

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
Національний університет «Запорізька політехніка»

## **МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**

до лабораторно-практичних занять з дисципліни

### **“СУЧАСНІ МЕТОДИ ТЕОРІЇ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ”**

для магістрів спеціальності 174 “Автоматизація, комп’ютерно-інтегровані технології та робототехніка” освітньої програми “Промислова автоматика” денної та заочної форм навчання

2024

Методичні вказівки до лабораторно-практичних занять з дисципліни “Сучасні методи теорії автоматичного керування” для магістрів спеціальності 174 “Автоматизація, комп’ютерно-інтегровані технології та робототехніка” освітньої програми “Промислова автоматика” денної та заочної форм навчання / Укл.: А.Є. Казурова, С.Г. Деєв. – Запоріжжя: НУ «Запорізька політехніка», 2024. – 54 с.

Укладачі: А.Є. Казурова, доцент, к.т.н.  
С.Г. Деєв, ст. викладач

Рецензент: В.В. Зіновкін, професор, д.т.н.

Відповідальний за випуск: А.В. Пирожок, доцент, к.т.н.

Затверджено на засіданні кафедри  
“Електропривод та автоматизація  
промислових установок”  
протокол № 1 від 20.08.2024 р.,  
на засіданні НМК ЕТФ  
протокол № 1 від 22.08.2024 р.

## ЗМІСТ

Вступ.....	5
1 Математичний опис роботи електропривода.....	6
2 Синтез системи керування за допомогою модального керування і аналіз перехідних процесів на ЕОМ .....	9
2.1 Основні теоретичні відомості.....	9
2.2 Порядок проведення практичного заняття.....	14
2.3 Зміст лабораторної роботи.....	14
3 Синтез та аналіз системи із спостережником повного порядку при вимірюванні швидкості.....	15
3.1 Основні теоретичні відомості.....	15
3.2 Порядок проведення практичного заняття.....	20
3.3 Зміст лабораторної роботи.....	21
4 Дослідження робастності системи керування із спостережником повного порядку при вимірюванні швидкості ....	21
4.1 Основні теоретичні відомості.....	21
4.2 Порядок проведення практичного заняття.....	22
4.3 Зміст лабораторної роботи.....	22
5 Синтез і аналіз робастної системи керування із спостережником повного порядку при вимірюванні струму .....	23
5.1 Основні теоретичні відомості.....	23
5.2 Порядок проведення практичного заняття.....	25
5.3 Зміст лабораторної роботи.....	25
6 Синтез і аналіз робастної системи керування з розширеним спостережником при вимірюванні струму .....	26
6.1 Основні теоретичні відомості.....	26
6.2 Порядок проведення практичного заняття.....	28
6.3 Зміст лабораторної роботи.....	29
7 Дослідження систем керування з ПІ- та ПІД-регуляторами.....	29
7.1 Основні теоретичні відомості.....	29
7.2 Порядок проведення практичного заняття.....	31
7.3 Зміст лабораторної роботи.....	31
8 Методи отримання інформації про швидкість.....	32
8.1 Асимптотичний диференціатор вихідного сигналу інкрементного датчика.....	33
8.1.1 Основні теоретичні відомості.....	33
8.1.2 Порядок проведення практичного заняття.....	34

8.1.3 Зміст лабораторної роботи.....	34
8.2 Екстраполятор другого порядку вихідного сигналу інкрементного датчика.....	35
8.2.1 Основні теоретичні відомості.....	35
8.2.2 Порядок проведення практичного заняття.....	36
8.2.3 Зміст лабораторної роботи.....	37
8.3 Релейна система без датчика швидкості .....	37
8.3.1 Основні теоретичні відомості.....	37
8.3.2 Порядок проведення практичного заняття.....	39
8.3.3 Зміст лабораторної роботи.....	39
9 Дослідження систем керування зі змінною структурою (системи керування з ковзними режимами).....	40
9.1 Основні теоретичні відомості.....	40
9.2 Порядок проведення практичного заняття.....	43
9.3 Зміст лабораторної роботи.....	44
10 Дослідження згладжених систем керування зі змінною структурою .....	45
10.1 Основні теоретичні відомості.....	45
10.2 Порядок проведення практичного заняття.....	46
10.3 Зміст лабораторної роботи.....	46
11 Дослідження комбінованих систем керування зі спостережником невизначеності.....	46
11.1 Основні теоретичні відомості.....	46
11.2 Порядок проведення практичного заняття.....	49
11.3 Зміст лабораторної роботи.....	50
12 Дослідження комбінованих систем керування з редукованим спостережником невизначеності та швидкості .....	51
12.1 Основні теоретичні відомості.....	51
12.2 Порядок проведення практичного заняття.....	52
12.3 Зміст лабораторної роботи.....	52
Перелік посилань .....	53
Додаток А. Вихідні данні для розрахунків .....	54

## ВСТУП

Метою лабораторно-практичних занять є надбання і закріплення навичок практичного синтезу, розрахунку та аналізу на ЕОМ систем керування методами сучасної теорії керування.

Ці методичні вказівки узгоджені зі змістом лекцій з теорії автоматичного керування та навчальним посібником «Основи теорії та методи автоматичного керування» і пов'язані з попередніми методичними вказівками до самостійної роботи [1] та з лабораторних робіт [2].

Матеріали методичних вказівок, що надаються, містять роботи з робастних систем керування, а саме системи зі змінною структурою, комбіновані системи із спостереженням невизначеності, які базуються на використанні теорії спостережників та модального керування. На практичних заняттях робляться розрахункові роботи, синтезується система керування, та розробляється структурна схема. На лабораторних заняттях здійснюються розрахунки на ЕОМ за допомогою програми MatLab/Simulink перехідних процесів синтезованої системи. Припускається, що студент вже володіє навичками роботи з цією програмою після проведення лабораторних робіт за методичними вказівками до лабораторних робіт з теорії автоматичного керування.

Як об'єкт керування у лабораторно-практичних заняттях використовується система «тиристорний перетворювач - двигун постійного струму».

# 1 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС РОБОТИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА

В роботі [1] (тема 1) було отримано математичний опис роботи двигуна постійного струму (ДПС) з одночасним керуванням по колах збудження і якоря. Найбільш широко розповсюджено керування ДПС по колу якоря при постійній напрузі на колі збудження. Зазвичай напруга на ДПС подається з тиристорного перетворювача (ТП), в якому енергія змінного струму перетворюється в енергію постійного струму. Сумісна робота ТП і ДПС описується системою рівнянь

$$T_{\mu}\dot{u}_{\delta} + u_{\delta} = ku, \quad (1.1)$$

$$T_e\dot{i} + i = R^{-1}(u_{\delta} - c\Phi_n\omega), \quad (1.2)$$

$$I\dot{\omega} = c\Phi_n i - M_n, \quad (1.3)$$

де  $u$  – керуюча напруга;  $u_{\delta}$  – напруга ДПС;  $k, T_{\mu}$  – коефіцієнт підсилення і стала часу ТП;  $i, T_e$  – струм і стала часу якорного кола;  $R$  – опір силового кола електропривода;  $\Phi_n$  – номінальне (постійне) значення магнітного потоку обмотки збудження;  $c$  – постійний коефіцієнт;  $\omega$  – кутова швидкість обертання вала якоря;  $I$  – момент інерції всіх обертових мас, який приведено до валу двигуна;  $M_n$  – момент навантаження.

Рівнянням (1.1)–(1.3) відповідає структурна схема на рис. 1.1.

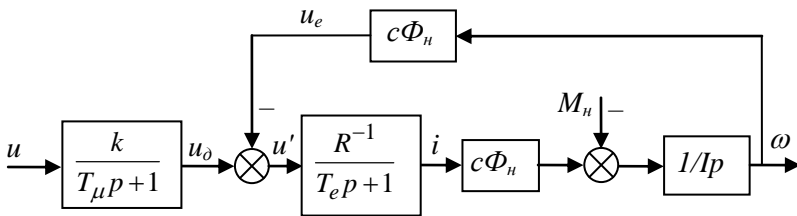


Рисунок 1.1 – Структурна схема системи ТП–ДПС

При розгляді ДПС використовується електромеханічна стала часу  $T_m = IR(c\Phi_n)^{-2}$ , звідки  $(Ip)^{-1} = R(c\Phi_n)^{-2}(T_m p)^{-1}$ . Тоді структурну схему можна перетворити до вигляду.

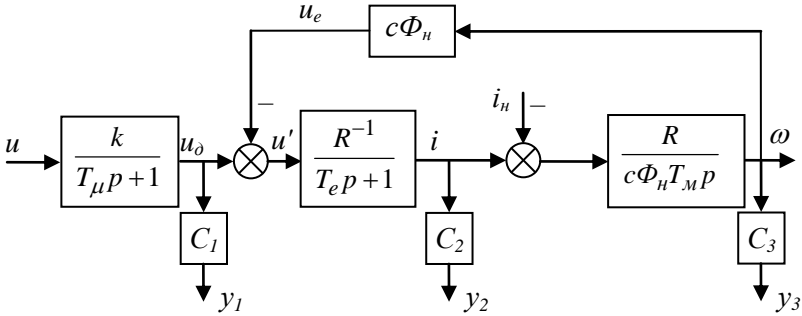


Рисунок 1.2 – Структурна схема системи ТП–ДПС

На рис. 1.2  $i_n = M_H (c\Phi_H)^{-1}$ ,  $u_e$  – ЕРС двигуна;  $C_1, C_2, C_3$  – коефіцієнти підсилення датчиків напруги ( $C_1$ ), струму ( $C_2$ ), тахогенератора ( $C_3$ );  $y_1, y_2, y_3$  – вихідні напруги відповідних датчиків.

Виключимо з системи (1.1)–(1.3) проміжні змінні  $u_\Delta, i$ . Для цього на підставі рис. 1.2 запишемо

$$u' = u_\Delta - c\Phi_H \omega, \quad \omega = (u' W_1(p) - i_n) W_2(p), \quad (1.4)$$

де

$$W_1(p) = \frac{R^{-1}}{T_e p + 1}, \quad W_2(p) = \frac{R}{c\Phi_H T_M p}. \quad (1.5)$$

Виключення  $u'$  з системи (1.4) дає

$$\omega [1 + c\Phi_H W_1(p) W_2(p)] = u_\Delta W_1(p) W_2(p) - i_n W_2(p). \quad (1.6)$$

Згідно з (1.5)

$$c\Phi_H W_1(p) W_2(p) = \frac{1}{(T_e p + 1) T_M p}, \quad W_1(p) W_2(p) = \frac{1}{(T_e p + 1) c\Phi_H T_M p}.$$

Тоді рівнянню (1.6) можна надати вигляд

$$\omega [(T_e p + 1) T_M p + 1] = \frac{1}{c\Phi_H} [u_\Delta - R(T_e p + 1) i_n]. \quad (1.7)$$

У другій формі рівняння (1.1) приймає вигляд

$$u_\Delta = \frac{k}{T_\mu p + 1} u. \quad (1.8)$$

Підстановка  $u_\Delta$  з (1.8) до (1.7) дає

$$\omega \left[ T_M T_e T_M p^3 + T_M (T_M + T_e) p^2 + (T_M + T_M) p + 1 \right] = \frac{1}{c \Phi_H} \left[ k u - R (T_M p + 1) (T_e p + 1) i_H \right]. \quad (1.9)$$

Рівняння (1.9) описує роботу електропривода у змінних «вхід–вихід» (входи –  $u$ ,  $i_H$ , вихід –  $\omega$ ). Робота електропривода може бути описана у просторі стану. Для цього треба записати рівняння (1.1)–(1.3) у формі Коши, тобто у вигляді

$$\dot{u}_\partial = T_\mu^{-1} (-u_\partial + k u), \quad (1.10)$$

$$\dot{i} = (T_e R)^{-1} (u_\partial - R i - c \Phi_H \omega), \quad (1.11)$$

$$\dot{\omega} = I^{-1} (c \Phi_H i - M_H) = R (c \Phi_H T_M)^{-1} (i - i_H), \quad (1.12)$$

та ввести позначення

$$u_\partial = x_1, \quad i = x_2, \quad \omega = x_3, \quad x = [x_1, x_2, x_3]^T. \quad (1.13)$$

Тоді систему (1.10)–(1.12) можна представити у вигляді

$$\dot{x} = Ax + Bu + Gi_H, \quad (1.14)$$

де згідно з (1.10)–(1.12)

$$A = \begin{bmatrix} -T_\mu^{-1} & 0 & 0 \\ (T_e R)^{-1} & -T_e^{-1} & -c \Phi_H (T_e R)^{-1} \\ 0 & R (c \Phi_H T_M)^{-1} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} T_\mu^{-1} k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -R (c \Phi_H T_M)^{-1} \end{bmatrix}. \quad (1.15)$$

Оскільки  $x$  – вектор стану, то опис (1.14), (1.15) являє собою опис в просторі стану.

Змінні, що вимірюються в електроприводі, мають назву "вихідні змінні" і визначаються виразом

$$y = Cx. \quad (1.16)$$

Згідно з (1.13), якщо вимірюється  $\omega$ , або  $\omega$  та  $i$ , або  $\omega, i, u_\partial$  матриця  $C$  має відповідний вигляд

$$C = [0 \quad 0 \quad k_{mz}], \quad C = \begin{bmatrix} 0 & k_c & 0 \\ 0 & 0 & k_{mz} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} k_H & 0 & 0 \\ 0 & k_c & 0 \\ 0 & 0 & k_{mz} \end{bmatrix}. \quad (1.17)$$

Структурна схема системи (1.14), (1.16) має вигляд

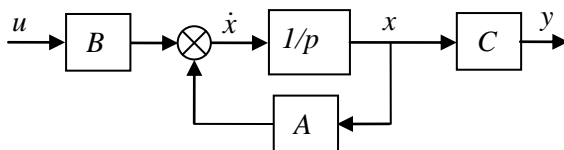


Рисунок 1.3 – Структурна схема системи ТП–ДПС описаної у просторі стану

В теорії автоматичного керування існує поняття погодженості збурення (навантаження  $i_n$ ) і керування ( $u$ ).

Якщо керуванням  $u$  можна компенсувати вплив збурення, то кажуть, що умови погодженості виконуються. З рівняння (1.14) і виразів  $B$  і  $G$  з (1.15) можна зробити висновок, що умови погодженості не виконуються. В той же час, з рівняння (1.9) для тієї ж самої системи видно, що умова погодженості виконується.

## 2 СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЗА ДОПОМОГОЮ МОДАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ І АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ НА ЕОМ

### 2.1 Основні теоретичні відомості

Буде припускатися, що вимірюються всі складові вектору стану тобто  $u_0$ ,  $i$  та  $\omega$ . Задамо закон керування у вигляді

$$u = v - Py, \quad (2.1)$$

де  $P = (p_1, p_2, p_3)$  – матриця сталих коефіцієнтів,  $v$  – задаюча дія (задаюча напруга). Згідно з (1.16), (1.17)

$$u = v - PCx = v - Kx = v - (k_1x_1 + k_2x_2 + k_3x_3), \quad (2.2)$$

$$K = (k_1, k_2, k_3), \quad k_1 = p_1c_1, \quad k_2 = p_2c_2, \quad k_3 = p_3c_3, \quad (2.3)$$

де  $k_1, k_2, k_3$  – коефіцієнти зворотнього зв'язку за напругою ТП, струмом та швидкістю. Підстановка (2.2) у (1.14) дає

$$\dot{x} = (A - BK)x + Gi_n + Bv. \quad (2.4)$$

Будемо вважати, що  $i_n \equiv 0$ . Тоді рівняння (2.4) у операторній формі набуває вигляд

$$(Ep - A + BK)x = 0, \quad (2.5)$$

де  $p$  – оператор диференціювання,  $E$  – одинична матриця.

З (2.5) характеристичне рівняння запишеться так:

$$|Ep - A + BK| = 0. \quad (2.6)$$

Приймаючи до уваги, що  $E$  – одинична матриця, а також вирази  $A$  і  $B$  з (1.15) і  $K$  з (2.3), характеристичному рівнянню (2.6) можна надати вигляд

$$p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3 = 0, \quad (2.7)$$

де

$$\begin{aligned} a_1 &= \left( \frac{1}{T_e} + \frac{1}{T_\mu} + \frac{k}{T_\mu} k_1 \right), \\ a_2 &= \frac{1}{T_e} \left( \frac{1}{T_m} + \frac{1}{T_\mu} + \frac{k}{T_\mu} k_1 + \frac{k}{RT_\mu} k_2 \right), \\ a_3 &= \frac{1}{T_\mu T_e T_m} \left( 1 + k k_1 + \frac{k}{c\Phi_n} k_3 \right). \end{aligned} \quad (2.8)$$

Якість перехідних процесів залежить від розташування коренів характеристичного рівняння замкненої системи на комплексній площині коренів. Щоб забезпечити потрібну реакцію системи на східчасту зміну задаючої дії, запропоновано декілька розташувань коренів [3].

Біноміальне розташування з поліномом  $(p + \omega_0)^n$  для різних значень  $n$

$$\begin{aligned} &p + \omega_0, \\ &p^2 + 2\omega_0 p + \omega_0^2, \\ &p^3 + 3\omega_0 p^2 + 3\omega_0^2 p + \omega_0^3, \\ &p^4 + 4\omega_0 p^3 + 6\omega_0^2 p^2 + 4\omega_0^3 p + \omega_0^4, \\ &p^5 + 5\omega_0 p^4 + 10\omega_0^2 p^3 + 10\omega_0^3 p^2 + 5\omega_0^4 p + \omega_0^5. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Ці поліноми мають кратні корені –  $\omega_0$ . Реакція системи з біноміальним розташуванням коренів на одиничну східчасту зміну задаючої дії для різних  $n$  показано на рис. 2.1.

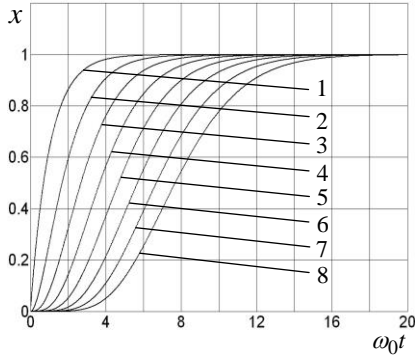


Рисунок 2.1 – Перехідні процеси при біноміальному розташуванні коренів характеристичного рівняння замкненої системи

Поліноми з розташуванням коренів за Баттервортом мають наступний вигляд [3]:

$$\begin{aligned}
 & p + \omega_0, \\
 & p^2 + 1,4\omega_0 p + \omega_0^2, \\
 & p^3 + 2\omega_0 p^2 + 2\omega_0^2 p + \omega_0^3, \\
 & p^4 + 2,6\omega_0 p^3 + 3,4\omega_0^2 p^2 + 2,6\omega_0^3 p + \omega_0^4, \\
 & p^5 + 3,24\omega_0 p^4 + 5,24\omega_0^2 p^3 + 5,24\omega_0^3 p^2 + 3,24\omega_0^4 p + \omega_0^5.
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Корені цих поліномів лежать на колі радіуса  $\omega_0$  і дорівнюють

$$\begin{aligned}
 & 1) -\omega_0; \eta = \omega_0, \\
 & 2) -0,707\omega_0(1 \pm j); \eta = 0,707\omega_0, \\
 & 3) -\omega_0, (-0,5 \pm 0,866j)\omega_0; \eta = 0,5\omega_0, \\
 & 4) (-0,924 \pm 0,383j)\omega_0, (-0,383 \pm 0,924j)\omega_0; \eta = 0,383\omega_0.
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

де  $\eta$  – ступень стійкості. Час перехідного процесу пов'язаний зі ступенем стійкості співвідношенням  $t_n = 3\eta^{-1}$ , що дозволяє обрати потрібне значення  $\omega_0$ .

На рис. 2.2 зображено реакції систем з різними порядками  $n$  на одиничну східчасту зміну задаючої дії.

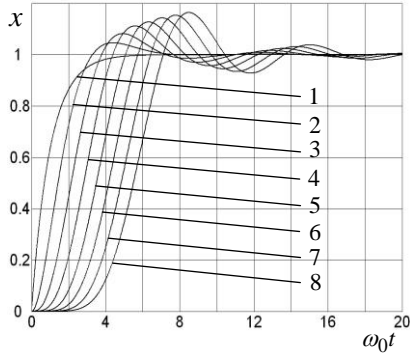


Рисунок 2.2 – Перехідні процеси при розташуванні коренів характеристичного рівняння замкненої системи за Баттервортом

Для біноміального розташування коренів притаманні відсутність перегулювання і повільність протікання перехідних процесів. Значення  $\omega_0$  характеризує швидкодію системи. На рис. 2.1, 2.2 перехідні процеси надані в функції безрозмірного часу  $\omega_0 t$ . Для того, щоб вибрати потрібне значення  $\omega_0$ , слід для заданого порядку системи  $n$  вибрати відповідну криву, наприклад, на рис. 2.1 крива 5. Нехай значенню вихідної координати при  $\omega_0 t = 10$  відповідає реальний час  $t_1$ . Тоді  $\omega_0 = 10/t_1$ . Для того, щоб реальний перехідний процес співпадав з обраним процесом, поліном (2.7) повинен прирівнюватись відповідному поліному з (2.9) або (2.10). Прирівнюючи коефіцієнти при рівних степенях  $p$  у поліномі (2.7) і поліномі третього порядку у (2.10), отримаємо

$$\begin{aligned}
 k_1 &= \left( 2\omega_0 - \frac{1}{T_\mu} - \frac{1}{T_e} \right) \frac{T_\mu}{k}, \\
 k_2 &= \left( 2\omega_0^2 T_e - \frac{1}{T_\mu} - \frac{1}{T_m} - \frac{k k_1}{T_\mu} \right) \frac{R T_\mu}{k}, \\
 k_3 &= \left( \omega_0^3 T_\mu T_e T_m - 1 - k k_1 \right) \frac{c \Phi_\mu}{k}.
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Структурна схема замкненої системи зображена на рис. 2.3. Для отримання передатної функції перетворимо структурну схему на рис. 2.3 до виду, що зображено на рис. 2.4.

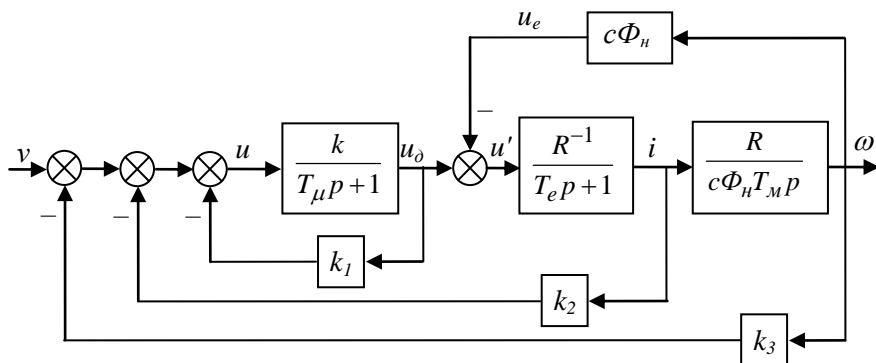


Рисунок 2.3 – Структурна схема замкненої системи

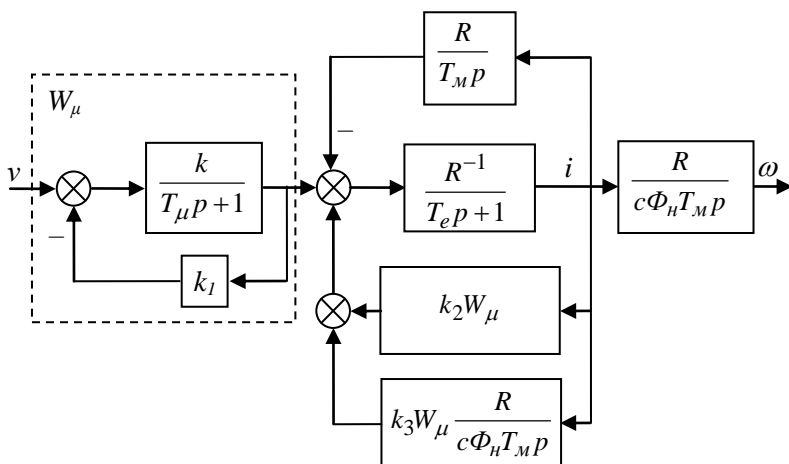


Рисунок 2.4 – Перетворена структурна схема замкненої системи

На рис. 2.4

$$W_{\mu} = \frac{k}{T_{\mu}p + (1 + k k_1)}. \quad (2.13)$$

Тоді передатна функція замкненої системи має вигляд

$$\Phi(p) = \frac{\omega(p)}{\nu(p)} = \frac{W_\mu}{c\Phi_n T_M p \left( T_e p + 1 + \frac{1}{T_M p} + R^{-1} k_2 W_\mu + k_3 W_\mu \frac{1}{c\Phi_n T_M p} \right)} \quad (2.14)$$

## 2.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. За заданим варіантом виписуються вихідні дані.
3. Знаходиться вираз передатної функції замкненої системи.
4. Знаходиться вираз та числове значення коефіцієнта передачі замкненої системи.
5. Знаходиться значення сигналу завдання  $\nu$ , яке відповідає заданій кутовій швидкості ( $\omega_n$ ).
6. Час перехідного процесу (час від початку перехідного процесу до того моменту часу, коли відхилення від сталого значення швидкості не будуть перебільшувати 5%) по завданню не повинен перебільшувати  $5T_M$ .
7. Знаходяться вирази, аналогічні (2.12), але для біноміального розташування коренів.
8. Знаходяться чисельні значення  $k_1, k_2, k_3$  для біноміального розташування коренів і розташування коренів згідно Баттерворту.

## 2.3 Зміст лабораторної роботи

1. Проделувати перехідні процеси з двома типами розташування коренів при нульових початкових умовах.
2. Для обох випадків нарисувати перехідні процеси за  $\omega, i, u_d$ .
3. Порівняти результати для двох типів розташування коренів.
4. Порівняти результати моделювання  $\omega$  з рис. 2.1 і 2.2. Якщо результати будуть відрізнятися, то з'ясувати причину.

Звіт повинен містити розрахунки за практичним заняттям, включаючи викладки отримання передатної функції замкненої системи, структурну схему, 6 графіків  $\omega, i, u_d$ , результати порівняння.

## 3 СИНТЕЗ ТА АНАЛІЗ СИСТЕМИ ІЗ СПОСТЕРЕЖНИКОМ ПОВНОГО ПОРЯДКУ ПРИ ВИМІРЮВАННІ ШВИДКОСТІ

### 3.1 Основні теоретичні відомості

Спостережник являє собою динамічну модель об'єкта керування, яка корегується за допомогою різниці між вихідним сигналом спостережника і реального об'єкта. Згідно з рис. 1.3 система керування зі спостережником повного порядку і модальним регулятором може бути наведена у вигляді рис. 3.1.

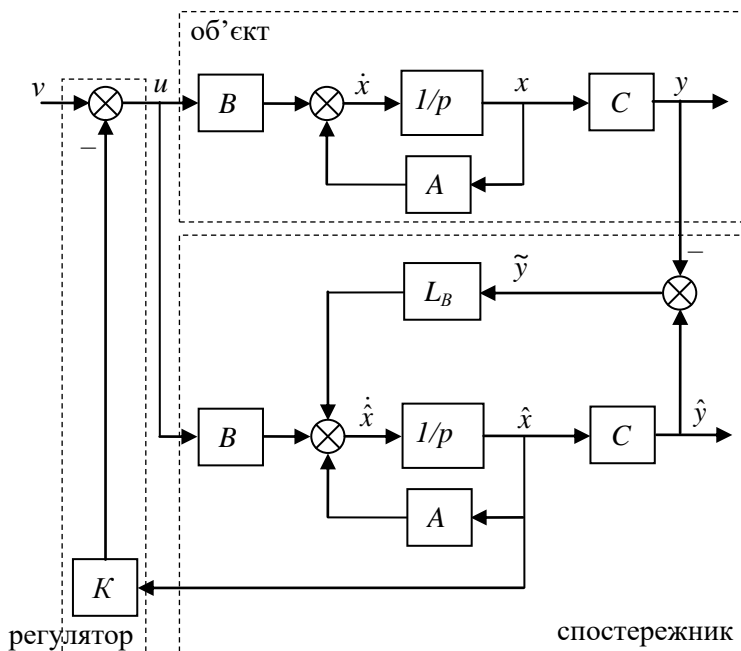


Рисунок 3.1 – Структурна схема системи керування зі спостережником повного порядку і модальним регулятором

Рівняння спостережника згідно з рис. 3.1 має вигляд [3]

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L_B(\hat{y} - y). \quad (3.1)$$

Тут і на рис. 3.1  $\hat{x}$ ,  $\tilde{x}$  – оцінка вектора стану, та її помилка,  $L_B$  – матриця коефіцієнтів підсилення спостережника за вихідним сигналом. З використанням виразу (1.16) рівнянню (3.1) можна надати вигляд

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu - L(\hat{x} - x), \quad L = -L_B C. \quad (3.2)$$

Згідно з (3.2) структурна схема рис. 3.1 перетворюється до вигляду рис. 3.2.

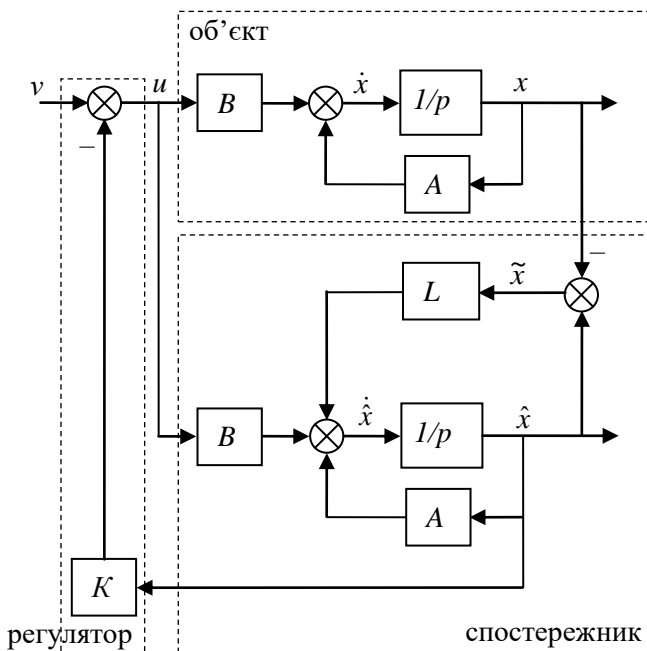


Рисунок 3.2 – Перетворена структурна схема системи керування зі спостережником повного порядку і модальним регулятором

Віднімання від рівняння (3.2) рівняння (1.14) дає рівняння помилки спостережника

$$\dot{\tilde{x}} = (A - L)\tilde{x} - Gi_n. \quad (3.3)$$

Параметри матриці  $L$  можна обрати шляхом використання модального керування, яке застосовано до характеристичного рівняння системи (3.3)

$$|E_p - A + L| = 0, \quad (3.4)$$

де  $E$  – одинична матриця.

Для того, щоб задачу побудови спостережника можна було розв'язати, потрібно виконання умов повної спостережуванності. Для цього зручніше використати такий критерій [4].

Для того щоб система (1.14), (1.16) була повністю спостережуваною, необхідно і достатньо, щоб при нульових вхідних і вихідних сигналах  $u, i_H, y$  з системи (1.14), (1.16) випливало  $x \equiv 0$ .

Застосування цього критерія до системи (1.10)–(1.12) з вимірюванням  $\omega$  свідчить, що система повністю спостережувана. Дійсно, з рівняння (1.12) при  $\omega \equiv i_H \equiv 0$  виходить  $i \equiv 0$ . При  $i \equiv \omega \equiv 0$  з рівняння (1.11)  $u_D \equiv 0$ .

Оскільки змінну  $u_D$  неважко заміряти, а стала часу  $T_\mu$  дуже мала, то побудуємо спостережник змінних  $i, \omega$  за частиною системи від  $u_D$  до  $\omega$  на рис. 1.2, виходячи з того, що вимірюється лише  $\omega$ . Відповідно до (1.10)–(1.12) рівняння роботи цієї частини при нехтуванні  $T_\mu$  мають вигляд

$$\dot{i} = (T_e R)^{-1}(u_D - Ri - c\Phi_H \omega), \quad u_D = -k_2 i - k_2 \omega, \quad (3.5)$$

$$\dot{\omega} = R(c\Phi_H T_M)^{-1}(i - i_H). \quad (3.6)$$

В просторі стану ці рівняння мають вигляд (1.14), (1.16), де

$$A = \begin{bmatrix} -T_e^{-1} & -c\Phi_H(T_e R)^{-1} \\ R(c\Phi_H T_M)^{-1} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} (T_e R)^{-1} k \\ 0 \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} 0 \\ -R(c\Phi_H T_M)^{-1} \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

$$C = [0 \quad k_{m2}], \quad x = [x_1 \quad x_2]^T, \quad x_1 = i, \quad x_2 = \omega.$$

Спостережник для системи (1.14), (3.7) має вигляд (3.2), де

$$L = \begin{bmatrix} 0 & l_1 \\ 0 & l_2 \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Згідно з (3.7), (3.8) характеристичне рівняння спостережника (3.4) має вигляд

$$D(p) = p^2 + (T_e^{-1} + l_2)p + \left[ R(c\Phi_H T_M)^{-1} l_1 + (T_e T_M)^{-1} \right] = 0. \quad (3.9)$$

Зрівняння відповідних членів у (3.9) і (2.10) дає

$$l_1 = [\omega_0^2 - (T_M T_e)^{-1}] R^{-1} c\Phi_H T_M, \quad l_2 = 1,4\omega_0 - T_e^{-1}. \quad (3.10)$$

Введемо слідуєчі позначення:

$$l_1 = (T_e R)^{-1} \lambda_1, \quad l_2 = R(c\Phi_H T_M)^{-1} \lambda_2. \quad (3.11)$$

Тоді матричному рівнянню (3.2) з позначеннями (3.7), (3.8), (3.11) відповідає система скалярних рівнянь

$$\dot{\hat{i}} = (T_e R)^{-1} [u_{\hat{0}} - R\hat{i} - c\Phi_H \hat{\omega} - \lambda_1(\hat{\omega} - \omega)], \quad (3.12)$$

$$\dot{\hat{\omega}} = R(c\Phi_H T_M)^{-1} [\hat{i} - \lambda_2(\hat{\omega} - \omega)], \quad (3.13)$$

де символ " $\wedge$ " позначає оцінку відповідної змінної за допомогою спостережника. Позначаючи символом " $\sim$ " помилку спостережника та віднімаючи від рівнянь (3.12), (3.13) відповідні рівняння (3.5), (3.6), отримаємо рівняння помилок спостережника

$$\dot{\tilde{i}} = (T_e R)^{-1} [-R\tilde{i} - (c\Phi_H + \lambda_1)\tilde{\omega}], \quad (3.14)$$

$$\dot{\tilde{\omega}} = R(c\Phi_H T_M)^{-1} [\tilde{i} + i_H - \lambda_2\tilde{\omega}],$$

де  $\tilde{i} = \hat{i} - i$ ,  $\tilde{\omega} = \hat{\omega} - \omega$ . У сталому стані  $\dot{\tilde{i}} \equiv \dot{\tilde{\omega}} \equiv 0$ . Тоді з системи (3.14)

$$i_H = R^{-1}(c\Phi_H + \lambda_1 + R\lambda_2)(\hat{\omega} - \omega). \quad (3.15)$$

Таким чином, згідно з роботами [5, 6], за допомогою виразу (3.15) можна оцінювати навантаження двигуна, а також компенсувати вплив навантаження на роботу електропривода за допомогою закону керування (регулятора) [5, 6].

$$u = v + k_1(\hat{\omega} - \omega) - k_2\hat{i} - k_3\hat{\omega}, \quad (3.16)$$

де  $v$  – програмний сигнал, що відповідає бажаному значенню швидкості  $\omega$ , друга складова призначена для компенсування навантаження  $i_H$ , третя і четверта складові призначені для стабілізації.

Можливість оцінки і компенсування навантаження пізніше було також показано в роботі [7].

У другій формі рівняння (3.12), (3.13) набувають вигляду

$$\hat{i} = \frac{R^{-1}}{T_e p + 1} [ku - R\hat{i} - c\Phi_H \hat{\omega} - \lambda_1(\hat{\omega} - \omega)], \quad (3.17)$$

$$\hat{\omega} = R(c\Phi_H T_M p)^{-1} [\hat{i} - \lambda_2(\hat{\omega} - \omega)].$$

Системі (1.10)–(1.12), (3.12), (3.13), (3.16) відповідає структурна схема зображена на рис. 3.3. Згідно з рис. 3.3 в точці 1 у сталому стані буде

мати місце сигнал  $k_1 k R^{-1}(\hat{\omega} - \omega)$ . Для того, щоб цей сигнал дорівнював  $i_n$ , відповідно до (3.15) повинно виконуватися рівняння  $k_1 k R^{-1}(\hat{\omega} - \omega) = R^{-1}(c\Phi_n + \lambda_1 + R\lambda_2)(\hat{\omega} - \omega)$ , звідки

$$k_1 = k^{-1}(c\Phi_n + \lambda_1 + R\lambda_2). \quad (3.18)$$

При виконанні цього рівняння вплив  $i_n$  буде компенсуватися в компараторі.

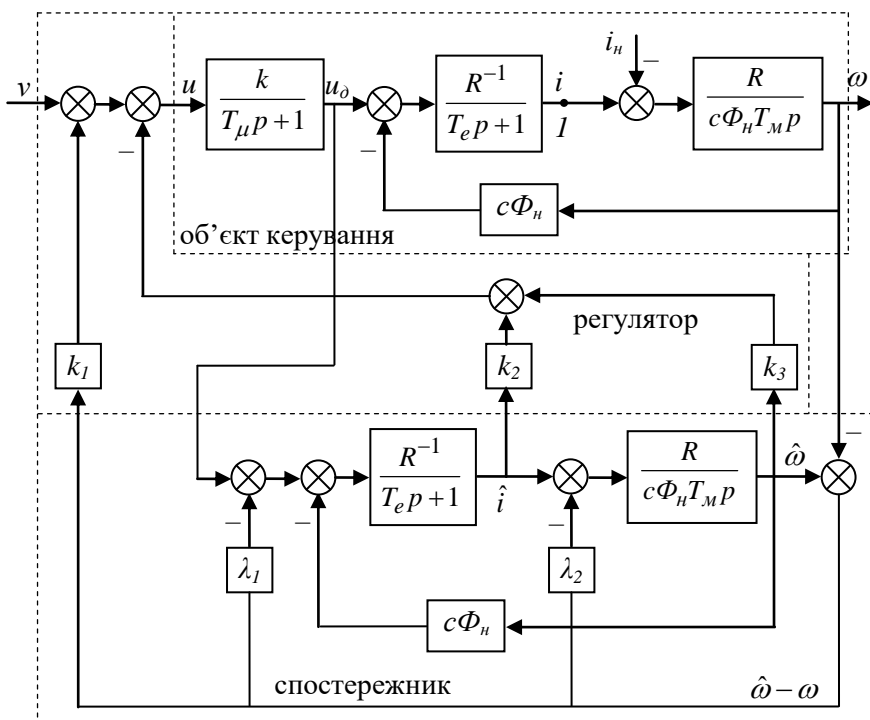


Рисунок 3.3 – Структурна схема системи керування зі спостережником повного порядку і модальним регулятором

Для знаходження коефіцієнтів  $k_2, k_3$  згідно з властивостями систем керування із спостережником розглянемо систему на рис. 3.4.

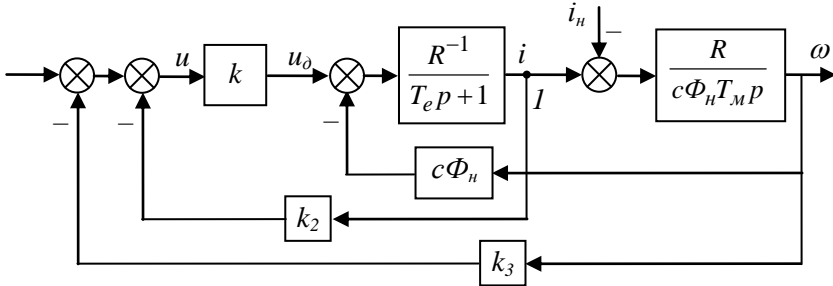


Рисунок 3.4 – Структурна схема замкненої системи

Якщо в схемі рис. 2.3 покласти  $T_\mu = k_1 = 0$ , то вийде схема на рис. 3.4. Відповідно, якщо рівняння (2.7) помножити на  $T_\mu$ , а потім покласти  $T_\mu = k_1 = 0$ , то будемо мати

$$p^2 + a_2 p + a_3 = 0, \quad a_2 = \frac{1}{T_e} \left( 1 + \frac{k}{R} k_2 \right), \quad a_3 = \frac{1}{T_e T_M} \left( 1 + \frac{k}{c \Phi_n} k_3 \right). \quad (3.19)$$

Це характеристичне рівняння системи з рис. 3.4.

Ці ж самі вирази можна отримати шляхом зрівняння з нульом виразу в дужках у знаменнику передаточної функції (2.14). Зрівняння відповідних членів у (3.19) і (2.10) дає

$$k_2 = (1,4\omega_0 T_e - 1) R k^{-1}, \quad k_3 = (\omega_0^2 T_e T_M - 1) c \Phi_n k^{-1}. \quad (3.20)$$

### 3.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. За заданим варіантом (варіант залишається незмінним) виписуються вихідні дані.
3. Аналогічно роботі 2 знаходяться значення сигналу завдання  $v$  регулятора.
4. За виразами (3.20) знаходяться  $k_2, k_3$ .
5. Для спостережника  $\omega_0$  обирається на 50% більше, ніж  $\omega_0$  для регулятора.
6. За виразами (3.10), (3.11) знаходяться значення  $\lambda_1, \lambda_2$ .
7. За виразом (3.18) знаходиться значення  $k_1$ .

8. Складається схема моделювання на MatLab / Simulink, яка відповідає структурній схемі рис. 3.3.

### **3.3 Зміст лабораторної роботи**

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається структурна схема.

2. Здійснюється моделювання системи з  $k_1 = 0, i_n = 0$  і нульовими початковими умовами.

3. Рисується рисунок, на якому зображено  $\omega, \hat{\omega}$ .

4. Здійснюється моделювання системи з  $k_1 = 0, i_n = i_c$ .

5. Рисується рисунок, на якому зображено  $\omega, \hat{\omega}$ .

6. Здійснюється моделювання системи з  $k_1 \neq 0, i_n = i_c$ .

7. Рисується рисунок, на якому зображено  $\omega, \hat{\omega}$ .

8. Порівнюються графіки  $\omega$  трьох варіантів розрахунку.

Звіт повинен містити розрахунки, структурну схему, графіки, а також висновки з порівняння графіків.

## **4 ДОСЛІДЖЕННЯ РОБАСТНОСТІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ІЗ СПОСТЕРЕЖНИКОМ ПОВНОГО ПОРЯДКУ ПРИ ВИМІРЮВАННІ ШВИДКОСТІ**

### **4.1 Основні теоретичні відомості**

Робастною будемо вважати систему, показники якості якої мало змінюються при зміні параметрів системи і зовнішніх впливів на систему.

Буде розглядатися система з теми 3. Робастність цієї системи буде досягатися за рахунок підвищення швидкодії спостережника. Швидкодія спостережника досягається підвищенням  $\omega_0$  спостережника. Можливість досягнення робастності у такий спосіб було показано у роботах [5, 6].

## 4.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. За заданим варіантом (варіант залишається незмінним) виписуються вихідні дані.
3. Аналогічно роботі 2 знаходяться значення задаючого сигналу  $\nu, \omega_0$  регулятора.
4. За виразами (3.20) знаходяться  $k_2, k_3$ .
5. Для спостережника  $\omega_0$  обирається в 10 разів більше, ніж  $\omega_0$  для регулятора.
6. За виразами (3.10), (3.11) знаходяться значення  $\lambda_1, \lambda_2$ .
7. За виразом (3.18) знаходиться значення  $k_1$ .
8. Складається схема моделювання на MatLab / Simulink, яка відповідає структурній схемі рис. 3.3.

## 4.3 Зміст лабораторної роботи

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається, або використовується структурна схема попередньої роботи.
  2. Здійснюється моделювання системи з розрахунком значенням  $k_1$  при  $i_n = 0$  та з нульовими початковими умовами. Моделювання здійснюється при значеннях сталої часу електропривода  $T_m : T_m = T_{m0}, 0,3T_{m0}, 5T_{m0}$ , де  $T_{m0}$  – номінальне значення сталої часу.  $T_m$  змінюється лише у контурі двигуна (об'єкт керування). Значення  $T_m = T_{m0}$  у спостережнику залишається незмінним. Оскільки  $T_m$  пропорційна моменту інерції ротора електропривода, то зміна значення  $T_m$  моделює зміну моменту інерції.
  3. Будуються графіки  $\omega$ .
  4. Оцінюються показники якості, що характеризують перехідні процеси.
- Звіт повинен містити розрахунки, графіки, а також висновки з роботи за темою 4.

## 5 СИНТЕЗ І АНАЛІЗ РОБАСТНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ІЗ СПОСТЕРЕЖНИКОМ ПОВНОГО ПОРЯДКУ ПРИ ВИМІРЮВАННІ СТРУМУ

### 5.1 Основні теоретичні відомості

Розглядається двигун постійного струму (ДПС) з керуванням по колу якоря, який керується тиристорним перетворювачем. Ця система описується рівняннями (1.10)–(1.12). При побудові спостережника будемо нехтувати  $T_\mu$ . В цьому випадку двигун описується рівняннями (3.5), (3.6). Буде вважатися, що вимірюється лише струм  $i$ .

Дослідимо спостережуваність цієї системи. Для цього покладемо, що в системі (3.5), (3.6)  $u \equiv i_H \equiv i \equiv 0$ . Тоді з рівняння (3.5) витікає  $\omega \equiv 0$ . Таким чином, система спостережувана. В просторі стану ця система описується рівняннями (1.14), (1.16), (3.7) при

$$C = [k_c \ 0], \quad (5.1)$$

де  $k_c$  – коефіцієнт передачі датчика струму. Спостережник для системи (1.14), (1.16), (3.7), (5.1) має вигляд (3.2), де

$$L = \begin{bmatrix} l_1 & 0 \\ l_2 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

Згідно з (3.7), (5.2) характеристичне рівняння (3.4) має вигляд

$$D(p) = p^2 + (T_e^{-1} + l_1)p + (1 - l_2 c \Phi_H T_M R^{-1})(T_e T_M)^{-1} = 0. \quad (5.3)$$

Порівняння відповідних членів у (5.3) і (2.10) дає

$$l_1 = 1,4\omega_0 - T_e^{-1}, \quad l_2 = R(c\Phi_H T_M)^{-1}(1 - \omega_0^2 T_M T_e). \quad (5.4)$$

Введемо слідувачі позначення:

$$l_1 = (T_e R)^{-1} \lambda_1, \quad l_2 = R(c\Phi_H T_M)^{-1} \lambda_2. \quad (5.5)$$

Тоді матричному рівнянню (3.2) з позначеннями (3.7), (3.8), (5.5) відповідає система скалярних рівнянь

$$\dot{\hat{i}} = (T_e R)^{-1} [k u - R \hat{i} - c \Phi_H \hat{\omega} - \lambda_1 (\hat{i} - i)], \quad (5.6)$$

$$\dot{\hat{\omega}} = R(c\Phi_H T_M)^{-1} [\hat{i} - \lambda_2 (\hat{i} - i)]. \quad (5.7)$$

Віднімаючи від рівнянь (5.6), (5.7) відповідні рівняння (3.5), (3.6), отримаємо рівняння помилок спостережника

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}} &= (T_e R)^{-1} [-R\tilde{i} - c\Phi_n \tilde{\omega} - \lambda_1 \tilde{i}], \\ \dot{\tilde{\omega}} &= R(c\Phi_n T_M)^{-1} [\dot{i}_n + (1 - \lambda_2) \tilde{i}].\end{aligned}\quad (5.8)$$

У сталому стані  $\dot{\tilde{i}} \equiv \dot{\tilde{\omega}} \equiv 0$ . Тоді з системи (5.8)

$$i_n = (\lambda_2 - 1)(\hat{i} - i). \quad (5.9)$$

Можливість такої оцінки навантаження було показано в роботах [5, 6]. Згідно з [5, 6] закон керування задається у вигляді

$$u = v + k_1(\hat{i} - i) - k_2\dot{i} - k_3\hat{\omega}. \quad (5.10)$$

де  $v$  – програмний сигнал, що відповідає бажаному значенню швидкості  $\omega$ , друга складова призначена для компенсування навантаження  $i_n$ , третя і четверта складові призначені для стабілізації.

Системі (1.10)–(1.12), (5.6), (5.7), (5.10) відповідає структурна схема на рис. 5.1.

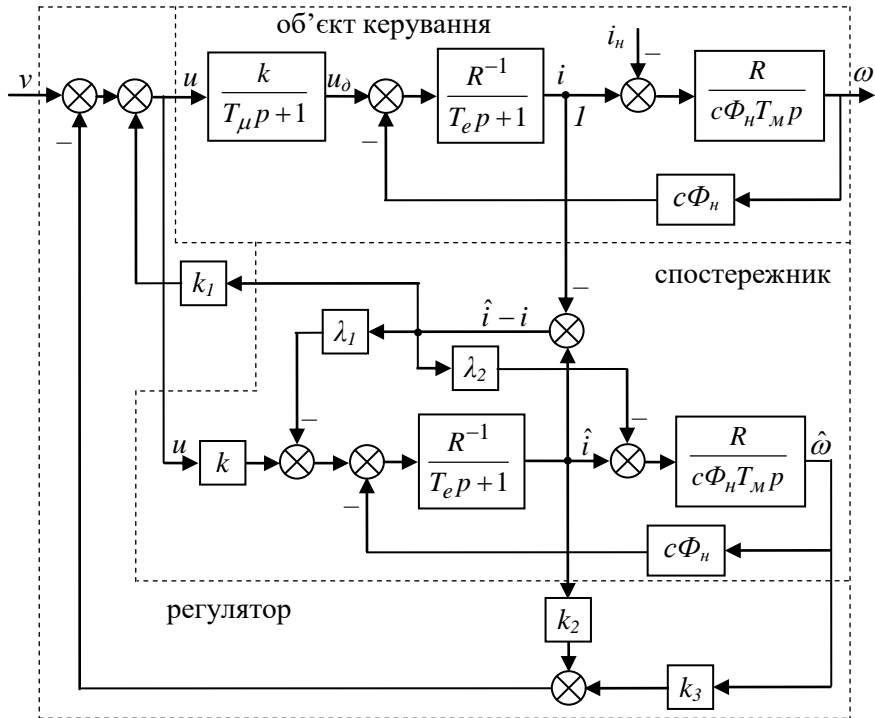


Рисунок 5.1 – Структурна схема робастної системи керування із спостережником повного порядку

Згідно з рис. 5.1 в точці 1 у сталому стані буде мати місце сигнал  $k_1 k R^{-1}(\hat{i} - i)$ . Для того, щоб цей сигнал дорівнював  $i_n$ , відповідно до (5.9) повинне виконуватися рівняння

$$k_1 k R^{-1}(\hat{i} - i) = (\lambda_2 - 1)(\hat{i} - i),$$

звідки

$$k_1 = k^{-1} R (\lambda_2 - 1). \quad (5.11)$$

При виконанні цього рівняння вплив  $i_n$  буде компенсуватися у компараторі біля точки 1.

Коефіцієнти  $k_2, k_3$  треба розрахувати за формулами (3.20).

## 5.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. За заданим варіантом (варіант залишається незмінним) випишуються вихідні дані
3. Аналогічно роботі 2 знаходяться значення сигналу завдання  $v$  регулятора.
4. За виразами (3.20) знаходяться  $k_2, k_3$ .
5. Для спостережника  $\omega_0$  обирається в 10 разів більше, ніж  $\omega_0$  для регулятора.
6. За виразами (5.4), (5.5) знаходяться значення  $\lambda_1, \lambda_2$ .
7. За виразом (5.11) знаходиться значення  $k_1$ .
8. Складається схема моделювання на MatLab / Simulink, яка відповідає структурній схемі рис. 5.1.

## 5.3 Зміст лабораторної роботи

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається структурна схема.

2. Здійснюється моделювання системи з нульовими початковими умовами та а)  $k_1 = 0, i_n = 0$ , б)  $k_1 = 0, i_n = i_c$ , в)  $k_1 \neq 0, i_n = i_c$ , г)  $k_1 \neq 0, i_n = i_c, T_m = 0,3T_{m0}$ , д)  $k_1 \neq 0, i_n = i_c, T_m = 5T_{m0}$ .

*Примітка.* Значення  $T_m$  змінюється лише у об'єкті керування (двигуні). Оскільки  $T_m$  пропорційна моменту інерції ротора електропривода, то зміна значення  $T_m$  моделює зміну моменту інерції.

3. Будується графіки  $\omega$ .

4. Оцінюються і аналізуються показники якості системи.

Звіт повинен містити розрахунки, графіки, а також висновки стосовно робастності системи.

## 6 СИНТЕЗ І АНАЛІЗ РОБАСТНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ З РОЗШИРЕНИМ СПОСТЕРЕЖНИКОМ ПРИ ВИМІРЮВАННІ СТРУМУ

### 6.1 Основні теоретичні відомості

Вирішується таж сама задача, що і в темі 5. Двигун описується рівняннями (1.10)–(1.12). При побудові спостережника будемо нехтувати  $T_\mu$ . В цьому випадку двигун описується рівняннями (3.5), (3.6). Буде вважатися, що вимірюється лише струм  $i$ . Якщо  $i_n = \text{const}$ , то диференційне рівняння для  $i_n$  має вигляд  $\dot{i}_n = 0$ . Тоді розширена система рівнянь має вигляд

$$\dot{i} = (T_e R)^{-1} (k u - R i - c \Phi_H \omega), \quad (6.1)$$

$$\dot{\omega} = R (c \Phi_H T_M)^{-1} (i - i_n), \quad (6.2)$$

$$\dot{i}_n = 0. \quad (6.3)$$

Досліджуємо спостережуваність цієї системи при вимірюванні струму  $i$ . Поклавши  $u \equiv i \equiv 0$  з системи (6.1)–(6.3) витікає  $\omega \equiv i_n \equiv 0$ , що свідчить про повну спостережуваність системи. Це означає, що маючи лише інформацію про  $i$ , можна за допомогою спостережника оцінити  $\omega$  та  $i_n$ .

В просторі стану ці рівняння мають вигляд

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad y = Cx, \quad (6.4)$$

де

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i \\ \omega \\ i_n \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -T_e^{-1} & -c \Phi_H (T_e R)^{-1} & 0 \\ R (c \Phi_H T_M)^{-1} & 0 & -R (c \Phi_H T_M)^{-1} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.5)$$

$$B = \begin{bmatrix} (T_e R)^{-1} k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [k_c \quad 0 \quad 0].$$

Рівняння спостережника мають вигляд (3.1), (3.2), де

$$L = \begin{bmatrix} l_1 & 0 & 0 \\ l_2 & 0 & 0 \\ l_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.6)$$

Згідно з (6.5), (6.6) характеристичне рівняння спостережника має вигляд

$$D(p) = p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3, \quad (6.7)$$

де

$$a_1 = T_e^{-1} + l_1, \quad a_2 = (T_e T_M)^{-1} (1 - l_2 c \Phi_H T_M R^{-1}), \quad a_3 = l_3 (T_e T_M)^{-1}. \quad (6.8)$$

Порівняння відповідних членів у (6.7) і (2.10) з урахуванням (6.8) дає

$$l_1 = 2\omega_0 - T_e^{-1}, \quad l_2 = (1 - 2\omega_0^2 T_M T_e) R (c \Phi_H T_M)^{-1}, \quad l_3 = \omega_0^3 T_M T_e.$$

Введемо слідувачі позначення;

$$l_1 = (T_e R)^{-1} \lambda_1, \quad l_2 = R (c \Phi_H T_M)^{-1} \lambda_2, \quad l_3 = \lambda_3. \quad (6.9)$$

Тоді матричному рівнянню (3.2) з позначеннями (6.5), (6.6), (6.9) відповідає система скалярних рівнянь

$$\dot{\hat{i}} = (T_e R)^{-1} [k u - R \hat{i} - c \Phi_H \hat{\omega} - \lambda_1 (\hat{i} - i)], \quad (6.10)$$

$$\dot{\hat{\omega}} = R (c \Phi_H T_M)^{-1} [\hat{i} - \hat{i}_H - \lambda_2 (\hat{i} - i)], \quad (6.11)$$

$$\dot{\hat{i}}_H = -\lambda_3 (\hat{i} - i). \quad (6.12)$$

Згідно з [5, 6] закон керування задається у вигляді

$$u = v + k_1 \hat{i}_H - k_2 \hat{i} - k_3 \hat{\omega}, \quad (6.13)$$

де  $v$  – програмний сигнал, що відповідає бажаному значенню швидкості  $\omega$ , друга складова призначена для компенсування навантаження  $i_H$ , третя і четверта складові призначені для стабілізації.

Системі (1.10)–(1.12), (6.10)–(6.14) відповідає структурна схема на рис. 6.1.

Згідно з рис. 6.1 в точці 1 у сталому стані буде мати місце сигнал  $k_1 k R^{-1} \hat{i}_H$ . Для того, щоб цей сигнал дорівнював  $i_H$ , повинно виконуватись рівняння

$$k_1 = k^{-1} R. \quad (6.14)$$

При виконанні цього рівняння вплив  $i_H$  буде компенсуватися у компараторі біля точки 1.

Коефіцієнти  $k_2, k_3$  треба розрахувати за формулами (3.20).

Робастність такої системи було доведено у роботах [5,6,8–11].

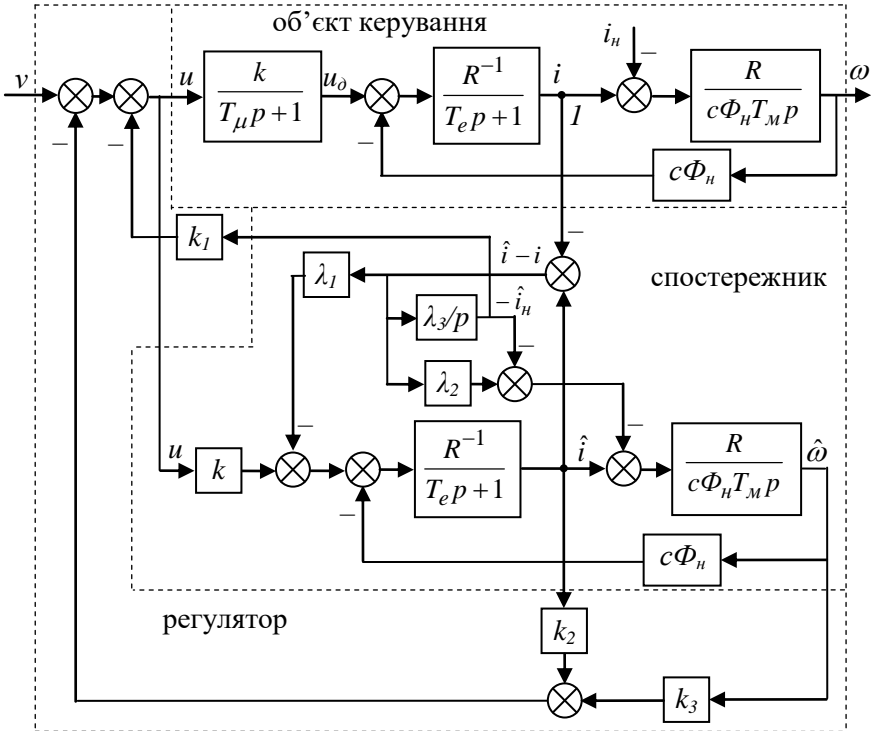


Рисунок 6.1 – Структурна схема робастної системи керування із розширеним спостережником

## 6.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. За заданим варіантом (варіант залишається незмінним) виписуються вихідні данні.
3. Аналогічно роботі 2 знаходяться значення сигналу завдання  $v$  регулятора.
4. За виразами (3.20) знаходяться  $k_2, k_3$ .
5. Для спостережника  $\omega_0$  обирається в 10 разів більше, ніж  $\omega_0$  для регулятора.
6. За виразами (6.8), (6.9) знаходяться значення  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ .
7. За виразом (6.14) знаходиться значення  $k_1$ .

8. Складається схема моделювання на MatLab / Simulink, яка відповідає структурній схемі рис. 6.1.

### 6.3 Зміст лабораторної роботи

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається структурна схема.

2. Здійснюється моделювання системи з нульовими початковими умовами та а)  $k_1 = 0, i_n = 0$ , б)  $k_1 = 0, i_n = i_c$ , в)  $k_1 \neq 0, i_n = i_c$ , г)  $k_1 \neq 0, i_n = i_c, T_m = 0,3T_{m0}$ , д)  $k_1 \neq 0, i_n = i_c, T_m = 5T_{m0}$ .

*Примітка.* Значення  $T_m$  змінюється лише у об'єкті керування (двигуні). Оскільки  $T_m$  пропорційна моменту інерції ротора електропривода, то зміна значення  $T_m$  моделює зміну моменту інерції.

3. Будуються графіки  $\omega$ .

4. Оцінюються і аналізуються показники якості системи.

Звіт повинен містити розрахунки, графіки, а також висновки стосовно робастності системи.

## 7 ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ З ПІ- ТА ПІД-РЕГУЛЯТОРАМИ

### 7.1 Основні теоретичні відомості

Розглянемо керування швидкістю за допомогою ПІ-регулятора. Рівняння руху об'єкта керування має наступний вигляд:

$$I\dot{\omega} = m + f, \quad (7.1)$$

де  $\omega$  – швидкість (кутова або лінійна);  $I$  – момент інерції;  $f$  – момент (сила навантаження);  $m$  – керуюча дія. Керуюча дія з урахуванням обмеження, що накладається, представлена у вигляді

$$m = \text{sat}(m_0), \quad (7.2)$$

де  $m_0$  – алгоритм керування, який являє собою ПІ-регулятор та записується у вигляді

$$m_0 = -k_1(\omega - \omega_p) - k_2 \int_0^t (\omega - \omega_p) dt, \quad (7.3)$$

де  $\omega_p$  – програмне значення швидкості;  $k_1, k_2$  – коефіцієнти закону керування, які необхідно розрахувати. Передбачається, що  $\omega$  відома.

Розглянемо керування переміщенням за допомогою ПД-регулятора. Рівняння руху об'єкта керування має наступний вигляд:

$$I\ddot{\vartheta} = m + f, \quad (7.4)$$

де  $\vartheta$  – переміщення. Керуюча дія представлена рівнянням (7.2), де  $m_0$  – алгоритм керування, який являє собою ПД-регулятор та записується у вигляді

$$m_0 = -k_1(\vartheta - \vartheta_p) - k_2(\dot{\vartheta} - \dot{\vartheta}_p) - k_3 \int_0^t (\vartheta - \vartheta_p) dt, \quad (7.5)$$

де індекс “ $p$ ” вказує на програмне значення;  $k_1, k_2, k_3$  – коефіцієнти закону керування, які необхідно розрахувати. Передбачається, що  $\vartheta$  та  $\dot{\vartheta}$  відомі.

Спрогнозуємо поведінку системи з урахуванням розкиду моменту інерції  $I$  та обмеження керуючого моменту. Складемо характеристичне рівняння, що відповідає рівнянням (7.1), (7.3),

$$Ip^2 + k_1p + k_2 = 0. \quad (7.6)$$

Необхідними та достатніми умовами асимптотичної стійкості системи другого порядку буде додатність всіх коефіцієнтів характеристичного рівняння (7.6). Як видно з рівняння (7.6), зміна моменту інерції ( $I > 0$  завжди) при керуванні швидкістю не призводить до втрати стійкості. Обмеження моменту можна врахувати зменшенням коефіцієнтів  $k_1$  та  $k_2$  при збереженні їх знака. Отже обмеження моменту при керуванні швидкістю також не призведе до втрати стійкості.

Розглянемо керування положенням. Характеристичне рівняння, що відповідає рівнянням (7.4), (7.5), має вигляд

$$Ip^3 + k_2p^2 + k_1p + k_3 = 0. \quad (7.7)$$

Необхідними та достатніми умовами асимптотичної стійкості системи третього порядку буде додатність коефіцієнтів характеристичного рівняння (7.7) та співвідношення

$$k_1 k_2 - I k_3 > 0. \quad (7.8)$$

Як видно із співвідношення (7.8), при збільшенні моменту інерції  $I$  система може втратити стійкість. Обмеження моменту еквівалентно зменшенню коефіцієнтів  $k_1, k_2, k_3$ , що, як видно із співвідношення (7.8), також може призвести до втрати стійкості.

## 7.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. Знаходяться чисельні значення коефіцієнтів ПП- та ППД-регуляторів за допомогою модального керування.
3. Здійснюється прогноз поведінки системи з урахуванням розкиду моменту інерції  $I = (a_1; 1,0; a_2)I_0$ , де  $I_0$  – номінальне значення моменту інерції.
4. Складаються схеми моделювання на MatLab / Simulink, які відповідають рівнянням (7.1)–(7.3) та (7.2), (7.4), (7.5).

## 7.3 Зміст лабораторної роботи

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається схема моделювання за рівняннями (7.1)–(7.3).
2. Здійснюється моделювання системи керування швидкістю при розкиді моменту інерції  $I = (a_1; 1,0; a_2)I_0$ , при навантаженні у вигляді східчастого сигналу (див. варіанти завдання); вхідна дія (програмна швидкість) змінюється східчасто відповідно до варіанту.
3. Повторюється п.2 але з урахуванням того, що на керуючий момент накладається обмеження.
4. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається схема моделювання за рівняннями (7.2), (7.4), (7.5).
5. Здійснюється моделювання системи керування переміщенням при розкиді моменту інерції  $I = (a_1; 1,0; a_2)I_0$ , при навантаженні у вигляді східчастого сигналу (див. варіанти завдання); вхідна дія (програмне переміщення) змінюється східчасто відповідно до варіанту.
6. Повторюється п.5 але з урахуванням того, що на керуючий момент накладається обмеження.

7. Аналізуються отримані результати моделювання.

Звіт повинен містити розрахунки, схеми моделювання, графіки, а також висновки з роботи.

Варіанти завдань

Варіант	Розподіл	Навантаження		Вхідна дія			$I, \text{кг} \cdot \text{м}^2$		
		$t, c$	$f, \text{Нм}$	$t, c$	$\omega_p, c^{-1}$	$\vartheta_p, \text{рад} / c$	$I_0$	$a_1$	$a_2$
1	Біном.	0; 1,5; 2,5	0; 260; 0	0; 1; 3,5; 8	80; 150; -150; 0	20; 35; -30; 0	1,17	0,83	1,2
2	Баттерв.	0; 1,5; 2; 3	0; 150; 300; 0	0; 5; 8; 10	180; -150; 100; 0	40; -30; 25; 0	1,03	0,5	2
3	Баттерв.	0; 7; 9	0; 285; 0	0; 3; 5; 12	-100; -50; 180; 0	-25; -15; 40; 0	1,24	0,67	1,5
4	Біном.	0; 3; 5; 6	0; 180; 90; 0	0; 2; 8; 10	50; 100; -80; 0	15; 25; 20; 0	1,17	0,83	1,25
5	Біном.	0; 2; 3,5	0; 260; 0	0; 6,5; 8,5; 11	150; 50; -100; 0	30; 15; -25; 0	1,17	0,5	2
6	Баттерв.	0; 4; 5; 6,5	0; 150; 280; 0	0; 2,5; 9	-100; 180; 0	-25; 40; 0	1,7	0,75	1,3
7	Баттерв.	0; 2; 4	0; 240; 0	0; 7; 10	165; -140; 0	33; -27; 0	1,36	0,6	1,4

## 8 МЕТОДИ ОТРИМАННЯ ІНФОРМАЦІЇ ПРО ШВИДКІСТЬ

Для якісного позиційного керування будь-яким процесом окрім переміщення, яке вимірюється за допомогою датчика, необхідно мати інформацію про швидкість протікання процесу. Датчики для оцінки швидкості складні, багато коштують, ненадійні та вносять до системи додаткові завади та похибки. Швидкість можна було б отримати шляхом безперервного чи дискретного диференціювання позиційного сигналу. Це можливо у випадку безперервного незашумленого сигналу.

## 8.1 Асимптотичний диференціатор вихідного сигналу інкрементного датчика

### 8.1.1 Основні теоретичні відомості

Останнім часом в якості датчика переміщення широко використовується інкрементний датчик, який виробляє імпульси прирощень сигналів  $\mathcal{G}_\Delta$  (рис. 8.1). Для отримання переміщення ці імпульси підсумовують, в результаті чого виходить релейний східчастий сигнал (рис. 8.2). Такий сигнал неможливо диференціювати. При великих швидкостях протікання процесу інформацію про швидкість можна отримати шляхом підсумовування імпульсів за визначено малий час та послідууючого ділення суми на цей час. Однак при малих швидкостях імпульси будуть слідувати через великі проміжки часу, що не дозволяє отримати швидкість без несприйнятно великого запізнювання. Для усунення цього недоліку існує асимптотичний диференціатор (АДФ) [12, 13], який дозволяє отримати довільну кількість похідних позиційного сигналу не шляхом диференціювання, а шляхом інтегрування.

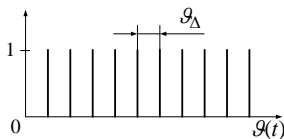


Рисунок 8.1 – Імпульси прирощень сигналів, які виробляє інкрементний датчик

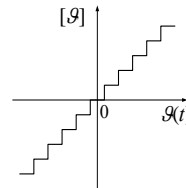


Рисунок 8.2 – Релейний східчастий сигнал

Нехай вимірюється переміщення  $\mathcal{G}$  із вихідним сигналом

$$y = \mathcal{G} + v \quad (8.1)$$

де  $v$  – високочастотний шум. Необхідно оцінити  $\mathcal{G}$ ,  $\dot{\mathcal{G}}$ ,  $\ddot{\mathcal{G}}$ , де  $\dot{\mathcal{G}}$ ,  $\ddot{\mathcal{G}}$  відповідно швидкість та прискорення. Введемо позначення

$$\mathcal{G} = x_1; \quad \dot{\mathcal{G}} = x_2; \quad \ddot{\mathcal{G}} = x_3. \quad (8.2)$$

Прийmemo, що  $x_3 = \text{const}$  або  $\dot{x}_3 = 0$ . Позначенням (8.2) відповідає система

$$\dot{x}_1 = x_2; \quad \dot{x}_2 = x_3; \quad \dot{x}_3 = 0. \quad (8.3)$$

За допомогою позначень

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}; \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad C = [1 \quad 0 \quad 0]. \quad (8.4)$$

запишемо систему (8.1), (8.3) у векторно-матричній формі

$$\dot{x} = Ax; \quad y = Cx + v. \quad (8.5)$$

Для системи (8.5) запишемо спостережник у стандартній формі

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L(C\hat{x} - y), \quad (8.6)$$

де  $L = [l_1 \quad l_2 \quad l_3]^T$  – вектор коефіцієнтів передачі спостережника. Підстановка у з (8.5) до (8.6) дає

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + L(C(\hat{x} - x) - v). \quad (8.7)$$

Введемо до розгляду помилку спостережника  $\tilde{x} = \hat{x} - x$  та віднімемо від рівняння (8.6) перше рівняння у (8.5), в результаті чого отримаємо рівняння помилок

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + L(C\tilde{x} - v). \quad (8.8)$$

Спостережник (8.6) дозволяє оцінити вектор  $x$ , до складу якого входять переміщення, швидкість та прискорення. Оскільки оцінка вектора  $x$  здійснюється шляхом інтегрування рівняння (8.6), то шукані змінні відфільтровуються від високочастотних завад, що входять до  $u$ .

## 8.1.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. За рівнянням помилок скласти характеристичне рівняння і розрахувати коефіцієнти спостережника.
3. Скласти структурну схему АДФ.

## 8.1.3 Зміст лабораторної роботи

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається схема моделювання. В якості базової використовувати схему моделювання для керування переміщенням з теми 7.
2. Підсумований вихідний сигнал інкрементного датчика

отримати за допомогою блоку «Quantizer».

3. В якості вхідного сигналу до блоку «Quantizer» використовується вихідний сигнал базової схеми –  $\vartheta$ .

4. Експериментальним шляхом перевірити роботу АДФ шляхом порівняння вихідних сигналів АДФ із блоком «Quantizer» з відповідними сигналами базової схеми ( $\vartheta, \dot{\vartheta}, \ddot{\vartheta}$ ).

5. Шляхом вибору параметрів АДФ добитися максимального співпадіння вихідного сигналу швидкості АДФ з дійсною швидкістю, з одного боку, та позиційного сигналу АДФ з дійсним позиційним сигналом.

6. Аналізуються отримані результати моделювання.

Звіт повинен містити розрахунки, схеми моделювання, графіки, а також висновки з роботи.

## **8.2 Екстраполятор другого порядку вихідного сигналу інкрементного датчика**

### **8.2.1 Основні теоретичні відомості**

Окрім розглянутого в темі 8.1 асимптотичного диференціатора, для отримання інформації про швидкість можна використовувати екстраполятор нульового, першого або другого порядку (в залежності від точності датчика). В роботі буде розглядатись екстраполятор другого порядку зі змінним тактом рахунку, який дорівнює інтервалам часу між імпульсами.

Вихідний сигнал інкрементного датчика являє собою послідовність рівних імпульсів, які надходять через рівні кути повороту ротора, але не обов'язково через рівні проміжки часу. Нехай  $t_{n-2}, t_{n-1}, t_n, t_{n+1}$  – послідовність найближчих один до одного моментів часу надходження імпульсів, причому,  $t_n$  – поточний момент часу. Кут повороту ротора  $\vartheta$  визначається шляхом підсумовування імпульсів (рис. 8.1). Потрібно спрогнозувати кут повороту, швидкість та прискорення на проміжок часу між  $t_n$  та  $t_{n+1}$ . За аналогією з розкладанням в ряд Тейлора можна записати прогноз

переміщення  $\mathcal{G}_p$  у вигляді

$$\mathcal{G}_p \approx \mathcal{G}_n + \dot{\mathcal{G}}_n(t-t_n) + \frac{1}{2}\ddot{\mathcal{G}}_n(t-t_n)^2, \quad (8.9)$$

де швидкість та прискорення в момент  $t_n$  визначаються співвідношеннями

$$\dot{\mathcal{G}}_n = \frac{d\mathcal{G}}{dt} \text{ at } t=t_n \approx \frac{1}{t_n-t_{n-1}}(\mathcal{G}_n - \mathcal{G}_{n-1}); \quad (8.10)$$

$$\begin{aligned} \ddot{\mathcal{G}}_n &= \frac{d}{dt} \frac{d\mathcal{G}}{dt} \text{ at } t=t_n \approx \frac{1}{t_n-t_{n-1}}(\dot{\mathcal{G}}_n - \dot{\mathcal{G}}_{n-1}) \approx \\ &\approx \frac{1}{t_n-t_{n-1}} \left[ \frac{1}{t_n-t_{n-1}}(\mathcal{G}_n - \mathcal{G}_{n-1}) - \frac{1}{t_{n-1}-t_{n-2}}(\mathcal{G}_{n-1} - \mathcal{G}_{n-2}) \right]. \end{aligned} \quad (8.11)$$

З урахуванням того, що імпульси надходять через рівну кутову відстань  $\mathcal{G}_\delta$ , рівності (8.10), (8.11) можна представити у вигляді

$$\dot{\mathcal{G}}_n = \frac{\mathcal{G}_\delta}{t_n-t_{n-1}}; \quad \ddot{\mathcal{G}}_n \approx \frac{\mathcal{G}_\delta}{t_n-t_{n-1}} \left[ \frac{1}{t_n-t_{n-1}} - \frac{1}{t_{n-1}-t_{n-2}} \right]. \quad (8.12)$$

Вираз (8.9) дає прогноз кута повороту на проміжок часу між  $t_n$  та  $t_{n+1}$ . Прогноз швидкості на цей же проміжок часу можна отримати, продиференціювавши вираз (8.9). Тоді

$$\dot{\mathcal{G}}_p \approx \dot{\mathcal{G}}_n + \ddot{\mathcal{G}}_n(t-t_n). \quad (8.13)$$

Прогнозування прискорення отримується шляхом диференціювання виразу (8.13) у вигляді

$$\ddot{\mathcal{G}}_p \approx \ddot{\mathcal{G}}_n. \quad (8.14)$$

Таким чином, кут  $\mathcal{G}$  та швидкість  $\dot{\mathcal{G}}$  відомі.

## 8.2.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. Складається алгоритм екстраполятора другого порядку.
3. Складається структурна схема екстраполятора другого порядку.

### 8.2.3 Зміст лабораторної роботи

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається схема моделювання. В якості базової використовувати схему моделювання для керування переміщенням з теми 7.

2. В якості вхідного сигналу до екстраполятора використовується вихідний сигнал базової схеми –  $\vartheta$ .

3. Експериментальним шляхом перевірити роботу екстраполятора другого порядку шляхом порівняння вихідних сигналів екстраполятора з відповідними сигналами базової схеми ( $\vartheta, \dot{\vartheta}, \ddot{\vartheta}$ ).

4. Аналізуються отримані результати моделювання.

Звіт повинен містити розрахунки, схеми моделювання, графіки, а також висновки з роботи.

#### Варіанти завдань

Варіант	1	2	3	4	5	6	7
$\vartheta_{\delta}$	0,0035	0,0102	0,0068	0,0047	0,0235	0,0097	0,0023

## 8.3 Релейна система без датчика швидкості

### 8.3.1 Основні теоретичні відомості

Розглянемо систему, яка відноситься до класу систем зі змінною структурою, але не потребує зовнішньої інформації про швидкість. Структурна схема цієї системи представлена на рис. 8.3, де  $z_p$  – програмне значення координати  $z$ ;  $f$  – навантаження;  $I$  – момент інерції (маса);  $k_g, T_g$  – коефіцієнт передачі та стала часу передаточної функції кола зворотного зв'язку;  $q = -\text{sign } s$ .

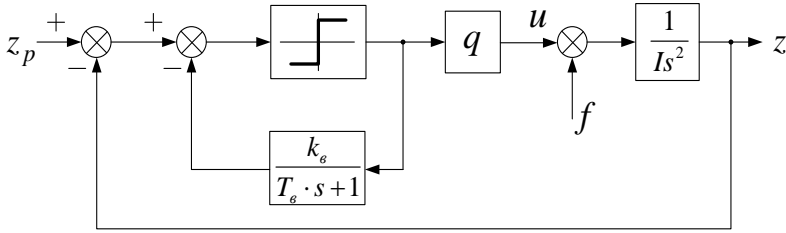


Рисунок 8.3 – Структурна схема релейної системи без датчика швидкості

Релейну ланку можна представити як границю, до якої прямує ланка  $\text{sat}$  (saturation) при прямуванні її крутизни  $k_s$  до нескінченності. Передаточна функція внутрішнього кола на лінійній ділянці визначиться виразом

$$W_s(s) = \frac{k_s}{1 + k_s \frac{k_e}{T_e s + 1}}. \quad (8.15)$$

Тоді передаточна функція кола

$$W_l(s) = \lim_{k_s \rightarrow \infty} W_s(s) = k_e^{-1} (T_e s + 1). \quad (8.16)$$

Таким чином, на виході внутрішнього кола окрім позиційного сигналу буде мати місце і швидкісний сигнал. Передаточна функція замкненої системи (головний оператор) та передаточна функція замкненої системи за навантаженням будуть визначатися за залежностями

$$\Phi(s) = \frac{k_e^{-1} (T_e s + 1) k (Is^2)^{-1}}{1 + k_e^{-1} (T_e s + 1) k (Is^2)^{-1}}, \quad (8.17)$$

$$\Phi_f(s) = \frac{z}{f} = \frac{(Is^2)^{-1}}{1 + k_e^{-1} (T_e s + 1) k (Is^2)^{-1}}.$$

Легко переконатися у тому, що при  $k \rightarrow \infty$   $\Phi(s) \rightarrow 1$ ,  $\Phi_f(s) \rightarrow 0$ , що вказує на робастність системи по відношенню як до невизначеностей маси, так і навантаження.

### 8.3.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. Складається структурна схема релейної системи.

### 8.3.3 Зміст лабораторної роботи

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається схема моделювання.

2. Здійснюється моделювання релейної системи керування при розкиді моменту інерції  $I = (a_1; 1,0; a_2)I_0$ , при навантаженні у вигляді східчастого сигналу (див. варіанти завдання); вхідна дія (програмне значення координати  $z$ ) змінюється східчасто відповідно до варіанту.

3. Коефіцієнти  $k_g, T_g$  підібрати таким чином, щоб забезпечувалась найменша чутливість системи до навантаження та розкиду параметрів.

4. Аналізуються отримані результати моделювання.

Звіт повинен містити розрахунки, схеми моделювання, графіки, а також висновки з роботи.

#### Варіанти завдань

Варіант	Навантаження		Вхідна дія		$I, \text{кг} \cdot \text{м}^2$		
	$t, \text{с}$	$f, \text{Нм}$	$t, \text{с}$	$z_p, \text{рад} / \text{с}$	$I_0$	$a_1$	$a_2$
1	0; 1,5; 2,5	0; 260; 0	0; 1; 3,5; 8	20; 35; -30; 0	1,17	0,83	1,2
2	0; 1,5; 2; 3	0; 150; 300; 0	0; 5; 8; 10	40; -30; 25; 0	1,03	0,5	2
3	0; 7; 9	0; 285; 0	0; 3; 5; 12	-25; -15; 40; 0	1,24	0,67	1,5
4	0; 3; 5; 6	0; 180; 90; 0	0; 2; 8; 10	15; 25; 20; 0	1,17	0,83	1,25
5	0; 2; 3,5	0; 260; 0	0; 6,5; 8,5; 11	30; 15; -25; 0	1,17	0,5	2
6	0; 4; 5; 6,5	0; 150; 280; 0	0; 2,5; 9	-25; 40; 0	1,7	0,75	1,3
7	0; 2; 4	0; 240; 0	0; 7; 10	33; -27; 0	1,36	0,6	1,4

## 9 ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЗІ ЗМІННОЮ СТРУКТУРОЮ (СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ З КОВЗНИМИ РЕЖИМАМИ)

### 9.1 Основні теоретичні відомості

Системи керування зі змінною структурою (СЗС) є одним з найпоширеніших методів забезпечення робастності.

Принцип дії СЗС. Розглянемо рівняння керованого руху жорсткого тіла

$$I \ddot{z} = m + f_0, \quad (9.1)$$

де  $I$  – момент інерції,  $m$  – керуюча дія,  $f_0$  – момент навантаження,  $z$  – переміщення. Сформуємо керуючу дію наступним чином:

$$m = qm_0, \quad q = q(s), \quad s = a_1 z + a_2 \dot{z}. \quad (9.2)$$

У (9.2)  $m_0$  – абсолютне значення постійної керуючої дії,  $a_1, a_2$  – постійні додатні коефіцієнти,  $s$  – аргумент керування. В цьому випадку пряма

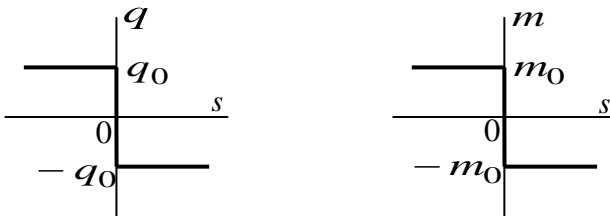
$$s_0 = a_1 z + a_2 \dot{z} \equiv 0 \quad (9.3)$$

є лінією перемикання.

Розглянемо випадок

$$q = -\text{sign } s, \quad f_0 = 0, \quad (9.4)$$

тобто



В цьому випадку рівняння (9.1) приймає вигляд

$$I \ddot{z} = -m_0 \text{sign } s. \quad (9.5)$$

Шляхом послідовного інтегрування рівняння (9.5) отримаємо

$$I(\dot{z} - \dot{z}_0) = -m_0 t \operatorname{sign} s, \quad I(z - z_0) = -\frac{m_0 t^2}{2} \operatorname{sign} s + I\dot{z}_0 t, \quad (9.6)$$

де  $z_0, \dot{z}_0$  – початкові умови. Виключаючи час  $t$  з рівнянь (9.6), отримаємо рівняння двох парабол, що відрізняються знаком  $s$ .

$$z - z_0 = -\frac{I}{m_0} \left[ \frac{1}{2} (\dot{z} - \dot{z}_0)^2 + \dot{z}_0 (\dot{z} - \dot{z}_0) \right] \operatorname{sign} s. \quad (9.7)$$

Нехай  $a_2 = 0$ . Тоді відповідно до (9.2)  $\operatorname{sign} s = \operatorname{sign} z$ . На рис. 9.1 зображені фазові портрети, що відповідають двом значенням  $Im_0^{-1}$ : крива 1 відповідає більшому значенню, крива 2 – меншому значенню.

Нехай тепер  $a_1, a_2 > 0$ . Фазові портрети для двох тих самих значень  $Im_0^{-1}$  показано на рис. 9.2.

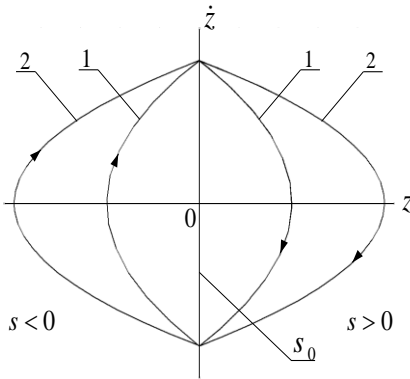


Рисунок 9.1 – Фазові портрети

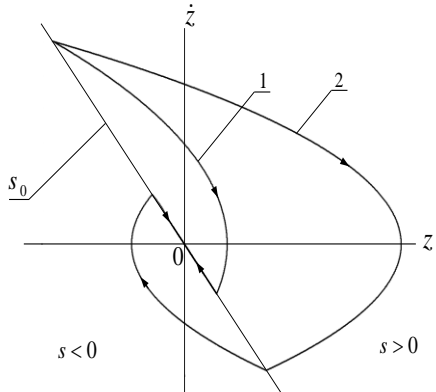


Рисунок 9.2 – Фазові портрети

На рис. 9.1 ( $a_2 = 0$ ) фазові траєкторії не прямують до початку координат, на рис. 9.2 ( $a_2 > 0$ ) фазові траєкторії прямують до початку координат. Як видно з рис. 9.1, 9.2, процеси сильно залежать від  $Im_0^{-1}$  (інерції та керуючої дії), а також будуть сильно залежити від навантаження  $f_0$ . При збільшенні керуючої дії фазова траєкторія все менше буде відходити від лінії перемикування, а при достатньо великих значеннях  $m_0$  фазова траєкторія взагалі буде співпадати з лінією

перемикання незалежно від значень  $I$  та  $f_0$ . Це означає, що система стає робастною по відношенню до  $I$  та  $f_0$ . Рух зображальної точки за лінією перемикання здійснюється в релейному режимі шляхом нескінченно швидкого противмикання виконавчого органа, тобто у так званому **ковзному режимі**. Процес руху за лінією перемикання теоретично можна здійснити і безперервним керуванням. Це керування називається **еквівалентним керуванням**. Для знаходження еквівалентного керування продиференціюємо тотожність (9.3) та підставимо до отриманого  $\dot{z}$  з рівняння (9.1). Еквівалентне керування визначиться виразом

$$m_{eq} = -I \frac{a_1}{a_2} \dot{z} - f_0. \quad (9.8)$$

Вираз (9.8) і максимально можливі значення  $|\dot{z}|$  та  $f_0$  дозволяють обрати мінімальне для забезпечення робастності значення  $m_0 \geq |m_{eq}|$ .

Через наявність запізнювань та гістерезисів у системі в ковзному режимі перемикання будуть відбуватись з обмеженою частотою, внаслідок чого в системі виникають високочастотні коливання. Для демонстрації цього ефекту складена наступна математична модель:

$$I\ddot{z} = m + f_0, \quad (9.9)$$

$$m = qm_0 e^{-\tau s}, \quad (9.10)$$

$$q = q(s), \quad (9.11)$$

$$s = a_1 y_z + a_2 y_{\dot{z}}, \quad (9.12)$$

$$y_z = \text{sat}(z), \quad y_{\dot{z}} = \dot{z}, \quad (9.13)$$

$$e^{-\tau s} \rightarrow \begin{cases} z^{-1} \text{ (unit delay);} \\ \text{transport delay,} \end{cases} \quad (9.14)$$

$$s_0 = a_1 y_z + a_2 y_{\dot{z}} \equiv 0. \quad (9.15)$$

В (9.9)–(9.15), окрім прийнятих вище позначень, прийнято  $e^{-\tau s}$  – передаточна функція ланки чистого запізнювання на час  $\tau$ ;  $y_z, y_{\dot{z}}$  – вихідні сигнали датчиків положення та швидкості відповідно; у (9.14) наведено позначення ланок чистого запізнювання, прийняті у пакеті Simulink / MatLab.

Системі рівнянь (9.9)–(9.15) відповідає структурна схема, що представлена на рис. 9.3.

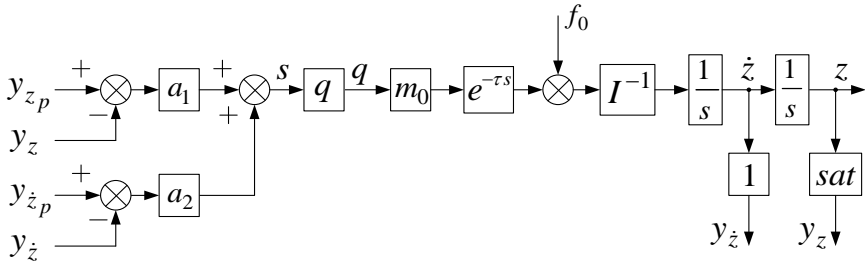


Рисунок 9.3 – Структурна схема системи керування зі змінною структурою

На рис. 9.4 представлено результати моделювання системи рівнянь (9.9)–(9.15). На рис. 9.4а – фазовий портрет, на рис. 9.4б – керуючий момент (було прийнято  $f_0 = 0$ ). На рис. 9.4а на відрізках  $t_1 - t_2$  та  $t > t_3$  спостерігаються пульсації. Ці пульсації обумовлені запізнюванням у подачі керуючої дії. Як видно з рис. 9.4б, на відрізках ковзання спостерігаються різкі пульсації моменту від максимального до мінімального значення. На рис. 9.4а горизонтальний відрізок траєкторії можна розглядати як режим стабілізації швидкості.

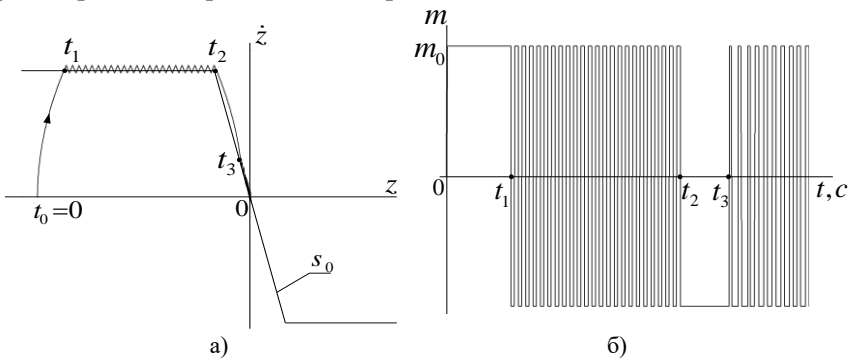


Рисунок 9.4 – Фазовий портрет та керуюча дія

## 9.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. Складається структурна схема системи керування зі змінною

структурою.

3. Розраховується мінімальне для забезпечення робастності значення  $m_0$ .

4. Складаються схеми моделювання на MatLab / Simulink, які відповідають рівнянням (9.9)–(9.15).

### 9.3 Зміст лабораторної роботи

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається схема моделювання за рівняннями (9.9)–(9.15).

2. Здійснюється моделювання системи керування положенням при значеннях керуючої дії  $m_0$  та  $2m_0$  без навантаження ( $f_0 = 0$ ); вхідна дія (програмна швидкість) змінюється східчасто відповідно до варіанту.

3. Повторюється п.2 але при наявності навантаження (див. варіанти завдання).

4. Аналізуються отримані результати моделювання.

Звіт повинен містити розрахунки, схеми моделювання, графіки перехідних процесів (переміщення, швидкість та керуюча дія), фазових портретів, а також висновки з роботи.

Варіанти завдань

Варіант	Навантаження		Вхідна дія		$I, \text{кг} \cdot \text{м}^2$
	$t, \text{с}$	$f_0, \text{Нм}$	$t, \text{с}$	$z_p, \text{рад/с}$	
1	0; 1,5; 2,5	0; 260; 0	0; 1; 3,5; 8	20; 35; -30; 0	1,17
2	0; 1,5; 2; 3	0; 150; 300; 0	0; 5; 8; 10	40; -30; 25; 0	1,03
3	0; 7; 9	0; 285; 0	0; 3; 5; 12	-25; -15; 40; 0	1,24
4	0; 3; 5; 6	0; 180; 90; 0	0; 2; 8; 10	15; 25; 20; 0	1,17
5	0; 2; 3,5	0; 260; 0	0; 6,5; 8,5; 11	30; 15; -25; 0	1,17
6	0; 4; 5; 6,5	0; 150; 280; 0	0; 2,5; 9	-25; 40; 0	1,7
7	0; 2; 4	0; 240; 0	0; 7; 10	33; -27; 0	1,36

## 10 ДОСЛІДЖЕННЯ ЗГЛАДЖЕНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЗІ ЗМІННОЮ СТРУКТУРОЮ

### 10.1 Основні теоретичні відомості

Ковзні режими в СЗС можуть призвести до збудження та нестійкості високочастотних осциляторів, збільшують споживання енергії на керування та знос механізмів, зменшують завадостійкість системи. З метою зменшення цих недоліків у СЗС релейні ланки типу  $q = -\text{sign } s$  замінюють на лінійні ланки з обмеженнями типу “saturation” (згладжені СЗС). При цьому для збереження властивостей робастності крутизна лінійного відрізка повинна бути великою. Зрозуміло, що згладжені СЗС мають меншу точність і робастність. На рис. 10.1а зображена фазова площина згладженої СЗС з лінією перемикання  $s_0$ , яка проходить через початок координат, лініями 1, 2, паралельними їй, виділяється лінійна зона керування, фазова траєкторія дана кривою 3. На рис. 10.1б наведено керуючу дію, в якій відсутні високочастотні коливання. Як видно з рисунку, в цьому випадку фазова траєкторія не збігається з лінією перемикання, а при  $f_0 \neq 0$  і  $t \rightarrow \infty$  фазова траєкторія прийде до точки, що не співпадає з початком координат. При цьому помилка буде дорівнювати

$$z = \frac{f_0}{m_0 k}, \quad (10.1)$$

де  $k$  – крутизна ланки ( $q = k \text{ sat}(s)$ ) на лінійному відрізку.

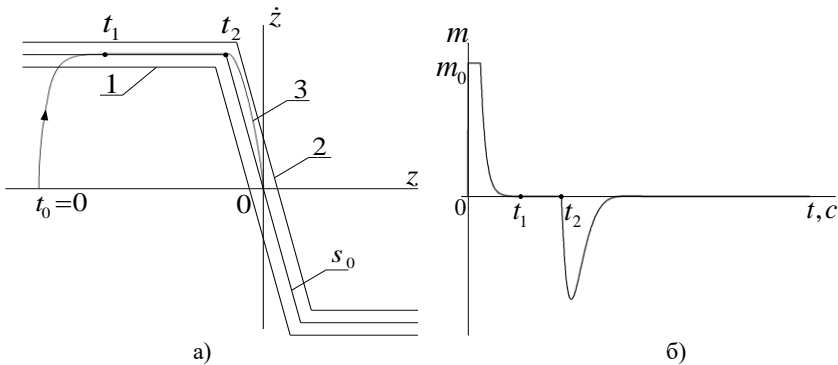


Рисунок 10.1 – Фазовий портрет та керуюча дія згладженої СЗС

Як видно з рис. 10.1 ковзний режим і пульсації керуючої дії відсутні.

## 10.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. Аналогічно, як це було зроблено в темі 9, складається структурна схема згладженої системи керування зі змінною структурою.
3. Складаються схеми моделювання на MatLab / Simulink, які відповідають рівнянням (9.9)–(9.15), але з урахуванням того, що  $q = k \operatorname{sat}(s)$ ; значення  $k$  підібрати самостійно.

## 10.3 Зміст лабораторної роботи

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається складена схема моделювання. Вихідні дані взяти з теми 9.
  2. Здійснюється моделювання системи керування положенням при значеннях керуючої дії  $m_0$  та  $2m_0$  без навантаження ( $f_0 = 0$ ); вхідна дія (програмна швидкість) змінюється східчасто відповідно до варіанту.
  3. Повторюється п.2 але при наявності навантаження (див. варіанти завдання у темі 9).
  4. Аналізуються отримані результати моделювання.
- Звіт повинен містити розрахунки, схеми моделювання, графіки перехідних процесів (переміщення, швидкість та керуюча дія), фазових портретів, а також висновки з роботи.

# 11 ДОСЛІДЖЕННЯ КОМБІНОВАНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЗІ СПОСТЕРЕЖНИКОМ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ

## 11.1 Основні теоретичні відомості

Об'єкт керування описується рівнянням (11.1)

$$I\dot{\omega} = m + f. \quad (11.1)$$

Параметри системи запишемо у вигляді

$$I = I_0 + I_\delta, \quad m = m_0 + m_\delta, \quad (11.2)$$

де  $I_0, m_0$  – детерміновані частини (номінальні значення),  $I_\delta, m_\delta$  – кусково-диференційовані невідомі похибки. З урахуванням (11.2) рівняння (11.1) приймає вигляд

$$I_0 \dot{\omega} = m_0 + f_\Sigma, \quad (11.3)$$

де

$$f_\Sigma = f - I_\delta \dot{\omega} + m_\delta. \quad (11.4)$$

З рівняння (11.3) знайдемо

$$f_\Sigma = I_0 \dot{\omega} - m_0. \quad (11.5)$$

В правій частині рівняння (11.5) всі доданки є відомими. Отже вираз (11.5) можна вважати вимірюванням невизначеності  $f_\Sigma$ . Оскільки немає інформації про прискорення, то позбавимося від необхідності його отримання у такий спосіб. Будемо вважати, що швидкодія спостережника  $f_\Sigma$  настільки велика, що в масштабі часу спостережника можна покласти

$$\dot{f}_\Sigma = 0. \quad (11.6)$$

Це означає, що за час перехідного процесу невизначеність змінюється несуттєво. По рівняннях (11.5), (11.6) побудуємо спостережник для оцінки  $f_\Sigma$  у вигляді

$$\dot{\hat{f}}_\Sigma = l(\hat{f}_\Sigma - f_\Sigma), \quad (11.7)$$

де  $l$  – коефіцієнт передачі спостережника, який визначає його швидкодію, а символом “ $\hat{\phantom{x}}$ ” позначено оцінку відповідної змінної. Нехай помилка спостережника

$$\tilde{f}_\Sigma = \hat{f}_\Sigma - f_\Sigma. \quad (11.8)$$

Віднімаючи від рівняння (11.7) рівняння (11.6), отримаємо рівняння помилки спостережника

$$\dot{\tilde{f}}_\Sigma = l\tilde{f}_\Sigma. \quad (11.9)$$

Коефіцієнт передачі  $l$  можна отримати шляхом використання модального керування.

Для отримання робочої форми спостережника підставимо вираз (11.5) до рівняння (11.7), в результаті чого одержимо

$$\dot{\hat{f}}_\Sigma = l(\hat{f}_\Sigma - I_0 \dot{\omega} + m_0). \quad (11.10)$$

Для усунення необхідності диференціювання  $\omega$  вводиться позначення

$$z = \hat{f}_\Sigma + I I_0 \omega \Rightarrow \hat{f}_\Sigma = z - I I_0 \omega. \quad (11.11)$$

З урахуванням якого рівняння (11.10) приймає вигляд

$$\dot{z} = l(\hat{f}_\Sigma + m_0). \quad (11.12)$$

$\hat{f}_\Sigma$  визначається за результатом інтегрування рівняння (11.12) та за другим виразом у (11.11).

Знаючи  $\hat{f}_\Sigma$ , відповідно до (11.3), закону керування слід надати вигляд

$$m_0 = m_{00} - \hat{f}_\Sigma. \quad (11.13)$$

Підстановка (11.13) до (11.3) дає рівняння

$$I_0 \dot{\omega} = m_{00} + (f_\Sigma - \hat{f}_\Sigma). \quad (11.14)$$

За точної роботи спостережника  $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{f}_\Sigma$  при  $t \rightarrow \infty$  дорівнює  $f_\Sigma$ . В цьому випадку рівняння (11.14) приймає вигляд

$$I_0 \dot{\omega} = m_{00}. \quad (11.15)$$

Остаточоно рівняння компенсатора (сукупність спостережника та регулятора) (11.11)–(11.13) можна записати у вигляді

$$\dot{z} = l m_{00}, \quad \hat{f}_\Sigma = z - l I_0 \omega, \quad m_0 = m_{00} - \hat{f}_\Sigma, \quad (11.16)$$

де перші два рівняння являють собою спостережник невизначеності, а третє рівняння – регулятор.

Розглянемо випадок, коли  $m \equiv m_0$  та існує обмеження на керуючий момент. При цьому об'єкт керування описується рівнянням

$$I_0 \dot{\omega} = \text{sat}(m_0) + f_\Sigma, \quad (11.17)$$

спостережник невизначеності представлено системою

$$\dot{z} = l(\hat{f}_\Sigma + \text{sat}(m_0)), \quad \hat{f}_\Sigma = z - l I_0 \omega. \quad (11.18)$$

Нехай потрібно відстежувати задану (програмну) траєкторію швидкості  $\omega_p$ , при цьому частина закону керування запишеться у вигляді

$$m_{00} = -k_0(\omega - \omega_p) + I_0 \dot{\omega}_p. \quad (11.19)$$

Нехай тепер потрібно відстежувати траєкторію переміщення  $\vartheta_p$ . Для цього випадку вводяться позначення

$$\omega \equiv \dot{\vartheta}, \quad \dot{\omega} \equiv \ddot{\vartheta}, \quad \omega_p \equiv \dot{\vartheta}_p, \quad \dot{\omega}_p \equiv \ddot{\vartheta}_p, \quad (11.20)$$

з урахуванням яких рівняння руху об'єкта керування (11.15) набуває вигляду

$$I_0 \ddot{\vartheta} = m_{00}. \quad (11.21)$$

На основі (11.21) частина закону керування, що формує вигляд перехідного процесу, задається у вигляді

$$m_{00} = -k_1(\vartheta - \vartheta_p) - k_2(\dot{\vartheta} - \dot{\vartheta}_p) + I_0 \ddot{\vartheta}_p. \quad (11.22)$$

**При регулюванні швидкістю** використовувати наступні рівняння руху для моделювання:

$$I \dot{\omega} = \text{sat}(m_0) + f, \quad \dot{\omega} = (\text{sat}(m_0) + f) I^{-1}, \quad (11.23)$$

$$I = I_0 + I_\delta = \text{const}, \quad I_0 = \text{const}, \quad f = \text{const}, \quad (11.24)$$

$$I_0 \dot{\omega} = \text{sat}(m_0) + f_\Sigma, \quad (11.25)$$

$$f_\Sigma = f - I_\delta \dot{\omega}, \quad m_0 = m_{00} - \hat{f}_\Sigma, \quad (11.26)$$

$$m_{00} = -k_0(\omega - \omega_p) + I_0 \dot{\omega}_p, \quad (11.27)$$

$$\hat{f}_\Sigma = z - l I_0 \omega, \quad \dot{z} = l(\hat{f}_\Sigma + \text{sat}(m_0)). \quad (11.28)$$

**При регулюванні переміщенням** використовувати наступні рівняння руху для моделювання:

$$I \ddot{\vartheta} = \text{sat}(m_0) + f, \quad \ddot{\vartheta} = (\text{sat}(m_0) + f) I^{-1}, \quad (11.29)$$

$$I = I_0 + I_\delta = \text{const}, \quad I_0 = \text{const}, \quad f = \text{const}, \quad (11.30)$$

$$I_0 \ddot{\vartheta} = \text{sat}(m_0) + f_\Sigma, \quad (11.31)$$

$$f_\Sigma = f - I_\delta \ddot{\vartheta}, \quad m_0 = m_{00} - \hat{f}_\Sigma, \quad (11.32)$$

$$m_{00} = -k_1(\vartheta - \vartheta_p) - k_2(\dot{\vartheta} - \dot{\vartheta}_p) + I_0 \ddot{\vartheta}_p, \quad (11.33)$$

$$\hat{f}_\Sigma = z - l I_0 \ddot{\vartheta}, \quad \dot{z} = l(\hat{f}_\Sigma + \text{sat}(m_0)). \quad (11.34)$$

## 11.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. Знаходяться чисельні значення коефіцієнтів законів керування та спостережника невизначеності за допомогою модального керування.
3. Складаються схеми моделювання на MatLab / Simulink, які відповідають рівнянням (11.23)–(11.28) та (11.29)–(11.34).

### 11.3 Зміст лабораторної роботи

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається схема моделювання за рівняннями (11.23)–(11.28).

2. Здійснюється моделювання системи керування швидкістю при розкиді моменту інерції  $I = (a_1; 1,0; a_2)I_0$ , при навантаженні у вигляді східчастого сигналу (див. варіанти завдання); вхідна дія (програмна швидкість) змінюється східчасто відповідно до варіанту.

3. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається схема моделювання за рівняннями (11.29)–(11.34).

4. Здійснюється моделювання системи керування переміщенням при розкиді моменту інерції  $I = (a_1; 1,0; a_2)I_0$ , при навантаженні у вигляді східчастого сигналу (див. варіанти завдання); вхідна дія (програмне переміщення) змінюється східчасто відповідно до варіанту.

5. Аналізуються отримані результати моделювання.

Звіт повинен містити розрахунки, схеми моделювання, графіки, а також висновки з роботи.

#### Варіанти завдань

Варіант	Розподіл	Навантаження		Вхідна дія			$I, \text{кг} \cdot \text{м}^2$		
		$t, c$	$f, \text{Нм}$	$t, c$	$\omega_p, c^{-1}$	$\vartheta_p, \text{рад} / c$	$I_0$	$a_1$	$a_2$
1	Біном.	0; 1,5; 2,5	0; 260; 0	0; 1; 3,5; 8	80; 150; -150; 0	20; 35; -30; 0	1,17	0,83	1,2
2	Баттерв.	0; 1,5; 2; 3	0; 150; 300; 0	0; 5; 8; 10	180; -150; 100; 0	40; -30; 25; 0	1,03	0,5	2
3	Баттерв.	0; 7; 9	0; 285; 0	0; 3; 5; 12	-100; -50; 180; 0	-25; -15; 40; 0	1,24	0,67	1,5
4	Біном.	0; 3; 5; 6	0; 180; 90; 0	0; 2; 8; 10	50; 100; -80; 0	15; 25; 20; 0	1,17	0,83	1,25
5	Біном.	0; 2; 3,5	0; 260; 0	0; 6,5; 8,5; 11	150; 50; -100; 0	30; 15; -25; 0	1,17	0,5	2
6	Баттерв.	0; 4; 5; 6,5	0; 150; 280; 0	0; 2,5; 9	-100; 180; 0	-25; 40; 0	1,7	0,75	1,3
7	Баттерв.	0; 2; 4	0; 240; 0	0; 7; 10	165; -140; 0	33; -27; 0	1,36	0,6	1,4

## 12 ДОСЛІДЖЕННЯ КОМБІНОВАНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ З РЕДУКОВАНИМ СПОСТЕРЕЖНИКОМ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ТА ШВИДКОСТІ

### 12.1 Основні теоретичні відомості

Будемо розглядати позиційне керування об'єктом, що описується рівнянням (11.31) (див. тему 11). Відповідно до рівнянь (11.33), (11.34) для керування об'єктом (11.31) необхідно знати переміщення і швидкість. Знаючи переміщення, швидкість можна оцінити за допомогою асимптотичного диференціатора (див. тему 8.1), що являє собою спостережник, який не пов'язано із математичною моделлю об'єкта керування (11.31), що вносить деяку похибку. Більш точно можна оцінити швидкість та невизначеність спостережником повного порядку, який побудовано за моделлю (11.31), (11.6). Однак цей спостережник набагато складніший ніж асимптотичний диференціатор та спостережник невизначеності разом узяті. Поставимо собі за мету побудувати спостережник для системи (11.31), (11.6) із вимірюванням лише позиційного сигналу  $\mathcal{G}$ , який окремо оцінює швидкість  $\dot{\mathcal{G}}$  та невизначеність  $f_{\Sigma}$  (редукований спостережник). Систему рівнянь (11.31), (11.6) перепишемо у вигляді

$$\ddot{\mathcal{G}} = I_0^{-1} \text{sat}(m_0) + I_0^{-1} f_{\Sigma}, \quad (12.1)$$

$$\dot{f}_{\Sigma} = 0. \quad (12.2)$$

В рівнянні (12.1) перший доданок правої частини відомий. Будемо вважати, що швидкість  $\dot{\mathcal{G}}$  відома. В системі (12.1), (12.2) прийнемо в якості змінних, що оцінюються, змінні  $\hat{\mathcal{G}}$  та  $f_{\Sigma}$  з вимірюванням

$$y = \hat{\mathcal{G}}. \quad (12.3)$$

Оскільки відповідно до теореми 1.31 роботи [4] система (12.1)–(12.3) є повністю спостережуваною, побудуємо для неї спостережник у вигляді

$$\ddot{\hat{\mathcal{G}}} = I_0^{-1} \text{sat}(m_0) + I_0^{-1} \hat{f}_{\Sigma} + l_g (\hat{\mathcal{G}} - \dot{\mathcal{G}}), \quad (12.4)$$

$$\dot{\hat{f}}_{\Sigma} = l_{f_{\Sigma}} (\hat{\mathcal{G}} - \dot{\mathcal{G}}), \quad (12.5)$$

де  $l_g, l_{f_{\Sigma}}$  – коефіцієнти передачі спостережника. Для усунення

необхідності диференціювання вихідного сигналу  $\vartheta$  введемо нові змінні

$$z_g = \hat{\vartheta} + l_g \vartheta, \quad z_{f_\Sigma} = \hat{f}_\Sigma + l_{f_\Sigma} \vartheta, \quad (12.6)$$

звідки

$$\dot{\hat{\vartheta}} = z_g - l_g \vartheta, \quad \dot{\hat{f}}_\Sigma = z_{f_\Sigma} - l_{f_\Sigma} \vartheta. \quad (12.7)$$

З урахуванням виразів (12.7) система (12.4), (12.5) набуває вигляду

$$\dot{z}_g = I_0^{-1} \text{sat}(m_0) + I_0^{-1} \hat{f}_\Sigma + l_g (z_g - l_g \vartheta), \quad (12.8)$$

$$\dot{z}_{f_\Sigma} = l_{f_\Sigma} (z_g - l_g \vartheta). \quad (12.9)$$

В системі (12.8), (12.9) відсутня невимірювана змінна  $\dot{\vartheta}$ . Отже необхідність у вимірюванні змінної  $\dot{\vartheta}$  відпадає. Закон керування (11.32), (11.33) набуває наступного вигляду:

$$m_0 = m_{00} - \hat{f}_\Sigma, \quad m_{00} = -k_1(\vartheta - \vartheta_p) - k_2(\dot{\vartheta} - \dot{\vartheta}_p) + I_0 \ddot{\vartheta}_p, \quad (12.10)$$

де  $\hat{\vartheta}$ ,  $\hat{f}_\Sigma$  визначені у (12.7).

## 12.2 Порядок проведення практичного заняття

1. Вивчаються теоретичні положення.
2. Знаходяться чисельні значення коефіцієнтів редукованого спостережника за допомогою модального керування (вихідні дані див. тема 11); в якості коефіцієнтів закону керування (12.10) взяти коефіцієнти розраховані в попередній темі для закону керування (11.22).
3. Складаються схеми моделювання на MatLab / Simulink, які відповідають рівнянням (11.29)–(11.32) та (12.7)–(12.10).

## 12.3 Зміст лабораторної роботи

1. За допомогою програми MatLab / Simulink набирається схема моделювання за рівняннями (11.29)–(11.32) та (12.7)–(12.10).
  2. Здійснюється моделювання системи керування переміщенням при розкіді моменту інерції  $I = (a_1; 1,0; a_2)I_0$ , при навантаженні у вигляді східчастого сигналу (див. вар. завд.); вхідна дія (програмне переміщення) змінюється східчасто відповідно до варіанту.
  3. Аналізуються отримані результати моделювання.
- Звіт повинен містити розрахунки, схеми моделювання, графіки, а також висновки з роботи.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. МВ до самостійної роботи з дисципліни “ТАК” для студ. спец. 151 “Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології” денної та заочної ф. н./ Укл.: А.Є. Казурова. – Запоріжжя: НУ «ЗП», 2023. – 34 с.
2. Методичні вказівки до лабораторних робіт з дисципліни “Теорія автоматичного керування” для студентів спеціальності 151 “Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології” денної та заочної ф.н. / Укл.: А.Є. Казурова. – Запоріжжя: НУ «ЗП», 2023. – 54 с.
3. Кузовков Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. – М. : Машиностроение, 1976. – 184 с.
4. Квакернаак Х., Сиван Р. Линейные оптимальные системы управления. – М. : Мир, 1977. – 650 с.
5. Потапенко Е. М. Сравнительная оценка робастных систем управления с различными типами наблюдателей // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1995. – №1. – С. 109–112.
6. Потапенко Е. М., Бичай В. Г. Робастное управление электроприводом робота // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Харьков : Основа, 1995. – С. 61–64.
7. Акимов Л. В., Клепиков А. В., Наатит Х. Использование наблюдающих устройств для формирования сигнала, пропорционального моменту нагрузки электропривода // Автоматизированные электромеханические системы с модальными регуляторами и наблюдателями состояния. – Харьков, ХГПУ : Основа, 1997. – С. 84–88.
8. Фурасов В.Д. Устойчивость движения, оценки и стабилизация. – М. : Наука, 1977. – 248 с.
9. Потапенко Е. М. Робастное управление роботом // Изв. РАН. Техническая кибернетика. – 1993. – №3. – С. 183–190.
10. Потапенко Е. М. Робастные комбинированные системы управления с наблюдателями // Проблемы управления и информатики. – 1995. – №2. – С. 36–44
11. Потапенко Е. М. Исследование робастности систем управления с наблюдателями // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1996. – №2. – С. 104–108.
12. Сборник задач по теории автоматического регулирования и управления / Под ред. В.А.Бесекерского. – М. : Наука, 1978. – 512 с.
13. Иващенко Н.Н. Автоматическое регулирование. Теория и элементы систем. – 4-е изд. – М. : Машиностроение, 1978. – 736 с.

## Додаток А

## Вихідні дані для розрахунків

Таблиця А.1

Дані / Варіанти	1	2	3	4	5	6	7
Тип двигуна	П102	П91	П111	П112	П111	П52	П72
Тип тиристорного перетв-ча	КТЭУ	КТЭУ	КТЭУ	КТЭУ	КТЭУ	КТЭУ	КТЭУ
Стала часу ТП $T_{\mu}, c$	0,003	0,003	0,0035	0,003	0,004	0,0035	0,003
Коефіцієнт підсилення ТП $k$	27,27	27,67	51,3	51,3	51,3	27,68	27,68
Екв. опір силового кола ЕП, $Ом$	0,066	0,216	0,256	0,327	0,087	0,767	0,5
Електромагнітна стала часу, $c$	0,023	0,037	0,032	0,011	0,079	0,014	0,014
Електромеханічна стала часу, $c$	0,115	0,183	0,067	0,04	0,11	0,142	0,112
Коефіцієнт двигуна $c\Phi_H, B \cdot c$	1,953	1,91	5,23	2,688	2,68	1,27	1,84
Номінальний струм двигуна, $A$	385	171	194	450	400	43,5	78
Номінальна напруга двигуна, $B$	220	220	440	440	440	220	220
Струм навантаження $I_H, A$	385	171	194	450	400	43,5	78
Кутова швидкість $\omega_H, c^{-1}$	104,67	104,67	78,5	157	157	157	104,67

Продовження таблиці А.1

Дані / Варіанти	8	9	10	11	12	13	14	15
Тип двигуна	П91	П51	П112	П41	П101	П81	П91	П112
Тип тиристорного перетв-ча	КТЭУ	КТЭУ	КТЭУ	КТЭУ	КТЭУ	КТЭУ	КТЭУ	КТЭУ
Стала часу ТП $T_{\mu}, c$	0,0035	0,004	0,0035	0,0035	0,0035	0,0035	0,003	0,0035
Коефіцієнт підсилення ТП $k$	27,69	27,68	51,3	27,68	27,68	27,7	51,3	51,3
Екв. опір силового кола ЕП, $Ом$	0,112	2,27	0,178	2,436	0,116	0,233	0,674	0,095
Електромагнітна стала часу, $c$	0,024	0,02	0,04	0,011	0,031	0,021	0,021	0,056
Електромеханічна стала часу, $c$	0,146	0,11	0,066	0,0936	0,206	0,22	0,168	0,068
Коефіцієнт двигуна $c\Phi_H, B \cdot c$	1,3	1,8	5,28	1,21	1,95	1,27	3,85	3,995
Номінальний струм двигуна, $A$	287	18,3	220	18,4	286	166	85	316
Номінальна напруга двигуна, $B$	220	220	440	220	220	220	440	440
Струм навантаження $I_H, A$	287	18,3	220	18,4	286	166	85	316
Кутова швидкість $\omega_H, c^{-1}$	157	104,67	78,5	157	104,67	157	104,67	104,67