p (1+T_o p) \cdot (1+T_\mu p)}. \quad (1.3)$$

Розглянемо варіанти оптимізації контурів і введення послідовних коригувальних ланок (регуляторів) із застосуванням зворотних зв'язків.

Позначимо окремі випадки передатних функцій об'єкту керування як $W_{o1}(p)$ - $W_{o7}(p)$:

$$\begin{aligned}
W_{o1}(p) &= K_o; \\
W_{o2}(p) &= \frac{1}{T_i p}; \\
W_{o3}(p) &= \frac{K_o}{T_i p}; \\
W_{o4}(p) &= \frac{1}{1 + T_o p}; \\
W_{o5}(p) &= \frac{K_o}{1 + T_o p}; \\
W_{o6}(p) &= \frac{1}{(1 + T_o p) \cdot (1 + T_\mu p)}; \\
W_{o7}(p) &= \frac{K_o}{(1 + T_o p) \cdot (1 + T_\mu p)}.
\end{aligned} \tag{1.4}$$

Задаємось наступними бажаними передатними функціями розімкнутого контуру:

- для об'єктів 1-2-3-4-5

$$W_{роз.баж}(p) = \frac{1}{Tp}, \tag{1.5}$$

де $T_o > T$ – бажана стала часу.

- для об'єктів 6-7

$$W_{роз.баж}(p) = \frac{1}{Tp(1 + T_\mu p)}, \tag{1.6}$$

де $T_o > T > T_\mu$ – бажана стала часу.

Даним передатним функціям розімкнутого контуру будуть відповідати наступні передатні функції замкнутого контуру

- для об'єктів 1-2-3-4-5

$$W_3(p) = \frac{1}{1 + Tp}, \tag{1.7}$$

- для об'єктів 6-7

$$W_3(p) = \frac{1}{TT_\mu p^2 + Tp + 1}. \quad (1.8)$$

В загальному випадку методика проведення послідовної корекції полягає в наступному:

1. Задаються бажаною передатною функцією замкненої системи $W_{з.баж}(p)$ у вигляді аперіодичної ланки 1-го або 2-го порядку.

2. Знаходять бажану передатну функцію розімкненої системи $W_{роз.баж}(p)$ як

$$W_{роз.баж}(p) = \frac{W_{з.баж}(p)}{1 - W_{з.баж}(p)}$$

3. Визначають передатну функцію регулятора $W_p(p)$ шляхом ділення $W_{роз.баж}(p)$ на $W_o(p)$:

$$W_p(p) = \frac{W_{роз.баж}(p)}{W_o(p)}.$$

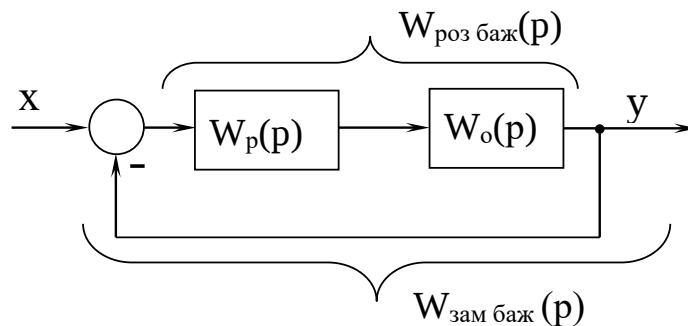


Рисунок 1.2 – Структурна схема контуру, приведенного до одиничного зворотного зв'язку

$$W_{роз.баж}(p) = W_p(p) W_o(p),$$

$$W_{зам.баж}(p) = \frac{1}{1 + W_{роз.баж}(p)}.$$

Розглянемо приклади визначення передатних функцій регуляторів для об'єктів 1 - 7:

- для $W_{o1}(p)$:

$$W_{p1}(p) = \frac{W_{роз.баз}(p)}{W_o(p)} = \frac{1}{K_o T p} - \text{отримано I-регулятор}$$

- для $W_{o2}(p)$:

$$W_{p2}(p) = \frac{W_{роз.баз}(p)}{W_o(p)} = \frac{T_i p}{T p} = \frac{T_i}{T} - \text{отримано II-регулятор}$$

- для $W_{o3}(p)$:

$$W_{p3}(p) = \frac{W_{роз.баз}(p)}{W_o(p)} = \frac{T_i p}{T p K_o} = \frac{T_i}{T K_o} - \text{отримано II-регулятор}$$

- для $W_{o4}(p)$:

$$W_{p4}(p) = \frac{W_{роз.баз}(p)}{W_o(p)} = \frac{1 + T_o p}{T p} = \frac{T_o}{T} + \frac{1}{T p} - \text{отримано III-регулятор}$$

- для $W_{o5}(p)$:

$$W_{p5}(p) = \frac{W_{роз.баз}(p)}{W_o(p)} = \frac{T_i p + 1}{T p K_o} = \frac{T_i}{T K_o} + \frac{1}{T K_o p} - \text{отримано III-регулятор}$$

- для $W_{o6}(p)$:

$$W_{p6}(p) = \frac{W_{роз.баз}(p)}{W_o(p)} = \frac{(1 + T_o p) \cdot (1 + T_\mu p)}{T p (1 + T_\mu p)} = \frac{T_o}{T} + \frac{1}{T p} - \text{отримано III-регулятор}$$

- для $W_{o7}(p)$:

$$W_{p7}(p) = \frac{W_{роз.баз}(p)}{W_o(p)} = \frac{(1 + T_o p)(1 + T_\mu p)}{T p (1 + T_\mu p) K_o} = \frac{1}{K_o T p} + \frac{T_o}{K_o T} - \text{отримано III-регулятор.}$$

Нижче наведені передатні функції типових регуляторів, які можуть використовуватися в якості послідовних коригувальних ланок:

$$W_p(p) = K_p; \text{ П-регулятор}$$

$$W_p(p) = \frac{K_p}{p} = \frac{1}{T_i p}; \text{ І-регулятор}$$

$$W_p(p) = \frac{K_p}{1 + T_i p}; \text{ ІІ-регулятор}$$

$$W_p(p) = K_p + \frac{1}{T_i p} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right); \text{ ІІІ-регулятор}$$

$$W_p(p) = K_p + T_d p = K_p (1 + T_D p); \text{ ІІД-регулятор}$$

$$W_p(p) = K_p + \frac{K_p}{p} + T_d p = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} + T_D p \right); \text{ ІІІД-регулятор}$$

1.3 Стандартні налаштування контурів СПР

Під стандартними налаштуваннями контурів розуміють надання їх передатним функціям заздалегідь визначених властивостей, які відповідають загально прийнятим показникам якості регулювання в статичних і динамічних режимах. Вплив на ці властивості здійснюється за допомогою вибору співвідношення сталих часу, коефіцієнтів демпфування і коефіцієнтів передачі ланок.

Докладні приклади проведення синтезу СПР для електроприводів постійного і змінного струму наведені у Додатку А.

2 СИНТЕЗ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ НА ОСНОВІ ЧИСЛОВИХ МЕТОДІВ

Пакет Simulink Response Optimization (оптимізація сигналу в середовищі Simulink) являє графічний інтерфейс користувача (Graphical User Interface - GUI), призначений для здійснення проектування систем автоматичного керування (САК) в часовій області. За допомогою пакета Simulink Response Optimization можна знайти оптимальні параметри налаштування для нелінійної моделі системи в SIMULINK, які забезпечать необхідний перехідний процес за заданими графічними обмеженнями у вікні часової області. Будь-яке число змінних SIMULINK, включаючи скалярні, векторні і матричні величини, можуть бути оголошені налаштовувальними або оптимізовуваними. Для цього треба ввести імена змінних у відповідному діалоговому боксі. Межі невизначеності можна задати для будь-яких змінних моделі робастної САК.

Response Optimization робить процес досягнення необхідного перехідного процесу та оптимізації параметрів, що налаштовуються, інтуїтивним і легким. Для використання пакет Simulink Response Optimization необхідно включити в схему моделі SIMULINK спеціальний блок Signal Constraint. Для цього блок з'єднують з необхідним сигналом моделі, щоб встановити потрібні обмеження на цей сигнал у часовій області.

Response Optimization автоматично перетворює обмеження в часовій області в задачу оптимізації параметрів САК і потім вирішує цю задачу, використовуючи алгоритми та процедури, закладені в пакеті. Завдання оптимізації змінних з урахуванням накладених обмежень, сформульоване в пакеті Simulink Response Optimization, послідовно викликає симуляцію роботи моделі САК в SIMULINK, порівнює отримані результати з заданими обмеженнями перехідного процесу і, використовуючи градієнтний метод, змінює налаштовувальні параметри для досягнення заданої форми і якості процесу.

Response Optimization дозволяє вводити невизначеність у завдання динамічних параметрів об'єкта керування, проводити симуляцію методом Монте

Карло, задавати верхні та нижні межі налаштувальних параметрів і змінювати критерій досягнення мети.

Хід процесу оптимізації можна бачити в графічному вікні завдання обмежень безпосередньо у процесі виконання симуляції. По закінченню процесу результати можна переглянути в робочому вікні MATLAB. Проміжні результати виводяться там після кожного кроку симуляції.

Порядок роботи з Signal Constraint. Блок Signal Constraint використовує завдання верхніх і нижніх меж сигналу СК за допомогою обмежувальних ліній в графічному вікні. Ці обмежувальні лінії можна розтягувати, переміщати, розбивати і відкривати різними способами. Блок Signal Constraint можна підключати до будь-якої моделі, створеної раніше в SIMULINK. Для цього потрібно:

1. Приєднати блок Signal Constraint до всіх сигналів, які потребують обмеження;
2. Подати на вхід системи керування вплив (ступеневий, імпульсний, заданими спостереження), для якого потрібно отримати бажаний перехідний процес;
3. У робочій області MATLAB задати початкові, найкращі за попередньою оцінкою, значення налаштувальних змінних;
4. Подвійним клацанням миші по Signal Constraint викликати графічне вікно завдання обмежень для кожної вихідної величини;
5. Змінюючи, переміщаючи, розбиваючи обмежувальні лінії за допомогою меню, миші або гарячих клавіш, задати необхідний вид перехідного процесу потрібної вихідної координати;
6. При необхідності відкрити діалоговий бокс Uncertain Parameters (Неточно визначені параметри) у меню Optimization (Оптимізація). Початкові значення цих неточно визначених змінних приймаються рівними номінальним значенням і задаються в робочому вікні MATLAB;
7. Для того, щоб задати в Signal Constraint початковий і кінцевий момент часу симуляції потрібно зайти в меню Optimization (Оптимізація), там вибрати

підменю Simulation Options (Налаштування симуляції). Час початку і кінця для симуляції та оптимізації зазвичай задається автоматично і приймається рівним відповідним значенням часу, налаштованих в Simulink, при необхідності їх можна змінювати;

8. Натиснути кнопку Start або вибрати опцію Start в меню Optimization.

Більш детальний опис роботи з блоком Signal Constraint приведений в наступному підрозділі.

2.1 Порядок роботи з блоком signal constrain пакету simulink response optimization

2.1.1 Завдання обмежень

Для відкриття вікна обмежень двічі клацніть мишею по Signal Constraint. Заголовок відкритого вікна (рис. 2.1) буде містити ім'я моделі SIMULINK, в яку входить Signal Constraint.

Вікно обмежень містить осі сигналу (Amplitude) і часу (Time), панель меню вгорі, панель управління внизу, а також верхню і нижню обмежувальні лінії, задані за замовчуванням. Вікно обмежень має задані за замовчуванням розміри і положення. Їх можна змінювати за допомогою миші.

Верхня і нижня обмежувальні лінії задають межі області, в яку повинен потрапити сигнал відгуку системи керування. За замовчуванням ця область задає час наростання 5 секунд і час регулювання 15 секунд. Ці обмеження необхідно змінити, щоб вони відповідали зазначеним раніше значенням. Для завдання положення обмежувальної лінії часу наростання необхідно встановити покажчик миші на горизонтальну обмежувальну лінію, відповідну 5 секундам. Натиснути та утримувати праву кнопку миші і потягнути її. При необхідності більш точного встановлення ліній можна включити сітку, вибравши опцію Grid клацанням правої кнопки миші в поле обмеження.

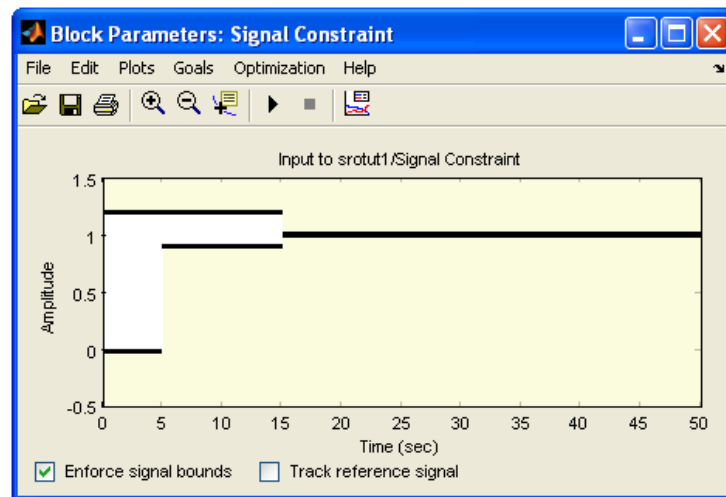


Рисунок 2.1 – Вигляд блоку Signal Constraint

Показчик миші зміниться і прийме форму стислої долоні. У цьому режимі можна змінювати обмеження (за часом) між двома рівнями обмежувальної лінії знизу, перетягнувши вертикальну лінію на позначку 10 секунд і відпустивши мишу (рис. 2.2).

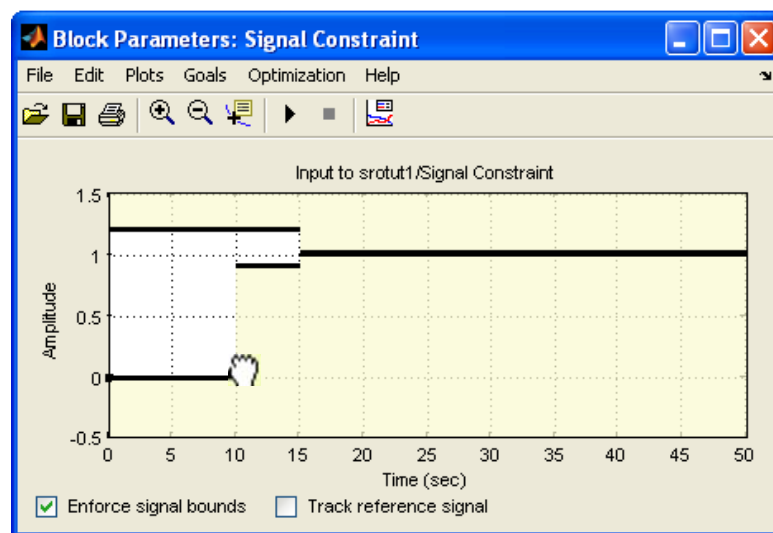


Рисунок 2.2 – Зміна рівня обмежень часу

Для більш точного встановлення ліній слід використовувати діалогове вікно Edit Design Requirement, яке з'являється при подвійному натисканні лівою кнопкою миші по потрібному сегменті обмежувальної (горизонтальної) лінії, рис. 2.3.

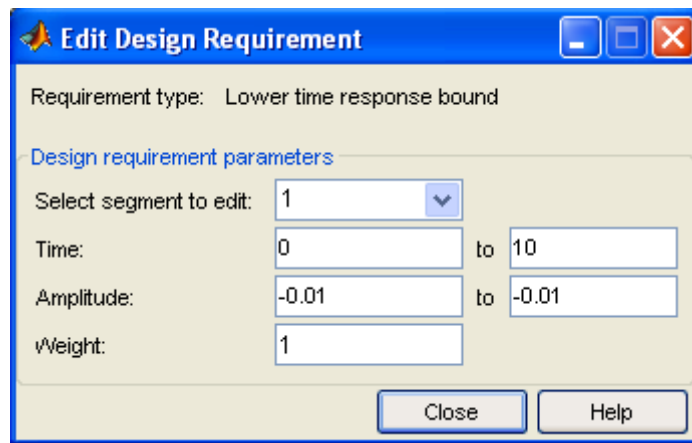


Рисунок 2.3 – Діалогове вікно Edit Design Requirement

Для установки верхньої обмежувальної лінії необхідно натиснути і потримати ліву кнопку миші де-небудь на верхній лінії. Вона змінить свій колір, а покажчик миші стане чотирьохспрямованою стрілкою. У цьому режимі лінію можна переміщати вертикально і горизонтально. При горизонтальному переміщенні ліній подібним способом не відбувається розтягування ліній, вони лише переміщуються, при цьому можуть утворитися неприпустимі прогалини в обмежувальній фігурі. Не відпускаючи кнопки миші, потрібно перетягнути нижню межу верхньої обмежувальної лінії до значення 1,1 по осі Amplitude, як показано на рис. 2.4.

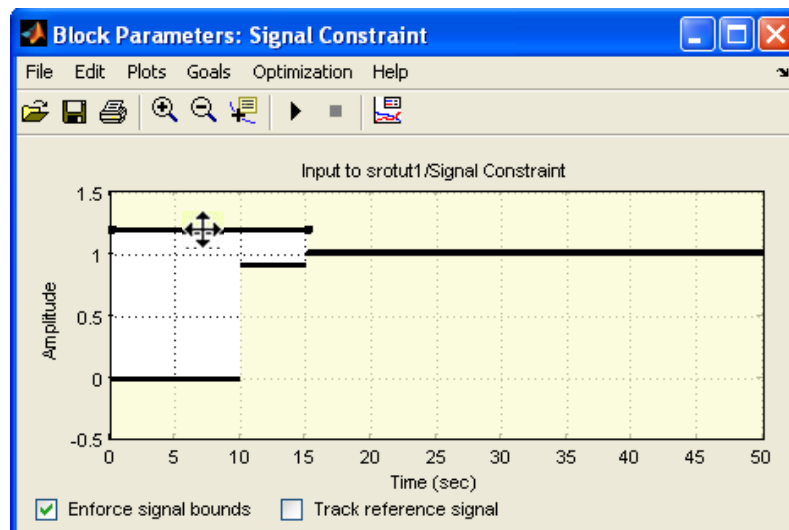


Рисунок 2.4 – Зміна рівня обмежень сигналу

Час регулювання теж може бути змінений. Для цього встановлюється курсор миші на верхню вертикальну лінію з часом 15 секунд і перетягується, наприклад, на значення 30 секунд. Потім можна повторити цю операцію з

нижньою вертикальною лінією на рівні 15 секунд. Остаточний вигляд фігури обмежень повинен бути, як на рис. 2.5.

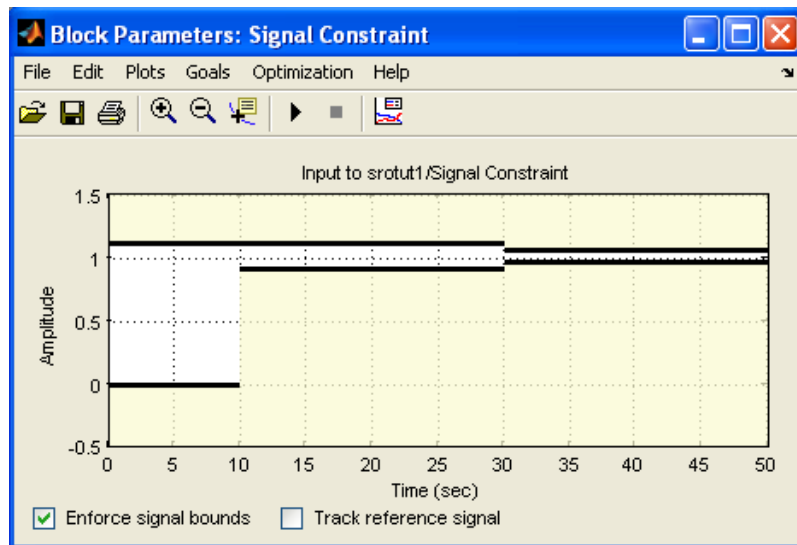


Рисунок 2.5 – Зміна рівня обмежень сигналу

При необхідності обмежувальні лінії можна встановлювати під кутом до горизонталі. Для цього необхідно взяти мишею кінець лінії і переміщати його в потрібному напрямку.

Приклад такого переміщення обмежувальної лінії показаний на рис. 2.6.

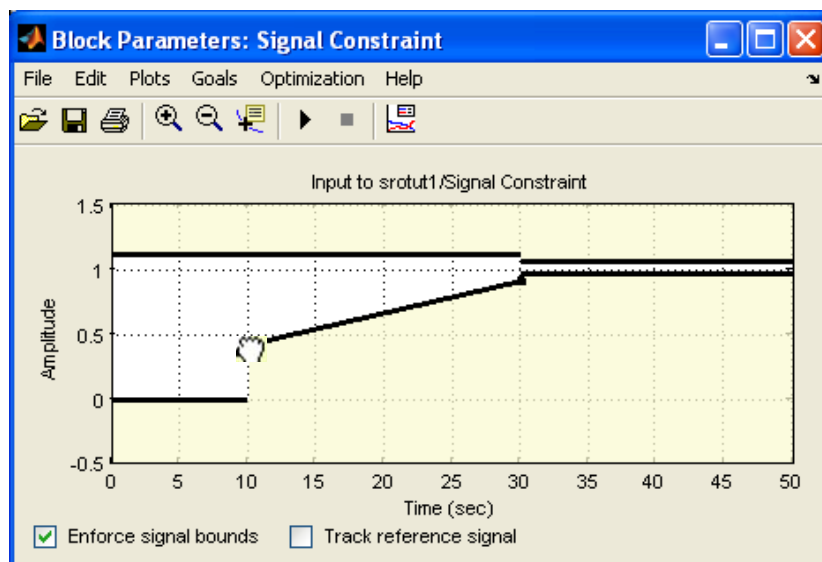


Рисунок 2.6 – Зміна рівня обмежень сигналу

Перед початком оптимізації пакету Simulink Response Optimization необхідно вказати, які величини слід змінювати і налаштовувати. Для цього потрібно відкрити

діалоговий бокс Tuned Parameters (Параметри) з меню Optimization. Для того щоб додати налаштовувальні змінні потрібно натиснути кнопку Add, з'явиться вікно Add Parameters (додавання параметрів) з параметрами, які в моделі Simulink були оголошені налаштовувальними (див. рис. 2.7).

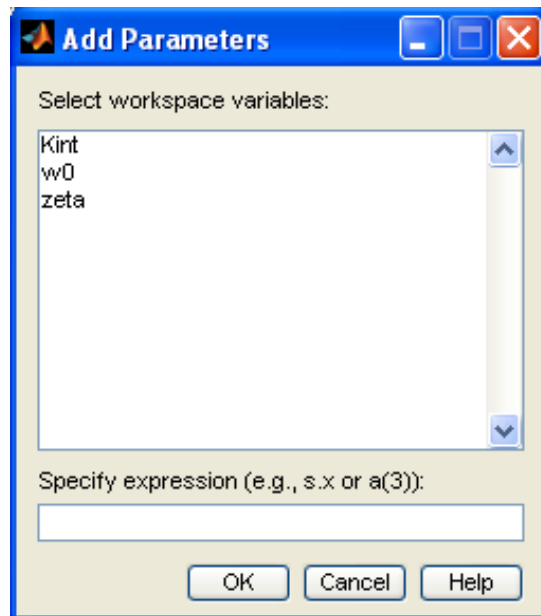


Рисунок 2.7 – Діалоговий бокс Tuned Parameters

Далі необхідно клацнути лівою кнопкою миші по параметру Kint (або декілька, якщо це необхідно), потім натиснути ОК. Параметр буде додано. Результат Tuned Parameters показано на рис. 2.8.

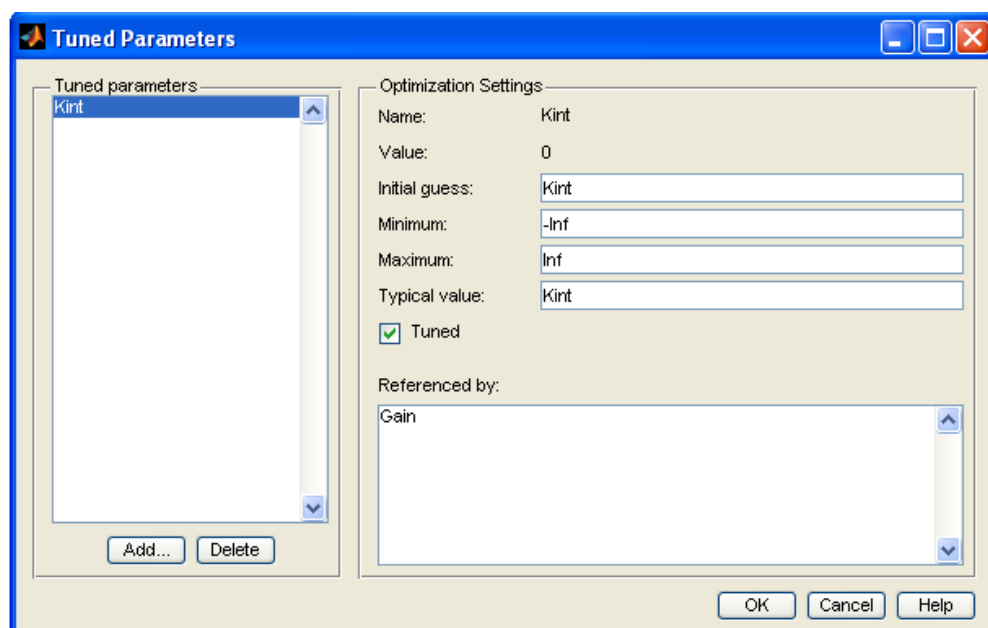


Рисунок 2.8 – Діалоговий бокс Tuned Parameters

2.1.2 Проведення оптимізації

Після завдання обмежень у вікні Signal Constraint і оголошення налаштовувальних змінних починають виконання оптимізації натисканням кнопки Start на панелі управління в нижній частині вікна або вибором опції Start в меню Optimization. Після цього Simulink Response Optimization автоматично перетворює дані про обмеження процесу і налаштовувальних змінних в дані для вирішення проблеми оптимізації і викликає процедуру constr. Вона використовує алгоритм послідовного квадратичного програмування SQP і квазі-Ньютонівський метод градієнтного пошуку.

У процесі оптимізації виводяться проміжні результати. Можна побачити перехідні процеси при різній варіації параметрів, вони позначені різними кольорами. Кінцевий перехідний процес, що задовольняє заданим обмеженням, виділений чорним кольором (рис. 2.9). Під час оптимізації Simulink Response Optimization виводить інформацію про невизначеність параметрів об'єкта, числі обмежень на одну симуляцію і числі симуляцій.

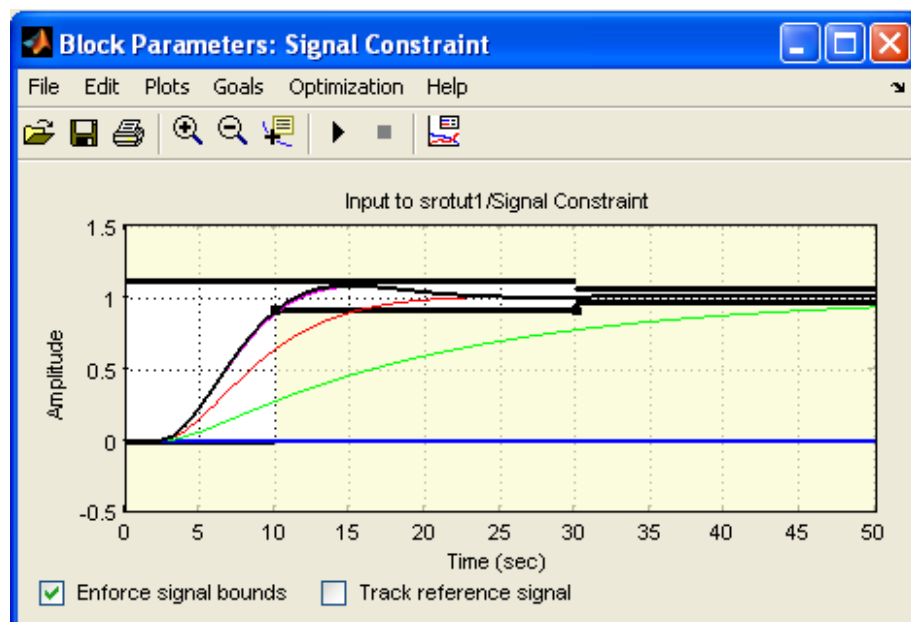


Рисунок 2.9 – Результат оптимізації

Коли Simulink Response Optimization починає оптимізацію, він відображає початковий сигнал на виході системи керування чорним кольором. Для

перегляду цього сигналу до початку оптимізації слід вибрати опцію Plot current response меню Plots. Перегляд початкового сигналу допомагає найкращим чином визначити необхідні обмеження на перехідний процес.

Після завершення процедури оптимізації MATLAB виводить повідомлення:

Iter	S-count	f(x)	max constraint	Directional Step-size	First-order derivative	optimality	Procedure
0	1	0	331.8				
1	6	0	41.3	0.0478	0	1	infeasible
2	9	0	0.2882	0.0725	0	1	Hessian modified twice; infeasible
3	12	0	0.02226	0.0587	0	969	Hessian modified twice
4	15	0	0.0001852	0.00536	0	15.8	

Successful termination.
Found a feasible or optimal solution within the specified tolerances.
Kint = 0.1844

Перша колонка виведеної інформації Iter показує повне число звернень (ітерацій) до функції вартості (cost function), третя max constraint – максимум (зважений) порушення обмежень (тобто функції вартості). Це число повинне зменшуватися в ході оптимізації. Коли max constraint стає нульовим або від'ємним, то мета оптимізації досягнута. В даному випадку це трапилося після 4 -го звернення до функції вартості.

П'ята колонка розмір кроку, що використовує алгоритм лінійного пошуку. Четверта колонка виводить спеціальні повідомлення, які стосуються алгоритму послідовного квадратичного програмування SQP.

Якщо критерій закінчення процедури оптимізації досягнутий, виводиться повідомлення Successfully termination і оптимальні значення налаштувальних параметрів. У кінці повідомлення виводяться активні обмеження, тобто ті, що забороняють подальше зменшення функції вартості і результат оптимізації.

З МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ПРАКТИЧНОГО ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДУ ПОСЛІДОВНОЇ КОРЕКЦІЇ

3.1 Синтез регулятора кутової швидкості асинхронного двигуна

3.1.1 Синтез регулятора кутової швидкості частотно-регульованого асинхронного електроприводу

Розглянемо процедуру синтезу та оцінювання якості електромеханічної системи автоматичного керування (ЕМСАК) з асинхронним двигуном.

Структурна схема системи ПЧ-АД на основі спрощеної моделі двигуна представлена на рис. 3.1

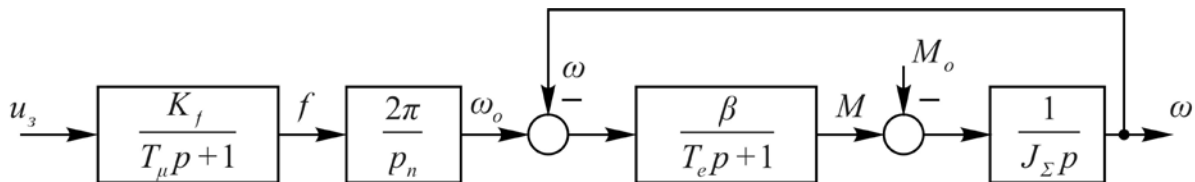


Рисунок 3.1 – Структурна схема розімкненої системи ПЧ-АД на основі
спрощеної моделі двигуна

Для синтезу регулятора кутової швидкості частотно-регульованого асинхронного двигуна виділимо наступні етапи:

1. На основі технічних даних об'єкта та електродвигуна визначаються параметри спрощеної структурної схеми (рис. 3.1).
2. Складається структурна схема замкненої ЕМС на основі спрощеної моделі двигуна, проводиться синтез регулятора та досліджуються динамічні характеристики системи.
3. Проводиться моделювання перехідних процесів у номінальному режимі з номінальним моментом навантаження.

Для реалізації першого етапу проведемо розрахунки параметрів ланок замкненого контуру регулювання на основі загальнодоступних паспортних даних електродвигуна з додатку Г. Наприклад, маємо асинхронний двигун типу

4AC71A4Y3 потужністю 0.6 кВт з наступними номінальними даними $n_0=1500$ об/хв; $\eta_n=0.68$; $\cos\varphi=0.73$; $X'_{12}=1.6$; $R'_1=0.14$; $X'_1=0.095$; $R''_2=0.12$; $X''_2=0.26$; $s_n=0.082$; $s_k=0.396$; $J=0.0013$ кгм²; $m_k=2.2$; $m_n=2.0$.

Згідно паспортних даних двигуна параметри схеми визначаються наступним чином:

$$T_e = \frac{1}{2\pi f_n s_k} = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 50 \cdot 0.396} = 0.008 \text{ с};$$

$$\beta = \frac{M_n}{\omega_{0n} - \omega_n} = \frac{4.16}{157 - 144.2} = 0.323 \text{ Нм/(рад/с)};$$

$$K_f = \frac{f_n}{u_{3n}} = \frac{50}{10} = 5,$$

де T_e – електромагнітна стала часу; f_n – номінальна частота напруги живлення; s_k, s_n – критичне та номінальне ковзання; $\omega_{0n} = 2\pi f_n / p_n$ – синхронна швидкість обертання; p_n – кількість пар полюсів; $\omega_n = \omega_{0n} (1 - s_n)$ – номінальна швидкість обертання; β – жорсткість механічної характеристики двигуна; $M_n = P_n / \omega_n$ – номінальний момент; K_f – коефіцієнт передачі перетворювача частоти.

Для реалізації другого етапу складемо структурну схему замкненої ЕМС на основі спрощеної моделі двигуна (див. рис. 3.2).

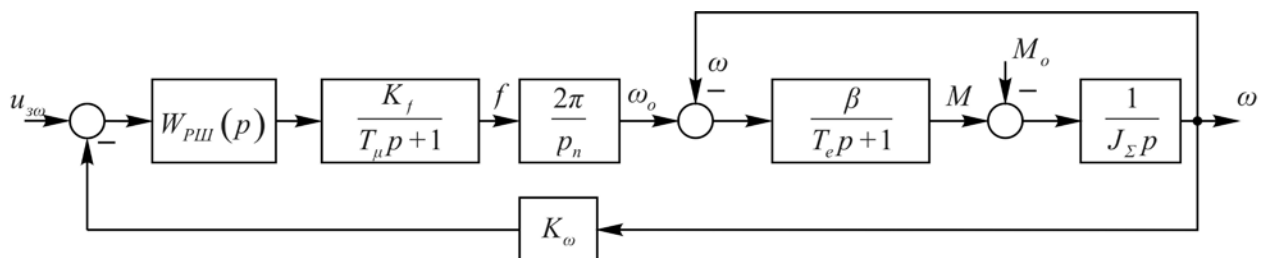


Рисунок 3.2 – Структурна схема замкненої системи ПЧ-АД на основі спрощеної моделі двигуна

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю

$$K_{\omega} = \frac{U_{\omega \max}}{\omega_{\max}} = \frac{U_{\omega \max}}{K_z \omega_{0H}} = \frac{10}{1.2 \cdot 157} = 0.0637,$$

де $U_{\omega \max}$ – максимальна напруга завдання швидкості (при аналоговій реалізації приймають 10 В); $K_z = 1,2 \div 1,4$ – коефіцієнт запасу.

Постійний момент навантаження $M_0 = \text{const}$ при синтезі регулятора швидкості не враховується. Тому згорнемо внутрішній контур та отримуємо структурну схему, приведену до одиничного зворотного зв'язку (див. рис. 3.3), де $T_M = J_{\Sigma} / \beta$ – електро механічна стала часу, $J_{\Sigma} = 2J$.

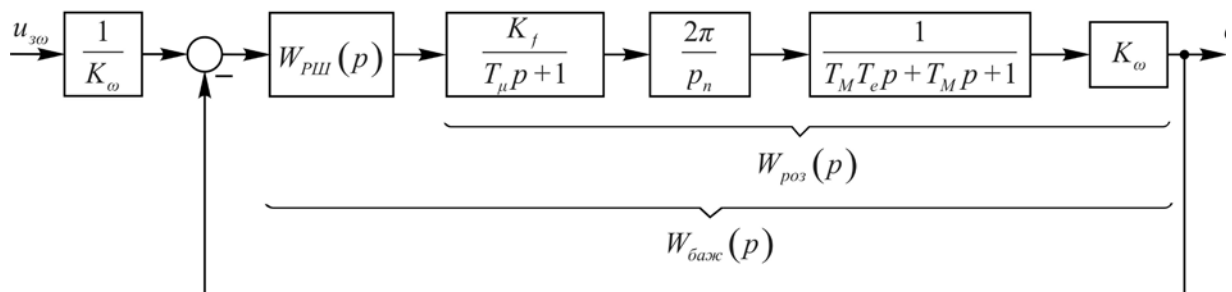


Рисунок 3.3 – Одноконтурна структурна схема з одиничним зворотним зв'язком

Для налаштування замкнутого контуру на модульний оптимум [1] задамося бажаною передатною функцією розімкнутого контуру швидкості:

$$W_{\text{баз}}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)},$$

де $T_{\mu} = 0.01$ с – мала некомпенсована стала часу перетворювача частоти (конкретні значення див. у табл. 1.1).

Передаточна функція об'єкту регулювання контуру швидкості:

$$W_{\text{роз}}(p) = \frac{K_f}{T_{\mu}p + 1} \cdot \frac{2\pi}{p_n} \cdot \frac{1}{T_M T_e p^2 + T_M p + 1} \cdot K_{\omega}.$$

Передаточна функція регулятора швидкості визначається з виразу:

$$W_{PII} = \frac{W_{баж}(p)}{W_{роз}(p)} = K_p \frac{T_d T_I p^2 + T_I p + 1}{T_I p} = K_p T_d p + K_p + \frac{K_p}{T_I p},$$

де $K_p = T_M p_n / (4T_\mu \pi K_f K_\omega)$ – коефіцієнт передачі ПД-регулятора; $T_d = T_e$ – стала часу диференціальної складової регулятора; $T_I = T_M$ – стала часу інтегральної складової регулятора.

Отже, для реалізації замкненої електромеханічної системи автоматичного керування швидкістю з настроюванням на модульний оптимум отримано ПД-регулятор швидкості, який забезпечує одночасну компенсацію двох сталих часу.

Параметри синтезованого ПД-регулятора швидкості $K_p = 0.4024$, $T_I = 0.008$ с, $T_d = 0.008$ с при коефіцієнті зворотного зв'язку за швидкістю $K_\omega = 0.0637$ В/(рад/с).

Для проведення моделювання перехідних процесів в лінеаризованій системі ПЧ-АД на вхід ступінчасто подається завдання швидкості $u_{zn} = 10$ В та після досягнення усталеної швидкості в час $t = 0.2$ с прикладається номінальне навантаження типу „стрибок”, як показано на рис. 3.4.

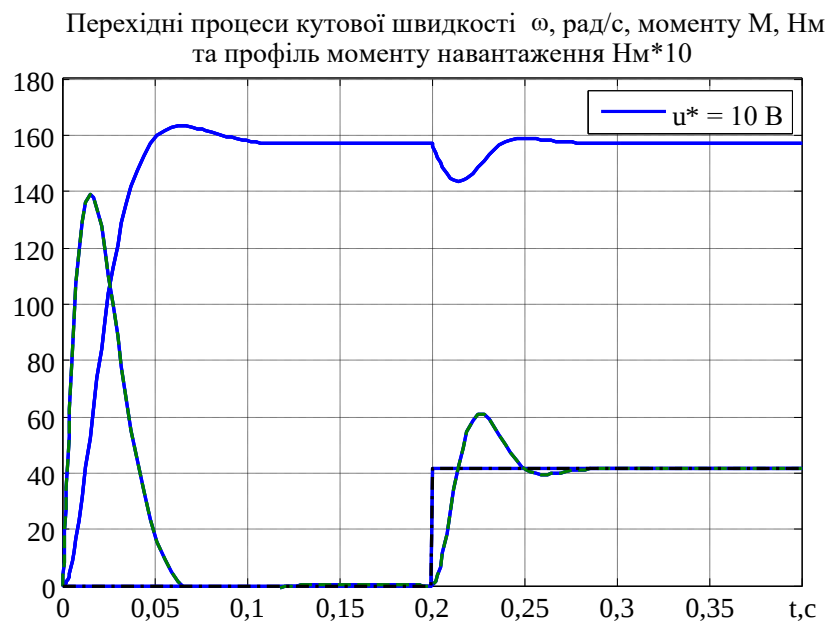


Рисунок 3.4 – Перехідні процеси по швидкості в замкненій лінеаризованій системі

Дослідження динамічних характеристик системи (рис. 3.4) повинно підтвердити стандартні показники при настроюванні на модульний оптимум: перерегулювання 4.3%, час досягнення перший раз усталеного значення $4.7T_\mu$.

Дослідження перехідних процесів в асинхронному двигуні з перетворювачем частоти при врахуванні обмеження напруги регулятора швидкості проводять для двох значень завдання швидкості $u_{zn} = 5 \text{ В}$ та 10 В (конкретні значення див. в табл. 4.1 для свого варіанту), як це показано на рис. 3.5. Після досягнення усталеної швидкості прикладають номінальний момент навантаження.



Рисунок 3.5 – Перехідні процеси по швидкості в замкненій системі при врахуванні обмеження вихідного сигналу регулятора

При дослідженні динамічних характеристик системи за наявності обмеження вихідної напруги ПД-регулятора та його інтегральної складової на рівні $\pm 10 \text{ В}$, може виявитись, що при відпрацюванні завдання номінальної швидкості з'являється статична похибка, як це видно на рис. 3.5. Виникнення статичної похибки свідчить про насичення регулятора швидкості і може бути

усунене збільшенням коефіцієнту запасу K_z при розрахунку зворотного зв'язку за швидкістю з одночасним пропорційним зменшенням завдання швидкості таким чином, щоб усталене значення швидкості відповідало номінальному значенню.

3.1.2 Синтез регулятора швидкості для системи ПЧ-АД, яка працює на насосну установку

У випадку, коли частотно-регульований асинхронний двигун працює на насосну установку, момент навантаження вже не буде постійним, на відміну від класичної системи керування кутовою швидкістю. В таких системах гідравлічний момент навантаження залежить від параметру насоса a та квадрату швидкості, тобто $M_o = a\omega^2$. А якщо врахувати, що в системі присутнє в'язке тертя, то $M_o = \nu\omega + a\omega^2$.

Вказаний вид навантаження викликає необхідність зміни параметрів регулятора. Детальний синтез даної САК наведено у додатку А.1.3.

Дослідження перехідних процесів в системі ПЧ-АД при роботі на насосну установку з моментом опору $M_o = \nu\omega + a\omega^2$ показано на рис. 3.6. Параметр ν береться з табл. 4.1 відповідно до свого варіанту, а параметр a розрахувати як

$$a = \frac{M_n}{\omega_n^2} = \frac{4.16}{144.2^2} = 0.0002.$$

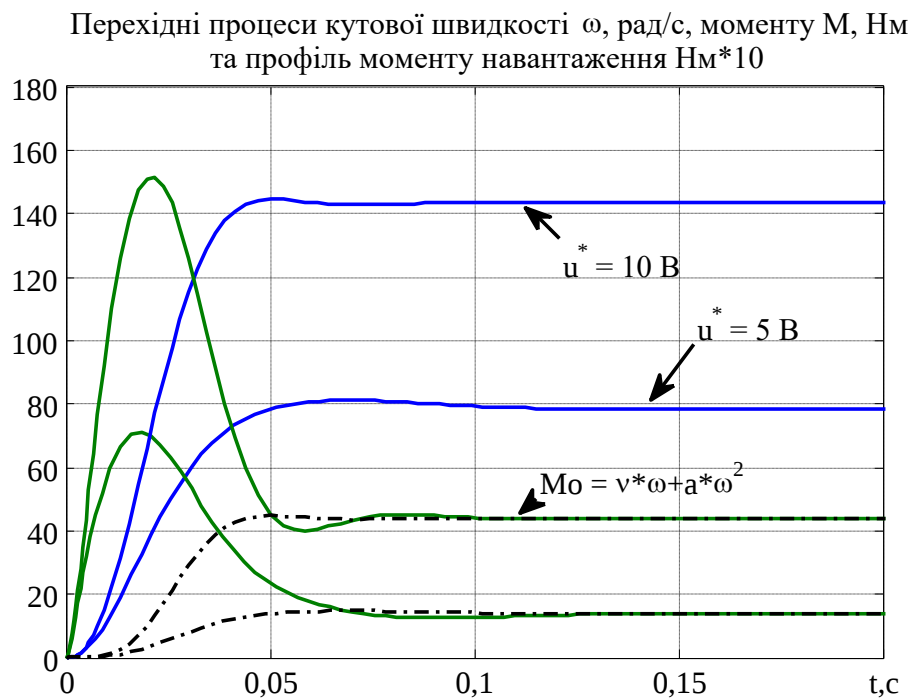


Рисунок 3.6 – Перехідні процеси по швидкості в замкненій системі при врахуванні обмеження регулятора

Дослідження динамічних характеристик системи при роботі на насосну установку з обмеженням вихідного сигналу ПД-регулятора на рівні $\pm 10 \text{ V}$ (рис. 3.6) показало аналогічні результати як при роботі з постійним навантаженням та з використанням обмеження виходу регулятора швидкості.

3.2 Дослідження показників якості системи автоматичного керування

Для оцінювання якості САК використовують наступні характеристики: стійкість та запаси стійкості, показники точності в усталених режимах, показники якості перехідних процесів. Вони розглядаються в [2, с. 241-244; 3, с. 121-126; 4, с. 163-179].

Перевірка стійкості та запасів стійкості при використанні методу послідовної корекції не вимагається, тому що в основі методу лежить стійка ланка другого порядку замкнутого контуру.

Усталені режими роботи САК настають після закінчення перехідних процесів. Ці режими можуть бути статичними, якщо всі зовнішні дії у системі є

постійними, або динамічними, якщо одна чи більше зовнішніх дій змінюються за типовими законами – лінійним, квадратичним, кубічним чи гармонічним.

У статичних режимах роботи точність САК відображає *статична помилка*

$$\Delta = x_0 - x_{\text{уст}},$$

де $x_0 = \text{const}$ – задане значення регульованої величини; $x_{\text{уст}}$ – усталене значення регульованої величини за постійного збурення $f = f_{\text{ст}} = \text{const}$.

Показником точності системи у статичних режимах є *статизм*. Він характеризує здатність САК до компенсування збурення і визначається як

$$\delta = \frac{\Delta}{f_{\text{ст}}}.$$

Очевидно, що для підвищення точності системи статизм слід зменшувати.

Для статичних систем, зведених до одноконтурного вигляду, статизм визначається за формулою

$$\delta = \frac{K_{fx}}{1 + K},$$

де K_{fx} – добуток коефіцієнтів передачі ланок системи, які містяться між місцем прикладання збурення f і виходом системи; K – коефіцієнт передачі розімкнутої системи (добуток коефіцієнтів передачі усіх ланок одноконтурної системи, які утворюють замкнутий контур регулювання).

Якщо система після зведення до одноконтурного вигляду містить інтегровальну ланку, яка знаходиться між місцем прикладання збурення і виходом (система астатична за завданням), то статизм системи

$$\delta = \frac{K_{fx}}{K}.$$

Якщо в одноконтурній системі інтегровальна ланка знаходиться перед

точкою прикладання збурення (система астатична за завданням і за збуренням), то $\delta = 0$.

Якість перехідного процесу системи визначається за її реакцією на стрибкоподібну зміну зовнішньої дії, тобто за її перехідною характеристикою. Існують наступні основні показники якості перехідних процесів САК.

1. Характер перехідного процесу. За характером перехідний процес може бути монотонним, аперіодичним, аперіодичним з перерегулюванням чи коливальним.

Монотонними є перехідні процеси, при яких відхилення регульованої величини $x(t)$ від усталеного значення $x_{уст}$ плавно зменшується без зміни знаку похідної dx/dt (рис. 3.7а, крива 3). Якщо у кривій монотонного перехідного процесу відсутні гармонічні складові, то такий частковий випадок монотонного процесу називають *аперіодичним*.

Аперіодичними процесами з перерегулюванням називають перехідні процеси, при яких керована величина набуває усталеного значення після одного, двох або більше коливань з різними періодами (негармонічні коливання) за наявності перерегулювання (рис. 3.7а, крива 2).

Коливальними називають перехідні процеси, при яких в системі існують гармонічні коливання зі сталим періодом і спадаючою амплітудою (рис. 3.7а, крива 1).

2. Час перехідного процесу. Час перехідного процесу $t_{пер}$ (або час регулювання t_p) характеризує *швидкодiю* САК. Він дорівнює інтервалу часу від початку перехідного процесу до моменту, коли відхилення регульованої величини $x(t)$ від її нового усталеного значення $x_{уст}$ остаточно стане меншим за деяку достатньо малу величину ε , тобто $|x(t) - x_{уст}| \leq \varepsilon$. Значення ε залежить від вимог до точності конкретної системи.

Для перехідних характеристик за завданням, ε приймають рівним 5% від усталеного значення $x_{уст}$ (рис. 3.7а).

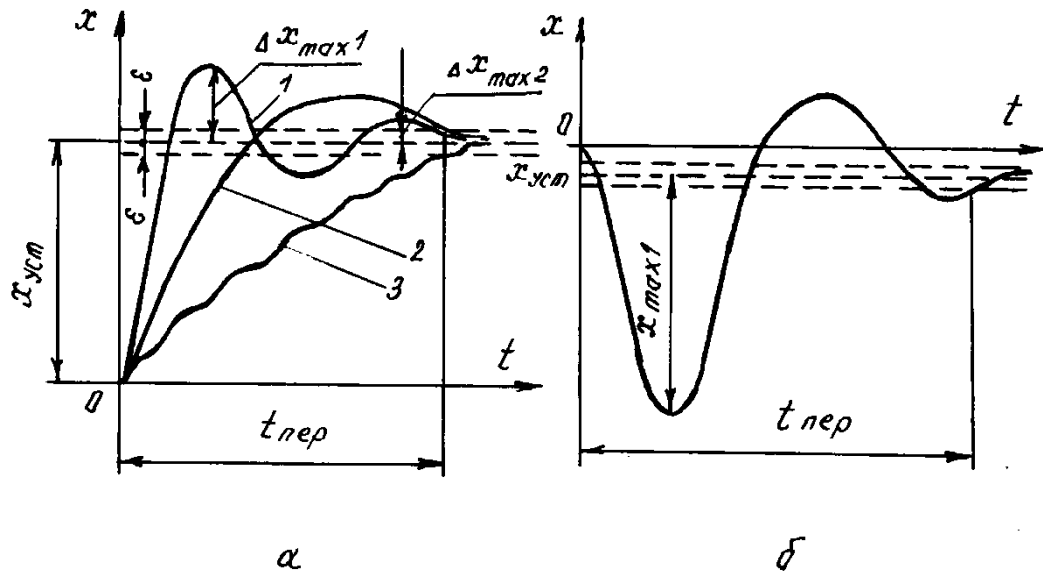


Рисунок 3.7 – Вигляд типових перехідних характеристик

Для перехідних характеристик за збуренням, якщо вони монотонні, то приймають $\varepsilon = 0,05x_{уст}$, а якщо ні, то беруть $\varepsilon = 0,05x_{max1}$, де x_{max1} – найбільше відхилення $x(t)$ від $x_{уст}$ у перехідному процесі (рис. 3.7б).

3. **Перерегулювання.** Перерегулювання визначається для перехідних характеристик за завданням (рис. 3.7а). Воно характеризує максимальне відхилення регульованої величини відносно нового усталеного значення $x_{уст}$, вимірюється у відсотках і обчислюється як

$$\sigma = \frac{x_{max} - x_{уст}}{x_{уст}} \cdot 100\% = \frac{\Delta x_{max1}}{x_{уст}} \cdot 100\%.$$

4. **Ступінь затухання.** Для перехідних характеристик за завданням з немонотонним характером визначається ступінь затухання перехідного процесу ψ , який вимірюється у відсотках і обчислюється за формулою

$$\psi = \left(1 - \frac{\Delta x_{max2}}{\Delta x_{max1}} \right) \cdot 100\%,$$

де Δx_{max1} і Δx_{max2} – величини, вказані на рис. 3.7а. Ступінь затухання відображає здатність системи до коливань в оберненій залежності – при зростанні ψ коливальність знижується. Часом коливальні властивості також оцінюють кількістю повних коливань $x(t)$ за час регулювання.

5. **Стала часу.** Для монотонних або аперіодичних перехідних характеристик за завданням визначається стала часу T , яка характеризує тривалість перехідного процесу. Вона дорівнює часу, за який регульована величина $x(t)$ досягає рівня $0,63 x_{уст}$. Зазвичай $t_p = (3...4)T$.

6. **Максимальне відхилення.** Для перехідних характеристик за збуренням визначається максимальне відхилення регульованої величини. Воно дорівнює найбільшому відхиленню x_{max1} кривої $x(t)$ від нового усталеного значення $x_{уст}$ при стрибкоподібному збуренні $f(t)=1(t)$ (рис. 3.7б).

3.3 Дослідження замкненої нелінійної системи в пакеті Simulink Response Optimization

Для оптимізації параметрів в пакеті MATLAB необхідно знайти Signal Constrains, який знаходиться в бібліотеці Simulink → Simulink Design Optimization в розділі Signal Constrains

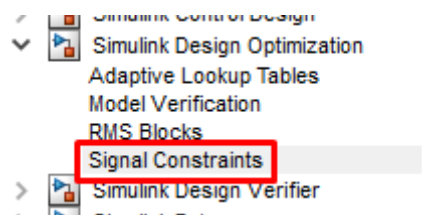


Рисунок 3.8 – Розташування Signal Constrains

Для того щоб обрати необхідний блок з розділу Signal Constrains необхідно перетягнути його в свою Simulink модель. В самій бібліотеці є три блоки Check Against Reference, Check Custom Bounds та Check Step Response Characteristics, які зображено на рис. 3.8.

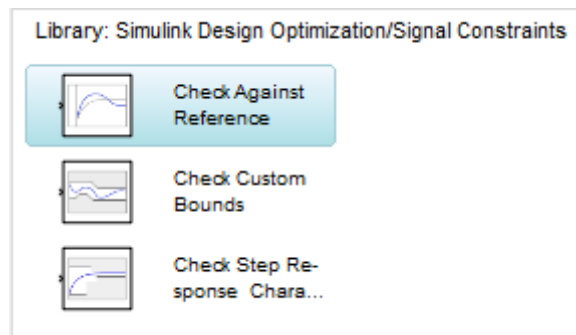


Рисунок 3.9 – Блоки Signal Constrains

Для подальших досліджень необхідно використовувати Check Step Response Characteristics. Докладний опис роботи з цим блоком наведено в розділі 2.

4 РОЗРАХУНКОВО-ГРАФІЧНА РОБОТА

Мета розрахунково-графічної роботи – закріпити знання синтезу регуляторів для типових систем автоматичного керування технологічними процесами та провести дослідження їх якості в статичних і динамічних режимах.

4.1 Завдання до розрахунково-графічної роботи

Кожен студент виконує розрахунково-графічну роботу відповідно до номера свого варіанту з табл. 4.1, який видається викладачем.

В розрахунково-графічній роботі, відповідно до базової системи керування (див. рис. 4.1), необхідно:

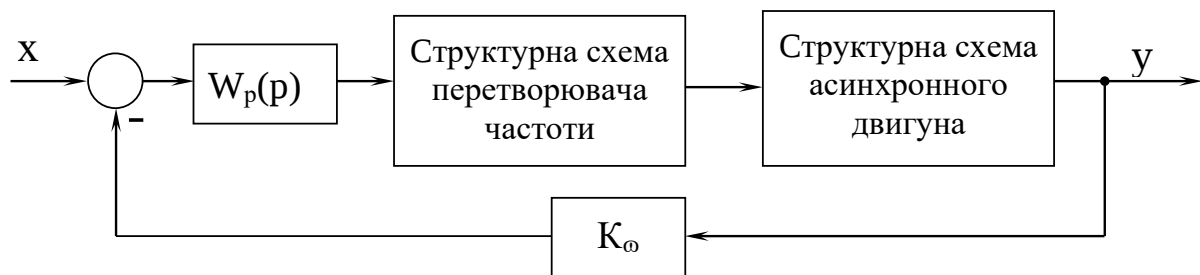


Рисунок 4.1 – Структурна схема замкненої системи керування

1. Виконати синтез регулятора швидкості асинхронного двигуна (див. розд. 2 та приклади в п. 4.1 та п. А.1.3):

а) для одноконтурної системи регулювання швидкості на основі перетворювача частоти та асинхронного двигуна (система ПЧ-АД). Параметри двигуна наведені у додатку Г. Варіанти числових значень малої сталої часу T_μ задані у табл. 4.1;

б) для одноконтурної системи регулювання швидкості, яка працює на насосну установку (див. п. А.1.3, с. 49). В даному дослідженні момент опору M_o відповідає гідравлічному навантаженню $M_o = a\omega^2$ і залежить від коефіцієнту в'язкого тертя $M_o = \nu\omega + a\omega^2$.

2. Визначити показники якості перехідних процесів за задавальною та збурювальною діями, а також показники точності в усталених режимах (див. п. 4.2). Моделювання виконати для наступних режимів:

а) з постійним моментом навантаження $M_o = const$ без обмеження напруги регулятора швидкості та з обмеженням вихідної напруги регулятора в межах ± 10 В;

б) при роботі на насосну установку з моментом опору M_o , що відповідає гідравлічному навантаженню $M_o = a\omega^2$, а також з моментом опору, який залежить від коефіцієнту в'язкого тертя $M_o = \nu\omega + a\omega^2$, в умовах обмеження напруги регулятора в межах ± 10 В;

3. Виконати синтез та дослідження замкненої нелінійної системи при гідравлічному навантаженні з в'язким тертям та обмеженням регулятора швидкості числовим методом у пакеті Simulink Response Optimization (див. розд. 3). В процесі проведення оптимізації в якості налаштувальних змінних використовувати параметри регулятора швидкості (K_p , T_I , T_D) та коефіцієнт зворотного зв'язку K_ω . Параметри перетворювача, двигуна і об'єкта залишати незмінними.

Примітки до виконання завдання:

1. П. 1,б і п. 3 призначені для поглибленого вивчення предмету дослідження і виконуються за індивідуальним узгодженням з викладачем, в т. ч. з метою отримання підвищеної оцінки за РГР.
2. В п. 2 параметр a розрахувати як $a = M_n / \omega_n^2$, а коефіцієнт в'язкого тертя ν взяти в табл. 4.1.
3. Звіт з роботи подається на аркушах паперу формату А4 з урахуванням вимог ДСТУ 3008:2015.

4.2 Варіанти завдань

Таблиця 4.1 – Варіанти завдань

Варіант	Двигун	Величина завдання швидкості, %	Коефіцієнт в'язкого тертя ν	Стала часу T_{μ}
1	4AA50A2Y3	20, 50, 70, 100	0.001	0.001
2	4AA50B2Y3	10, 40, 60, 100	0.002	0.002
3	4AA56A2Y3	30, 50, 80, 100	0.003	0.003
4	4AA56B2Y3	15, 45, 55, 100	0.004	0.004
5	4AA63A2Y3	25, 60, 70, 100	0.005	0.005
6	4AA63B2Y3	35, 65, 85, 100	0.006	0.004
7	4A71A2Y3	10, 55, 75, 100	0.007	0.003
8	4A71B2Y3	20, 40, 60, 100	0.008	0.002
9	4A80A2Y3	15, 50, 80, 100	0.009	0.001
10	4A80B2Y3	25, 35, 55, 100	0.01	0.01
11	4A90L2Y3	20, 40, 60, 100	0.011	0.001
12	4A100S2Y3	10, 45, 65, 100	0.012	0.002
13	4A100L2Y3	25, 50, 70, 100	0.013	0.003
14	4A112M2Y3	15, 40, 65, 100	0.014	0.004
15	4A132M2Y3	10, 30, 60, 100	0.015	0.005
16	4A160S2Y3	20, 45, 65, 100	0.016	0.01
17	4A160M2Y3	25, 40, 70, 100	0.017	0.001
18	4A180S2Y3	20, 50, 75, 100	0.018	0.002
19	4A180M2Y3	15, 45, 70, 100	0.019	0.003
20	4A200M2Y3	20, 50, 85, 100	0.020	0.004
21	4A200L2Y3	25, 60, 80, 100	0.021	0.005
22	4A225M2Y3	30, 60, 90, 100	0.022	0.01

4.3 Склад, обсяг та структура розрахунково-графічної роботи

За результатами виконання розрахунково-графічної роботи студент надає наступний звітний матеріал:

1. Пояснювальна записка РГР на папері.
2. Пояснювальна записка в електронному вигляді в редакторі Word.
3. Моделі та m-файли в програмному середовищі MATLAB / Simulink.

Пояснювальна записка оформлюється на аркушах паперу формату А4, які ліворуч жорстко скріплюються. Текст та інші матеріали пояснювальної записки розміщується з однієї сторони аркушів паперу. Посилання на використане джерело вказується у квадратних дужках, наприклад [1]. Пояснювальна записка виконується в редакторі Word: шрифт Times New Roman, розмір 14; інтервал 1,5 рядка; ліве поле аркуша паперу 3 см, верхнє та нижнє 2 см, праве 1,5 см; нумерація сторінок вгорі праворуч.

Приклад оформлення титульного листа пояснювальної записки наведено в додатку Б.

Порядок аркушів в РГР наступний:

1. Титульний аркуш.
2. Завдання на РГР (додаток В).
3. Зміст.
4. Пояснювальна записка.

4.4 Порядок захисту розрахунково-графічної роботи

Попередньо пояснювальна записка в редакторі Word в електронному вигляді та проект в програмному середовищі MATLAB для перевірки та отримання допуску до захисту відправляються на електронну пошту викладача. Ім'я електронних файлів має складатися з № групи, прізвища студента, варіанту завдання та позначення (ПЗ), які розділені знаком підкреслення, наприклад

ЕП01_Шляга_12_ПЗ. Після перевірки та виправлень всіх зауважень від викладача друкується і зшивається паперова копія, яка захищається персонально.

При дистанційному навчанні все, що відноситься до РГР, здається в гугл-клас у відповідний розділ класу.

До захисту допускається повністю виконана та належним чином оформлена РГР. В комплект звітнього матеріалу входить:

1. Пояснювальна записка РГР на папері.
2. Пояснювальна записка в електронному вигляді в форматі .doc (.docx) та .pdf.
3. Моделі та m-файли в програмному середовищі MATLAB / Simulink.

За результатами захисту РГР студенту нараховуються бали відповідно до силябусу з навчальної дисципліни «Автоматизований електропривод».

ДОДАТОК А

ПРИКЛАДИ СИНТЕЗУ ТИПОВИХ СИСТЕМ

А.1 Приклади синтезу типових систем автоматичного керування з послідовною корекцією

А.1.1 Синтез регуляторів струму і швидкості для двоконтурної системи ТП-Д

Структурна схема двоконтурної електромеханічної системи підпорядкованого регулювання швидкості електропривода по системі ТП-Д з контурами регулювання струму та швидкості представлена на рис. А.1.

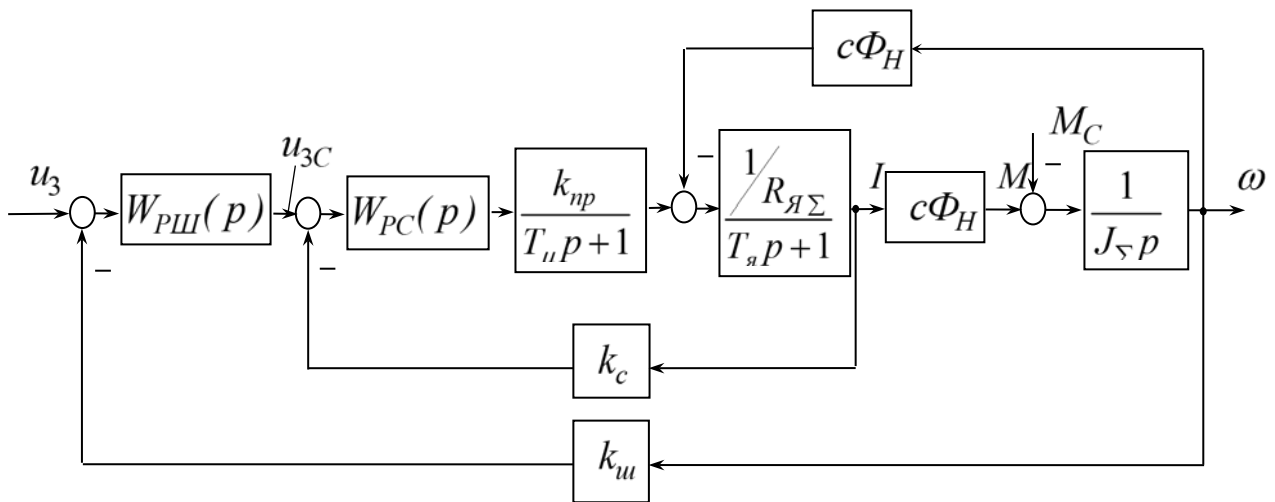


Рисунок А.1 – Структурна схема двоконтурної СПР

Позначення елементів на структурній схемі: $W_{рш}, W_{рс}$ – передаточні функції регуляторів швидкості і струму, що здійснюють компенсацію великих сталих часу – електромеханічної і електромагнітної, відповідно; $k_{ш}, k_{с}$ – коефіцієнти зворотних зв'язків по швидкості і струму; $W_{np} = \frac{k_{np}}{T_{\mu}p + 1}$ – передаточна функція силового тиристорного перетворювача, призначеного для регулювання напруги на якорі двигуна; k_{np} – коефіцієнт передачі тиристорного перетворювача; T_{μ} – некомпенсована стала часу перетворювача.

Параметри двигуна: R_{Σ} – сумарний опір якірного кола; T_J – електромагнітна стала часу якірного кола; $c\Phi_n$ – стала ДПС; T_M – електромеханічна механічна стала часу.

Бажана передаточна функція розімкненого контуру струму при настроюванні на модульний оптимум:

$$W_{роз.с} = \frac{1/k_c}{2 \cdot T_\mu \cdot p \cdot (T_\mu \cdot p + 1)}.$$

Передаточна функція об'єкта регулювання контуру струму, без урахування ЕРС двигуна, має вигляд:

$$W_{орс} = \frac{k_{np}}{T_\mu \cdot p + 1} \cdot \frac{1/R_{\Sigma}}{T_J \cdot p + 1}.$$

Можливість знехтування дією ЕРС електродвигуна можна пояснити тим, що перехідні процеси в контурі струму мають більшу швидкодію, ніж в контурі швидкості, тобто ЕРС для замкненого контуру струму можна розглядати як квазістаціонарну дію, яка не впливає на стійкість та якість перехідних процесів. Для компенсації дії ЕРС в усталеному режимі застосовується функціональний перетворювач ЕРС.

Потрібну передаточну функцію регулятора струму визначаємо шляхом ділення $W_{роз.с}$ на $W_{орс}$:

$$W_{pc} = \frac{W_{роз.с}}{W_{орс}} = \frac{(T_\mu \cdot p + 1)(T_J \cdot p + 1)R_{\Sigma}}{2 \cdot T_\mu \cdot p(T_\mu \cdot p + 1)k_c k_{np}} = k_{pc} + \frac{1}{T_{pc} \cdot p},$$

$$\text{де } k_{pc} = \frac{R_{\Sigma} \cdot T_J}{2 \cdot T_\mu \cdot k_c \cdot k_{np}}; T_{pc} = \frac{2 \cdot T_\mu \cdot k_c \cdot k_{np}}{R_{\Sigma}}.$$

Отриманий пропорційно-інтегральний регулятор (ПІ-регулятор) струму.

Бажана передаточна функція розімкненого контуру швидкості при налаштуванні на модульний оптимум:

$$W_{роз.ш} = \frac{1/k_{ш}}{4 \cdot T_{\mu} \cdot p(2 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1)}.$$

Передаточна функція об'єкту регулювання контуру швидкості:

$$W_{орш} = \frac{1/k_c}{2 \cdot T_{\mu} \cdot p(T_{\mu} \cdot p + 1) + 1} \cdot \frac{R_{я\Sigma}}{c \cdot T_M \cdot p} \approx \frac{1/k_c}{2 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1} \cdot \frac{R_{я\Sigma}}{c \cdot T_M \cdot p}.$$

Передаточна функція регулятора швидкості визначається з виразу:

$$W_{рш} = \frac{W_{роз.ш}}{W_{орш}} = \frac{(2 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1) \cdot c \cdot T_M \cdot p \cdot k_c}{4 \cdot T_{\mu} \cdot k_{ш} \cdot p \cdot (2 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1) \cdot R_{я\Sigma}} = \frac{c \cdot T_M \cdot k_c}{4 \cdot T_{\mu} \cdot k_{ш} \cdot R_{я\Sigma}} = k_{рш}.$$

Отриманий П-регулятор швидкості.

Визначаємо коефіцієнти зворотних зв'язків по швидкості і струму:

$$k_c = \frac{U_{вх.мах}}{2 \cdot I_H} = \frac{10B}{2 \cdot I_H};$$

$$k_{ш} = \frac{U_{вх.мах}}{1,2 \cdot \omega_H} = \frac{10B}{1,2 \cdot \omega_H},$$

де 1,2 – коефіцієнт запасу.

Коефіцієнт передачі тиристорного перетворювача

$$k_{пр} = \frac{U_{пр.н}}{10B}.$$

А.1.2 Синтез регулятора положення системи ТП-ДПС

Структурна схема одноконтурної системи керування положенням в системі ТП-ДПС представлена на рисунку А.2.

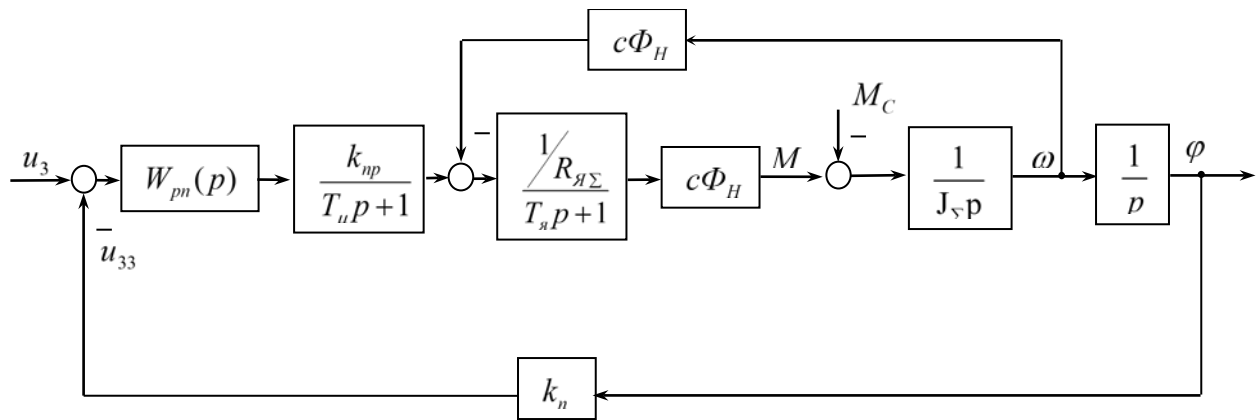


Рисунок А.2 – Структурна схема системи керування положенням

Коефіцієнт зворотного зв'язку за положенням

$$k_n = \frac{u_{zn.max}}{\varphi_{max}} = \frac{10B}{\varphi_{max} [rad]}.$$

На основі k_n , задавшись $E_{ж} = 10B$, X_{max} , i_p , можна визначити необхідну величину радіуса шестерні $R_{ш}$.

Для настроювання контуру на модульний оптимум необхідне застосування форсуючого регулятора другого порядку (введення у закон керування похідних першого та другого порядку)

$$W_{pn}(p) = \frac{T_M T_{я} p^2 + T_M p + 1}{2T_{\mu} k_{np} \frac{1}{c\Phi_H} k_n},$$

де $T_M = J_{\Sigma} \frac{R_{я\Sigma}}{c\Phi_H^2}$ – електромеханічна стала часу.

При технічній реалізації такого регулятора виникають труднощі з отриманням першої та другої похідних. Тому на практиці обмежуються, як правило, лише першою похідною.

Передатна функція пропорційно-диференційного ПД регулятора

$$W_{pn}(p) = \frac{T_M p + 1}{2T_\mu k_{np} \frac{1}{c\Phi_H} k_n}.$$

Для покращення регулювальних властивостей і спрощення реалізації регуляторів застосовують триконтурну систему керування положенням, представлену на рис. А.3.

Розрахунки параметрів регуляторів струму $W_{pc}(p)$ і швидкості $W_{pu}(p)$, а також коефіцієнтів зворотного зв'язку за струмом k_c і швидкістю k_u наведені в п. А.1.1.

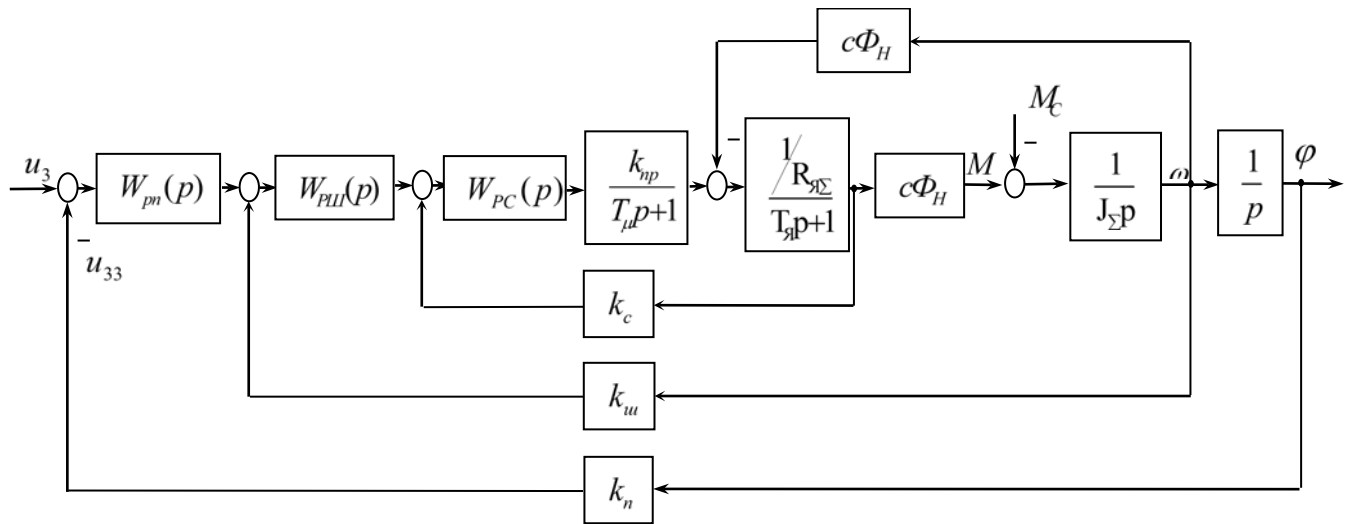


Рисунок А.3 – Структурна схема триконтурної системи підпорядкованого керування положенням

Для настроювання контуру положення на модульний оптимум застосовують П- регулятор положення (при налаштуванні контуру швидкості на модульний оптимум)

$$W_{pn}(p) = k_{pn} = \frac{k_u}{8T_\mu k_n}.$$

При налаштуванні контуру швидкості на симетричний оптимум передатну функцію регулятора положення отримуємо у вигляді

$$W_{pn}(p) = k_{pn} \frac{4T_{\mu}p + 1}{8T_{\mu}p + 1}.$$

Для механізмів з поступальним рухом виконавчого органу застосовується САР положення за схемою, представленою на рисунку А.4.

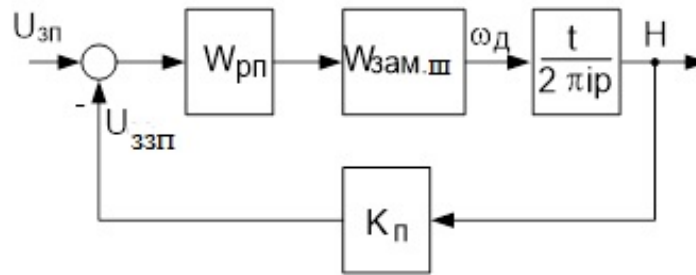


Рисунок А.4 – Структурна схема контуру регулювання положення

На схемі позначені: Н – лінійне переміщення; $W_{рп}$ – регулятор положення; $W_{зам.ш}$ – замкнений контур швидкості.

Передатна функція регулятора положення $W_{рп}$ при налаштування на модульний оптимум має передатну функцію

$$W_{pn} = K_{pn} = \frac{K_{ш}}{8K_n T_{\mu} \rho},$$

де $K_{ш}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку по швидкості; $K_n = \frac{10}{H_{max}}$ – коефіцієнт

зворотного зв'язку за положенням; H_{max} – максимальна величина переміщення

виконавчого органу, [м]; $\rho = \frac{t}{2\pi i}$ [м] – радіус приведення для передачі ходовий

гвинт – гайка з кроком t [м], та редуктором з передаточним відношенням i .

Передатна функція замкнутого контуру швидкості при настроюванні на технічний оптимум приймається рівною:

$$W_{зам.ш} = \frac{1 / K_{ш}}{4T_{\mu}p + 1},$$

де $T_\mu = 0.01$ с – некомпенсована стала часу.

Тоді передатна функція замкнутої системи по положенню:

$$W_{зам.п} = \frac{K_{pn} W_{зам.ш} \frac{t}{2\pi \cdot i \cdot p}}{1 + K_{pn} W_{зам.ш} \frac{t}{2\pi \cdot i \cdot p} K_n} = \frac{1 / K_n}{32T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu p + 1}.$$

Якщо знехтувати добутком некомпенсованих змінних і прийняти $32T_\mu^2 p^2 = 0$, то отримаємо спрощену передатну функцію системи регулювання положення при налаштуванні на модульний оптимум, яка відповідає аперіодичній ланці зі сталою часу $8T_\mu$:

$$W_{зам.п} \approx \frac{1 / K_n}{8T_\mu p + 1}.$$

А.1.3 Синтез регулятора швидкості в одноконтурній системі ПЧ-АД

Математична модель асинхронного двигуна на основі механічної характеристики. Якщо електромеханічна стала часу двигуна значно перевищує електромагнітну, то динамічну модель електричних координат можливо апроксимувати аперіодичною ланкою, а залежність між швидкістю і електромагнітним моментом визначити на основі лінеаризації механічної характеристики двигуна на робочій ділянці. Тоді структурна схема асинхронного двигуна стає подібною структурній схемі двигуна постійного струму [1], і при живленні від перетворювача частоти має вид:

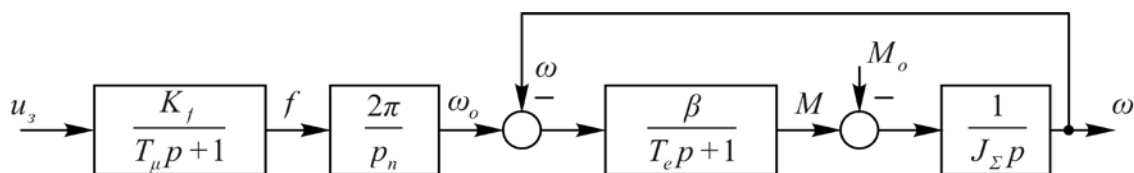


Рисунок А.5 – Структурна схема асинхронного двигуна при живленні від перетворювача частоти

На рис. А.5 прийнято наступні позначення: ω – швидкість; M – момент; M_o – момент опору на валу; ω_0 – синхронна швидкість обертання; p_n – кількість пар полюсів; f – частота напруги живлення; J_Σ – сумарний момент інерції, приведений до валу двигуна; β – жорсткість механічної характеристики двигуна; T_e – електромагнітна стала часу; K_f – коефіцієнт передачі перетворювача частоти; T_μ – мала некомпенсована стала часу перетворювача частоти; u_Σ – напруга завдання перетворювача частоти.

Розглянута модель є коректною при регулюванні швидкості двигуна зміною частоти напруги живлення. При одночасному регулюванні частоти і амплітуди необхідне уточнення припущень, зроблених для вище зазначеної моделі.

Згідно паспортних даних двигуна параметри схеми визначаються наступним чином:

$$T_e = 1 / (2\pi f_n S_{\kappa n}); \beta = M_n / (\omega_{0n} - \omega_n); K_f = f_n / u_{\Sigma n},$$

де індекс „н” позначає номінальні значення відповідних величин; S_κ – критичне ковзання.

Процедура синтезу регулятора для спрощеної структурної схеми. Структурна схема замкненої ЕМСАК швидкості на основі спрощеної моделі двигуна представлена на рисунку А.6.

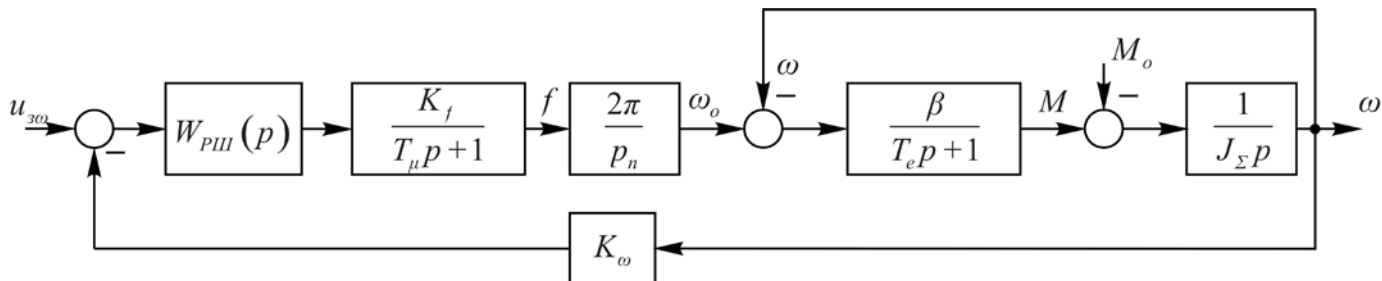


Рисунок А.6 – Структурна схема замкненої системи ПЧ-АД на основі спрощеної моделі двигуна

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю

$$K_{\omega} = \frac{U_{\omega \max}}{\omega_{\max}} = \frac{U_{\omega \max}}{K_z \omega_n},$$

де $U_{\omega \max}$ – максимальна напруга завдання швидкості (при аналоговій реалізації приймають 10 В); $K_z = 1,2 \div 1,4$ – коефіцієнт запасу (приймається для того, щоб при великих значеннях завдань U_{ω} та M_o вихідний сигнал регулятора не знаходився в зоні обмежень).

У даному випадку прийнято $M_o = \text{const}$, тому синтез регулятора можна проводити без урахування M_o . Згорнувши внутрішній контур, отримуємо структурну схему, приведену до одиничного зворотного зв'язку (див. рис. А.7), де $T_M = J / \beta$ – електромеханічна стала часу.

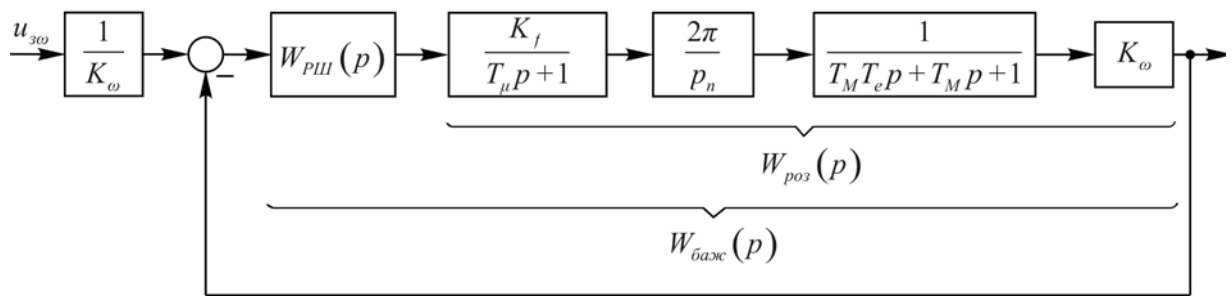


Рисунок А.7 – Одноконтурна структурна схема з одиничним зворотним зв'язком

При настроюванні контуру на модульний оптимум [1] передаточна функція регулятора швидкості

$$\begin{aligned} W_{PSH} &= \frac{W_{baz}(p)}{W_{roz}(p)} = K_p \frac{T_d T_I p^2 + T_I p + 1}{T_I p} = \\ &= K_p T_d p + K_p + \frac{K_p}{T_I p} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I p} + T_d p \right), \end{aligned}$$

де $K_p = T_M p_n / (4 T_{\mu} \pi K_f K_{\omega})$ – коефіцієнт передачі ПД-регулятора; $T_d = T_e$ – стала часу диференціальної складової регулятора; $T_I = T_M$ – стала часу інтегральної складової регулятора.

Отриманий результат свідчить, що для одночасної компенсації двох сталих часу потрібен пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) регулятор швидкості.

Як видно з викладеної методики, для синтезу регулятора швидкості на основі спрощеної моделі достатньо мати лише паспортні дані двигуна.

У випадку дії моменту в'язкого тертя на валу двигуна ($M_o = \nu\omega$, де ν – коефіцієнт в'язкого тертя) настроювання контуру швидкості на модульний оптимум дає наступні параметри ПІД-регулятора:

$$K_p = \frac{(T_e \nu / \beta + T_M) p_n}{4T_\mu \pi K_f K_\omega}; T_d = \frac{T_e}{1 + \nu T_e / J}; T_I = (T_e \nu / \beta + T_M) / (\nu / \beta + 1).$$

При вентиляторному навантаженні на валу двигуна $M_o = a\omega^2$, де a – коефіцієнт пропорційності, система на рис. А.7 стає нелінійною. Лінеаризуємо систему в околі номінальної робочої точки методом кінцевих приростів. Нехай швидкість отримала приріст $\Delta\omega$, тоді M_o отримає приріст ΔM_o . Тобто, для номінальної точки:

$$(M_{on} + \Delta M_o) = a(\omega_n + \Delta\omega)^2 = a\omega_n^2 + 2a\omega_n \Delta\omega + a\Delta\omega^2,$$

Віднімаючи від отриманого виразу рівняння для статичного номінального режиму та нехтуючи малими другого порядку, отримуємо

$$\Delta M_o = 2a\omega_n \Delta\omega.$$

Очевидно, що структурна схема лінеаризованої системи збігається зі структурою (рис. А.7), де замість завдання, координат і збурення використовуються їх прирости.

Тоді параметри ПІД-регулятора, який забезпечує настроювання контуру на модульний оптимум, будуть наступними:

$$K_p = \frac{(2T_e a \omega_n / \beta + T_M) p_n}{4T_\mu \pi K_f K_\omega}; \quad T_d = \frac{T_e}{1 + 2a \omega_n T_e / J};$$

$$T_I = (2T_e a \omega_n / \beta + T_M) / (2a \omega_n / \beta + 1).$$

Отримані параметри необхідно уточнити при моделюванні перехідних процесів в системі при $M_o = a\omega^2$ у всьому діапазоні зміни $U_{3\omega}$.

При одночасній дії вентиляторного навантаження і моменту в'язкого тертя лінеаризована статична залежність M_o від ω в приростах відносно номінального значення

$$\Delta M_o = (2a\omega_n + \nu) \Delta \omega.$$

Таким чином параметри ПІД-регулятора змінюються до вигляду:

$$K_p = \frac{((2a\omega_n + \nu)T_e / \beta + T_M) p_n}{4T_\mu \pi K_f K_\omega}; \quad T_d = \frac{T_e}{1 + (2a\omega_n + \nu)T_e / J};$$

$$T_I = \frac{(2a\omega_n + \nu)T_e / \beta + T_M}{(2a\omega_n + \nu) / \beta + 1}.$$

При моделюванні замкнених ЕМС на основі спрощеної моделі двигуна необхідно окремо враховувати обмеження диференціальної та інтегральної складової ПІД-регулятора, а також його вихідного сигналу. Рекомендується дослідити процеси пуску та відпрацювання стрибка збурення (M_o , ν або a). При цьому після стрибка швидкість повинна повернутись до попереднього значення, а вихідний сигнал регулятора не повинен знаходитись в зоні обмеження.

Через наявність інтегральної складової регулятора в статичному режимі забезпечується рівність

$$U_{3\omega} - K_\omega \omega = 0.$$

ДОДАТОК Б
ЗРАЗОК ТИТУЛЬНОГО АРКУША

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

РОЗРАХУНКОВО-ГРАФІЧНА РОБОТА

з освітнього компоненту:

«Автоматизований електропривод»

Варіант № 1

Виконав:

студент 4-го курсу, ФЕА, гр. ЕП-01

Шляга Дмитро Сергійович

Прийняв:

ст. викл., к.т.н., Желінський М. М.

Київ, КПІ ім. Ігоря Сікорського

2024

ДОДАТОК В

ЗРАЗОК ЗАВДАННЯ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
"КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО"

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Дисципліна (кредитний модуль) «Автоматизований електропривод»

Викладач Теряєв Віталій Іванович

Курс 3 Група ЕП – 01 Семестр 6

ЗАВДАННЯ

на розрахунково-графічну роботу

Шляги Дмитра Сергійовича

на тему

Синтез та дослідження регулятора швидкості електроприводу, який працює на насос

1. Строк здачі студентом виконаної роботи (проекту) 01 березня 2024 р.
2. Вихідні дані до проекту: Варіант № 1. Асинхронний двигун 4AA50A2УЗ, коефіцієнт в'язкого тертя $\nu = 0.005$, мала некомпенсована стала часу $T_\mu = 0.01$
3. Зміст пояснювальної записки Вступ; Завдання на розрахунково-графічну роботу; Синтез регулятора швидкості асинхронного двигуна для одноконтурної системи на основі перетворювача частоти; Дослідження якості замкненої системи регулювання кутовою швидкістю з постійним моментом навантаження без насичення та з насиченням регулятора; Синтез регулятора швидкості асинхронного двигуна при роботі на насосну установку; Дослідження якості замкненої системи регулювання кутовою швидкістю з моментом опору, що відповідає гідравлічному навантаженню та залежить від коефіцієнту в'язкого тертя; Дослідження замкненої нелінійної системи при гідравлічному навантаженні з в'язким тертям та обмеженням регулятора числовим методом у пакеті в пакеті Simulink Response Optimization; Висновки; Перелік джерел.
4. Перелік графічного матеріалу з точним зазначенням обов'язкових креслень та їх формату структурні схеми в Simulink (формат A4)
5. Дата видачі завдання на розрахунково-графічну роботу (проект) 08 березня 2024 р.

ДОДАТОК Г ДОВІДКОВІ ДАНІ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

Таблиця Г.1 – Довідкові дані асинхронних двигунів

Типорозмір електродвигуна	P2ном, кВт	Електромагнітні наванта- ження			Енергетичні показники										Параметри схеми заміщення у відносних одиницях								J, кг/м²
		В, Тл	А, А/см	J, А/мм²	КПД, % при P2/P2ном, %					cos(phi), при P2/P2ном, %					Xm	В номінальному режимі				При К.З.			
					25	50	75	100	125	25	50	75	100	125		R1`	X1`	R2``	X2``	R``2п	R к.п.	X к.п.	
Синхронна частота обертання 3000 об/хв.																							
4AA50A2Y3	0.09	0.62	105	4.4	42.0	55.5	60.0	60.0	57.5	0.31	0.49	0.61	0.70	0.75	2.50	0.150	0.092	0.140	0.160	0.140	0.290	0.25	0.000025
4AA50B2Y3	0.12	0.60	114	4.1	48.5	60.0	63.5	63.0	58.0	0.31	0.50	0.62	0.70	0.75	2.30	0.110	0.076	0.120	0.140	0.120	0.230	0.22	0.000028
4AA56A2Y3	0.18	0.67	118	6.8	51.0	63.0	66.0	66.0	63.0	0.34	0.54	0.66	0.76	0.81	2.00	0.170	0.052	0.094	0.067	0.004	0.260	0.12	0.00042
4AA56B2Y3	0.25	0.66	133	6.8	57.0	67.5	69.0	68.0	64.0	0.35	0.57	0.66	0.77	0.81	2.40	0.160	0.053	0.110	0.079	0.110	0.270	0.12	0.00047
4AA63A2Y3	0.37	0.66	150	7.4	63.0	71.0	72.0	70.0	65.0	0.45	0.69	0.80	0.86	0.89	2.50	0.140	0.052	0.096	0.080	0.096	0.240	0.12	0.00076
4AA63B2Y3	0.55	0.70	174	8.0	69.0	75.0	75.0	73.0	68.0	0.47	0.69	0.80	0.86	0.88	2.50	0.130	0.049	0.096	0.083	0.097	0.230	0.12	0.0009
4A71A2Y3	0.75	0.67	168	7.3	71.0	78.0	78.5	77.0	73.0	0.50	0.72	0.82	0.87	0.89	2.60	0.120	0.052	0.064	0.077	0.065	0.190	0.11	0.00097
4A71B2Y3	1.1	0.72	200	8.5	76.0	79.5	79.5	77.5	73.0	0.50	0.73	0.82	0.87	0.89	2.80	0.130	0.054	0.069	0.084	0.070	0.200	0.11	0.0011
4A80A2Y3	1.5	0.72	194	6.1	73.0	80.5	81.5	81.0	79.0	0.48	0.70	0.80	0.85	0.87	2.50	0.084	0.051	0.049	0.081	0.050	0.130	0.099	0.0018
4A80B2Y3	2.2	0.73	218	6.5	77.0	83.0	83.5	83.0	81.0	0.51	0.73	0.83	0.87	0.89	2.70	0.076	0.050	0.049	0.087	0.050	0.130	0.098	0.0021
4A90L2Y3	3.0	0.68	233	6.4	80.0	85.5	85.5	84.5	82.0	0.58	0.78	0.85	0.88	0.89	3.40	0.072	0.057	0.047	0.100	0.048	0.120	0.11	0.0035
4A100S2Y3	4.0	0.67	232	5.2	80.0	86.0	88.0	86.5	85.0	0.60	0.80	0.86	0.89	0.90	3.40	0.054	0.055	0.036	0.099	0.038	0.091	0.11	0.0059
4A100L2Y3	5.5	0.68	247	5.6	82.5	87.5	88.0	87.5	86.0	0.65	0.83	0.88	0.91	0.91	3.80	0.050	0.054	0.036	0.11	0.038	0.087	0.10	0.0075
4A112M2Y3	7.5	0.70	252	5.7	78.0	85.5	87.5	87.5	86.5	0.56	0.74	0.83	0.88	0.89	3.70	0.046	0.058	0.028	0.14	0.032	0.077	0.15	0.01
4A132M2Y3	11	0.71	248	5.9	80.0	87.0	88.0	88.0	87.0	0.65	0.82	0.87	0.90	0.90	4.20	0.040	0.061	0.025	0.12	0.028	0.068	0.12	0.023
4A160S2Y3	15	0.72	335	6.3	80.0	86.5	88.0	88.0	87.0	0.68	0.84	0.89	0.91	0.91	4.00	0.052	0.092	0.022	0.12	0.029	0.081	0.16	0.048
4A160M2Y3	18.5	0.70	355	6.5	82.0	87.5	88.5	88.5	87.0	0.72	0.86	0.90	0.92	0.92	4.50	0.049	0.092	0.022	0.12	0.030	0.079	0.16	0.053
4A180S2Y3	22	0.78	387	5.6	79.0	86.0	88.5	88.5	88.0	0.65	0.82	0.88	0.91	0.92	3.60	0.030	0.091	0.020	0.11	0.026	0.065	0.15	0.07
4A180M2Y3	30	0.79	366	5.2	82.0	88.5	90.5	90.5	89.0	0.66	0.82	0.88	0.90	0.90	3.80	0.030	0.073	0.018	0.11	0.024	0.054	0.13	0.085
4A200M2Y3	37	0.82	403	4.8	81.0	87.5	90.0	90.0	89.5	0.67	0.82	0.87	0.89	0.89	4.10	0.029	0.094	0.021	0.12	0.031	0.060	0.16	0.15
4A200L2Y3	45	0.79	407	4.9	83.0	89.0	91.0	91.0	90.5	0.71	0.85	0.89	0.90	0.90	4.90	0.027	0.088	0.020	0.13	0.031	0.058	0.15	0.17
4A225M2Y3	55	0.74	405	5.0	82.5	89.5	91.0	91.0	90.5	0.78	0.89	0.91	0.92	0.92	5.60	0.026	0.092	0.019	0.12	0.029	0.055	0.16	0.25
4A250S2Y3	75	0.77	409	4.4	81.0	88.0	91.0	91.0	91.0	0.71	0.84	0.88	0.89	0.89	4.80	0.021	0.080	0.015	0.13	0.029	0.050	0.16	0.47
4A250M2Y3	90	0.75	419	4.6	84.0	90.0	92.0	92.0	91.5	0.71	0.84	0.89	0.90	0.90	5.20	0.020	0.078	0.016	0.13	0.030	0.050	0.16	0.52
4A280S2Y3	110	0.79	457	3.3	82.0	88.5	91.0	91.0	90.5	0.83	0.87	0.88	0.89	0.88	3.80	0.017	0.097	0.013	0.10	0.036	0.053	0.19	1.1
4A280M2Y3	132	0.77	474	3.6	84.0	89.5	91.5	91.5	91.0	0.83	0.87	0.88	0.89	0.88	4.20	0.017	0.095	0.013	0.10	0.031	0.048	0.19	1.2
4A315S2Y3	160	0.70	471	3.4	85.5	90.5	92.0	92.0	91.5	0.83	0.87	0.89	0.90	0.89	5.00	0.015	0.093	0.012	0.12	0.027	0.042	0.16	1.4
4A315M2Y3	200	0.72	468	3.2	87.0	91.5	92.5	92.5	92.0	0.83	0.88	0.89	0.90	0.89	4.90	0.012	0.080	0.011	0.19	0.029	0.041	0.14	1.6
4A355S2Y3	250	0.73	519	3.4	87.0	91.0	92.5	92.5	92.0	0.86	0.88	0.89	0.90	0.89	5.70	0.013	0.091	0.011	0.10	0.032	0.045	0.13	2.9
4A355M2Y3	315	0.70	563	3.7	89.0	92.0	93.0	93.0	92.0	0.88	0.89	0.90	0.91	0.90	6.10	0.013	0.088	0.011	0.11	0.033	0.046	0.16	3.2

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ

1. Попович М.Г., Теряєв В.І., Кіселичник О.І., Бур'ян С.О. Особливості синтезу та дослідження електромеханічних систем з послідовною корекцією та частотно-регульованими асинхронними двигунами. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету*. Кременчук: КДПУ, 2007. Вип. 3/2007 (44) частина 2. С. 12-16.
2. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування: Підручник. 2-ге вид., перероб. і доп. К.: Либідь, 2007, 656 с.
3. Phillips C., Harbor R. Feedback control systems, Prentice-Hall, 2000, 658 p.
4. Ogata K. Modern control engineering, Prentice-Hall, 2010, 905 p.