

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

магістра

на тему

СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ОСНОВНИМИ МЕХАНІЗМАМИ
РОТОРНОГО ЕКСКАВАТОРА З ФАЗЗИ-РЕГУЛЯТОРОМ.
ТЕМА КОМПЛЕКСНА. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.
СИНТЕЗ І ДОСЛІДЖЕННЯ НЕЧІТКОЇ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ
МЕХАНІЗМОМ ПОВОРOTУ СТРИЛИ РОТОРНОГО ЕКСКАВАТОРА
(тема кваліфікаційної роботи)

Виконав: студент 2 курсу, групи ДЕА-А23мг
спеціальності: 174 Автоматизація, комп'ютерно-
інтегровані технології та робототехніка

(код і найменування спеціальності)

_____ / _____
Олег ДАЧКО
(підпис) (ім'я та прізвище)

Керівник _____ / _____
Тетяна ВАСИЛЕЦЬ
(підпис) (ім'я та прізвище)

Рецензент _____ / _____
Олег ЛИТВИН
(підпис) (ім'я та прізвище)

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри _____ / _____
Геннадій КАНЮК
(підпис) (ім'я та прізвище)

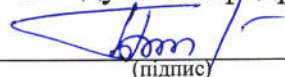
Нормоконтроль _____ / _____
Євген КЛЮЧКА
(підпис) (ім'я та прізвище)

Секретар ЕК _____ / _____
Євген КЛЮЧКА
(підпис) (ім'я та прізвище)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Харківський національний університет імені В.Н.Каразіна

Навчально-науковий інститут «Українська інженерно-педагогічна академія»
Кафедра Автоматизації, метрології та енергоефективних технологій
рівень вищої освіти другий (магістрський)
Спеціальність 174 Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка
Освітня програма Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри


(підпис)

д.т.н., проф. Геннадій КАНЮК
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)

« » 2024р.

ЗАВДАННЯ

на кваліфікаційну роботу магістерського рівня вищої освіти

студенту (ці) Олег ДАЧКО
(ім'я, прізвище)

1. Тема роботи Системи управління основними механізмами роторного екскаватора з фаззі-регулятором. Тема комплексна. Спеціальна частина. Синтез і дослідження нечіткої системи управління механізмом повороту стріли роторного екскаватора
затверджена наказом по університету № 4801-5/3704 від “21” листопада 2024 р.
2. Термін здачі закінченої роботи “5” грудня 2024 р.
3. Вихідні дані до роботи Теоретична продуктивність по рихлій масі $Q=4500 \text{ м}^3 \cdot \text{год}$; діаметр роторного колеса $D_p=13 \text{ м}$; бічне зусилля різання $F_6=11,2 \cdot 10^4 \text{ Н}$; питоме зусилля копання $k_f=0,8 \cdot 10^6 \text{ кг/м}^2$; радіус різання $R_0=66 \text{ м}$; кутова швидкість повороту платформи $\omega_{пл}=0,8 \cdot 10^{-2} \text{ с}^{-1}$; маса поворотної платформи $m_{пл}=2450 \cdot 10^3 \text{ кг}$; маса приймальної частини $m_{пч}=310 \cdot 10^3 \text{ кг}$; маса відвальної частини $m_{пч}=320 \cdot 10^3 \text{ кг}$; частота обертання ротора $\omega_p=4,5 \text{ рад/хв}$; момент інерції поворотної платформи $J_{пл}=100 \cdot 10^7 \text{ кг.м}^2$; діаметр роликового круга $D_{кр}=17 \text{ м}$; діаметр опорних роликів $d_{тк}=1,35 \text{ м}$. Перерегулювання не більше 10%, час регулювання до 10с.
4. Зміст роботи (перелік питань, що їх належить розробити). Обґрунтувати перспективність застосування нечітких апроксимуючих систем для управління багатомасовою електро-механічною системою механізму повороту стріли роторного екскаватора. Розрахувати систему автоматичного регулювання координат електроприводу. Дослідити статичних і динамічних характеристик системи. Розробити математичну модель двомасової системи. Виконати моделювання на ЕОМ та провести аналіз показників якості перехідних процесів змінних стану двомасової системи. Розробити структурну схему нечіткої системи управління. Виконати синтез Fuzzy регулятора на ЕОМ з застосуванням пакету Fuzzy Logic Toolbox системи MATLAB.
5. Перелік графічного матеріалу (презентаційний матеріал) 1. Магістерська кваліфікаційна робота. Формальні ознаки. 2. Поворот екскаватора. Схема кінематична. 3. Нечіткі множини. Функції приналежності. 4. Нечіткі системи. Алгоритми нечіткого висновку. 5. Нечіткі системи. Алгоритми нечіткого висновку (продовження). 6. Нечіткі системи. Методи приведення до чіткості. 7. Система управління. Перехідні процеси. 8. Двомасова система. Математична модель. 9. Двомасова система. Перехідні процеси. 10. Система з фаззі-регулятором. Структурна схема. 11. Система з фаззі-регулятором. Вікна завдання параметрів. 12. Система з фаззі-регулятором. Перехідні процеси. 13-14. Магістерська кваліфікаційна робота. Висновки

6. Консультант:

Розділ	Консультант	Підпис, дата		Оцінка (бали)
		Завдання видав	Завдання прийняв	

7. Дата видачі завдання “ 9 ” вересня 2024 р.

Керівник


(підпис)

Тетяна ВАСИЛЕЦЬ.
(ім'я, прізвище)

Завдання прийняв до виконання

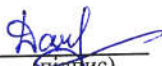

(підпис)

Олег ДАЧКО
(ім'я, прізвище)

**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН-ГРАФІК
виконання кваліфікаційної роботи**

№ з/п	Назва етапів роботи та питань, які мають бути розроблені відповідно до завдання	Термін виконання	Позначки керівника про виконання завдань
1	Обґрунтування застосування нечітких апроксимуючих систем для управління багатомасовою електромеханічною системою механізму повороту стріли роторного екскаватора.	09.09.2024-18.09.2024	
2	Розрахунок системи автоматичного регулювання координат електроприводу. Дослідження статичних і динамічних характеристик системи.	19.09.2024-15.10.2024	
3	Дослідження системи з урахуванням пружних елементів. Розробка математичної моделі двомасової системи та моделювання двомасової системи на ЕОМ.	16.10.2024-05.11.2024	
4	Розробка нечіткої системи управління на ЕОМ з застосуванням пакету Fuzzy Logic Toolbox системи MATLAB. Моделювання нечіткої системи.	06.11.2024-25.11.2024	
5	Оформлення роботи	26.11.2024-05.12.2024	

Студент (ка)


(підпис)

Олег ДАЧКО
(ім'я, прізвище)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка складається з: 149 сторінок, 54 рисунків, 3 таблиці, 56 використаних джерел, 3 додатків.

Мета роботи – розробка методів синтезу системи управління електроприводом механізму повороту стріли роторного екскаватора для підвищення показників якості функціонування системи на основі Fuzzy регуляторів.

Розрахунковим шляхом з застосуванням фундаментальних положень теорії автоматичного управління визначаються параметри системи управління. Методи математичного моделювання використані для побудови математичних моделей роботи багатомасової системи з використання методів теорії нечітких множин і нечіткої логіки виконується синтез Fuzzy регулятора для управління двомасовою електромеханічною системою. Методом комп'ютерного моделювання із застосуванням пакету прикладних програм MATLAB досліджуються динамічні характеристики нечіткої системи.

В результаті виконання магістерської кваліфікаційної роботи науково обґрунтовано перспективність застосування нечітких апроксимуючих систем для управління багатомасовою електромеханічною системою механізму повороту стріли роторного екскаватора. Розроблена система управління координат електроприводу механізму повороту стріли роторного екскаватора. Розраховані параметри системи автоматичного управління. Проведено моделювання системи на ЕОМ.

Розроблена математична модель системи з урахуванням пружних елементів механічної частини електроприводу. Розраховані динамічні характеристики двомасової системи. Розглянута структура нечіткої системи управління і виконаний синтез Fuzzy регулятора в системі MATLAB.

Проведено моделювання нечіткої системи управління з Fuzzy регулятором на ЕОМ. Встановлено, що синтезована нечітка система має високі показники якості функціонування.

Основні положення магістерської роботи використовуються у навчальному процесі кафедри АМЕТ ННІ «УІПА» ХНУ ім. В.Н. Каразіна при читанні лекцій, проведенні практичних занять.

Основні положення та наукові результати апробовані на науково-практичній конференції студентів УІПА (Харків, 2024 р.).

Ключові слова: НЕЧІТКІ МНОЖИНИ, НЕЧІТКІ ВИСНОВКИ, РОТОРНИЙ ЕКСКАВАТОР, ЕЛЕКТРОПРИВОД МЕХАНІЗМУ ПОВОРОТУ СТРИЛИ, СИСТЕМА АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ, ОДНОМАСОВА І ДВОМАСОВА СИСТЕМИ, НЕЧІТКІ СИСТЕМИ, FUZZY РЕГУЛЯТОР

ABSTRACT

An explanatory message consists of: 149 pages, 54 figures, 3 tables, 56 used sources, 3 additions.

The purpose of work is to develop methods for the synthesis of electric drive control system of the arrow turning mechanism of the rotary excavator to improve the quality indicators of the system functioning on the basis of Fuzzy regulator.

A calculation way with the use of fundamental positions of theory of automatic control is determine the parameters of the control system. Mathematical modeling techniques used to build mathematical models multimass system. With the use of methods of theory of unclear plurals and fuzzy logic a synthesis of Fuzzy regulator is executed for the control of two-mass electromechanics system. The method of computer simulation using MATLAB application package investigates the dynamic characteristics of fuzzy systems.

As a result of the master's qualification work scientifically grounded perspective the use of the unclear approximating systems to control multimass electromechanical system of the arrow turning mechanism of the rotary excavator. The control system of coordinates of electric drive of the arrow turning mechanism of the rotary excavator is worked out. The parameters of the automatic control system are calculated. The simulation of the system is executed on a computer. Worked out the mathematical model of the system which takes into account the elastic elements of the mechanical part of the electric drive is developed. Dynamic descriptions of the two-mass system are calculated. The structure of the unclear control system is considered and the synthesis of Fuzzy regulator is executed in the system of MATLAB. The simulation of the Fuzzy control system with a fuzzy regulator is conducted on a computer. It is set that synthesized the unclear system has high indexes of quality of functioning.

The main provisions of the master's thesis are used in the educational process of the Department of AMET of the Scientific and Technological Research Institute "UIPA" of the V.N. Karazin KhNU when giving lectures, conducting practical classes.

Substantive provisions and scientific results are approved at scientifically-practical conference of students of UEPA (Kharkov, 2024 y.).

Keywords: FUZZY SETS, FUZZY CONCLUSIONS, ROTARY EXCAVATOR, ELECTRIC DRIVE OF THE ARROW TURNING MECHANISM, AUTOMATIC CONTROL SYSTEM, THE SAME ONE-MASS AND TWO-MASS SYSTEMS, FUZZY SYSTEMS, FUZZY REGULATOR

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- P_n – номінальна потужність;
 U_n – номінальна напруга;
 I_n – номінальний струм;
 M_n – номінальний момент;
 n_n – номінальна швидкість обертання;
 Φ_n – номінальний магнітний потік;
 R – активний опір;
 L – індуктивність;
 C – ємність;
 J – момент інерції;
 k_d – коефіцієнт посилення двигуна;
 T_e – електромагнітна постійна часу електроприводу;
 T_m – електромеханічна постійна часу електроприводу;
 $W(p)$ – передатна функція;
 c – коефіцієнт жорсткості;
 β – коефіцієнт внутрішнього в'язкого тертя;
 A – матриця стану;
 B – матриця управління;
 C – матриця виходу;
 $\vec{X}(t)$ – вектор стану системи;
 $\vec{U}(t)$ – вектор управління;
 $\vec{Y}(t)$ – вектор виходу;
САУ – система автоматичного управління;
М – двигун.

ЗМІСТ

ВСТУП	8
РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ ЗА ТЕМОЮ РОБОТИ І ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ	13
1.1 Розвиток теорії і застосування нечітких множин і нечіткої логіки	13
1.2 Фактори, що обумовлюють ефективність використання систем нечіткого висновку в задачах управління	17
1.3 Області застосування сучасних технологій управління	20
1.4 Структура систем нечіткого управління	23
1.5 Загальні відомості про роторні екскаватори	25
1.6 Аналіз факторів, які обумовлюють вибір системи управління електроприводом механізму повороту стріли роторного екскаватора	29
1.7 Постановка задачі дослідження і шляхи її вирішення	31
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1	34
РОЗДІЛ 2 РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ МЕХАНІЗМОМ ПОВОРОТУ СТРИЛИ РОТОРНОГО ЕКСКАВАТОРА	31
2.1 Основні технічні характеристики роторного екскаватора. Вимоги до системи управління	36
2.2 Розрахунок потужності і вибір електродвигунів механізму повороту стріли екскаватора	38
2.3 Розрахунок швидкісної діаграми електроприводу	42
2.4 Побудова діаграми навантаження електроприводу	45
2.5 Перевірка правильності попереднього вибору двигунів по нагріву і перевантажувальній здатності	49
2.6 Вибір основного електроустаткування електроприводу	50
2.7 Розрахунок статичних характеристик розімкненої і замкненої систем	51
2.9 Дослідження динамічних характеристик системи	62
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2	80

РОЗДІЛ 3 ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМИ З УРАХУВАННЯМ ПРУЖНИХ ЕЛЕМЕНТІВ.....	81
3.1 Математична модель двомасової системи	81
3.2 Розрахунок динамічних характеристик системи з урахуванням пружних елементів.....	85
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3	92
РОЗДІЛ 4. СИНТЕЗ СИСТЕМИ З FUZZY РЕГУЛЯТОРОМ.....	93
4.1 Процес нечіткого моделювання в середовищі MATLAB.....	93
4.2 Побудова і дослідження багатомасової системи з Fuzzy регулятором.....	94
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4	114
ВИСНОВКИ.....	116
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	118
ДОДАТОК А. МАТЕМАТИЧНІ ОСНОВИ НЕЧІТКИХ СИСТЕМ.....	123
А.1 Визначення нечіткої множини.....	123
А.2 Операції на нечітких множинах	125
А.3 Міри нечіткості нечітких множин	128
А.4 Нечіткість і вірогідність	130
А.5 Нечіткі правила висновку.....	132
ДОДАТОК Б. СИСТЕМИ НЕЧІТКОГО ВИСНОВКУ	134
Б.1 Системи нечіткого висновку Мамдані-Заде	134
Б.2 Модель Мамдані-Заде як універсальний апроксиматор.....	143
Б.3 Модель виведення Такаги-Сугено-Канга.....	145
ДОДАТОК В. ФАЙЛ ВИХІДНИХ ДАНИХ.....	148

ВСТУП

Актуальність теми. Зростаючі вимоги до показників функціонування систем управління примушують шукати нові способи їх удосконалення. В результаті інтенсивних досліджень, проведених в останні десятиліття, широке застосування отримали методи адаптивного та робастного регулювання. Ці методи забезпечують стійкість систем із змінною динамікою, базуючись на загальній моделі об'єкту і не потребують точного знання його параметрів. Методи адаптивного регулювання спрямовані на підгонку регулятора на основі оцінки параметрів невідомого об'єкту, тоді як робастні регулятори залишаються постійними і забезпечують стійкість системи в межах можливих змін параметрів об'єкту. Однак синтез адаптивних систем регулювання для невідомих, нелінійних і змінюваних у часі об'єктів залишається невирішеним як з теоретичної, так і практичної точки зору. Методи робастного регулювання обмежуються переважно лінійними системами та певними спеціальними класами нелінійних систем. Таким чином, не зважаючи на досягнутий прогрес, слід визнати, що універсального і ідеального регулятора на даний момент не існує.

Методи створення систем управління, які базуються на теорії нечітких множин, значно розширюють традиційні підходи до автоматизованих систем управління [1-10]. Основні концепції теорії нечітких множин були вперше висловлені американським математиком Лотфі Заді [11]. Ця теорія дозволяє описувати якісні, приблизні концепції та наші уявлення про оточуючий світ, а також оперувати цими уявленнями з метою отримання нової інформації.

Застосування нечітких систем є одним з найбільш перспективних напрямів прикладних досліджень в області управління і ухвалення рішень. Нечіткі системи являються особливо корисним, коли в описі технічних об'єктів присутня невизначеність, яка утрудняє або навіть виключає застосування точних кількісних методів і підходів.

В галузі управління технічними системами використання нечітких систем дозволяє отримувати більш адекватні результати, ніж застосування традиційних

аналітичних моделей та алгоритмів управління. Застосування нечітких методів постійно розширюється, охоплюючи різні галузі, такі як проектування промислових роботів, побутових електроприладів, управління доменними печами, рух потягів метро, а також автоматичне розпізнавання мови і зображень.

Нечітка логіка, яка лежить в основі методів нечіткого управління, набагато більш природно відображає спосіб мислення людини та хід її міркувань, у порівнянні з традиційними формально-логічними системами. Це пояснює, чому вивчення та використання математичних інструментів для представлення нечіткої початкової інформації дозволяє створювати моделі, які найбільш точно відображають різні аспекти невизначеності, що постійно присутні у нашому оточенні. При цьому системи нечіткого управління дозволяють покращити якість продукції, зменшуючи витрати ресурсів і енергії, а також забезпечують більшу стійкість до зовнішніх впливів у порівнянні з традиційними системами автоматичного управління.

Математична теорія нечітких множин служить засобом опису нечітких понять і знань, дозволяє оперувати цими знаннями та робити нечіткі висновки. Використання нечіткого управління стає особливо корисним у тих випадках, коли технологічні процеси стають надзвичайно складними для аналізу за допомогою загальноприйнятих кількісних методів або коли джерела інформації доступні у формі якісної, неточної чи невизначеної.

Основа на нечіткій логіці, нечітке управління більш відповідає людському мисленню та природним мовам, ніж традиційні логічні системи. Вона надає ефективні засоби відображення невизначеностей і неточностей реального світу. Наявність математичних засобів для відображення нечіткої початкової інформації дозволяє побудувати модель, яка більш адекватно відображає реальність.

Однією з провідних галузей народного господарства є гірничодобувна промисловість. Підвищенням продуктивності праці в гірничодобувній промисловості є одним з основних завдань розвитку економіки нашої країни. У зв'язку з цим на відкритих гірських роботах в даний час здійснюється широка програма

по технічному переозброєнню і оснащенню виробництва більш довершеною технікою.

Роторний екскаватор є основною машиною, що входить в технологічний комплекс розробки корисних копалини відкритим способом. В даний час накопичений великий досвід проектування, виробництва, експлуатації і модернізації електроприводів основних і допоміжних механізмів роторних екскаваторів. Проте комплексне рішення задачі підвищення ефективності роторних екскаваторів неможливе без вдосконалення систем управління електроприводами. Саме якість систем управління електроприводами визначає можливість реалізації оптимальних режимів роботи механічного устаткування, забезпечення максимальної продуктивності і безперебійної роботи всіх механізмів. Розробка сучасних систем управління, що забезпечують високу продуктивність роторних екскаваторів, є актуальним завданням. Тому синтез системи управління багатомасовою електромеханічною системою механізму повороту стріли роторного екскаватора, що має високі показники якості функціонування з застосуванням теорії нечітких множин і нечіткої логіки є важливою науково-технічною задачею, а тема роботи є актуальною.

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є розробка методів синтезу системи управління електроприводом механізму повороту стріли роторного екскаватора для підвищення показників якості функціонування системи на основі Fuzzy регуляторів. Досягнення поставленої мети здійснюється рішенням наступних основних задач.

Досягнення поставленої мети здійснюється рішенням наступних основних задач.

1. Аналіз факторів, що обумовлюють ефективність використання систем нечіткого висновку в задачах управління технічними системами.
2. Розробка системи підлеглого регулювання координат електроприводу механізму повороту стріли роторного екскаватора.
3. Побудова математичної моделі двомасової електромеханічної системи.

4. Синтез Fuzzy регулятора, який забезпечує задані показники якості функціонування двомасової електромеханічної системи.

5. Моделювання розробленої нечіткої системи на ЕОМ і аналіз отриманих результатів.

Об'єкт дослідження – динамічні процеси в системі управління механізмом повороту стріли роторного екскаватора з урахуванням пружних елементів.

Предмет дослідження – моделі і методи синтезу нечітких систем управління механізмом повороту стріли роторного екскаватора з урахуванням податливості механічних зв'язків.

Методи досліджень. Всі теоретичні положення роботи базуються на фундаментальних положеннях теорії автоматичного управління. Методи математичного моделювання використані для побудови математичних моделей роботи системи. Методи теорії нечітких множин і нечіткої логіки дозволили синтезувати Fuzzy регулятор для управління двомасовою електромеханічною системою. Імітаційне моделювання дозволило проаналізувати якість функціонування нечіткої системи і підтвердило ефективність отриманих результатів.

Наукова новизна одержаних результатів. Наукова новизна результатів, одержаних в процесі виконання дисертаційної роботи, полягає в наступному.

1. Вперше отримано наукове обґрунтування доцільності використання нечіткого управління багатомасовою електромеханічною системою механізму повороту стріли роторного екскаватора.

2. Вперше запропонована і синтезована нечітка система управління двомасовою електромеханічною системою механізму повороту стріли роторного екскаватора, що задовольняє вимогам, які пред'являються до систем управління механізмами роторних екскаваторів.

3. Здійснений подальший розвиток математичних моделей об'єктів управління систем з складними кінематичними зв'язками у вигляді двомасових електромеханічних систем.

4. Одержали подальший розвиток методи синтезу нечітких регуляторів для системи управління з математичними моделями у вигляді двомасових електромеханічних систем.

Практичне значення одержаних результатів полягає в розробці нечіткої системи управління багатомасовою електромеханічною системою механізму повороту стріли роторного екскаватора, що має високі показники якості функціонування.

Основні положення магістерської роботи використановуються у навчальному процесі кафедри автоматизації, метрології та енергоефективних технологій при читанні лекцій, виконанні курсових проектів, проведенні практичних та лабораторних занять.

Особистий внесок здобувача. Всі основні результати роботи, які винесені на захист, одержані магістром особисто. Серед них: синтезована система підлеглого регулювання координат електроприводу; розроблена модель системи з урахуванням пружних елементів, розроблена структурна схема нечіткої системи з фаззи-регулятором; синтезований Fuzzy регулятор з використанням пакету Fuzzy Logic Toolbox системи MATLAB; виконано моделювання нечіткої систем і проведено аналіз отриманих результатів.

В роботі наведені посилання на авторів і відповідні джерела при використанні відомих залежностей, експериментальних даних і наукових положень.

Апробація результатів дисертації. Основні положення та наукові результати були апробовані на науково-практичній конференції студентів УПА (Харків, 2024 р.).

Структура і об'єм роботи. Робота складається з вступу, 4 розділів основної частини, висновків, додатків і списку використаних літературних джерел. Повний об'єм роботи складає 149 сторінок, серед них: 35 рисунків за текстом, 19 рисунки на 18 окремих сторінках, 3 таблиці, з яких 1 на повній сторінці, 3 додатки на 26 сторінках, список літературних джерел з 56 найменувань на 5 сторінках.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ ЗА ТЕМОЮ РОБОТИ І ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ

1.1 Розвиток теорії і застосування нечітких множин і нечіткої логіки

Першою публікацією по теорії нечітких множин прийнято рахувати роботу професора з Університету Берклі (шт. Каліфорнія, США) Лотфі Заде [11], яка відноситься до 1965 р. Поняття нечіткої множини в сенсі Л. Заде поклало початок новому імпульсу в області математичних і прикладних досліджень, в рамках яких за короткий строк були запропоновані нечіткі узагальнення всіх основних теоретико-множинних і формально-логічних понять.

Найбільш значущими з робіт в цій області слід зазначити публікації Л. Заде [12, 13], Д. Дюбуа (D. Dubois) і А. Прада (H. Prade) [14-16], по теорії нечіткої міри і міри можливості, М.Сугено (M. Sugeno) [17-19] по нечіткому висновку і нечіткому інтегралу, Дж. Беждека (J. Bezdek) [20,21] по нечіткій кластеризації і розпізнаванню образів, Р. Ягера (R. R. Yager) [22] по нечіткій логіці.

Незважаючи на обширну теоретичну роботу, прикладне значення нечітких моделей довгий час викликало певні сумніви. Перші спроби застосування нечітких моделей у промисловості мають свій початок у середині 1970-х минулого сторіччя. В цей період Ебрахім Мамдані використовував нечітку логіку для управління парогенератором в Великобританії [23-26]. Це вирішення було важким для реалізації звичайними методами через велику складність обчислень. Мамдані вдалося запропонувати алгоритм на основі нечіткої логіки, який значно зменшив обсяг обчислень і отримав високу оцінку від фахівців. Також в той же час нечіткі моделі використовувалися для управління печами для випалення цементу. Однак ці застосування приховували використання нечіткої логіки під назвою "багатозначна логіка" або "безперервна логіка".

На початку 1980-х років XX сторіччя нечітка логіка та теорія нечітких множин отримали подальший розвиток у програмних засобах для прийняття

рішень та в експертних системах для аналізу даних [27-32]. Багато з цих програмних засобів залишилися у межах науково-дослідних лабораторій і інститутів, проте під час їх розробки були отримані важливі емпіричні результати щодо моделювання людських міркувань та процесів ухвалення рішень за допомогою нечіткої логіки.

Після перших промислових застосувань у Європі, Японія швидко лідирувала за кількістю пристроїв і механізмів, де були реалізовані нечіткі технології. З'явлення мікропроцесорів та мікроконтролерів призвело до раптового зростання побутових приладів та промислових установок із системами управління, побудованими на основі нечіткої логіки. Слово "фаззі" (fuzzy) стало символом популярності та комерційного успіху цих нових промислових виробів у Японії.

Існує кілька причин, які пояснюють великий успіх нечіткої логіки в Японії. По-перше, вона забезпечує можливість швидкої розробки прототипів технічних пристроїв із потенціалом подальшого розширення їх функціональних можливостей, що відповідає інженерним підходам, характерним для японських фахівців. По-друге, моделі на основі нечіткої логіки є більш зрозумілими порівняно з математичними моделями, побудованими на диференціальних або різницевих рівняннях. По-третє, нечіткі моделі виявилися простішими для впровадження в апаратне забезпечення, ніж класичні алгоритми управління технічними системами.

Завдяки цьому нечіткі технології широко використовуються в різних технічних пристроях і побутових приладах, які виробляються японськими компаніями. Наприклад, фотоапарати та відеокамери застосовують нечітку логіку для моделювання досвіду фотографа при керуванні цими пристроями. Так, компанії Fisher та Sanyo розробили відеокамери, що використовують нечіткі алгоритми фокусування та стабілізації зображення.

Компанія Matsushita створила нову пральну машину, оснащену датчиками та мікропроцесорами, які використовують нечіткі алгоритми управління. Ці датчики здатні визначати кольори й тип тканини, рівень забруднення та кількість твердих частинок. На основі цих даних нечіткий мікропроцесор обирає оптима-

льну програму прання з 600 можливих комбінацій, враховуючи температуру води, кількість прального порошку, тривалість циклу, а також швидкість обертання й промивки.

Компанія Mitsubishi представила перший у світі автомобіль, у якому всі системи керування працюють на основі нечіткої логіки. Крім того, Mitsubishi розробила "розумний" кондиціонер, який регулює температуру та вологість у приміщенні з урахуванням комфорту людини. Компанія Nissan впровадила "нечітку" автоматичну трансмісію та систему протискочення гальм для свого нового автомобіля класу "комфорт".

У японському місті Сендай функціонує метрополітен із 16 станціями, управління яким здійснюється за допомогою нечіткого комп'ютера. Ця система контролює процеси прискорення та гальмування потягів, зменшуючи кількість помилок на 70% у порівнянні з роботою людських операторів.

На Токійській фондовій біржі використовуються торгові системи, побудовані на базі нечіткої логіки, які демонструють вищу швидкість та адаптивність у порівнянні з традиційними інформаційними системами. У Японії також активно застосовують нечіткі технології для управління дорожнім рухом, а також у побутових пристроях, таких як тостери, рисоварки та пілососи.

У Європі та США почалися активні зусилля, щоб наздогнати Японію у впровадженні нечітких технологій. Лише на початку 1990-х років провідні європейські компанії визнали, що поступаються японським у сфері ключових технологій. З цього часу значні ресурси були спрямовані на заповнення цієї прогалини. У цей період у Європі з'явилося понад 200 видів промислових виробів і пристроїв, які використовують нечіткі моделі. Основний акцент було зроблено на побутових приладах, які забезпечували ефективніше використання електроенергії та води без підвищення вартості продукції. Інші галузі застосування включали автоматизацію виробництва, керування хімічними й біологічними процесами, роботу верстатів і монтажних ліній, а також розробку інтелектуальних сенсорів.

Комерційний успіх нечітких технологій сприяв їхньому визнанню як стандартного методу проектування, що здобув популярність серед інженерів і розробників. Американські компанії проявляють дедалі більший інтерес до використання нечіткої логіки, особливо в конкурентній боротьбі з азійськими та європейськими фірмами. Проте певні сегменти споживчого ринку для американських корпорацій залишаються перспективними для освоєння.

Нечітка логіка вже стала ключовим інструментом у розробці систем керування внутрішніми компонентами персональних комп'ютерів і алгоритмів для компресії мови та відео.

У сфері теле- і радіозв'язку програмні алгоритми на основі нечіткої логіки використовуються для маршрутизації мережі та розпізнавання мови, що дозволяє зменшити вплив перешкод від відбитих теле- і радіосигналів. Крім того, в США активно ведуться дослідження в галузі нейромережових технологій. Експерти відзначають, що інтеграція нейронних мереж і нечіткої логіки стане визначальним фактором у розвитку високих технологій майбутнього.

Сьогодні спостерігається зростання кількості технічних пристроїв і програмного забезпечення, зокрема й нових патентів. Чимало американських компаній розпочали власні проекти у сфері нечіткої логіки, прагнучи зберігати свою конкурентоспроможність. Хоча деталі таких проектів поки що залишаються невідомими, відомо, що Міністерство оборони США виділило кошти на дослідження для створення систем управління озброєнням і тренажерів для пілотів винищувачів на основі нечітких технологій. Крім того, NASA розглядає можливість застосування нечітких моделей для вирішення специфічних завдань у космічній галузі.

Таким чином, аналіз джерел свідчить про безперервне розширення сфер використання теорії нечітких множин і нечіткої логіки. Цей процес тісно пов'язаний із концепцією системного моделювання, що є універсальною методологією для створення та впровадження інформаційних моделей складних систем із різними фізичними характеристиками.

У додатках А-Б наведені основні поняття нечіткої логіки, операції над нечіткими множинами і відносинами, системи нечіткого висновку, які являються базою для розуміння виконаних в роботі досліджень..

1.2 Фактори, що обумовлюють ефективність використання систем нечіткого висновку в задачах управління

Можливість використання апарату нечіткої логіки базується на наступних результатах.

1. У 1992 р. Wang показав [33], що нечітка система, що використовує набір правил

P_i : якщо $x_i \in A_i$ і $y_i \in B_i$, тоді $z_i \in C_i$, $i=1, 2, \dots, n$, при

1) гаусівських функціях приналежності

$$A_i(x) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x - \alpha_{i1}}{\beta_{i1}}\right)^2\right), \quad B_i(y) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{y - \alpha_{i2}}{\beta_{i2}}\right)^2\right).$$

$$C_i(z) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{z - \alpha_{i3}}{\beta_{i3}}\right)^2\right);$$

2) композиції у вигляді добутку

$$(A_i(x) \text{ and } B_i(y)) = A_i(x)B_i(y);$$

3) імплікації у формі (Larsen)

$$(A_i(x) \text{ and } B_i(y)) \rightarrow C_i(z) = A_i(x)B_i(y)C_i(z);$$

4) центроїдному методі приведення до чіткості

$$z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha_i A_i B_i}{\sum_{i=1}^n A_i B_i},$$

де α_i – центри C_i ; є універсальним апроксиматором, тобто здатний апроксимувати будь-яку безперервну функцію на компактi U з заданою точністю (природно, при $n \rightarrow \infty$). Інакше кажучи, Wang довів теорему: для кожної речової безперервної функції, визначеної на компактi U , і для довільного $\varepsilon > 0$ існує нечітка експертна система, яка формує вихідну функцію $= f(x)$, що задовольняє умові:

$$\sup_{x \in U} \|g(x) - f(x)\| \leq \varepsilon,$$

де $\|\bullet\|$ — символ прийнятої відстані між функціями.

2. У 1995 р. Castro показав [34], що логічний контролер Mamdani при:

1) симетричних трикутних функціях приналежності:

$$A_i(x) = \begin{cases} \frac{1-|a_i-x|}{\alpha_i}, & \text{якщо } |a_i-x| \leq \alpha_i, \\ 0, & \text{в протилежному випадку,} \end{cases}$$

$$B_i(y) = \begin{cases} \frac{1-|b_i-y|}{\beta_i}, & \text{якщо } |a_i-y| \leq \beta_i, \\ 0, & \text{в протилежному випадку,} \end{cases}$$

$$C_i(z) = \begin{cases} \frac{1-|c_i-z|}{\gamma_i}, & \text{якщо } |c_i-z| \leq \gamma_i, \\ 0, & \text{в протилежному випадку;} \end{cases}$$

2) композиції з використанням операції min:

$$(A_i(x) \text{ and } B_i(y)) = \min(A_i(x)B_i(y));$$

3) імплікації у формі Mamdani і центроїдного методу приведення до чіткості:

$$z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n c_i \min(A_i(x)B_i(y))}{\sum_{i=1}^n \min(A_i(x)B_i(y))},$$

де c_i – центри C_i ; також є універсальним апроксиматором.

Системи з нечіткою логікою доцільно застосовувати для складних процесів, коли немає простій математичній моделі; якщо експертні знання про об'єкт або про процес можна сформулювати тільки в лінгвістичній формі.

Дані системи застосовувати недоцільно, коли необхідний результат може бути отриманий яким-небудь іншим шляхом, або коли для об'єкту або процесу вже знайдена адекватна і легко досліджувана математична модель.

Відзначимо, що *основні недоліки* систем з нечіткою логікою пов'язані з тим, що:

- початковий набір постулюємих нечітких правил формулюється експертом-людиною і може виявитися неповним або суперечливим;
- вигляд і параметри функцій приналежності, що описують вхідні і вихідні змінні системи, вибираються суб'єктивно і можуть виявитися такими, що не цілком відображають реальну дійсність.

1.3 Области застосування сучасних технологій управління

Нечітка логіка використовує вирази природної мови, такі як "далеко", "близько", "холодно", "гаряче", та має широкий спектр застосування - від побутових приладів до управління складними промисловими процесами. Багато сучасних завдань управління просто неможливо вирішити за допомогою традиційних методів через складність математичних моделей, які їх описують. Однак для застосування теорії нечіткості на цифрових комп'ютерах потрібні математичні перетворення, які дозволяють перетворити лінгвістичні змінні на їх числові аналоги в обчислювальних системах.

На рис. 1.1 показані області найбільш ефективного застосування сучасних технологій управління.



Рисунок 1.1 - Области застосування нечітких систем управління

Очевидно, що традиційні методи управління успішно працюють у випадках, коли об'єкт управління та його оточення повністю детерміновані. Проте у системах з обмеженою інформацією та складними об'єктами найбільш оптима-

льними виявляються нечіткі методи управління. Сучасні технології управління, що базуються на штучних нейронних мережах, демонструють високу ефективність у випадках, коли маємо справу з вкрай складними об'єктами управління та мінімальною доступною інформацією про ці об'єкти.

Класична логіка, що має свої корені в давнині та пов'язана з ім'ям Аристотеля, зазвичай розглядається як строга і теоретична наука, і залишається популярною серед більшості вчених (хоча деякі розробники сучасних комп'ютерів відхиляють цей підхід). Проте класична (булева) логіка має значні обмеження: вона неспроможна адекватно відобразити асоціативне мислення людини. Ця логіка працює тільки з двома станами: "істина" та "неправда", виключаючи будь-які проміжні значення. Аналогічно, булева логіка розпізнає лише одиниці та нулі, що використовується у комп'ютерах, але не відображає різноманіття процесів у навколишньому світі. Для вирішення цієї проблеми була створена нечітка логіка.

Застосовуючи термін "лінгвістична змінна", можна віднести будь-яку фізичну величину, для якої потрібно більше двох значень: "так" і "ні". Визначаючи необхідну кількість термінів та привласнюючи кожному з них певне значення описуваної фізичної величини, можна використовувати нечітку логіку. Для конкретного значення кожного терміна обговорюється з експертами, після чого ступінь приналежності фізичної величини до терміну стає рівним одиниці, тоді як для інших значень цей ступінь може варіюватися залежно від обраної функції приналежності. Наприклад, вводиться змінна "ПОМИЛКА" з термінами "МАЛА", "СЕРЕДНЯ" та "ВЕЛИКА". Після узгодження з експертами конкретних значень для кожного терміна, можна використати цей підхід, щоб уникнути жорстких обмежень, характерних для логіки Аристотеля.

Експертні системи, як один з найбільш розвинутих напрямків штучного інтелекту, отримали широке визнання як інструменти для підтримки прийняття рішень. Вони здатні накопичувати знання з різних галузей, і вирішують різноманітні завдання, у тому числі і управління. Проте більшість таких систем все ще сильно обмежена класичною логікою.

Одним із основних методів представлення знань у експертних системах є використання продукційних правил, що сприяють наближенню до людського способу мислення. Кожне правило включає умови і висновок. Деякі правила можуть містити кілька умов, які об'єднуються за допомогою логічних зв'язків "І", "АБО". Зазвичай правило записується у формі "ЯКЩО (умова) (зв'язок) (умова)... (умова) ТО (висновок)".

Проте головним недоліком систем, заснованих на продукційних правилах, є потреба в повній інформації про систему для їх правильного функціонування.

У нечітких системах також використовуються правила продукційного типу, але вони базуються на лінгвістичних змінних як умови і об'єднання в правилах, що дозволяє уникнути обмежень, притаманних класичним продукційним правилам.

У цілому, процес нечіткого керування пов'язаний зі змінною вихідного сигналу нечіткої системи управління. Однак, результат нечіткого логічного висновку є нечітким, що ускладнює фізичне сприйняття команди виконавчим пристроєм. Для подолання цієї проблеми розроблені спеціальні математичні методи, які дозволяють перетворювати нечіткі значення на чіткі. Весь процес нечіткого керування можна узагальнити до кількох етапів: фазифікація, формування нечітких правил і дефазифікація.

Таким чином, на основі аналізу вище приведених літературних джерел, а також можна зробити висновок, що область застосування теорії нечітких множин і нечіткої логіки з кожним роком продовжує неухильно розширюватися. При цьому процес розробки і застосування нечітких моделей тісно взаємозв'язаний з концепцією системного моделювання як найбільш загальною методологією побудови і використання інформаційних моделей складних систем різної фізичної природи.

У додатках А-Б наведені основні поняття нечіткої логіки, операції над нечіткими множинами і відносинами, системи нечіткого висновку, які являються базою для розуміння виконаних в роботі досліджень.

1.4 Структура систем нечіткого управління

Однією з ключових областей практичного застосування нечітких систем є розв'язання завдань управління різними об'єктами або процесами. У цьому контексті побудова нечіткої моделі базується на формальному представленні характеристик досліджуваної системи через лінгвістичні змінні. Оскільки ключовими поняттями в системах управління є вхідні і вихідні параметри, саме їх розглядають як лінгвістичні змінні при створенні бази правил у нечітких системах.

Узагальненою метою управління є визначення значень управляючих параметрів на основі аналізу поточного стану об'єкту управління. Це дозволяє забезпечити бажану поведінку або стан системи. На сьогоднішній день для вирішення цих завдань застосовується загальна теорія управління, в рамках якої розроблено різноманітні алгоритми для знаходження оптимальних стратегій управління об'єктами різного типу.

Розглянемо основні визначення, які допоможуть краще зрозуміти особливості та роль нечітких систем у вирішенні задач управління. Основна структура чи модель класичної теорії управління базується на представленні об'єкту та процесу управління у вигляді деяких систем (рис.1.2).



Рисунок 1.2 – Архітектура компонентів процесу управління
із зворотним зв'язком

Об'єкт управління характеризується певним набором вхідних параметрів та набором вихідних параметрів. Системі управління надходять певні вхідні змінні, що формуються за допомогою кінцевого набору датчиків. За допомогою певного алгоритму управління система управління формує набір значень вихідних змінних, також відомих як управляючі змінні або змінні процесу управління. Ці значення вихідних змінних передаються на вхід об'єкту управління і, сполучаючись зі значеннями його вхідних параметрів, впливають на його поведінку у потрібному напрямі.

Розглянута архітектура є системою зворотного зв'язку для управління технічними об'єктами, контролери використовуються для цієї мети.

Класичним прикладом такого управління є PID-контролер (пропорційно-інтегрально-диференціальний контролер). Його алгоритм базується на порівнянні вихідних параметрів об'єкта з деякими заданими значеннями та визначенні різниці між ними, тобто помилки. Після цього визначаються вихідні змінні як сума цієї помилки, інтегралу та похідної цих значень протягом певного часового інтервалу.

Один з недоліків PID-контролерів полягає в тому, що вони базуються на припущенні про лінійний характер відношення між вхідними та вихідними параметрами управління, що обмежує їх адекватність у вирішенні конкретних завдань. Інший недолік пов'язаний із складністю обчислень, що може спричинити неприпустимі затримки при управлінні об'єктами з високою динамікою змін вихідних параметрів.

Архітектура або модель нечіткого управління заснована на заміні класичної системи управління системою нечіткого управління, у якості якої використовуються системи нечіткого висновку. В цьому випадку модель нечіткого управління (рис. 1.3) будується з урахуванням необхідності реалізації всіх етапів нечіткого висновку, а сам процес висновку реалізується на основі одного з алгоритмів нечіткого висновку.



Рисунок 1.3 – Архітектура компонентів процесу нечіткого управління

1.5 Загальні відомості про роторні екскаватори

Основною машиною гірничодобувних комплексів є роторний екскаватор - складний технічний агрегат, який включає понад десять взаємопов'язаних силових механізмів. Він об'єднує робоче та допоміжне обладнання, яке забезпечує доставку розробленої породи до транспортних засобів гірничодобувного комплексу. На рис.1.3 приведена компоновальна схема роторного екскаватора.

Конструкція екскаватора складається з поворотної і неповоротної частин, розділених опорно-поворотним пристроєм 1, яке забезпечує поворот верхньої частини машини щодо вертикальної осі. До складу поворотної частини входить платформа, на якій закріплена стріла ротора 4 з робочим роторним колесом 3 і встановленими по його периферії ковшами 2. При обертанні роторного колеса з урізуванням ріжучих кромek ковшів і поворотному русі стріли відбувається відділення природи, що поступає на розташований усередині фермової конструкції стріли конвейєр 16.

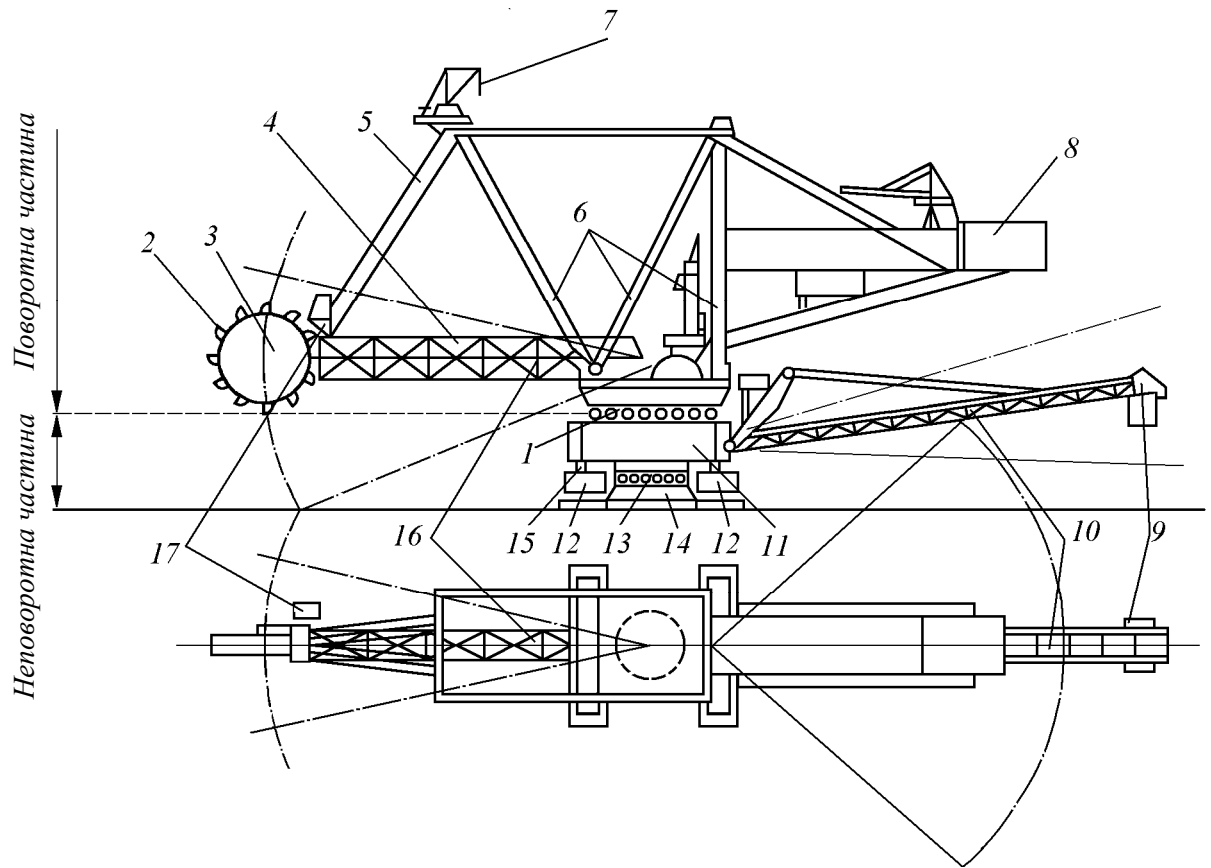


Рисунок 1.3 – Компонувальна схема роторного екскаватора

Потім порода подається в центральну частину екскаватора, де встановлений додрібнюючий пристрій, перетинає площину опорно-поворотного пристрою 1, поступає на конвейєр нижньої частини машини, потім на конвейєр, розташований усередині розвантажувальної консолі 10.

Для зміни положення роторного колеса у вертикальній площині стріла екскаватора може встановлюватися в робочому положенні в межах деякого сектора канатною підвіскою 5 і повертатися навколо осі, розташованої поворотної частини екскаватора. Верхнє положення стріли визначає найбільшу висоту оброблюваного уступу, нижнєе- максимальну глибину копання нижче рівня стояння машини. Верхні блоки підвіски стріли закріплені на одному з порталів 6. За допомогою підкошувальних, винесених убік, протилежну роторній стрілі, і встановлених на консольній частині будов 8, створюється протидія, компенсуюча перекидаючий момент стріли.

Нижче за опорно-поворотний пристрій розташований могутній силовий пояс 11, сполучений внизу з опорною базою екскаватора 14. До нерухомої частини з обох боків кріпляться могутні гідродомкрати 15, здатні встановлювати конструкцію з опорної на ґрунт через базу або через шагающе-рейкове устаткування (лижі) Розвантажувальна консоль 10 разом з конвейєром може встановлюватися під різними кутами (в межах 80°) по відношенню до напрямку переміщень екскаватора, що забезпечує автономність її просторового положення в процесі розвантаження. Так само, як і стріла ротора, розвантажувальна консоль має можливість різної установки у вертикальній площині.

Управління робочими процесами екскаватора здійснюється з кабін управління, розташованих у роторного колеса 17, на кінці розвантажувальної консолі 10 і на нижній рамі.

Для розворотів екскаватора при зміні напрямку перестановки нерухома його частина разом з поворотною можуть повертатися щодо бази, для чого є ще один поворотний пристрій 13.

Зручність обслуговування елементів конструкції і устаткування екскаватора забезпечується установкою в трьох місцях – на поворотній платформі, верхній будові і похилому порталі – підйомних кранів вантажопідйомністю від 5 до 20 т.

Основними механізмами, що забезпечують робочий процес екскаватора, є наступні: механізм приводу ротора; механізм повороту стріли екскаватора; механізм розвороту консолі; механізм розвороту екскаватора; механізм підйому; механізм ходу; механізм конвейєра стріли; механізм конвейєра розвантажувальної консолі.

Компоновка індивідуальних електроприводів роторного екскаватора показана на рис. 1.4. Безпосередньо у роторного колеса встановлюються електродвигуни і редуктори приводу обертання 1, а також електропривод барабанного живильника 2, що направляє потік породи, що відділяється від ковшів, на конвейєр стріли ротора. Електропривод конвейєра 3 розташовується в зоні осі гойдання стріли.

На поворотній частині опорно-поворотного механізму розташовані електроприводи 6, що забезпечують взаємний поворот нижньої і верхньої частин машини. Привід підйому стріли ротора 5 встановлений в надбудові проти ваги, в нижній частині якого розміщено вентиляційне устаткування 4.

У верхньому поясі в зоні установки воронок, що обертаються, або додблюючого пристрою розташовується і їх приводи 14.

Переміщення розвантажувальної консолі у вертикальній площині забезпечується електроприводами підйому 7, встановленими на спеціальному майданчику, нижче за горизонтальну площину коштує привід повороту консолі 9, аналогічний приводу повороту верхньої будови, але меншій потужності, і привід конвеєра розвантажувальної консолі 8.

У неповоротній частині машини розташовуються електроприводи механізму розвороту екскаватора 12, конвеєра нижньої рами 13, а також електроустаткування введення електроенергії: струмоприймачі, вимикачі, трансформатори, розподільні пристрої високої і низької напруги 10.

Безпосередньо у металоконструкціях лиж рейковий-крокуючого ходу коштують електроприводи ходових лебідок 11.

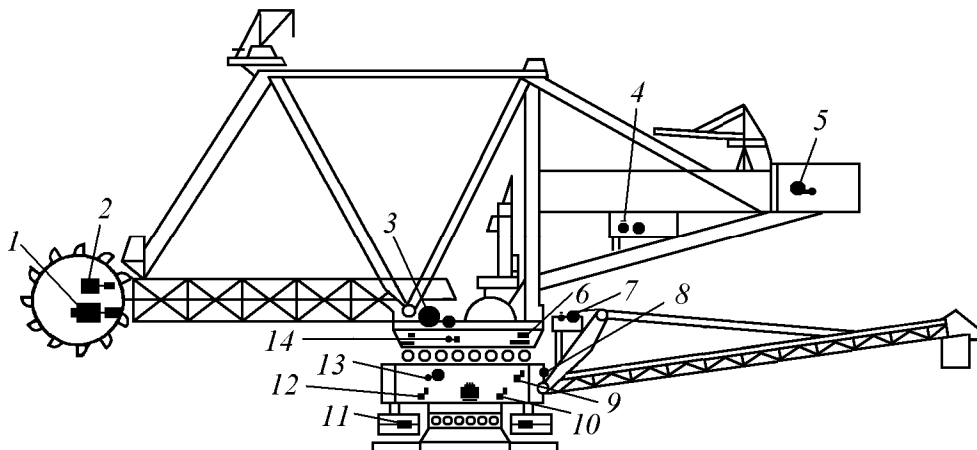


Рисунок 1.4 - Компоновка індивідуальних електроприводів роторного екскаватора

1.5 Аналіз факторів, які обумовлюють вибір системи управління електроприводом механізму повороту стріли роторного екскаватора

Ефективне використання роторних екскаваторів можливе лише при безперебійному функціональному його механізмів. Відмова в будь-якому з основних електроприводів зв'язана з порушенням технології або повним припиненням розробки ґрунту і веде до простою екскаватора, збитки від якого тим більше, чим більше продуктивність комплексу, тому до електроприводів основних механізмів роторного екскаватора пред'являються загальні вимоги високої надійності роботи, стабільності характеристик і робочих параметрів.

З одного боку, виконання вказівок вимог можливо про виборі систем електроприводу, схем управління, електричних машин, апаратів і іншої елементної бази, максимально пристосованих до важких умов експлуатації електроустаткування роторних екскаваторів. З іншого боку, для скорочення простоїв екскаватор з вини електроустаткування схеми управління електропроводами не повинні вимагати переналаджень, повинні забезпечувати можливість швидкого відновлення працездатності окрім загальних вимог до кожного з електроприводів основних механізмів пред'являються специфічні вимоги, які витікають з проведеного вище аналізу функцій механізмів, що виконуються в технологічному процесі, конструктивних особливостей, режимів роботи і характеру навантажень .

Електропривод повороту стріли ротора виконує головний робочий рух, що забезпечує різання ґрунту, – подовжню подачу – і, так само як і електропривод роторного колеса, повинен працювати в тривалому режимі. Електроприводи повороту розвантажувальної консолі і розвороту екскаватора призначені для короткочасних режимів роботи.

Для відробітку забою при кожній заходці необхідна зміна напрямку повороту стріли ротора. Розворот екскаватора, який необхідний для правильної орієнтації машини по відношенню до забою, і поворот розвантажувальної консолі, що забезпечує гнучкість технологічного зв'язку між екскаватором і іншими ме-

ханізмами комплексу, також вимагають оперативної зміни напрямку обертання електроприводу. Отже, електроприводи опорно-поворотних пристроїв повинні бути реверсивними.

Однією з найважливіших особливостей електромеханічних систем електроприводів повороту стріли ротора і розвороту екскаватора є наявність пружно пов'язаних з платформою інерційних мас стріли ротора з роторним колесом і консолі противаги. Перехідні процеси в таких системах супроводжуються коливаннями, тому від вказаних електроприводів потрібна підвищена плавність розгону і гальмування з обмеженими на допустимому рівні ривком і прискоренням.

Для виконання цієї вимоги необхідне формування в перехідних процесах оптимальної залежності швидкості від часу $\omega = f(t)$, яка забезпечує мінімізацію динамічних навантажень. Останнє особливо важливе для електроприводу повороту стріли ротора, оскільки його допустимий динамічний момент трохи перевищує статичний момент в режимі різання.

Необхідний діапазон регулювання швидкості електроприводів опорно-поворотних механізмів складає не менше $(3 - 4) : 1$. Він обумовлений для електроприводів повороту розвантажувальної консолі і розвороту екскаватора, з одного боку, з іншого боку, необхідністю отримання великих швидкостей для скорочення часу на виконання вказаних операцій при значних кутах поворотних переміщень.

Навантаження опорно-поворотних механізмів змінюються в досить широкіх межах. Це обумовлено можливим ухилом бази екскаватора і вітрового навантаження, а для електроприводу повороту стріли ротора ще і випадковими змінами бічної сили різання, що становить, що виникають із-за неоднорідності ґрунту, що розробляється. Разом з тим потрібна підтримка постійності заданих робочих швидкостей опорно-поворотних механізмів, особливо для електроприводу повороту стріли ротора, оскільки допустиме відхилення параметрів стружок, що зрізаються, від середнього значення складає $\pm 15\%$. Отже, жорсткість робочої ділянки механічних характеристик електроприводів вказаних механізмів повинна бути достатньо високою.

Разом з тим опорно-поворотні механізми є багатомасовими пружними системами, коливання в яких виникають при змінах як управляючих, так і збудючих дій. Особливо сильно це виявляється в електромеханічній системі приводу повороту стріли і розвороту екскаватора унаслідок розташування робочого органу на кінці протяжної і пружної стріли. Із-за зміни сили різання швидкість подовжньої подачі може випробовувати значні коливання навіть при абсолютному жорсткій механічній характеристиці електроприводу. Причому електропривод ефективно не сприятиме загасанню виниклих коливань, оскільки підвищення жорсткості механічної характеристики і стабілізація швидкості електроприводу вимикають його з цього процесу.

Потрібний вибір раціональної динамічної жорсткості робочої ділянки механічних характеристик електроприводів опорно-поворотних механізмів, що забезпечує як підтримку технологічних параметрів в заданих межах, так і ефективне використання демпфуючих властивостей електроприводу.

Складність вимог, що пред'являються до регульованих електроприводів основних механізмів роторних екскаваторів, зумовила для більшості з них застосування системи електроприводу постійного струму керований перетворювач-двигун. Як керований перетворювач використовується або електромашинний перетворювач (система Г-Д), або реверсивний тиристорний перетворювач (система ТП-Д). Для електроприводу механізму повороту стріли використовується систему Г-Д.

1.7 Постановка задачі дослідження і шляхи її вирішення

Аналіз наукової літератури вказує на перспективність використання теорії нечітких множин та нечіткої логіки у синтезі систем управління. Теорія нечітких множин дозволяє описати якісні, недостатньо точні концепції та наші уявлення про світ навколо нас, а також працювати з цими знаннями для отримання нової інформації. Методи створення інформаційних моделей на основі цієї теорії значно розширюють звичайні області застосування комп'ютерів і фо-

рмують окремий напрямок наукових досліджень, відомий як "нечіткове моделювання".

Нечітка логіка, яка лежить в основі методів нечіткого управління, природніше відображає спосіб мислення людини та її розмірковування, порівняно з традиційними формально-логічними системами. Саме тому дослідження та використання математичних засобів для представлення нечіткої початкової інформації дозволяє створювати моделі, які найбільш точно відображають різні аспекти невизначеності, постійно присутні в реальному світі, що нас оточує. Ці нечіткі системи дозволяють підвищити якість продукції при зменшенні ресурсних та енергетичних затрат, забезпечуючи вищу стійкість до негативних впливів, порівняно з традиційними системами автоматичного управління.

Нові підходи розширюють можливості застосування систем автоматизації, виходячи за рамки класичної теорії. Цікава позиція Л. Заде вказує на те, що занадто сильне прагнення до точності уповільнює розвиток теорії управління і систем, оскільки це спрямовує дослідження лише на проблеми, які можуть бути точно вирішені. Це призводить до ігнорування важливих питань, де дані, цілі і обмеження є складними або погано визначеними для точного математичного аналізу. Розвиток нечітких систем управління перейшов до практичних застосувань, викликавши потребу в новій архітектурі комп'ютерів для нечітких обчислень, базових елементах для нечітких комп'ютерів і контролерів, інструментах розробки, інженерних методах розрахунків та розробки нечітких систем управління.

Зсув центру досліджень нечітких систем у бік практичних застосувань привів до постановки цілого ряду проблем, таких як нова архітектура комп'ютерів для нечітких обчислень, елементна база нечітких комп'ютерів і контролерів, інструментальні засоби розробки, інженерні методи розрахунку і розробки нечітких систем управління і багато що інше.

Математична теорія нечітких множин відображає нечіткі поняття та знання, дозволяє працювати з цими даними та робити нечіткі висновки. Використання нечіткого управління особливо корисне при складних технологічних

процесах, які складно аналізувати за допомогою загальноприйнятих кількісних методів або коли доступна інформація інтерпретується якісно, неточно або невизначено. Нечітка логіка, на якій базується нечітке управління, більш відповідає людському мисленню і природним мовам, ніж традиційні логічні системи. Вона ефективно відображає невизначеності й неточності реального світу. Математичні засоби, які відтворюють нечіткість початкової інформації, дозволяють створювати модель, яка краще відображає реальність.

Як зазначалося вище, електромеханічна система приводу повороту стріли роторного екскаватора є багатомасовою пружною системою, в якій виникають коливання при змінах як управляючих, так із дій. Загальновживані регулятори не в змозі забезпечити задовільні показники якості функціонування системи. Застосування теорії нечітких множин і нечіткої логіки є перспективним напрямком при синтезі систем управління складними динамічними об'єктами.

Метою роботи є синтез нечіткої системи управління механізму повороту стріли роторного екскаватора, що має високі динамічні характеристики. При цьому об'єкт управління є багатомасовою пружною системою. Система управління повинна забезпечити високоякісне регулювання по задаючій і збурюючій діях при ступінчастому вхідному сигналі з випадковою амплітудою.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі.

1. Виконати синтез системи регулювання параметрами електроприводу механізму повороту стріли, розглядаючи об'єкт управління як одномасову систему.
2. Розробити модель об'єкту управління з урахуванням пружності механічних зв'язків.
3. Синтезувати фаззфі-регулятор, що забезпечує високу швидкодію і якість управління двомасовою електромеханічною системою.
4. Виконати моделювання систем і провести аналіз отриманих результатів.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1

1. Розглянуто фактори, що обумовлюють ефективність використання систем нечіткого висновку в задачах управління. Наявність невизначеної або нечіткої інформації, яка не може бути інтерпретована в імовірнісних термінах, призводить до того, що традиційні кількісні методи, використовувані в теорії автоматичного управління, є недостатньо адекватними. В результаті з'являються труднощі у формуванні алгоритмів управління. Один із способів їх подолання полягає у використанні нечітких понять і знань, проведенні операцій з використанням нечітких логічних правил і в отриманні на їх основі нечітких висновків, на базі яких формуються алгоритми управління.

2. Стисло розглянуто математичні основи нечітких систем. Розглянуто поняття нечітких множин, наведені способи завдання нечітких множин, даються визначення функції приналежності, лінгвістичної змінної. Приведені основні операції на нечітких множинах.

3. Розглянуті в цьому контексті нечіткі правила складають елементи теорії нечітких множин, правила імплікації та нечіткі міркування, які утворюють систему нечітких висновків. Ця система включає множину використовуваних правил, базу даних, де описані функції приналежності, а також механізм висновку і агрегації, що формується за допомогою використовуваних правил імплікації. У випадку технічної реалізації вхідні та вихідні сигнали є вимірними величинами, які чітко відповідають вхідним та вихідним значенням відповідно. Для забезпечення взаємодії між цими двома видами сигналів вводиться нечітка система, що складається з фузифікатора (конвертер вхідних даних у нечітку множину) на вході та дефузифікатора (конвертер нечітких множин у конкретне значення вихідної змінної) на виході. Розглянуті системи нечіткого висновку Мамдані-Заде, модель виведення Такаги-Сугено-Канга.

4. Детальний аналіз практичного застосування систем нечіткого висновку виявляє, що вирішення завдань управління різними об'єктами або процесами є одним з ключових напрямів. У цьому випадку побудова нечіткої моделі ґрунтується на формальному відображенні характеристик системи через лінгвістичні

змінні. Оскільки основними елементами систем управління є вхідні та вихідні змінні, саме вони використовуються як лінгвістичні змінні при створенні бази правил у системах нечіткого висновку. Архітектура чи модель нечіткого управління базується на заміні традиційної системи управління нечіткою системою управління, де використовуються системи нечіткого висновку. У цьому випадку модель нечіткого управління розробляється, враховуючи всі етапи нечіткого висновку, і сам процес висновку виконується за допомогою одного з розглянутих вище алгоритмів нечіткого висновку.

5. Виконано аналіз факторів, які обумовлюють вибір системи управління електроприводом механізму повороту стріли роторного екскаватора. Показано, що однією з найважливіших особливостей електромеханічних систем електроприводів повороту стріли ротора є наявність пружно пов'язаних з платформою інерційних мас стріли ротора з роторним колесом і консолі противаги. Перехідні процеси в таких системах супроводжуються коливаннями, тому від вказаних електроприводів потрібна підвищена плавність розгону і гальмування з обмеженими на допустимому рівні ривком і прискоренням. Традиційні системи управління не можуть забезпечити необхідну якість функціонування системи, тому доцільно застосовувати нечітке управління, яке в даний час є однією з найперспективніших інтелектуальних технологій, що дозволяють створювати високоякісні системи управління.

6. На підставі аналізу технічних вимоги, що пред'являється до електроприводів опорно-поворотних механізмів роторних екскаваторів для електроприводу механізму повороту стріли вибраний електропривод постійного струму, виконаний за системою Г–Д.

7. Сформульовано завдання дослідження, яке полягає в розробці не чіткої систем управління багатомасовою електромеханічною системою управління механізмом повороту стріли роторного екскаватора, що забезпечують високу якість регулювання.

РОЗДІЛ 2

РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ МЕХАНІЗМОМ ПОВОРОТУ СТІЛИ РОТОРНОГО ЕКСКАВАТОРА

2.1 Основні технічні характеристики роторного екскаватора. Вимоги до системи управління

Вихідні дані для розрахунку електроприводу механізму повороту стріли роторного екскаватора і синтезу системи управління наведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Технічні дані роторного екскаватора

	Параметри	Одиниці вимірю- вання	Позна- чення	Величина
1	Теоретична продуктивність по рих- лій масі	$m^3 \cdot год$	Q	2400
2	Діаметр роторного колеса	m	D_p	11
3	Бічне зусилля різання	H	F_6	$3,7 \cdot 10^6$
4	Питоме зусилля копання	$кг/м^2$	k_f	$3,8 \cdot 10^4$
5	Радіус різання	m	R_0	24,3
6	Кутова швидкість повороту платфо- рми	c^{-1}	$\omega_{пл}$	$2,4 \cdot 10^{-2}$
7	Момент площ поворотної платфор- ми, що піддається дії вітру щодо осі обертання	$м^2 \cdot м$	$M_{пв}$	500
8	Швидкість руху транспортної стріч- ки	$м/с$	V_t	3,5
9	Маса поворотної платформи	$кг$	$m_{пл}$	$700 \cdot 10^3$

Продовження таблиці 2.1

	Параметри	Одиниці вимірю- вання	Позна- чення	Величина
10	Маса приймальної частини	кг	$m_{пч}$	$178 \cdot 10^3$
11	Маса відвальної частини	кг	$m_{вч}$	$170 \cdot 10^3$
12	Діаметр роликового круга	м	$D_{кр}$	11
13	Діаметр опорних роликів	м	$d_{тк}$	0,88
14	Момент інерції поворотної платформи	кг · м ²	$J_{пл}$	$20 \cdot 10^7$
15	Частота обертання ротора	рад/хв	ω_p	6
16	Щільність ґрунту	кг/м ³	γ_p	$1,8 \cdot 10^3$
17	Коефіцієнт аеродинамічного опору		$k_{ад}$	1,4
18	Максимально допустиме вітрове навантаження	Па	$\lambda_{вт}$	300
19	Максимально подоланий ухил		γ	10°
20	Число двигунів механізму повороту		k	2
21	Максимально допустимі прискорення і уповільнення платформи	с ⁻²	$\omega_{пл}$	0,005
22	ККД редуктора роторного колеса		η_p	0,8
23	ККД редуктора механізму повороту		$\eta_{п}$	0,45 – 0,65
24	Максимальний кут повороту		$\alpha_{п \max}$	±75°

Вимоги до показників якості функціонування системи управління.

Перерегулювання швидкості при ступінчастій входній дії не більше 10%, час регулювання не більше 10 с.

2.2 Розрахунок потужності і вибір електродвигунів механізму повороту стріли екскаватора

При копанні на кромках ковшів виникають зусилля, перпендикулярні осі стріли ротора F_6 , які створюють щодо осі момент

$$M_6 = F_6 R_k, \quad (2.1)$$

де R_k - радіус різання в горизонтальній площині, вимірюваний по кромці ковшів.

Радіус різання залежить від кута нахилу β_c стріли ротора по відношенню до горизонталі і міняється залежно від висоти оброблюваного шару: $R_k = R_0 \cos \beta_c$, де $R_0 = R_k$ при горизонтальному розташуванні стріли, цьому положенню відповідає максимальне значення M_6 , яке і приймаємо як розрахункове

$$M_6 = M_{6\max} = F_6 R_0, \quad (2.2)$$

$$M_6 = M_{6\max} = 3,7 \cdot 10^4 \cdot 24,3 = 1094 \cdot 10^3 \text{ Нм}.$$

Із-за різних площ конструкції машини, розташованих по різні сторони щодо осі обертання поворотної частини, виникає момент, обумовлений вітровим натиском. При постійності вітрового натиску момент від вітрового навантаження визначається як

$$M_{\text{вт}} = M_{\text{вт max}} \cos \alpha_{\Pi} = k_{\text{ад}} \lambda_{\text{вт}} M_{\text{пв}} \cos \alpha_{\Pi}, \quad (2.3)$$

де $k_{\text{ад}}$ - коефіцієнт аеродинамічного опору;

$\lambda_{\text{вт}}$ - максимально допустиме вітрове навантаження;

$M_{\text{вт max}}$ - максимальний момент від вітрового навантаження (при куті $\alpha_{\Pi} = 0$).

$$M_{\text{вт}} = 1,4 \cdot 300 \cdot 500 \cdot \cos \alpha_{\Pi} = 210 \cdot 10^3 \cdot \cos \alpha_{\Pi}$$

При відхиленні осі обертання від вертикалі на кут γ і повороті стріли на кут α_{Π} виникає момент від дії невідновжених сил тяжіння поворотної частини. Якщо вважати, що площа кута γ співпадає з площиною подовжнього перетину екскаватора, момент від дії невідновжених сил $M_{\text{нв}}, H \cdot m$, можна визначити по виразу:

$$M_{\text{нв}} = G_{\text{нв}} R_{\text{цт}} \sin \alpha_{\Pi} \sin \gamma, \quad (2.4)$$

де γ - кут відхилення від вертикалі;

$R_{\text{цт}}$ - радіус прикладення невідновженої сили тяжіння поворотної частини $G_{\text{нв}}$.

У розрахунках можна прийняти

$$G_{\text{нв}} R_{\text{цт}} = g[(m_{\text{пч}} + m_{\text{в пч}}) - m_{\text{вч}}] \frac{L_{\text{пч}}}{3}, \quad (2.5)$$

$L_{\text{пч}}$ - довжина транспортера приймальної частини, м, приймаємо $L_{\text{пч}} = R_0$.

$m_{\text{пч}}, m_{\text{вч}}, m_{\text{в пч}}$ - відповідно маси поворотної, відвальної частин і вантажу, що знаходиться на транспортері приймальної частини, кг

$$m_{\text{в пч}} = \frac{Q \gamma_{\text{гр}} L_{\text{пч}}}{3600 \cdot V_{\text{т}} k_{\text{р}}}, \quad (2.6)$$

$k_{\text{р}}$ - коефіцієнт розпушування ґрунту, $k_{\text{р}} = 1,1 - 1,5$;

$\gamma_{\text{гр}}$ - щільність ґрунту,

$$m_{\text{в пч}} = \frac{2400 \cdot 1,8 \cdot 10^3 \cdot 24,3}{3600 \cdot 3,5 \cdot 1,4} = 5,7 \cdot 10^3 \text{ кг},$$

$$G_{\text{нв}} R_{\text{цт}} = 9,81 \cdot [(178 + 5,26) - 170] \cdot \frac{24,3 \cdot 10^3}{3} = 1251,8 \cdot 10^3 \text{ Нм},$$

$$M_{\text{нв}} = 1251,8 \cdot 10^3 \cdot \sin 10^\circ \cdot \sin \alpha_{\text{п}} = 215 \cdot 10^3 \cdot \sin \alpha_{\text{п}} \text{ Нм}.$$

Як впливає з (2.3) і (2.4), складові статичного навантаження $M_{\text{вт}}$ і $M_{\text{нв}}$ залежать від кутового положення екскаватора і носять активний характер (тобто, вони можуть перешкоджати або сприяти руху).

Момент опору обертанню від сил тертя $M_{\text{тр}}$, $H \cdot m$, визначається по формулі:

$$M_{\text{тр}} = g(m_{\text{пл}} + m_{\text{впч}}) \frac{D_{\text{кр}}}{2d_{\text{тк}}} f_{\text{к}} f_{\text{пч}} f_{\text{ек}}, \quad (2.7)$$

де $f_{\text{к}}$ - коефіцієнт тертя кочення $f_{\text{к}} = (0,04 - 0,1) 10^{-2} \text{ м}$;

$f_{\text{пр}}$ і $f_{\text{ек}}$ коефіцієнти, що враховують відповідно прослизання роликів циліндрової форми ($f_{\text{пр}} = 1,1 - 1,25$) і ексцентриситет прикладення навантаження ($f_{\text{ек}} = 1,0 - 1,25$).

$$M_{\text{тр}} = 9,8 \cdot (700 + 5,7) \cdot 10^3 \cdot \frac{11}{2 \cdot 0,88} \cdot 0,08 \cdot 10^{-2} \cdot 1,1 \cdot 1,1 = 47,5 \cdot 10^3 \text{ Нм}.$$

Моменти $M_{\text{б}}$ і $M_{\text{тр}}$ є пасивними. Вони завжди перешкоджають руху незалежно від напрямку руху.

Сумарне статичне навантаження щодо осі поворотної частини рівне:

$$M_{\text{ст}} = M_{\text{б}} + M_{\text{вт}} + M_{\text{тр}} + M_{\text{нв}}. \quad (2.8)$$

Дослідження, проведені на ряду екскаваторів, показали, що сума моментів приблизно рівна:

$$M_{\text{вт}} + M_{\text{тр}} + M_{\text{нв}} \cong 0,5 M_{\text{б}}.$$

У зв'язку з достатньою для практичних розрахунків точністю потужність двигунів повороту стріли, кВт , визначається по формулі:

$$P_d = \frac{1,5 M_6 \omega_{пл}}{\eta_n k} 10^{-3}, \quad (2.9)$$

де η_n - ККД механізму повороту;

$\omega_{пл}$ - кутова швидкість повороту платформи, рад/с;

k - число приводів механізму повороту, вживаний $k = 2$.

$$P_d = \frac{1,5 \cdot 1094 \cdot 10^3 \cdot 1,9 \cdot 10^{-2}}{0,5 \cdot 2} \cdot 10^{-3} = 31,1 \text{ кВт}.$$

З додатку 1 [35] вибираємо два однакові двигуни П-101 з наступними технічними даними:

- номінальна потужність $P_n = 32 \text{ кВт}$;
- номінальна напруга $U_n = 110 \text{ В}$;
- номінальна частота обертання $n_n = 600 \text{ об/хв}$;
- номінальний струм $I_n = 342 \text{ А}$;
- число активних провідників якоря $N = 186$;
- кількість паралельних гілок обмотки якоря $2a = 2$;
- число пар полюсів $2p = 4$;
- опір обмотки якоря $R_{яд} = 0,013 \text{ Ом}$;
- опір додаткових полюсів $R_{дпд} = 0,00578 \text{ Ом}$;
- опір обмотки збудження $R_{зб} = 34,4 \text{ Ом}$;
- тривалість включення $ПВ = 40\%$;
- номінальний магнітний потік $\Phi_n = 26,9 \cdot 10^{-2} \text{ Вб}$;
- момент інерції двигуна $J_d = 2,57 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Правильність вибору двигунів перевіряється після побудови діаграми навантаження.

2.3 Розрахунок швидкісної діаграми електроприводу

Перевіряємо двигун по нагріву і перевантажувальній здатності. Для цього розраховуємо швидкісну і навантажувальну діаграми.

Розраховуємо передавальне число i_n :

$$i_n = \frac{\omega_n}{\omega_{пл}}, \quad (2.10)$$

де ω_n - номінальна швидкість двигуна

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30}, \quad (2.11)$$

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot 600}{30} = 62,8 \text{ c}^{-1},$$

$$i_n = \frac{62,8}{1,9 \cdot 10^{-2}} = 3305.$$

Допустимі величини прискорення і уповільнення платформи, приведені до швидкості двигуна, c^{-2} :

$$\dot{\omega}_{\text{доп}} = \dot{\omega}_{\text{пл}} \cdot i_n, \quad (2.12)$$

$$\dot{\omega}_{\text{доп}} = 0,005 \cdot 3305 = 16,525 \text{ c}^{-1}.$$

Використовуючи значення, визначаємо час розгону і гальмування двигуна до нормальної швидкості, з

$$t_p = t_r = \frac{\omega_n}{\dot{\omega}_{\text{доп}}}, \quad (2.13)$$

$$t_p = t_r = \frac{62,8}{16,525} = 3,8 \text{ с}.$$

Кути повороту, прохідні платформою під час розгону і гальмування, радий:

$$\alpha_p = \alpha_r \quad \alpha_p = \alpha_r = \dot{\omega}_{\text{пл}} \frac{t_p^2}{2}, \quad (2.14)$$

$$\alpha_p = \alpha_r = 0,005 \cdot \frac{3,8^2}{2} = 36,1 \cdot 10^{-3} \text{ рад},$$

$$\alpha_p = \alpha_r = 2^\circ.$$

Кути повороту платформи за час сталої швидкості

$$\alpha_y = 2 \cdot (\alpha_{\text{п max}} - \alpha_p); \quad (2.15)$$

$$\alpha_y = 2 \cdot (75 - 2) = 146^\circ,$$

$$\alpha_y = 2,53 \text{ рад}.$$

Час роботи поворотного механізму із сталою швидкістю, с:

$$t_y = \frac{\alpha_y \cdot i_{\text{п}}}{\omega_{\text{п}}}; \quad (2.16)$$

$$t_y = \frac{2,53 \cdot 3305}{62,864} = 133 \text{ с}.$$

Швидкісна діаграма показана на рисунку 2.1.

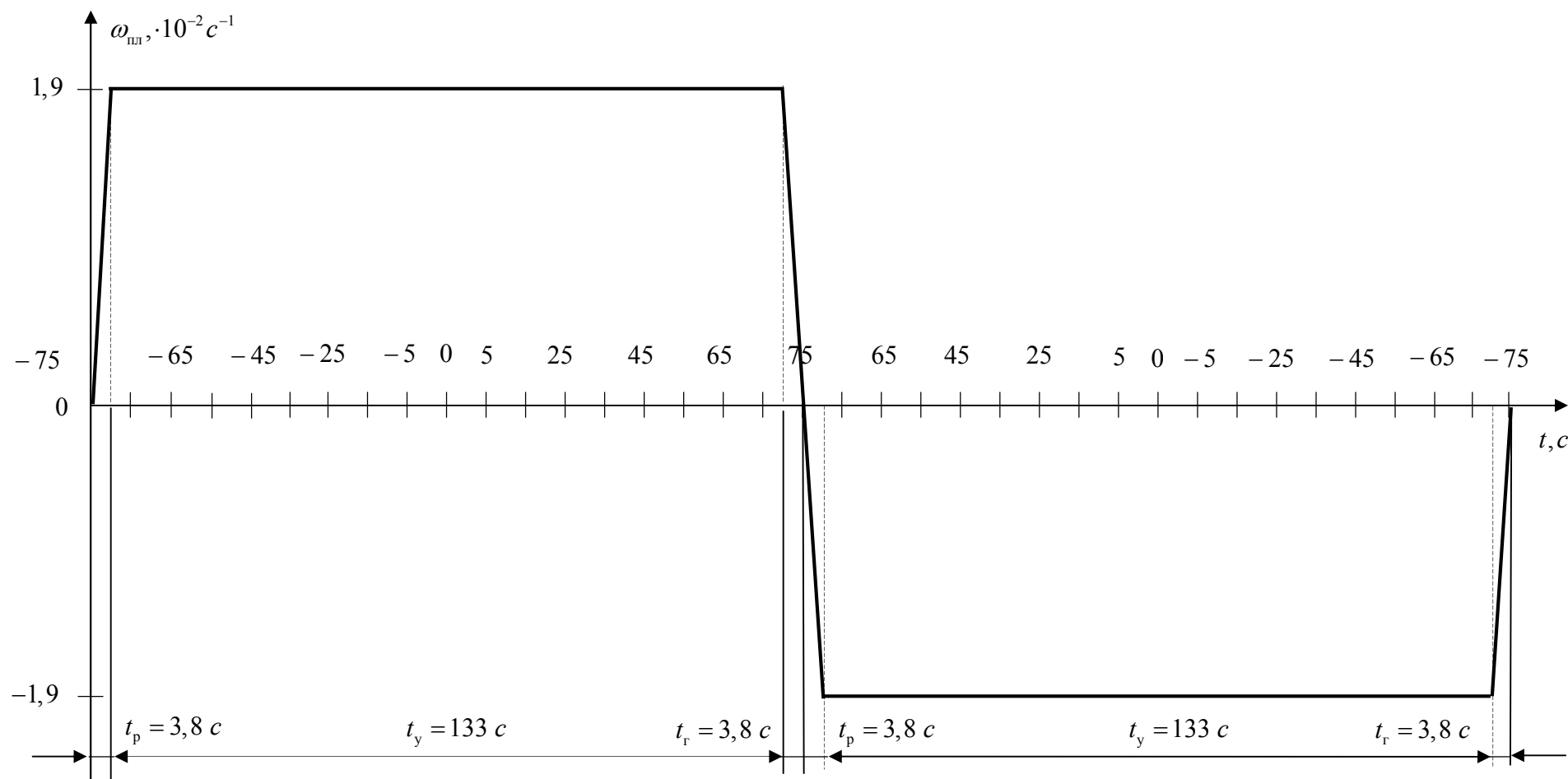


Рисунок 2.1 – Швидкісна діаграма механізму повороту екскаватора

2.4 Побудова діаграми навантаження електроприводу

Особливістю побудови діаграми навантаження електроприводу механізму розвороту екскаватора є те, що становить статичного моменту $M_{\text{вт}}$ і $M_{\text{нв}}$ залежать від кута повороту, кута нахилу і напряму вітрового навантаження.

На ділянках розгону і гальмування слід врахувати динамічний момент $M_{\text{дин}}$, $\text{Н} \cdot \text{м}$:

$$M_{\text{дин}} = J_{\text{м}\Sigma} \cdot \dot{\omega}_{\text{пл}}, \quad (2.17)$$

де $J_{\text{м}\Sigma}$ - сумарний момент інерції механізму поворотної платформи і приведені до швидкості обертання платформи моменти інерції двигунів $\text{кг} \cdot \text{м}^2$.

$$J_{\text{м}\Sigma} = J_{\text{пл}} + kJ_{\text{д}} i_{\text{п}}^2 \quad (2.18)$$

$J_{\text{пл}}$ - момент інерції поворотної платформи;

$J_{\text{д}}$ - момент інерції одного двигуна

$$J_{\text{м}\Sigma} = 20 \cdot 10^7 + 2 \cdot 2,57 \cdot 3305^2 = 25,6 \cdot 10^7 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$$

$$M_{\text{дин}} = 25,6 \cdot 10^7 \cdot 0,005 = 1280 \cdot 10^3 \text{ Н} \cdot \text{м}$$

Динамічний момент $M_{\text{дин}}$ складається із статичного моменту $M_{\text{ст}}$ при розгоні і віднімається при гальмуванні.

При визначенні $M_{\text{ст}}$ необхідно враховувати напрям дії $M_{\text{вт}}$ і $M_{\text{нв}}$. Для різних ділянок діаграми навантаження, тобто діапазонів зміни кута $\alpha_{\text{п}}$, $M_{\text{ст}}$ визначається таким чином:

$$\alpha_{\text{п}} = (-75^\circ \div 0) \quad M_{\text{ст}} = |M_{\text{б}}| + |M_{\text{тр}}| + |M_{\text{вт}}| - |M_{\text{нв}}|; \quad (2.19)$$

$$\alpha_{\text{п}} = (0 \div +75^\circ) \quad M_{\text{ст}} = |M_{\text{б}}| + |M_{\text{тр}}| + |M_{\text{вт}}| + |M_{\text{нв}}|; \quad (2.20)$$

$$\alpha_{\Pi} = (+75^{\circ} \div 0) \quad M_{\text{ст}} = -(|M_{\text{б}}| + |M_{\text{тр}}| - |M_{\text{вт}}| - |M_{\text{нв}}|); \quad (2.21)$$

$$\alpha_{\Pi} = (0 \div -75^{\circ}) \quad M_{\text{ст}} = -(|M_{\text{б}}| + |M_{\text{тр}}| - |M_{\text{вт}}| + |M_{\text{нв}}|). \quad (2.22)$$

Результуючий момент рівний

$$M_{\text{рез}} = M_{\text{ст}} \pm M_{\text{дин}}, \quad (2.23)$$

де $+M_{\text{дин}}$ - на ділянках розгону;

$-M_{\text{дин}}$ - на ділянках гальмування приводу повороту.

Результати розрахунку заносимо в таблицю 2.1.

За даними таблиці 2.1 побудована діаграма навантаження, показана на рис.2.2.

Таблиця 2.1 – Розрахунок діаграми навантаження.

Напрямок руху	Складові моменту	α_n																		
		-75°	-75° $-\alpha$	-65°	-55°		-35°	-25°	-15°	-5°	0	5°	10°	25°	35°	45°	55°	65°	75° $-\alpha$	75°
По годинниковій стрілці	$M_6 \cdot 10^3$	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064
	$M_{вт} \cdot 10^3$	54,3	66	88,7	120,4	148,5	172	1100	202,84	2010,2	210	2010,2	202,84	1100	172	184,5	120,4	88,7	66	54,3
	$M_{нв} \cdot 10^3$	173,8	170,8	163,14	147,46	127,3	103,2	76,1	46,6	15,7	0	15,7	46,6	76,1	103,2	127,3	147,46	163,14	170,8	173,8
	$M_{тр} \cdot 10^3$	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5
	$M_{ст} \cdot 10^3$	1013,1	1020,8	1058,2	1105,6	1153,8	1201,4	15247	12810	1326	1342,6	1357,5	1382	131010	1408	148,3	1400	1384	1362	1360
	$M_{дин} \cdot 10^3$	1280	1280	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1280	1280
	$M_{рез} \cdot 10^3$	2293,1	2300,8	1058,2	1105,6	1153,8	1201,4	15247	12810	1326	1342,6	1357,5	1382	131010	1408	148,3	1400	1384	82	80
Проти годинникові стрілки	$M_6 \cdot 10^3$	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064	1064
	$M_{вт} \cdot 10^3$	54,3	66	88,7	120,4	148,5	172	1100	202,84	2010,2	210	2010,2	202,84	1100	172	184,5	120,4	88,7	66	54,3
	$M_{нв} \cdot 10^3$	173,8	170,8	163,14	147,46	127,3	103,2	76,1	46,6	15,7	0	15,7	46,6	76,1	103,2	127,3	147,46	163,14	170,8	173,8
	$M_{тр} \cdot 10^3$	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5	47,5
	$M_{ст} \cdot 10^3$	1252	1237	15207	11510,6	118,4	1064	1018	976	9310,1	922	907	883	866,2	857,3	856,8	864,7	840,7	810,7	804
	$M_{дин} \cdot 10^3$	1280	1280	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1280	1280
	$M_{рез} \cdot 10^3$	38	43	15207	11510,6	118,4	1064	1018	976	9310,1	922	907	883	866,2	857,3	856,8	864,7	840,7	2091	2088

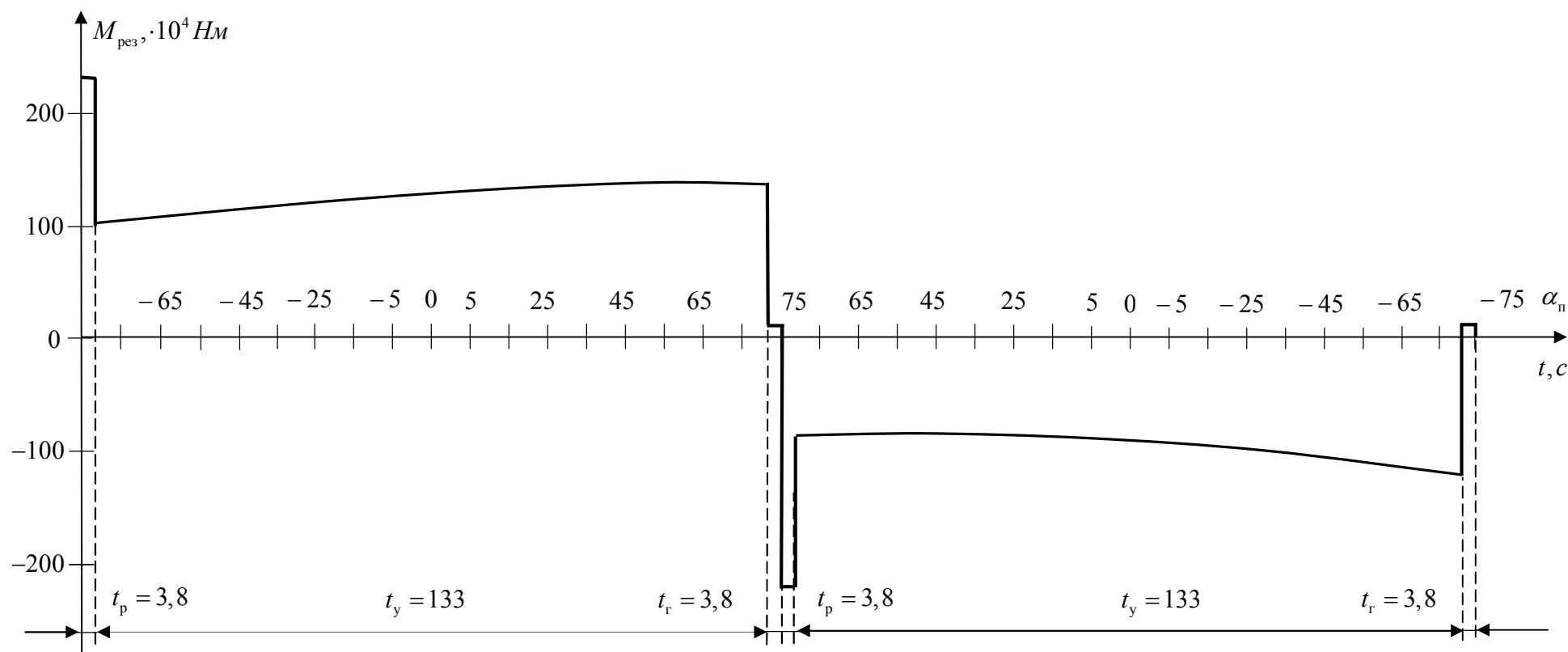


Рисунок 2.2 – Діаграма навантаження механізму повороту екскаватора

2.5 Перевірка правильності попереднього вибору двигунів по нагріву і перевантажувальній здатності

Перевірку двигунів по нагріву виконуємо методом еквівалентного моменту. Розрахунок середньоквадратичного (еквівалентного) моменту двигуна, M_m , проводиться по формулі:

$$M_{д\text{ екв}} = \frac{1}{\eta_{п.д.} k} \cdot \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n M_{рез,i}^2 \Delta t_{п,i}}{T_{ц}}}, \quad (2.24)$$

де $T_{ц}$ - час циклу, с, тобто час руху в прямому і зворотному напрямі

$$T_{ц} = 2(t_p + t_r + t_y),$$

$$T_{ц} = 2 \cdot (3,8 + 3,8 + 133) = 281,2 \text{ с}.$$

Підставимо значення $M_{рез,i}$ з таблиці 2.1 у формулу (2.24), отримаємо $M_{д\text{ екв}} = 386 \text{ Нм}$.

Номінальний момент заздалегідь вибраного двигуна повинен бути більше еквівалентного моменту $M_{д\text{ екв}}$ тобто

$$M_n \geq M_{д\text{ екв}}, \quad (2.25)$$

$$M_{д} = \frac{P_n}{\omega_n},$$

$$M_{д} = \frac{32000}{52,8} = 509,6 \text{ Нм}.$$

Нерівність (2.25) виконується, тому двигун по потужності вибраний правильно.

Необхідно також перевірити двигун на перевантажувальну здатність, тобто максимальний момент, визначений по діаграмі навантаження, приведений до валу двигуна повинен бути менше $2M_n$, тобто повинна виконуватись нерівність:

$$\frac{M_{\text{рез max}}}{\eta_{\text{п}} i_{\text{п}} k} \leq 2M_n, \quad (2.26)$$

$$\frac{M_{\text{рез max}}}{\eta_{\text{п}} i_{\text{п}} k} = \frac{2300,8 \cdot 10^3}{0,5 \cdot 3305 \cdot 2} = 696 \text{ Нм},$$

$$2 \cdot M_n = 2 \cdot 509,6 = 1019,2 \text{ Нм}.$$

Нерівність (2.26) виконується, отже, по перевантажувальній здатності двигун відповідає вимогам.

2.6 Вибір основного електроустаткування електроприводу

Відповідно до вибраної системи електроприводу Г-Д для живлення обмоток якоря двох послідовно включених двигунів постійного струму незалежного збудження вибираємо генератор постійного струму. Для живлення обмотки збудження генератора використовуємо тиристорний збудник.

З додатку 2 [35] вибираємо генератор П – 101 з наступними технічними даними:

- номінальна потужність $P_{\text{нГ}} = 90 \text{ кВт}$;
- номінальна напруга $U_{\text{нГ}} = 230 \text{ В}$;
- номінальна частота обертання $n_{\text{нГ}} = 1450 \text{ об/хв}$;
- номінальний струм $I_{\text{нГ}} = 391 \text{ А}$;
- число активних провідників якоря $N = 93$;
- число витків на полюс $w_{\text{зб}} = 950$;
- кількість паралельних гілок обмотки якоря $2a = 2$;

- число пар полюсів $2p = 4$;
- опір обмотки якоря $R_{яг} = 0,0132 \text{ Ом}$;
- опір додаткових полюсів $R_{дпг} = 0,00683 \text{ Ом}$;
- опір обмотки збудження $R_{зб} = 38,6 \text{ Ом}$;
- номінальний магнітний потік $\Phi_{нг} = 27 \cdot 10^{-2} \text{ Вб}$.

Вибираємо тиристорний збудник генератора. Тип збудника БТУ-3601-3627 Схема випрямлення - реверсивна трифазна нульова. Спосіб управління тиристорними групами - роздільне управління. Номінальна потужність $P_n = 9,2 \text{ кВт}$. Номінальна напруга $U_n = 230 \text{ В}$. Номінальний струм $I_n = 40 \text{ А}$.

2.7 Розрахунок статичних характеристик розімкненої і замкнутої систем

На рис. 2.3 зображена схема системи Г-Д. Двигуни $M1$ і $M2$ сполучені по-слідовно і їх якірні обмотки утворюють якірний ланцюг з обмотками якоря генератора.

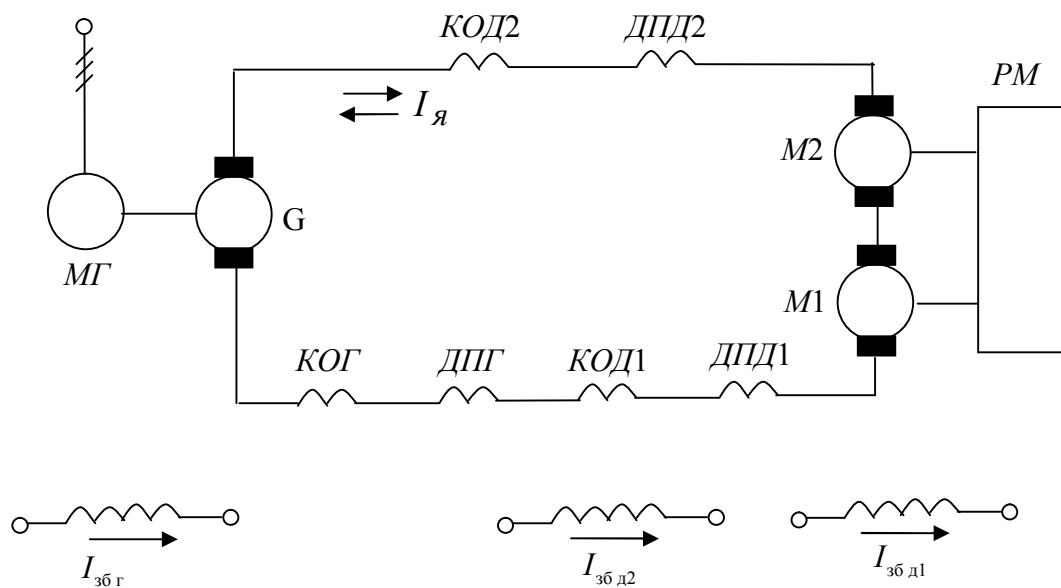


Рисунок 2.3 – Принципова схема розімкненої системи Г-Д

На схемі прийняті наступні позначення: PM – робочий механізм; $M1$, $M2$, G , MG – двигуни даного механізму, генератор і приводний двигун генератора; $KOD1$, $KOD2$, KOG , $ДПД1$, $ДПД2$, $ДПГ$ – компенсаційні обмотки і обмотки додаткових полюсів двигунів і генератора відповідно; $I_{зб\ д1}$, $I_{зб\ д2}$, $I_{зб\ г}$ – струми в обмотках збудження двигунів $M1$ і $M2$, а також обмотки збудження генератора відповідно.

Як впливає з схеми, якірні обмотки двигунів і генератора сполучені послідовно і утворюють якірне коло.

Сумарний опір якірного ланцюга

$$R_{я\Sigma} = k \cdot R_{я\Sigma д} + R_{я\Sigma г}, \quad (2.27)$$

де $R_{я\Sigma д}$ - сумарний опір якірного ланцюга двигуна, приведений до робочої температури

$$R_{я\Sigma д} = k_t (R_{я д} + R_{дп д} + R_{ко д}) ; \quad (2.28)$$

k_t - температурний коефіцієнт; для машин з класом ізоляції H $k_t = 1,36$;

$R_{я д}$, $R_{дп д}$, $R_{ко д}$ – опір обмотки якоря, компенсаційної і додаткових полюсів двигуна, $Ом$;

$R_{я\Sigma г}$ - сумарний опір якірного ланцюга генератора

$$R_{я\Sigma г} = k_t (R_{я г} + R_{дп г} + R_{ко г}) \quad (2.29)$$

$R_{я г}$, $R_{дп г}$, $R_{ко г}$ – опір обмотки якоря, додаткових полюсів і компенсаційної обмотки генератора, $Ом$;

$$R_{я\Sigma д} = 1,36 \cdot (0,013 + 0,00578) = 0,026 \text{ } Ом,$$

$$R_{я\Sigma г} = 1,36 \cdot (0,0132 + 0,00683) = 0,02 \text{ } Ом,$$

$$R_{я\Sigma} = 2 \cdot 0,026 + 0,02 = 0,072 \text{ } Ом.$$

Номинальна ЕДС генератора

$$E_{нг} = U_{нг} + I_{нг} R_{я\Sigma}; \quad (2.30)$$

де $U_{нг}$ – номінальна напруга на якорі генератора, B ;

$I_{нг}$ – номінальний струм генератора, A ;

$$E_{нг} = 230 + 391 \cdot 0,02 = 238 \text{ B}.$$

Якщо розглядати ЕДС генератора E_r як джерело живлення двигунів, то рівняння електромеханічної і механічної характеристик двигуна матимуть вид:

$$\omega_d = \frac{E_r}{k k_d \Phi_{нд}} - I_{я} \frac{R_{я\Sigma}}{k k_d \Phi_{нд}} = \omega_0 - \Delta\omega_{ст}; \quad (2.31)$$

$$\omega_d = \frac{E_r}{k k_d \Phi_{нд}} - M_d \frac{R_{я\Sigma}}{k (k_d \Phi_{нд})^2} = \omega_0 - \Delta\omega_{ст}, \quad (2.32)$$

де $I_{я}$ – струм якорного кола, A ;

M_d – момент, що розвивається одним двигуном, Hm ;

k_d – конструктивний коефіцієнт двигуна;

$\Phi_{нд}$ – номінальний магнітний потік двигуна, $Bб$.

У рівняння (2.32) підставляється обертальний момент одного двигуна.

Добуток k_d на $\Phi_{нд}$ (позначимо надалі як c) можна визначити з виразу для природної електромеханічної характеристики двигуна:

$$c = k_d \Phi_{нд} = \frac{U_{нд} - I_{нд} R_{я\Sigma}}{\omega_{нд}}; \quad (2.33)$$

$$c = k_d \Phi_{нд} = \frac{110 - 342 \cdot 0,026}{62,8} = 1,61$$

Підставляємо числові значення параметрів в (2.31) і (2.32), отримаємо:

$$\omega_{\text{д}} = \frac{E_{\text{г}}}{2 \cdot 1,61} - I_{\text{я}} \frac{0,072}{2 \cdot 1,61} = E_{\text{г}} \cdot 0,31 - I_{\text{я}} \cdot 0,0223; \quad (2.34)$$

$$\omega_{\text{д}} = \frac{E_{\text{г}}}{2 \cdot 1,61} - M_{\text{д}} \frac{0,072}{2 \cdot 1,61^2} = E_{\text{г}} \cdot 0,31 - M_{\text{д}} \cdot 0,0139. \quad (2.35)$$

Оскільки характеристики мають вид прямих ліній, то для їх побудови досить визначити координати двох точок, наприклад точки холостого ходу і крапки, відповідному номінальному навантаженню. У якості максимального значення $E_{\text{г}}$ приймемо подвоєну номінальну напругу електродвигуна, тобто $E_{\text{г1}} = E_{\text{г max}} = k U_{\text{нд}} = 2 \cdot 110 = 220 \text{ В}$. Будуємо характеристики також при

$$E_{\text{г2}} = 0,5 \cdot E_{\text{г max}} = 0,5 \cdot 220 = 110 \text{ В},$$

$$E_{\text{г5}} = 0 \text{ (характеристика динамічного гальмування).}$$

1 точка – точка ідеального холостого ходу

$$I_{\text{я}} = 0, \quad M = 0$$

$$\omega_{01} = E_{\text{г1}} \cdot 0,31 = 220 \cdot 0,31 = 68,2 \text{ с}^{-1}$$

$$\omega_{02} = E_{\text{г2}} \cdot 0,31 = 110 \cdot 0,31 = 34,1 \text{ с}^{-1}$$

$$\omega_{03} = 0$$

2 точка – відповідає номінальному режиму

$$I_{\text{я}} = I_{\text{нд}} = 342 \text{ А},$$

$$M = M_{\text{н}} = k_{\text{д}} \Phi_{\text{нд}} \cdot I_{\text{нд}} = 1,61 \cdot 342 = 551 \text{ Нм}$$

$$\omega_1 = E_{\text{г1}} \cdot 0,31 - I_{\text{я}} \cdot 0,0223 = 220 \cdot 0,31 - 342 \cdot 0,0223 = 68,2 - 7,62 = 60,58 \text{ с}^{-1}$$

$$\omega_2 = E_{r2} \cdot 0,31 - I_{\text{я}} \cdot 0,0223 = 110 \cdot 0,31 - 342 \cdot 0,0223 = 34,1 - 7,62 = 26,48 \text{ c}^{-1}$$

$$\omega_3 = E_{r3} \cdot 0,31 - I_{\text{я}} \cdot 0,0223 = 0 \cdot 0,31 - 342 \cdot 0,0223 = 0 - 7,62 = -7,62 \text{ c}^{-1}$$

За наслідками розрахунків на рис.2.4 побудовані статичні електромеханічні і механічні характеристики розімкненої системи. Для від'ємних значень напруги характеристики являються симетричними відносно початку координат.

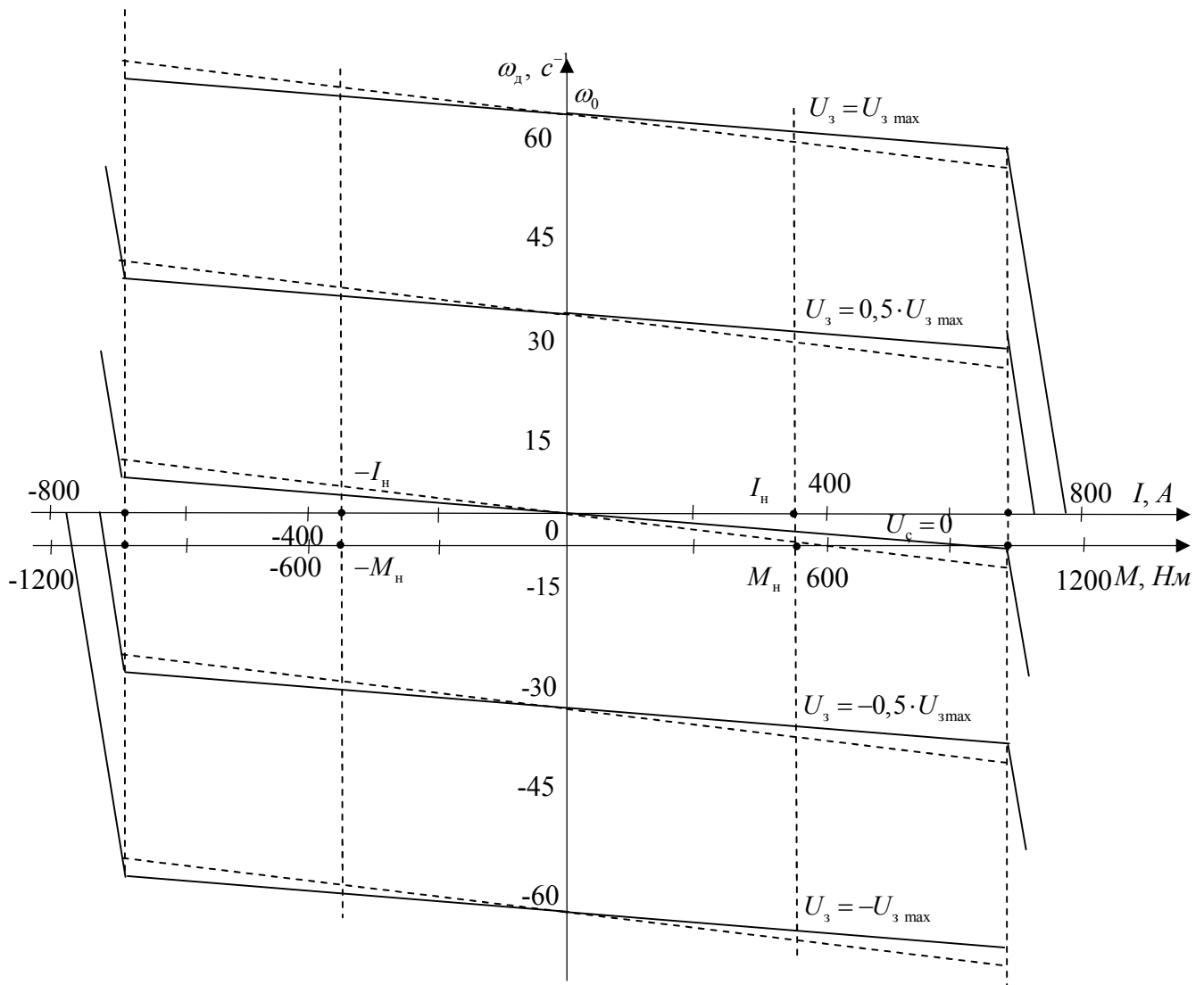


Рисунок 2.4 - Механічна характеристика розімкненої і замкненої систем (пунктирні і суцільні лінії відповідно)

При включенні двигуна за системою Г-Д відбувається збільшення сумарного опору якірного ланцюга $R_{я\Sigma} = k \cdot R_{я\Sigma_d} + R_{я\Sigma_\Gamma}$, унаслідок чого жорсткість механічної характеристики $\beta = \left[k (k_d \Phi_{нд})^2 \right] / R_{я\Sigma}$ в системі Г-Д нижча за жорсткість природної характеристики двигуна, коли $R_{я\Sigma} = R_{я\Sigma_d}$. Проте до електроприводів більшості основних механізмів роторного екскаватора пред'являються підвищення вимоги відносно жорсткості робочої частини механічних характеристик і обмеження максимального значення моменту, що розвивається, тобто необхідності формування «екскаваторної» характеристики, показаної на рис.2.5.

На робочій ділянці 1 у міру зростання навантаження потрібне аж до струму відсічення $I_{я} = I_{відс}$ (відповідає моменту відсічення $M_{відс}$) пропорційне

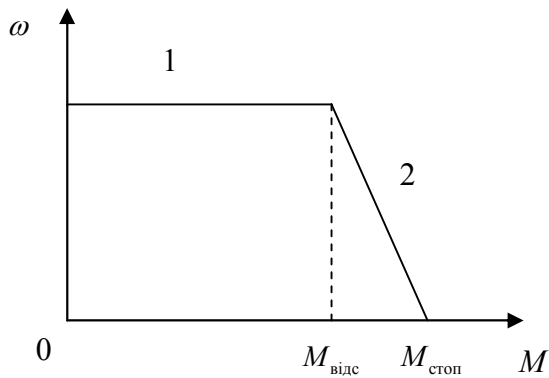


Рисунок 2.5 – Екскаваторна механічна характеристика

струму $I_{я}$ збільшення ЕДС генератора, E_Γ чим компенсується зростаюче падіння напруги на опорі $R_{я\Sigma}$ і забезпечується підвищення жорсткості робочої ділянки характеристики. Подальше збільшення навантаження повинне супроводжуватися пропорційним різниці $\Delta I_{я} = I_{я} - I_{відс}$ зниженням E_Γ і, отже, швидкості приводу, яка досягає нуля

$\omega = 0$ при струмі $I_{я} = I_{стоп}$ (відповідає моменту стопоріння $M_{д} = M_{стоп}$) і ЕДС генератора $E_\Gamma = I_{стоп} R_{я\Sigma}$ (ділянка 2 характеристики).

Сформувані «екскаваторну» характеристику можна тільки в замкнених САУ. На роторних екскаваторах використовуються САУ, що мають структуру з підсумовуючим підсилювачем, на вході якого підсумовуються сигнали завдання і сигнали зворотних зв'язків. Зворотні зв'язки можуть бути різних типів: жорсткі і гнучкі ЗЗ по напрузі генератора, ЗЗ за швидкістю двигуна, ЗЗ по струму з відсіченням. Для електроприводу повороту стріли використовуємо САУ із ЗЗ за швидкістю, гнучким ЗЗ по струму і ЗЗ по струму з відсіченням. Функціональна

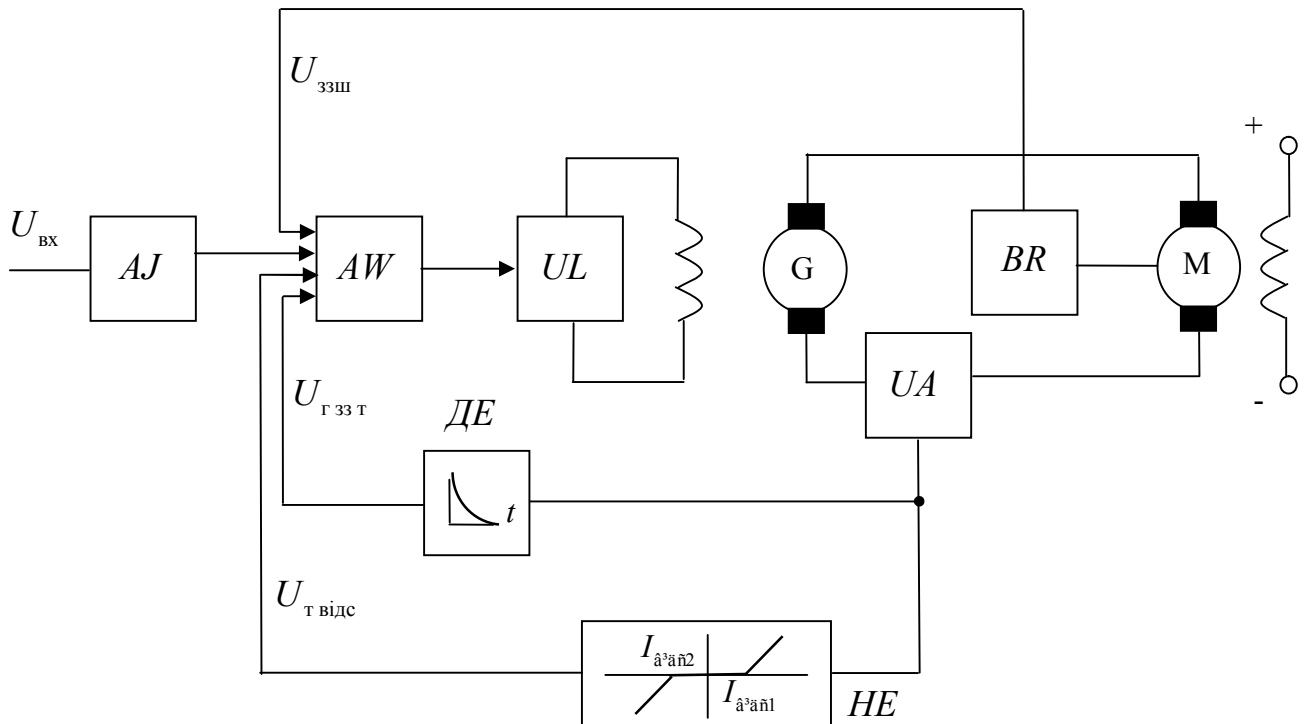


Рисунок 2.6 – Функціональна схема замкненої системи автоматичного управління електроприводу Г-Д

На схемі прийнятті наступні позначення: AJ – задатчик інтенсивності; AW – підсумовуючий підсилювач; UL – збудник генератора; UA – датчик струму; BR – датчик швидкості (тахогенератор); HE – нелінійний елемент; DE – диференціюючий елемент.

Задатчик інтенсивності AJ забезпечує в динаміці при довільній формі вхідного сигналу $U_{\text{вх}}$ сигнал U_3 , що лінійно змінюється в часі, до тих пір, поки не буде досягнута рівність $U_{\text{вих}} = k' U_{\text{вх}}$, де k' - коефіцієнт пропорційності. Диференціюючий елемент DE передає на вхід AW сигнал $U_{\text{гзт}}$, пропорційний похідній струму, який називається гнучким зворотним зв'язком по струму.

Задатчик інтенсивності і гнучкі 33 не беруть участь у формуванні статичних характеристик приводу. Істотну для формування характеристик неліній-

ність має нелінійний елемент, що стоїть в ланцюзі 33 по струму з відсіченням. Його характеристика вхід-вихід містить зону нечутливості, за допомогою якої створюється затримка введення сигналу 33 до тих пір, поки струм якоря лежить в межах $I_{\text{відс}2} \leq I_{\text{я}} \leq I_{\text{відс}1}$. У електроприводах, що працюють на роторних екскаваторах, приймають $I_{\text{відс}1} = |I_{\text{відс}2}| = I_{\text{відс}} = 2 I_{\text{нд}}$.

Рівняння електромеханічної характеристики САУ має вид

$$\begin{aligned} \omega_{\text{д}} &= U_3 \frac{k_{\Sigma}}{k_{\text{с}} + k_{\Sigma} k_{\text{ззш}}} - I_{\text{я}} \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{k_{\text{с}} + k_{\Sigma} k_{\text{ззш}}} - 1(\Delta I) (I_{\text{я}} - I_{\text{відс}}) \frac{k_{\text{т відс}} k_{\Sigma}}{k_{\text{с}} + k_{\Sigma} k_{\text{ззш}}} = \\ &= \omega_0 - \Delta \omega_{\text{ст}1} - 1(\Delta I) \Delta \omega_{\text{ст}2}, \end{aligned} \quad (2.36)$$

де k_{Σ} – сумарний коефіцієнт посилення, рівний добутку коефіцієнтів посилення елементів AW , UL і G на лінійній частині їх характеристики вхід-вихід;

$$k_{\Sigma} = k_{AW} k_{UL} k_{\Gamma}; \quad (2.37)$$

$k_{\text{ззш}}$, $k_{\text{т відс}}$ – коефіцієнти 33 за швидкістю і струму з відсіченням;

$1(\Delta I)$ – одинична функція, рівна 0 при $|I_{\text{я}}| \leq I_{\text{відс}}$ і рівна 1 при $|I_{\text{я}}| > I_{\text{відс}}$.

Теоретично при прагненні k_{Σ} або $k_{\text{ззш}}$ до ∞ досягається нескінченна жорсткість характеристик. Практично зростання жорсткості механічної характеристики обмежене можливістю втрати стійкості САУ і фізичною реалізовується великих значень k_{Σ} , $k_{\text{ззш}}$, U_3 .

Коефіцієнт посилення генератора

$$k_{\Gamma} = \frac{E_{\text{нг}}}{U_{\text{нзбг}}}, \quad (2.38)$$

де $U_{\text{нзбг}}$ – номінальна напруга на якорі і номінальна напруга збудження генератора, $U_{\text{нзбг}} = 220 \text{ В}$;

$$k_{\Gamma} = \frac{238}{220} = 1,08.$$

Коефіцієнт посилення тиристорного збудника

$$k_{UL} = \frac{U_{днзб}}{U_y}; \quad (2.39)$$

де $U_{днзб}$ – номінальна випрямлена напруга збудника, В, приймаємо $U_{днзб} = U_{нзбг}$;

U_y – напруга управління на вході тиристорного збудника; оскільки в каталозі значення U_y не вказані, приймаємо $U_y = 10 В$.

$$k_{UL} = \frac{230}{10} = 23,$$

Коефіцієнт посилення суматора приймаємо $k_{AW} = 0,2$.

$$k_{\Sigma} = 0,2 \cdot 23,0 \cdot 1,08 = 4,9.$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю $k_{ззш}$ розраховуємо, виходячи з необхідного статичного перепаду швидкості $\Delta\omega_{ст1}$ при номінальному струмі двигуна:

$$\Delta\omega_{ст1} = I_{нд} \frac{R_{я\Sigma}}{k c + k_{\Sigma} k_{ззш}}, \quad (2.40)$$

звідки

$$k_{ззш} = I_{нд} \frac{R_{я\Sigma}}{k_{\Sigma} \Delta\omega_{ст1}} - \frac{k c}{k_{\Sigma}}. \quad (2.41)$$

Значення $\Delta\omega_{ст1}$ приймаємо рівним половині статичного перепаді швидкості в розімкненій системі $\Delta\omega_{ст}$ при номінальному навантаженні

$$\Delta\omega_{ст1} = 0,5\Delta\omega_{ст} = 0,5(\omega_0 - \omega_n) = 0,5 \frac{I_n R_{я\Sigma}}{k k_{д\Phi_{нд}}}, \quad (2.42)$$

$$\Delta\omega_{\text{ст1}} = 0,5 \cdot \frac{342 \cdot 0,072}{2 \cdot 1,61} = 3,81 \text{ c}^{-1},$$

$$k_{\text{ззш}} = 342 \cdot \frac{0,072}{4,9 \cdot 3,81} - \frac{2 \cdot 1,61}{4,9} = 0,65.$$

Розрахунок коефіцієнта відсічення по струму $k_{\text{т відс}}$ проводиться в цілях отримання заданого максимального струму стопоріння по формулі:

$$k_{\text{т відс}} = \frac{U_{\text{з max}} - I_{\text{стоп}} R_{\text{я}\Sigma} / k_{\Sigma}}{I_{\text{стоп}} - I_{\text{відс}}}. \quad (2.43)$$

де

$$I_{\text{відс}} = 2I_{\text{нд}} = 2 \cdot 342 = 684 \text{ A}$$

$$I_{\text{стоп}} = 2,3I_{\text{нд}} = 2,3 \cdot 342 = 786,6 \text{ A}$$

Величину напруги завдання $U_{\text{з max}}$ визначаємо з умови отримання при $U_{\text{з max}}$ швидкості ідеального холостого ходу розімкненої системи при $E_{\Gamma} = k U_{\text{нд}}$.

$$\omega_0 = U_{\text{з max}} \frac{k_{\Sigma}}{k c + k_{\Sigma} k_{\text{ззш}}} = \frac{U_{\text{нд}}}{c}, \quad (2.44)$$

звідки

$$U_{\text{з max}} = \frac{U_{\text{нд}} (k c + k_{\Sigma} k_{\text{ззш}})}{c k_{\Sigma}}, \quad (2.45)$$

$$U_{\text{з max}} = \frac{110 \cdot (2 \cdot 1,61 + 4,9 \cdot 0,65)}{1,61 \cdot 4,9} = 89,3 \text{ B},$$

$$k_{\text{т відс}} = \frac{U_{\text{з max}} - I_{\text{стоп}} R_{\text{я}\Sigma} / k_{\Sigma}}{I_{\text{стоп}} - I_{\text{відс}}} = \frac{89,3 - 786,6 \cdot 0,072 / 4,9}{786,6 - 684} = 0,758.$$

Як видно з виразу (2.43), забезпечення абсолютно м'якої характеристики на ділянці відсічення (при $I_{\text{відс}} = I_{\text{стоп}}$) зажадало б нескінченно великого коефі-

цієнта посилення $k_{\text{т відс}}$. Практично максимум $k_{\text{т відс}}$ обмежений фізичною реалізуємою величиною коефіцієнта посилення $k_{\text{т відс}}$ і необхідністю збереження стійкості САУ в режимі стопоріння. Остаточно по (2.36) отримаємо

$$\begin{aligned}\omega_d &= \frac{4,9}{2 \cdot 1,61 + 4,9 \cdot 0,65} U_3 - \frac{0,072}{2 \cdot 1,61 + 4,9 \cdot 0,65} I_{\text{я}} - \\ &- \frac{0,758 \cdot 4,9}{2 \cdot 1,61 + 4,9 \cdot 0,65} (\Delta I) \cdot (I_{\text{я}} - I_{\text{відс}}) = \\ &= 0,765 \cdot U_3 - 0,0112 \cdot I_{\text{я}} - 0,58 \cdot (\Delta I) \cdot (I_{\text{я}} - I_{\text{відс}}).\end{aligned}\quad (2.46)$$

Відповідно до рівняння (2.46) побудуємо характеристики замкнутої системи для декількох значень напруги завдання U_3 , а саме, для значень U_3 , рівних $U_3 = (1; 0,5; 0; -0,5; -1)U_{3 \text{ max}}$, тобто

$$U_{31} = U_{3 \text{ max}} = 89,3 \text{ В}.$$

$$U_{32} = 0,5 U_{3 \text{ max}} = 0,5 \cdot 89,3 = 44,65 \text{ В}.$$

$$U_{33} = 0.$$

$$U_{34} = -0,5 U_{3 \text{ max}} = -0,5 \cdot 89,3 = -44,65 \text{ В}.$$

$$U_{35} = -U_{3 \text{ max}} = -89,3 \text{ В}$$

1 точка – точка ідеального холостого ходу

$$I_{\text{я}} = 0, \quad M = 0$$

$$\omega_{01} = 0,765 \cdot U_{31} = 0,765 \cdot 89,3 = 68,2 \text{ с}^{-1}.$$

$$\omega_{02} = 0,765 \cdot U_{32} = 0,765 \cdot 44,64 = 34,1 \text{ с}^{-1}.$$

$$\omega_{03} = 0$$

2 точка – відповідає номінальному режиму

$$I_{\text{я}} = I_{\text{нд}} = 342 \text{ A}, \quad M = M_{\text{н}} = 551 \text{ Нм}.$$

$$\omega_1 = 0,765 \cdot U_{31} - 0,0112 \cdot I_{\text{н}} = 0,765 \cdot 89,3 - 0,0112 \cdot 322 = 68,2 - 3,8 = 60,2 \text{ c}^{-1}.$$

$$\omega_2 = 0,765 \cdot U_{32} - 0,0112 \cdot I_{\text{н}} = 0,765 \cdot 44,65 - 0,0112 \cdot 322 = 34,1 - 3,8 = 30,3 \text{ c}^{-1}$$

$$\omega_3 = 0,765 \cdot U_{33} - 0,0112 \cdot I_{\text{н}} = 0,765 \cdot 0 - 0,0112 \cdot 322 = 0 - 3,8 = 0 - 3,8 \text{ c}^{-1}.$$

Характеристики замкнутої системи показані на рис.2.4 суцільними лініями. Для від'ємних значень напруги характеристики являються симетричними відносно початку координат.

2.9 Дослідження динамічних характеристик системи

Окрім статичних характеристик, для будь-якої системи необхідний аналіз її динамічних характеристик; а саме: реакція системи на дві зовнішні дії: управляючу дію – напругу завдання U_3 і збурюючу дію – момент $M_{\text{ст}}$ ($I_{\text{ст}}$ струм) статичного навантаження. Для дослідження динамічних властивостей необхідно розглянути алгоритмічну схему рис.2.7, побудовану відповідно до функціональної схеми. У алгоритмічній схемі не приведений ЗЗ по струму з відсіченням, оскільки він не бере участь в робочих режимах, і задатчик інтенсивності, оскільки його вплив можна врахувати шляхом подачі сигналу завдання $U_3(t)$, що лінійно змінюється в часі. Для зручності подальших досліджень всі ланки на схемі позначені відповідними цифрами.

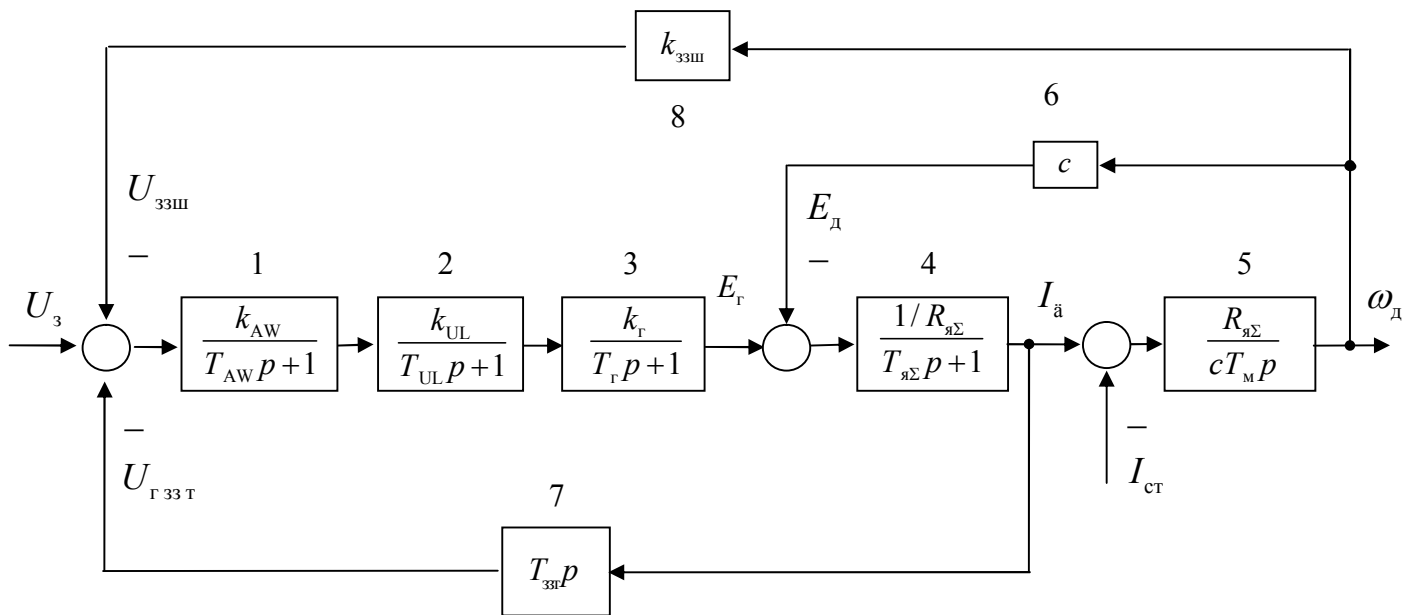


Рисунок 2.7 – Алгоритмічна схема замкненої системи автоматичного управління електроприводу Г-Д

Для спрощення розрахунків без істотної погрішності можна виключити з розгляду постійні часу напівпровідникових суматорів AW і тиристорних збудників UL , постійні часу яких більш ніж в 50 разів менші за T_r . Тоді ланки 1-3 можна об'єднати в одну еквівалентну ланку з передавальною функцією

$$W_{1-3}(p) = \frac{k_{\Sigma}}{T_r p + 1}. \quad (2.47)$$

Отримаємо алгоритмічну схему рис.2.8.

Алгоритмічна схема рис. 2.8 дає можливість отримати диференціальні рівняння САУ для швидкості і струму, а також передавальні функції по задаючій і збурюючій діях.

При виведенні передавальних функцій по задаючій дії вважаємо $I_{\text{н0}} = 0$. Одержимо схему, приведену на рис. 2.9.

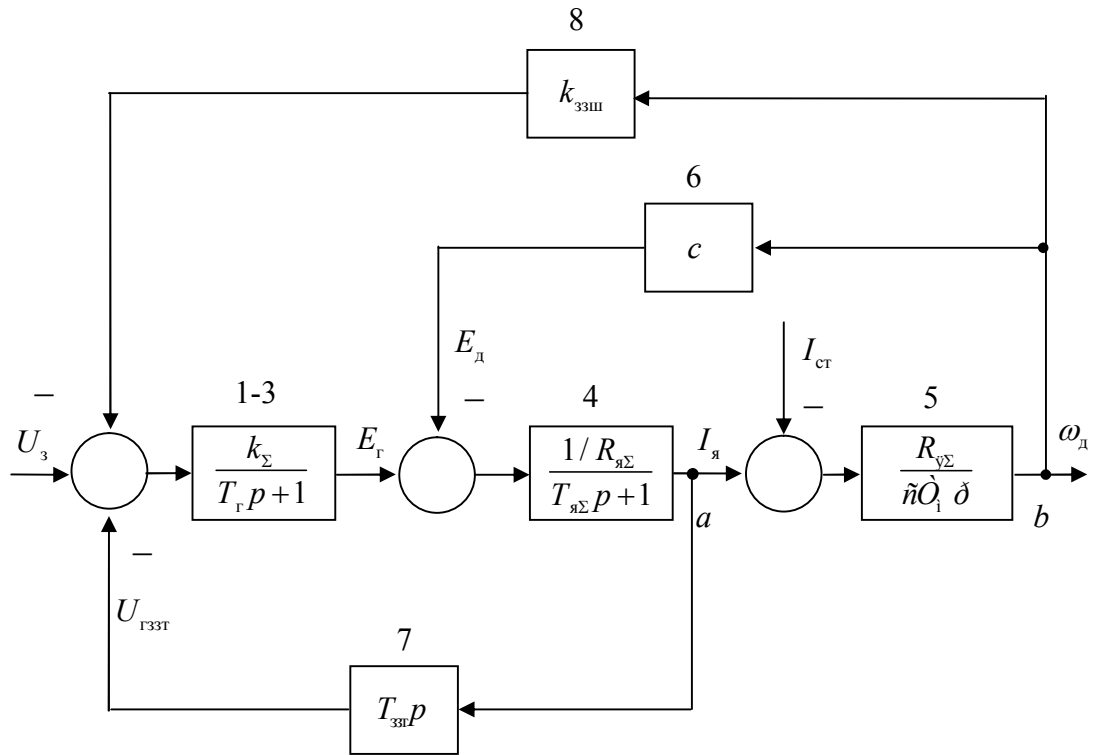


Рисунок 2.8 – Перетворена алгоритмічна схема

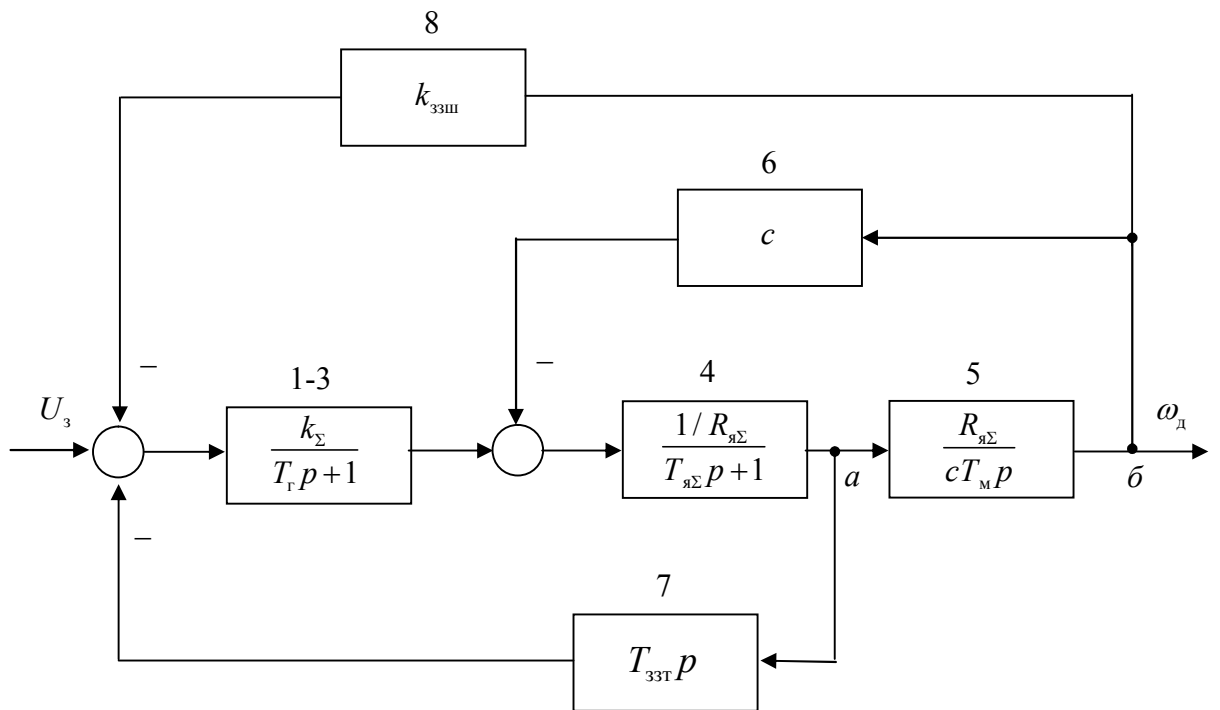


Рисунок 2.9 – Спрощена алгоритмічна схема системи управління при $I_{ст} = 0$

Перемикаємо зворотний зв'язок по струму з точки *a* в точку *b*, включаючи при цьому в зворотний зв'язок ланку з передатною функцією

$$W_9(p) = \frac{1}{W_5(p)} = \frac{cT_M p}{R_{я\Sigma}}.$$

Отримаємо алгоритмічну схему, показану на рис.2.10 із зворотними зв'язками, що не перехрещуються.

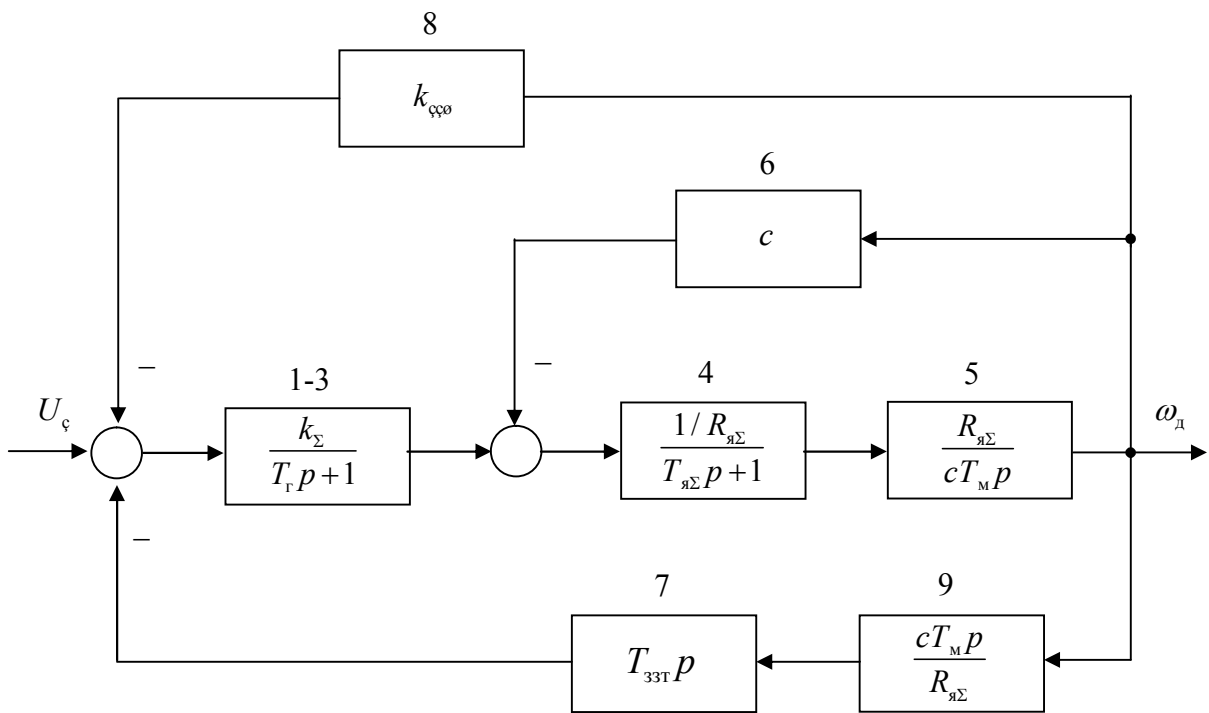


Рисунок 2.10 – Розрахункова алгоритмічна схема системи при $I_{ст} = 0$

для визначення передавальної функції $W_1(p) = \frac{\omega(p)}{U_3(p)}$

Проводимо перетворення передавальних функцій схеми.

$$W_{7,9}(p) = W_7(p) \cdot W_9(p) = \frac{cT_{зт} T_M p^2}{R_{я\Sigma}}.$$

$$W_{4,5}(p) = W_4(p) \cdot W_5(p) = \frac{1}{cT_M p(T_{я\Sigma} p + 1)}.$$

$$W_{4-6}(p) = \frac{W_{4-5}(p)}{1 + W_{4-5}(p) \cdot W_6(p)} = \frac{\frac{1}{c T_M p (T_{\Sigma} p + 1)}}{1 + \frac{c}{c T_M p (T_{\Sigma} p + 1)}} = \frac{1}{c (T_M T_{\Sigma} p^2 + T_M p + 1)}.$$

$$W_{1-6}(p) = W_{1-3}(p) \cdot W_{4-6}(p) = \frac{k_{\Sigma} / c}{(T_{\Gamma} p + 1)(T_M T_{\Sigma} p^2 + T_M p + 1)}.$$

$$W_{7-9}(p) = W_8(p) \cdot W_{7-9}(p) = k_{\Sigma\Sigma} + \frac{c T_{\Sigma\Sigma} T_{\Gamma} p^2}{R_{\Sigma\Sigma}} = \frac{R_{\Sigma\Sigma} k_{\Sigma\Sigma} + c T_{\Sigma\Sigma} T_{\Gamma} p^2}{R_{\Sigma\Sigma}}.$$

$$W_1(p) = \frac{\omega(p)}{U_3(p)} = \frac{W_{1-6}(p)}{1 + W_{1-6}(p) W_{7-9}(p)} = \frac{\frac{k_{\Sigma} / c}{(T_{\Gamma} p + 1)(T_M T_{\Sigma} p^2 + T_M p + 1)}}{1 + \frac{\frac{k_{\Sigma}}{c} (R_{\Sigma\Sigma} k_{33\Pi} + c T_{33\Pi} T_M p^2)}{[(T_{\Gamma} p + 1)(T_M T_{\Sigma} p^2 + T_M p + 1)] R_{\Sigma\Sigma}}} =$$

$$= \frac{k_{\Sigma} R_{\Sigma\Sigma} / c}{(T_{\Gamma} p + 1)(T_M T_{\Sigma} p^2 + T_M p + 1) R_{\Sigma\Sigma} + \frac{k_{\Sigma}}{c} (R_{\Sigma\Sigma} k_{33\Pi} + c T_{33\Pi} T_M p^2)} =$$

$$= \frac{k_{\Sigma} k_{\Gamma}}{T_{\Gamma} T_M T_{\Sigma} p^3 + \left(T_{\Gamma} T_M + T_{\Sigma} T_M + \frac{k_{\Sigma} T_M T_{33\Pi}}{R_{\Sigma\Sigma}} \right) p^2 + (T_{\Gamma} + T_M) p + 1 + k_{\Sigma} k_{\Gamma} k_{33\Pi}} =$$

$$= \frac{6,8 \cdot 0,13}{0,29 \cdot 0,09 \cdot 0,06 p^3 + \left(0,29 \cdot 0,09 + 0,06 \cdot 0,09 + \frac{6,8 \cdot 0,09 \cdot T_{33\Pi}}{0,10294} \right) p^2 + (0,29 + 0,09) p + 1 + 6,8 \cdot 1,13 \cdot 1,117} =$$

$$= \frac{0,85}{1,566 \cdot 10^{-3} p^3 + (0,0315 + 5,94 T_{33\Pi}) p^2 + 0,38 p + 8,58}.$$

При виведенні передавальної функції прийнято позначення $k_{\Gamma} = \frac{1}{c}$ – кое-

фіцієнт посилення двигуна; $k_{\Gamma} = \frac{1}{7,5} = 0,13$.

Використовуючи критерій Гурвіца визначимо мінімальне значення постійної часу зворотного зв'язку по току, $T_{\text{ззт min}}$, при якому система стійка.

Як видно з отриманої передавальної функції, система описується диференціальним рівнянням 3 ступені, характеристичне рівняння якого має вид

$$a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0. \quad (2.48)$$

Коефіцієнти рівняння:

$$a_3 = 1,566 \cdot 10^{-3}; \quad a_2 = 0,0315 + 5,94 T_{\text{ззт}}; \quad a_1 = 0,38; \quad a_0 = 8,58.$$

Відповідно до критерію Гурвіца САУ третього порядку стійка, якщо всі коефіцієнти характеристичного рівняння позитивні і виконується нерівність

$$a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0 \quad (2.49)$$

Якщо $a_1 a_2 - a_0 a_3 = 0$, то система знаходиться на межі стійкості. Визначимо значення $T_{\text{ззт}}$, відповідне цьому випадку

$$0,38 \cdot (0,0315 + 5,94 T_{\text{ззт}}) - 8,58 \cdot 1,566 \cdot 10^{-3} = 0$$

$$0,01407 + 2,26 \cdot T_{\text{ззт min}} - 0,0134 = 0$$

Як видно, отриманий вираз більше нуля при будь яких значеннях $T_{\text{ззт}}$. Шляхом моделювання системи на ЕОМ визначимо те значення $T_{\text{ззт}}$, при якому показники якості перехідних процесів мають найкращі значення.

Для визначення передавальної функції для струму якоря по задаючій дії представимо алгоритмічну схему рис. 2.8 у вигляді, показаному на рис.2.11.

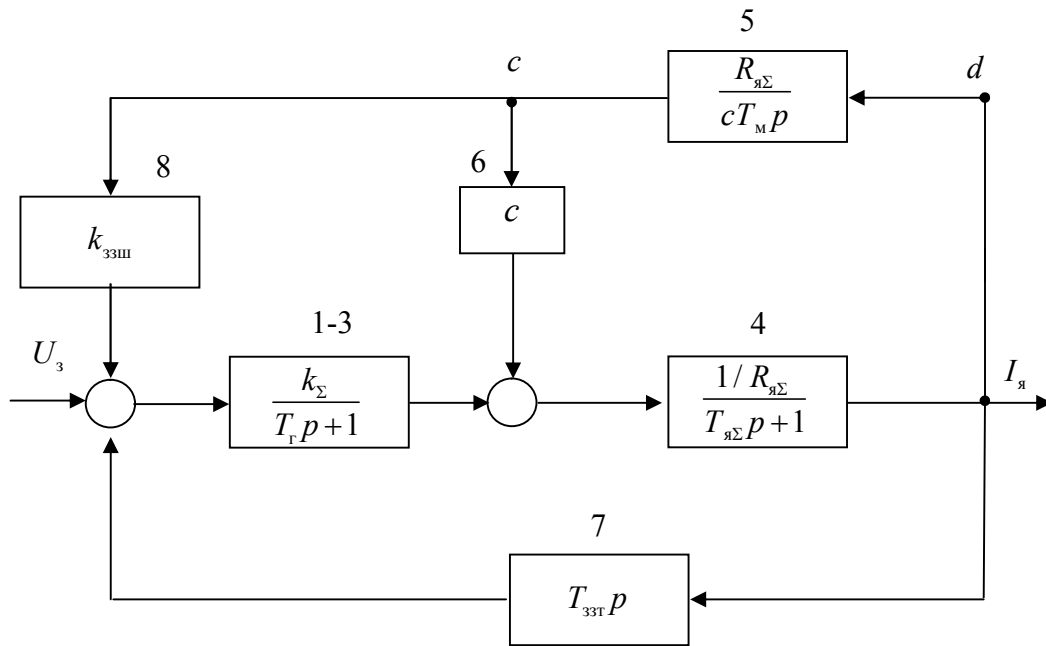


Рис 2.11 – Перетворена алгоритмічна схема системи при $I_{\text{ст}} = 0$

для визначення передавальної функції $W_2(p) = \frac{I_{\text{я}}(p)}{U_3(p)}$

Проведемо перемикання точки c в точку a . Отримаємо алгоритмічну схему без зворотних зв'язків, що перехрещуються (рис. 2.12).

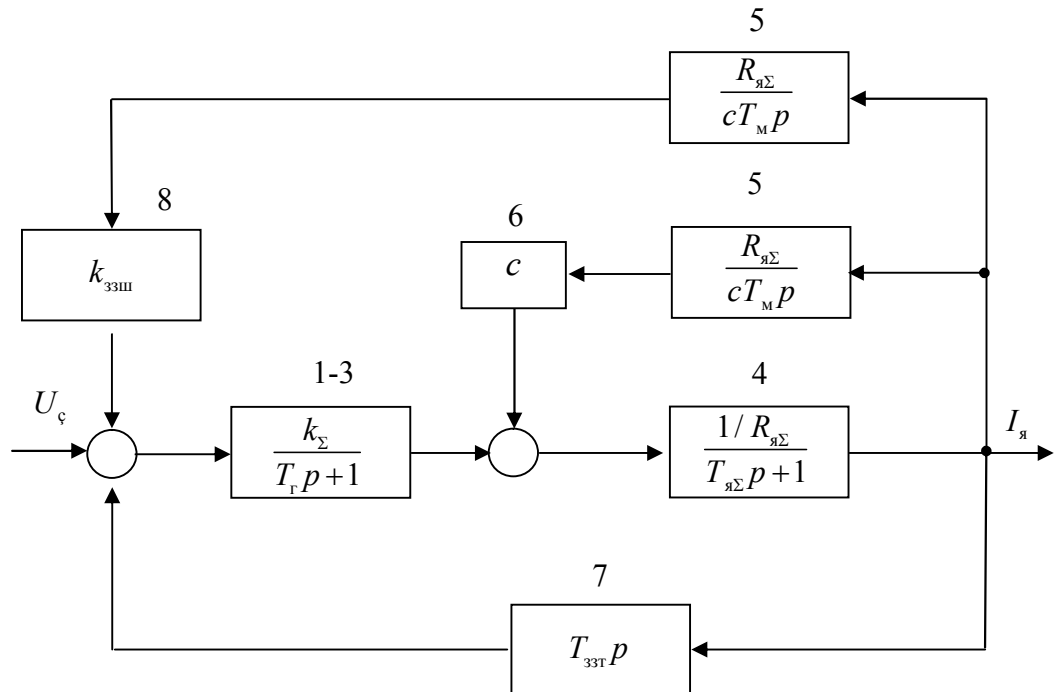


Рис 2.12 – Розрахункова алгоритмічна схема системи при $I_{\text{ст}} = 0$

для визначення передавальної функції $W_2(p) = \frac{I_{\text{я}}(p)}{U_3(p)}$

Проводимо перетворення.

$$W_{5,6}(p) = W_5(p) \cdot W_6(p) = \frac{R_{я\Sigma}}{cT_{\text{м}}p} \cdot c = \frac{R_{я\Sigma}}{T_{\text{м}}p}.$$

$$W_{5,8}(p) = W_5(p) \cdot W_8(p) = \frac{R_{я\Sigma}}{cT_{\text{м}}p} \cdot k_{33\text{ш}}$$

$$W_{4-6}(p) = \frac{W_4(p)}{1 + W_4(p)W_{5,6}(p)} = \frac{\frac{1/R_{я\Sigma}}{T_{я\Sigma} + 1}}{1 + \frac{1/R_{я\Sigma}}{T_{я\Sigma} + 1} \cdot \frac{R_{я\Sigma}}{T_{\text{м}}p}} = \frac{T_{\text{м}}p / R_{я\Sigma}}{T_{\text{м}}p(T_{я\Sigma} + 1) + 1}.$$

$$W_{1-6}(p) = W_{1-3}(p) \cdot W_{4-6}(p) = \frac{k_{\Sigma}}{T_{\Gamma}p + 1} \cdot \frac{T_{\text{м}}p / R_{я\Sigma}}{T_{\text{м}}p(T_{я\Sigma}p + 1) + 1}.$$

$$W_{5,7,8}(p) = W_{5,8}(p) + W_7(p) = \frac{k_{33\text{ш}}R_{я\Sigma}}{cT_{\text{м}}p} + T_{33\Gamma}p = \frac{k_{33\text{ш}}R_{я\Sigma} + cT_{\text{м}}T_{33\Gamma}p^2}{cT_{\text{м}}p}.$$

$$W_2(p) = \frac{I_{я}(p)}{U_3(p)} = \frac{W_{1-6}(p)}{1 + W_{1-6}(p) \cdot W_{5,7,8}(p)} =$$

$$= \frac{\frac{k_{\Sigma}}{T_{\Gamma}p + 1} \cdot \frac{T_{\text{м}}p / R_{я\Sigma}}{T_{\text{м}}p(T_{я\Sigma}p + 1) + 1}}{1 + \frac{k_{\Sigma}}{T_{\Gamma}p + 1} \cdot \frac{T_{\text{м}}p / R_{я\Sigma}}{T_{\text{м}}p(T_{я\Sigma}p + 1) + 1} \cdot \frac{k_{33\text{ш}}R_{я\Sigma} + cT_{\text{м}}T_{33\Gamma}p^2}{cT_{\text{м}}p}} =$$

$$= \frac{k_{\Sigma}T_{\text{м}}p / R_{я\Sigma}}{T_{\Gamma}T_{\text{м}}T_{я\Sigma}p^3 + \left(T_{\Gamma}T_{\text{м}} + T_{я\Sigma}T_{\text{м}} + \frac{k_{\Sigma}T_{\text{м}}T_{33\Gamma}}{R_{я\Sigma}} \right) p^2 + (T_{\Gamma} + T_{\text{м}})p + 1 + k_{\Sigma}k_{\text{д}}k_{33\text{ш}}}.$$

Визначимо передавальну функцію для швидкості по збуджуючій дії – струму навантаження. Скористаємося алгоритмічною схемою рис.2.8, вважаючи $U_3 = 0$. Одержимо схему, показану на рис.2.13.

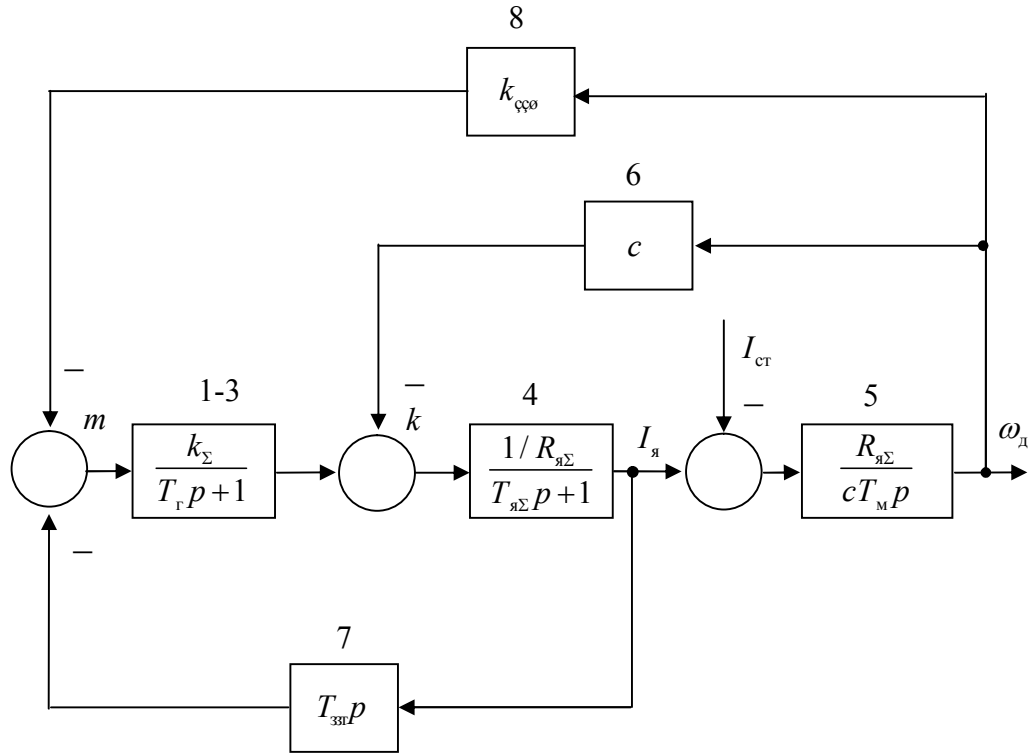


Рисунок 2.13 – Розрахункова алгоритмічна схема системи при $U_3 = 0$

для визначення передавальної функції $W_3(p) = \frac{\omega(p)}{I_{\text{ст}}(p)}$

Проведемо перемикання зворотного зв'язку з передавальною функцією $W_6(p)$ з точки k в точку m . Отримаємо схему без ЗЗ, що перехрещуються. У ланцюзі ЗЗ послідовно з ланкою з передавальною функцією з'явиться ланка.

$$W'_{1-3}(p) = \frac{1}{W_{1-3}(p)} = \frac{T_r p + 1}{k_\Sigma}, \quad W_{1-3,6}(p) = W'_{1-3}(p) \cdot W_6(p) = \frac{c(T_r p + 1)}{k_\Sigma}$$

$$W_{1-3,6,8}(p) = W_{1-3,6}(p) + W_8(p) = \frac{c(T_r p + 1)}{k_\Sigma} + k_{\text{ззш}}$$

$$W_{1-4}(p) = W_{1-3}(p) \cdot W_4(p) = \frac{k_\Sigma / R_{\text{яс}}}{(T_r p + 1)(T_{\text{яс}} p + 1)}$$

$$W_{1-4,7}(p) = \frac{W_{1-4}(p)}{1 + W_{1-4}(p)W_7(p)} = \frac{\frac{k_{\Sigma} / R_{\text{я}\Sigma}}{(T_{\Gamma}p + 1)(T_{\text{я}\Sigma}p + 1)}}{1 + \frac{k_{\Sigma} / R_{\text{я}\Sigma}}{(T_{\Gamma}p + 1)(T_{\text{я}\Sigma}p + 1)} \cdot T_{33\Gamma}p} =$$

$$= \frac{k_{\Sigma} / R_{\text{я}\Sigma}}{(T_{\Gamma}p + 1)(T_{\text{я}\Sigma}p + 1) + \frac{k_{\Sigma}T_{33\Gamma}}{R_{\text{я}\Sigma}}p}.$$

$$W_{1-4,6-8}(p) = W_{1-3,6,8}(p) \cdot W_{1-4,7}(p) =$$

$$= \left(\frac{c(T_{\Gamma}p + 1)}{k_{\Sigma}} + k_{33\text{III}} \right) \cdot \frac{k_{\Sigma} / R_{\text{я}\Sigma}}{(T_{\Gamma}p + 1)(T_{\text{я}\Sigma}p + 1) + \frac{k_{\Sigma}T_{33\Gamma}}{R_{\text{я}\Sigma}}p} =$$

$$= \frac{\left(\frac{c(T_{\Gamma}p + 1)}{k_{\Sigma}} + k_{33\text{III}} \right) \cdot \frac{k_{\Sigma}}{R_{\text{я}\Sigma}}}{(T_{\Gamma}p + 1)(T_{\text{я}\Sigma}p + 1) + \frac{k_{\Sigma}T_{33\Gamma}}{R_{\text{я}\Sigma}}p}.$$

$$W_3(p) = \frac{\omega(p)}{I_{\text{н}\ddot{0}}(p)} = - \frac{W_5(p)}{1 + W_5(p)W_{1-4,6-8}(p)} =$$

$$= - \frac{\frac{R_{\text{я}\Sigma}}{cT_{\text{м}}p}}{1 + \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{cT_{\text{м}}p} \cdot \frac{\left(k_{33\text{III}} + \frac{c(T_{\Gamma}p + 1)}{k_{\Sigma}} \right) \cdot \frac{k_{\Sigma}}{R_{\text{я}\Sigma}}}{(T_{\Gamma}p + 1)(T_{\text{я}\Sigma}p + 1) + \frac{k_{\Sigma}T_{33\Gamma}}{R_{\text{я}\Sigma}}p}} =$$

$$= \frac{(R_{\text{я}\Sigma}T_{\Gamma}T_{\text{я}\Sigma}p^2 + (R_{\text{я}\Sigma}T_{\Gamma} + R_{\text{я}\Sigma}T_{\text{я}\Sigma} + k_{\Sigma}T_{33\Gamma})p + R_{\text{я}\Sigma})k_{\text{д}}}{T_{\Gamma}T_{\text{м}}T_{\text{я}\Sigma}p^3 + \left(T_{\Gamma}T_{\text{м}} + T_{\text{я}\Sigma}T_{\text{м}} + \frac{k_{\Sigma}T_{\text{м}}T_{33\Gamma}}{R_{\text{я}\Sigma}} \right) p^2 + (T_{\Gamma} + T_{\text{м}})p + 1 + k_{\Sigma}k_{\text{д}}k_{33\text{III}}}.$$

Для отримання передавальної функції $W_4(p) = \frac{I_{\text{я}}(p)}{I_{\text{ст}}(p)}$ можна скористатися

результатами перетворень, отриманими при визначенні попередньої передава-

льної функції. Використовуючи передавальну функцію $W_{1-4,6-8}(p)$, отримаємо алгоритмічну схему, показану на рис.2.14.

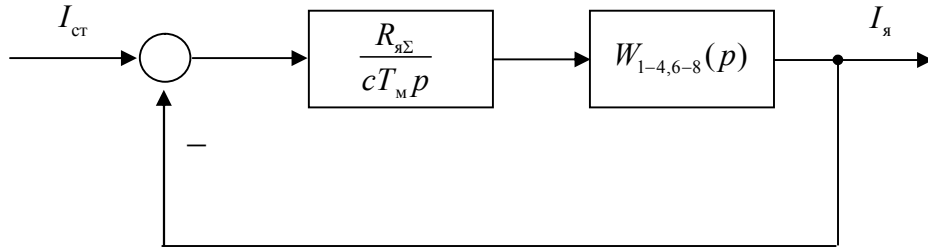


Рисунок 2.14– Перетворена алгоритмічна схема системи

для визначення передавальної функції $W_4(p) = \frac{I_я(p)}{I_ст(p)}$

Обчислюємо передатні функції:

$$W_{1-8}(p) = W_{1-4,6-8}(p) \cdot W_5(p) = \frac{\left(\frac{c(T_{\Gamma}p + 1)}{k_{\Sigma}} + k_{33\Pi} \right) \cdot \frac{k_{\Sigma}}{R_{я\Sigma}}}{(T_{\Gamma}p + 1)(T_{я\Sigma}p + 1) + \frac{k_{\Sigma}T_{33T}}{R_{я\Sigma}}p} \cdot \frac{R_{я\Sigma}}{cT_{мп}p}$$

$$W_4(p) = \frac{I_я(p)}{I_ст(p)} = - \frac{W_{1-8}(p)}{1 + W_{1-8}(p)} = \frac{\frac{\left(\frac{c(T_{\Gamma}p + 1)}{k_{\Sigma}} + k_{33\Pi} \right) \cdot \frac{k_{\Sigma}}{R_{я\Sigma}}}{(T_{\Gamma}p + 1)(T_{я\Sigma}p + 1) + \frac{k_{\Sigma}T_{33T}}{R_{я\Sigma}}p} \cdot \frac{R_{я\Sigma}}{cT_{мп}p}}{1 + \frac{\left(\frac{c(T_{\Gamma}p + 1)}{k_{\Sigma}} + k_{33\Pi} \right) \cdot \frac{k_{\Sigma}}{R_{я\Sigma}}}{(T_{\Gamma}p + 1)(T_{я\Sigma}p + 1) + \frac{k_{\Sigma}T_{33T}}{R_{я\Sigma}}p} \cdot \frac{R_{я\Sigma}}{cT_{мп}p}} =$$

$$= \frac{c \left(\frac{k_{\Sigma}k_{33\Pi}}{c} + T_{\Gamma}p + 1 \right)}{\left[(T_{\Gamma}p + 1)(T_{я\Sigma}p + 1) + \frac{k_{\Sigma}k_{33\Pi}}{c}p \right] cT_{мп}p + k_{\Sigma}k_{33\Pi} + c(T_{\Gamma}p + 1)} =$$

$$\begin{aligned}
& \frac{c \left((T_{\Gamma} p + 1) + \frac{k_{33\text{ш}} k_{\Sigma}}{c} \right)}{\left[(T_{\Gamma} p + 1)(T_{\text{я}\Sigma} p + 1) + \frac{k_{\Sigma} T_{33\text{т}}}{R_{\text{я}\Sigma}} p \right] c T_{\text{м}} p + c(T_{\Gamma} p + 1) + k_{33\text{ш}} \cdot k_{\Sigma}} = \\
& = \frac{T_{\Gamma} p + 1 + k_{\Sigma} k_{33\text{ш}} k_{\text{д}}}{T_{\Gamma} T_{\text{м}} T_{\text{я}\Sigma} p^3 + \left(T_{\Gamma} T_{\text{м}} + T_{\text{я}\Sigma} T_{\text{м}} + \frac{k_{\Sigma} T_{\text{м}} T_{33\text{т}}}{R_{\text{я}\Sigma}} \right) p^2 + (T_{\Gamma} + T_{\text{м}}) p + 1 + k_{\Sigma} k_{\text{д}} k_{33\text{ш}}}.
\end{aligned}$$

Визначимо числові значення змінних, що входять до складу передавальних функцій системи.

Електромагнітна постійна часу якірного ланцюга, c

$$T_{\text{я}\Sigma} = \frac{L_{\text{я}\Sigma}}{R_{\text{я}\Sigma}}, \quad (2.50)$$

де $L_{\text{я}\Sigma}$ – сумарна індуктивність якірного кола, $\Gamma\text{н}$

$$L_{\text{я}\Sigma} = k L_{\text{я д}} + L_{\text{я г}}, \quad (2.51)$$

$L_{\text{я д}}, L_{\text{я г}}$ – індуктивність двигуна і генератора відповідно; дані індуктивності можуть бути визначені по наближеній формулі, $\Gamma\text{н}$:

$$L_{\text{я д}(\Gamma)} = k_{\text{к}} \frac{U_{\text{н д}(\Gamma)}}{p_{\text{д}(\Gamma)} \omega_{\text{н д}(\Gamma)} I_{\text{н д}(\Gamma)}}, \quad (2.52)$$

$k_{\text{к}}$ – коефіцієнт, рівний $k_{\text{к}} = 0,25$ для компенсованої машини і $k_{\text{к}} = 0,6$ для некомпенсованої;

$U_{\text{н д}(\Gamma)}, I_{\text{н д}(\Gamma)}, \omega_{\text{н д}(\Gamma)}$ – номінальні величини напруги, B , струму, A , і швидкості, c^{-1} , двигуна або генератора відповідно;

$p_{\text{д}(\Gamma)}$ – число пар полюсів двигуна або генератора.

Номінальна швидкість генератора:

$$\omega_{\text{н.г.}} = \frac{\pi n_{\text{н.г.}}}{30}, \quad (2.53)$$

$$\omega_{\text{н.г.}} = \frac{3,14 \cdot 1450}{30} = 151,8 \text{ с}^{-1}$$

$$L_{\text{я.д.}} = 0,6 \cdot \frac{110}{2 \cdot 62,8 \cdot 342} = 1,54 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$$

$$L_{\text{я.г.}} = 0,6 \frac{230}{2 \cdot 151,8 \cdot 391} = 1,16 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$$

$$L_{\text{я}\Sigma} = (2 \cdot 1,54 + 1,16) \cdot 10^{-3} = 4,24 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$$

$$T_{\text{я}\Sigma} = \frac{4,24 \cdot 10^{-3}}{0,072} = 0,059 \text{ с}$$

Електромеханічна постійна часу електроприводу $T_{\text{м}}$, с, визначається по формулі:

$$T_{\text{м}} = \frac{J_{\Sigma} R_{\text{я}\Sigma}}{(2 \cdot c)^2}, \quad (2.54)$$

де J_{Σ} – сумарний момент інерції якорів двигунів і приведений до їх швидкості момент інерції платформи, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$

$$J_{\Sigma} = k \cdot J_{\text{д}} + \frac{J_{\text{пл}}}{i_{\text{п}}^2}. \quad (2.55)$$

$$J_{\Sigma} = 2 \cdot 2,57 + \frac{20 \cdot 10^7}{3305^2} = 5,14 + 18,31 = 23,45 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$$

$$T_{\text{м}} = 23,45 \cdot \frac{0,072}{(2 \cdot 1,61)^2} = 0,163 \text{ с}$$

При визначенні постійною часу генератора T_{Γ} , вважаємо, що вона приблизно рівна постійної часу незалежної обмотки збудження (це справедливо за відсутності паралельної і послідовної обмотки і зневазі вихровими струмами), тобто

$$T_{\Gamma} = T_{\text{зб } \Gamma} = \frac{2 p_{\Gamma} W_{\text{зб}} k_{\Phi}}{R_{\text{зб}}}, \quad (2.56)$$

де $W_{\text{зб}}$, $R_{\text{зб}}$ – число витків на полюс і активний опір, Ом, незалежної обмотки збудження;

p_{Γ} – число пар полюсів генератора;

k_{Φ} – коефіцієнт нахилу кривої намагнічення для лінійної ділянки кривої намагнічення, можна прийняти $k_{\Phi} = \Delta\Phi / \Delta I_{\text{зб}} = 0,29 \cdot 10^{-2} \text{ Ом} \cdot \text{с}$.

$$k_{\Phi} = \frac{\Delta\Phi}{\Delta I_{\text{зб}}} = 0,29 \cdot 10^{-2} \text{ Ом} \cdot \text{с};$$

$$T_{\Gamma} = T_{\text{зб } \Gamma} = \frac{2 p_{\Gamma} W_{\text{зб}} k_{\Phi}}{R_{\text{зб}}} = \frac{4 \cdot 950 \cdot 0,29 \cdot 10^{-2}}{38,6} = 0,29 \text{ с}$$

Постійну часу $T_{\text{ззт}}$ можна визначити таким чином: використовуючи критерій Гурвіца, знаходимо мінімальне значення $T_{\text{ззт min}}$, при якому система стійка. Потім проводимо розрахунок перехідних характеристик для значень $T_{\text{ззт}} \geq T_{\text{ззт min}}$ і вибираємо те значення, при якому перехідний процес оптимальний. Якщо система стійка при будь-якому значенні $T_{\text{ззт}}$, то слід задатися поряд значень $T_{\text{ззт}}$ (наприклад, $T_{\text{ззт}} = 0,005; 0,01; 0,05$) і вибрати оптимальне значення. У роботі величину $T_{\text{ззт}}$ визначимо шляхом моделювання системи на ЕОМ.

Використовуючи передавальні функції $W_1(p) - W_4(p)$ розраховуємо перехідні характеристики системи при ступінчастій задаючій і збурюючій діях. Розрахунок перехідних процесів виконуємо з використанням системи MATLAB.

Графіки перехідних процесів представлені на рис.2.16 – 2.17. Ті ж результати були отримані шляхом дослідження перехідних процесів за допомогою моделі системи, приведеної на рис.2.15. Розрахунок проводився для різних значень постійної часу T_{33T} . На рис.2.16 – 2.17 представлені графіки перехідних процесів для трьох значень T_{33T} , а саме: 1 – $T_{33T} = 0,005 \text{ с}$; 2 – $T_{33T} = 0,015 \text{ с}$; 3 – $T_{33T} = 0,03 \text{ с}$. Як видно з рисунка, при $T_{33T} = 0,005 \text{ с}$ показники якості перехідних процесів є найкращими.

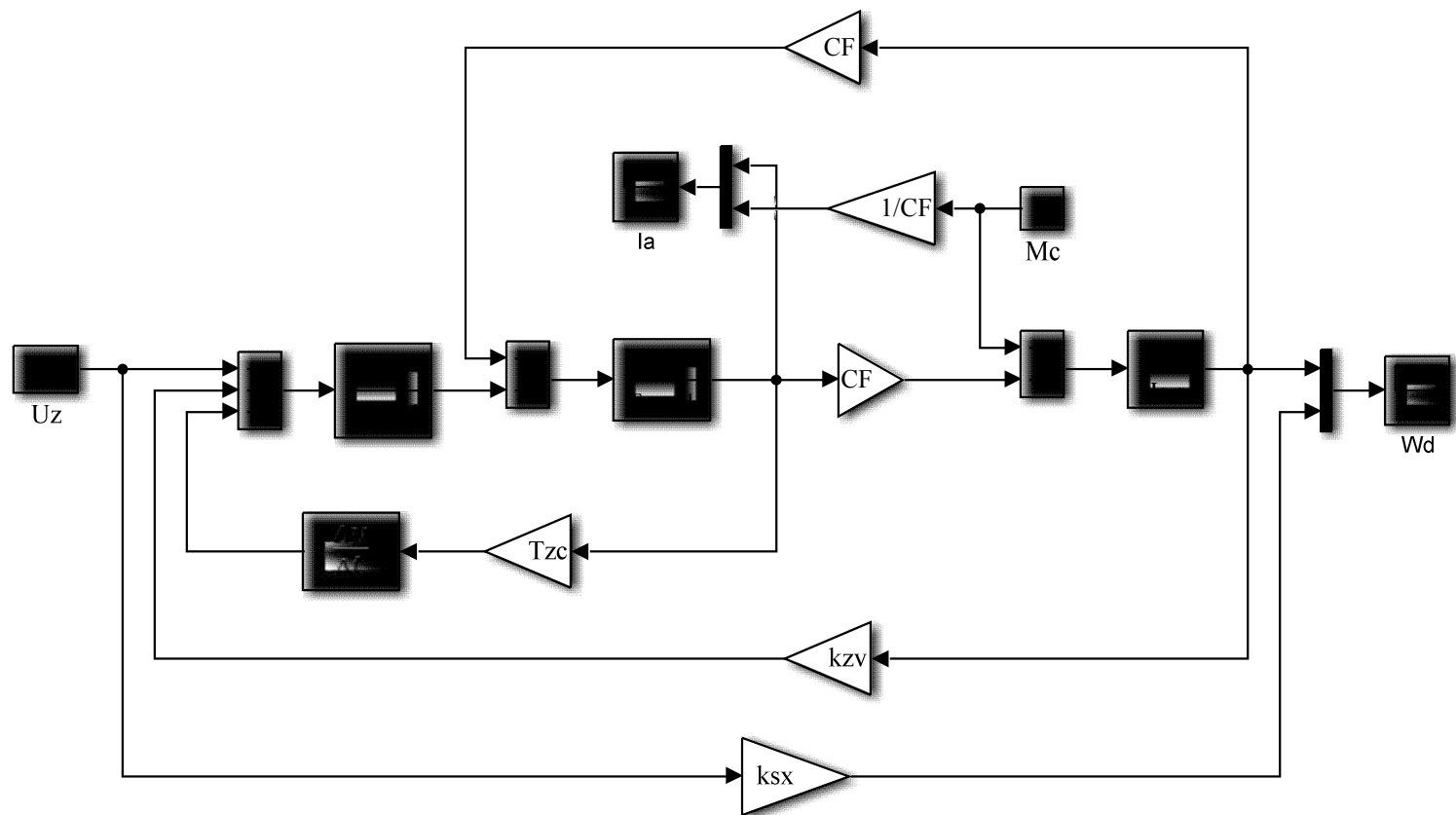


Рисунок 2.15 – Схема моделі двомасової системи, розроблена на ЕОМ

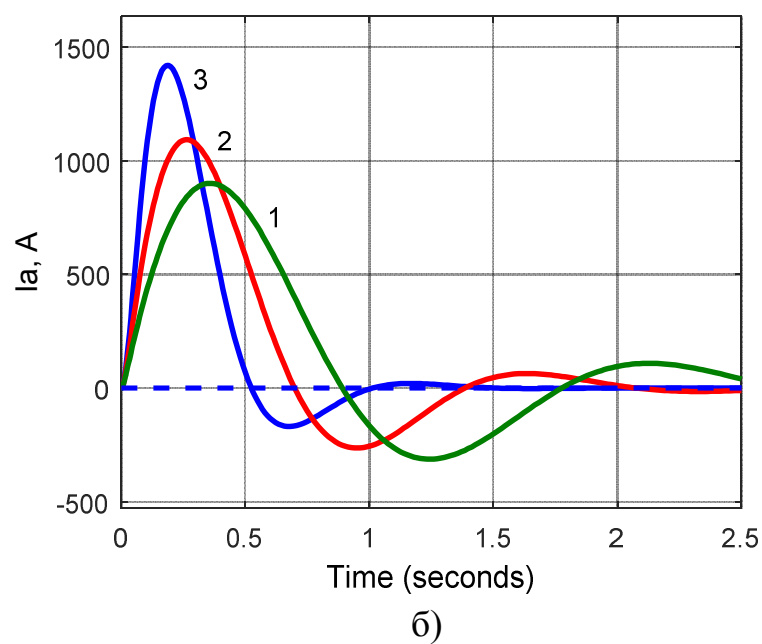
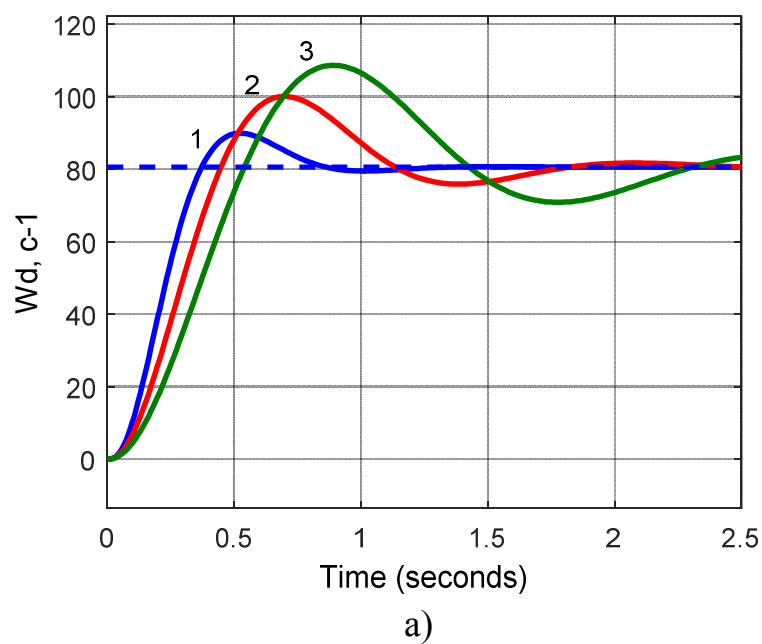


Рисунок 2.16 – Графіки перехідних процесів швидкості а)
і струму б) по залаючій дії

1 – $T_{33T} = 0,005 \text{ c}$; 2 – $T_{33T} = 0,015 \text{ c}$; 3 – $T_{33T} = 0,03 \text{ c}$

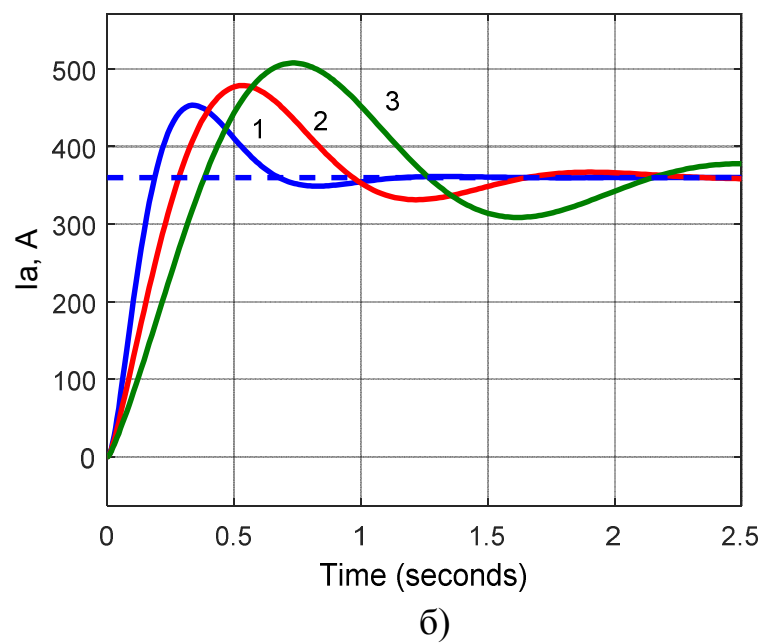
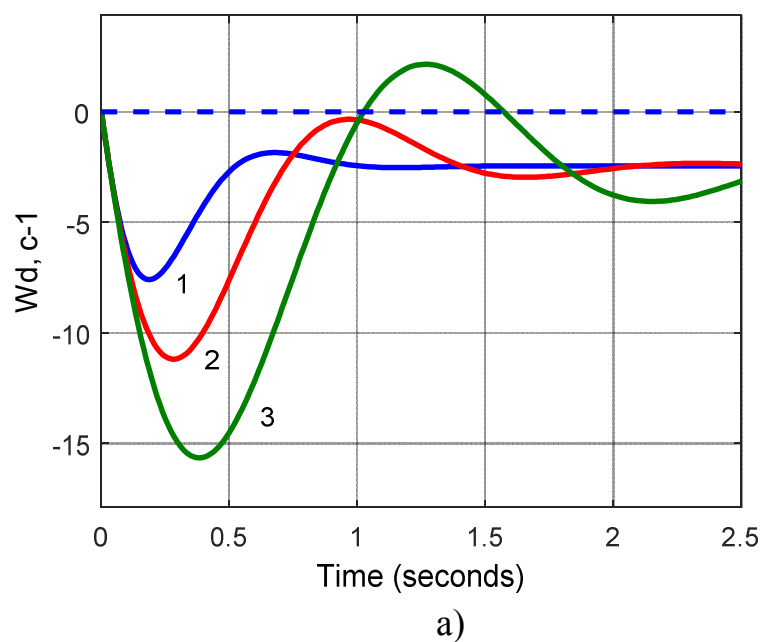


Рисунок 2.17 – Графіки перехідних процесів швидкості а)

і струму б) по збурюючій дії

1 – $T_{33T} = 0,005 \text{ c}$; 2 – $T_{33T} = 0,015 \text{ c}$; 3 – $T_{33T} = 0,03 \text{ c}$

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2

1. В результаті аналізу технічних вимоги, що пред'являється до електроприводів опорно-поворотних механізмів роторних екскаваторів для електроприводу механізму повороту стріли вибраний електропривод постійного струму, виконаний за системою Г-Д.

2. Виконано вибір електродвигунів і основного електроустаткування силового ланцюга електроприводу, проведена перевірка двигуна за умовами нагріву і перевантажувальної здатності, для чого розраховано швидкісну і навантажувальні діаграми. Отримане при розрахунку значення еквівалентного моменту показує, що по нагріву двигуни відповідають умовам експлуатації. По перевантажувальній здатності двигуни також задовольняє вимогам.

3. Виконано розрахунок параметрів силового ланцюга електроприводу, що використовуються при розрахунку системи автоматичного управління.

4. . Проведено вибір структури системи автоматичного управління. До електроприводів більшості основних механізмів роторних екскаваторів пред'являються підвищені вимоги відносно жорсткості робочої частини механічної характеристики і обмеження максимального значення моменту, що розвивається.. Згідно рекомендацій [35] вибрано систему із зворотним зв'язком за швидкістю, гнучким зворотним зв'язком по струму і зворотним зв'язком по струму з відсіченням.

5. Проведений розрахунок статичних характеристик розімкненої і замкненої системи. Складено алгоритмічну схему системи та визначені передавальні функції системи по задаючій і збурюючій діях.

6. Проведено моделювання синтезованої системи на ЕОМ з використанням пакету прокладних програм MATLAB. В режимі SIMULINK системи MATLAB розроблена схема моделі системи, що дозволяє виконати дослідження динамічних характеристик системи. Шляхом моделювання визначено значення постійної часу зворотного зв'язку по струму, при якій перехідні процеси змінних стану системи мають задовільні показники якості.

РОЗДІЛ 3

ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМИ З УРАХУВАННЯМ ПРУЖНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

3.1 Математична модель двомасової системи

Для електроприводу механізму повороту стріли характерною є наявність пружно пов'язаних з платформою інерційних мас стріли ротора з роторним колесом і консолі противаги. Це призводить до того, що перехідні процеси мають значні коливання.

У попередніх розділах було проведено дослідження динамічних характеристик системи електроприводу механізму повороту стріли в припущенні нескінченної жорсткості всіх зв'язків між елементами механічної частини системи. Представлення механічної частини у вигляді жорсткої приведенної ланки відображає реальний характер руху елементів лише в середньому, оскільки не враховує впливу пружності реальних механічних зв'язків. Внаслідок кінцевої жорсткості цих зв'язків механічна частина електроприводу є пружною системою, прикладення до якої управляючої дії (моменту двигуна), або збурюючої дії (моменту статичного навантаження) викликає коливання зв'язаних мас, що збільшують максимальні навантаження зв'язків і відробітки необхідних рухів і переміщень, що ускладнюють точність.

Кінематична схема механізму повороту стріли є складною розгалуженою механічною системою, що складається з великого числа зосереджених і розподілених мас, сполучених пружними зв'язками. При інженерних розрахунках такі системи зазвичай зводяться до трьохмасових або двомасових систем із зосередженими масами і гнучкими невагомими зв'язками між ними.

Для електроприводу механізму повороту стріли використовуються два двигуни. Така схема багатодвигунного електроприводу в загальному випадку приводиться до розгалуженої розрахункової схеми, показаної на рис.3.1.

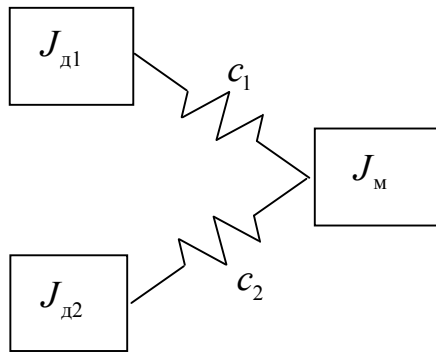


Рисунок 3.1 – Розгалужена
розрахункова схема механічної
частини електроприводу

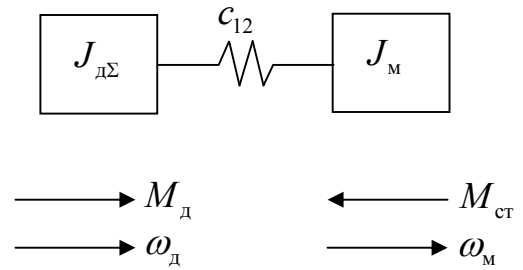


Рисунок 3.2 – Двомасова
розрахункова схема

На схемі позначено: $J_{д1}$ і $J_{д2}$ – моменти інерції двигунів; c_1 , c_2 – приведені жорсткості кожного приводу; $J_{м}$ – приведений момент інерції механізму; тобто приведений до валу двигуна момент інерції поворотної платформи $J_{м} = J'_{пл}$;

Оскільки двигуни приводу рухаються синфазно, розгалужену схему рис.3.1 можна звести до двомасової розрахункової механічної схеми рис.3.2. де $J_{дΣ}$ – сума моментів інерції двигунів; оскільки використовуються два однакові двигуни, то $J_{дΣ} = k \cdot J_{д}$.

c_{12} – приведена жорсткість зв'язку між масами; $c_{12} = c_1 + c_2$;

β – коефіцієнт внутрішнього в'язкого тертя між масами.

Якщо привести всі рухомі маси і жорсткості електроприводу механізму до кутової швидкості двигуна, то для двомасової системи отримаємо наступну систему диференціальних рівнянь:

$$\begin{cases} J_{м} \frac{d\omega_{м}}{dt} = M_{\Sigma} - M_{ст}; \\ \frac{dM_{пп}}{dt} = c_{12}(\omega_{д} - \omega_{м}); \\ J_{дΣ} \frac{d\omega_{д}}{dt} = k\Phi I_{я} - M_{\Sigma}, \end{cases} \quad (3.1)$$

де M_{Σ} сумарний момент, що передається пружною передачею, який рівний сумі пружного моменту $M_{\text{пр}}$ і моменту в'язкого тертя $M_{\text{вт}} = \beta(\omega_{\text{д}} - \omega_{\text{м}})$;

$$M_{\Sigma} = M_{\text{пр}} + \beta(\omega_{\text{д}} - \omega_{\text{м}}), \quad (3.2)$$

$\omega_{\text{д}}$, $\omega_{\text{м}}$ – кутова швидкість двигуна і механізму відповідно;

$M_{\text{ст}}$ – момент статичного навантаження, прикладений до другої маси;

Запишемо систему (3.1) з урахуванням (3.2) у формі Коші

$$\begin{cases} \frac{d\omega_{\text{м}}}{dt} = \frac{1}{J_{\text{м}}} M_{\text{пр}} + \frac{\beta}{J_{\text{м}}} \omega_{\text{д}} - \frac{\beta}{J_{\text{м}}} \omega_{\text{м}} - \frac{1}{J_{\text{м}}} M_{\text{ст}}; \\ \frac{dM_{\text{пр}}}{dt} = c_{12} \omega_{\text{д}} - c_{12} \omega_{\text{м}}; \\ \frac{d\omega_{\text{д}}}{dt} = \frac{k\Phi_{\text{н}}}{J_{\text{д}\Sigma}} I_{\text{д}} - \frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} M_{\text{пр}} - \frac{\beta}{J_{\text{д}\Sigma}} \omega_{\text{д}} + \frac{\beta}{J_{\text{д}\Sigma}} \omega_{\text{м}}. \end{cases} \quad (3.3)$$

Диференціальні рівняння, що описують електромеханічні процеси в розробленій в попередніх розділах одномасовій системі (у відповідності із алгоритмічною схемою рис.3.2) мають наступну форму

$$\begin{cases} T_{\text{м}} \frac{d\omega_{\text{д}}}{dt} = \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{c} (I_{\text{я}} - I_{\text{ст}}); \\ T_{\text{я}\Sigma} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} + I_{\text{я}} = \frac{1}{R_{\text{я}\Sigma}} (E_{\text{г}} - c\omega_{\text{д}}); \\ T_{\text{г}} \frac{dE_{\text{г}}}{dt} + E_{\text{г}} = k_{\Sigma} U_{\text{з}} - k_{\text{ззш}} k_{\Sigma} \omega_{\text{д}} - k_{\Sigma} U_{\text{гззт}}; \\ T_{\text{ззт}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} = U_{\text{гззт}}. \end{cases} \quad (3.4)$$

Запишемо систему (3.4) у формі Коші, враховуючи, що $I_{\text{ст}} = M_{\text{ст}} / c$,

$T_{\text{м}} = J_{\text{д}\Sigma} \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{(k\Phi_{\text{н}})^2} = J_{\text{д}\Sigma} \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{c^2}$. Об'єднаємо системи (3.3) і (3.4) і проведемо деякі не-

складні перетворення. Отримаємо наступну систему рівнянь стану двомасової системи:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\omega_{\text{д}}}{dt} &= \frac{\beta}{J_{\text{д}\Sigma}} \omega_{\text{м}} - \frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} M_{\text{пр}} - \frac{\beta}{J_{\text{д}\Sigma}} \omega_{\text{д}} + \frac{c}{J_{\text{д}\Sigma}} I_{\text{я}}; \\ \frac{dM_{\text{пр}}}{dt} &= -c_{12} \omega_{\text{м}} + c_{12} \omega_{\text{д}}; \\ \frac{d\omega_{\text{м}}}{dt} &= -\frac{\beta}{J_{\text{м}}} \omega_{\text{м}} + \frac{1}{J_{\text{м}}} M_{\text{пр}} + \frac{\beta}{J_{\text{м}}} \omega_{\text{д}} - \frac{1}{J_{\text{м}}} M_{\text{ст}}; \\ \frac{dI_{\text{я}}}{dt} &= -\frac{c}{T_{\text{я}\Sigma} R_{\text{я}\Sigma}} \omega_{\text{д}} - \frac{1}{T_{\text{я}\Sigma}} I_{\text{я}} + \frac{1}{T_{\text{я}\Sigma} R_{\text{я}\Sigma}} E_{\text{г}}; \\ \frac{dE_{\text{г}}}{dt} &= \left(\frac{ck_{\Sigma} T_{33\Gamma}}{T_{\text{я}\Sigma} R_{\text{я}\Sigma} T_{\Gamma}} - \frac{k_{33\text{ш}} k_{\Sigma}}{T_{\Gamma}} \right) \omega_{\text{д}} + \frac{k_{\Sigma} T_{33\Gamma}}{T_{\text{я}\Sigma} T_{\Gamma}} I_{\text{я}} + \left(-\frac{k_{\Sigma} T_{33\Gamma}}{T_{\text{я}\Sigma} R_{\text{я}\Sigma} T_{\Gamma}} - \frac{1}{T_{\Gamma}} \right) E_{\text{г}} + \frac{k_{\Sigma}}{T_{\Gamma}} U_3. \end{aligned} \right. \quad (3.5)$$

Введемо вектор стану системи

$$\vec{X}(t) = [\omega_{\text{м}}(t); M_{\text{пр}}(t); \omega_{\text{д}}(t); I_{\text{я}}(t); E_{\text{г}}(t)]^T \quad (3.6)$$

і вектор зовнішніх дій

$$\vec{U}(t) = [U_3(t); M_{\text{ст}}(t)]^T. \quad (3.7)$$

Система, записана у векторний-матричній формі і доповнена рівнянням виходу має вид:

$$\begin{cases} \dot{\vec{X}}(t) = \mathbf{A}\vec{X}(t) + \mathbf{B}\vec{U}(t); \\ \vec{Y}(t) = \mathbf{C}\vec{X}(t), \end{cases} \quad (3.8)$$

де $\mathbf{A}$ – матриця стану системи;

$\mathbf{B}$ – матриця управління;

$\mathbf{C}$ – матриця виходу;

$\vec{Y}(t)$ – вектор виходу.

Матриці стану $\mathbf{A}$ і управління $\mathbf{B}$ мають структуру:

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} \omega_{\text{м}} & M_{\text{пр}} & \omega_{\text{д}} & I_{\text{я}} & E_{\text{г}} \\ \frac{\beta}{J_{\text{м}}} & \frac{1}{J_{\text{м}}} & \frac{\beta}{J_{\text{м}}} & 0 & 0 \\ -c_{12} & 0 & c_{12} & 0 & 0 \\ \frac{\beta}{J_{\text{м}}} & -\frac{1}{J_{\text{м}}} & -\frac{\beta}{J_{\text{м}}} & \frac{c}{J_{\text{м}}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{c}{T_{\text{я}\Sigma} R_{\text{я}\Sigma}} & -\frac{1}{T_{\text{я}\Sigma}} & \frac{1}{T_{\text{я}\Sigma} R_{\text{я}\Sigma}} \\ 0 & 0 & \frac{ck_{\Sigma} T_{33\Gamma}}{T_{\text{я}\Sigma} R_{\text{я}\Sigma} T_{\Gamma}} - \frac{k_{33\text{ш}} k_{\Sigma}}{T_{\Gamma}} & \frac{k_{\Sigma} T_{33\Gamma}}{T_{\text{я}\Sigma} T_{\Gamma}} & \frac{-k_{\Sigma} T_{33\Gamma}}{T_{\text{я}\Sigma} R_{\text{я}\Sigma} T_{\Gamma}} - \frac{1}{T_{\Gamma}} \end{vmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{vmatrix} U_3 & M_{\text{ст}} \\ 0 & -\frac{1}{J_{\text{м}}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{k_{\Sigma}}{T_{\Gamma}} & 0 \end{vmatrix}$$

Алгоритмічна схема двомасової системи показана на рис.3.3.

3.2 Розрахунок динамічних характеристик системи з урахуванням пружних елементів

Використовуючи математичну модель системи у вигляді рівнянь стану були проведені розрахунки перехідних процесів по задаючій і збурюючій діях. Текст файлу, що містить початкові дані, матриці **A**, **B**, **C** приведений в додатку В. Дослідження проводилися також за допомогою схеми моделі системи, приведеної на рис. 3.4. Всі розрахунки виконувалися на ЕОМ за допомогою пакету прикладних програм MATLAB.

Графіки перехідних процесів показані на рисунках 3.5 – 3.8. На рисунках приведені перші чотири змінні стани системи. Як видно з графіків, основні координати системи зазнають значних коливань, що негативно впливає на роботу механізму та підвищує навантаження на його елементи в перехідних режимах.

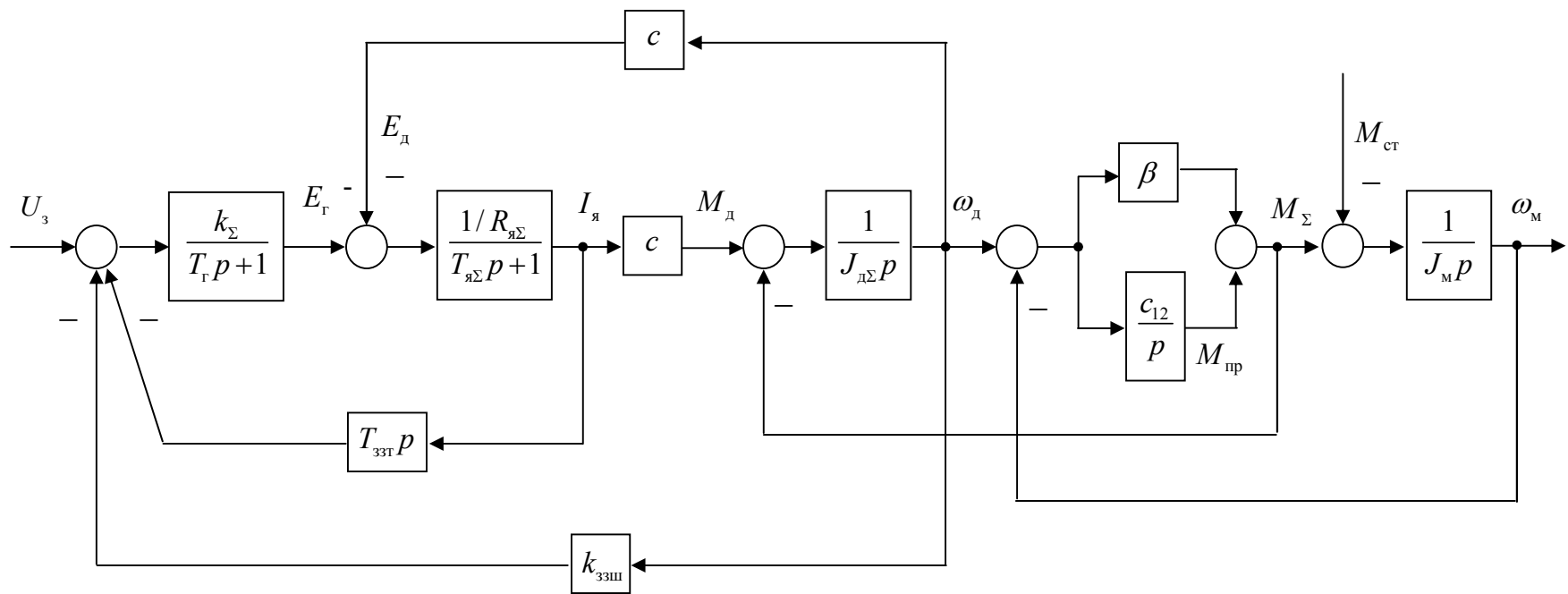


Рисунок 3.3 – Алгоритмічна схема двомасової системи.

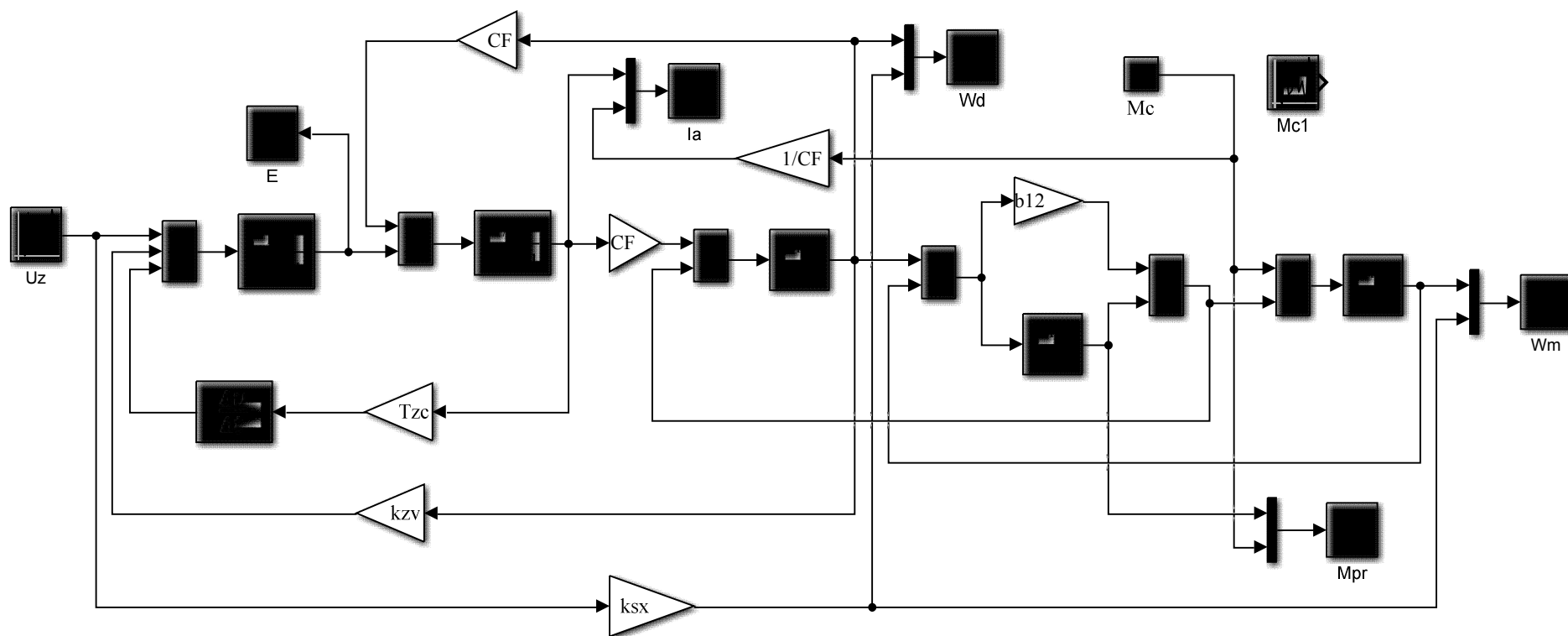
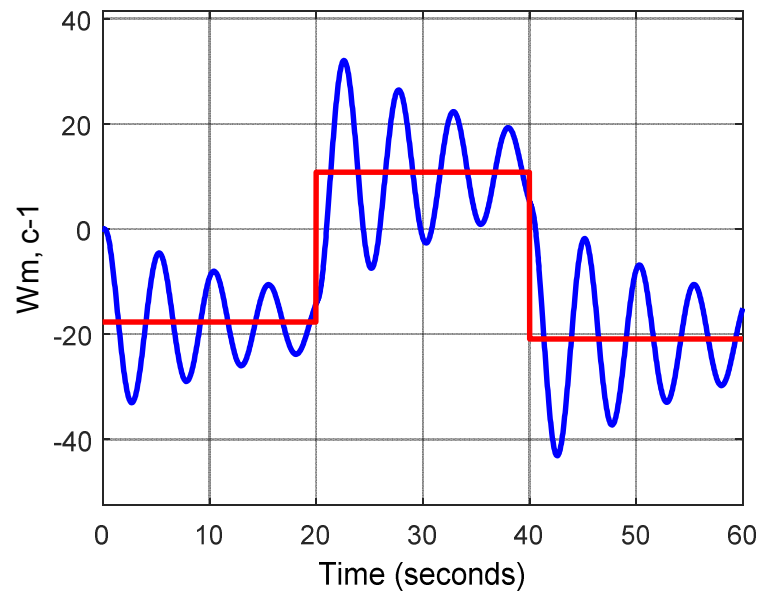
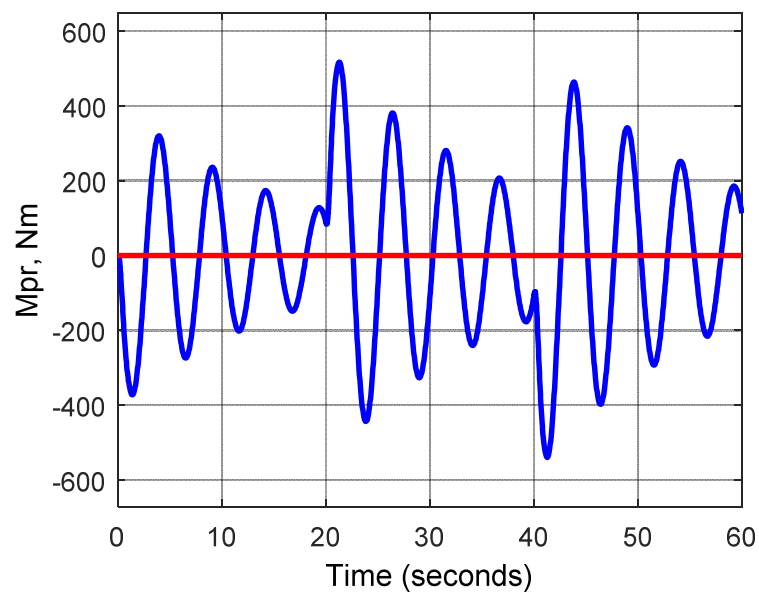


Рисунок 3.4 – Схема моделі двомасової системи, розроблена на ЕОМ



a)



б)

Рисунок 3.5 – Графіки перехідних процесів швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) і моменту пружності $M_{пр} = f(t)$ (б) двомасової системи по задаючій дії

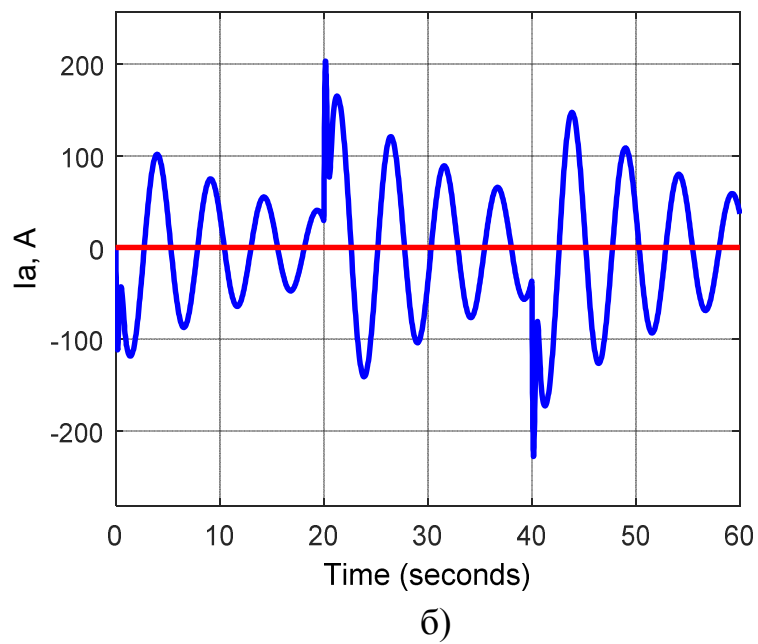
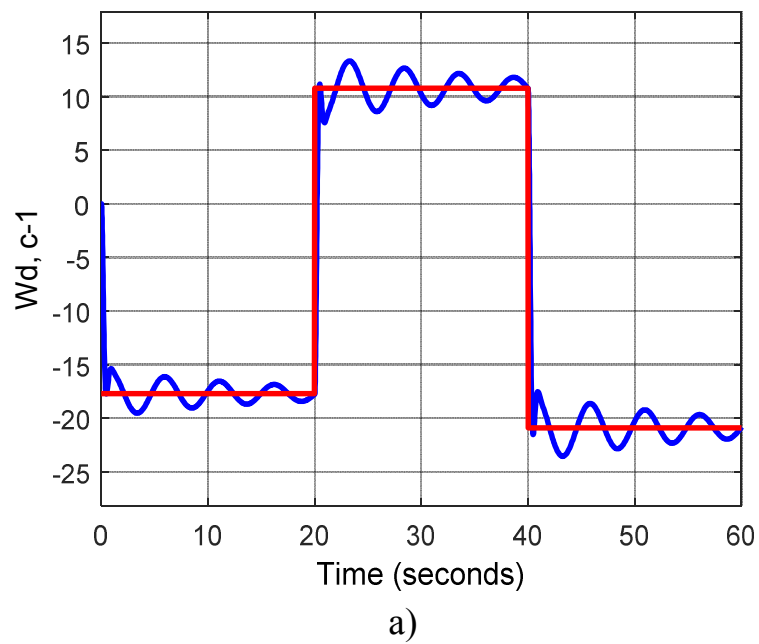
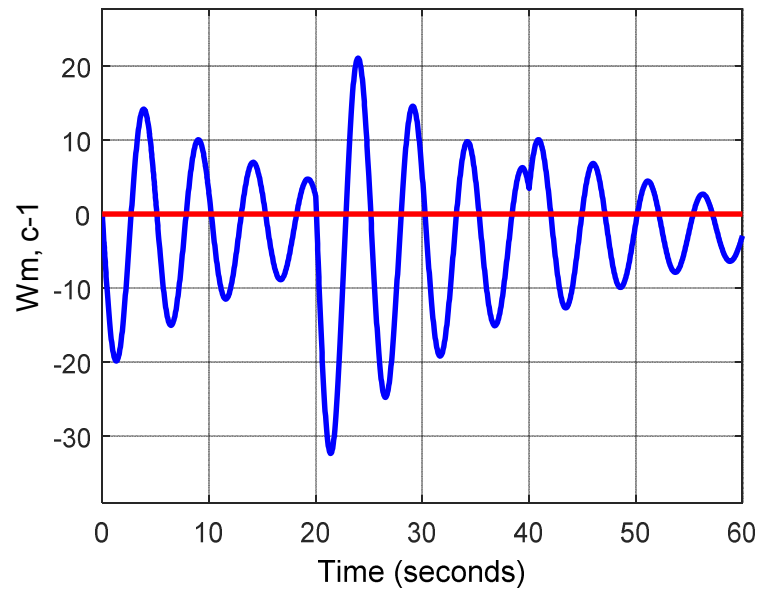
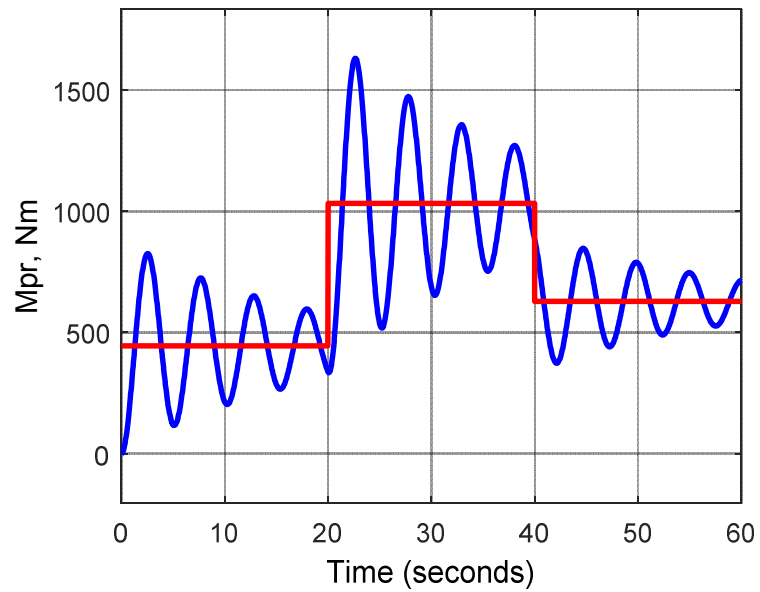


Рисунок 3.6 – Графіки перехідних процесів швидкості двигуна $\omega_d = f(t)$ (а) і струму двигуна $I_d = f(t)$ (б) двомасової системи по задаючій дії

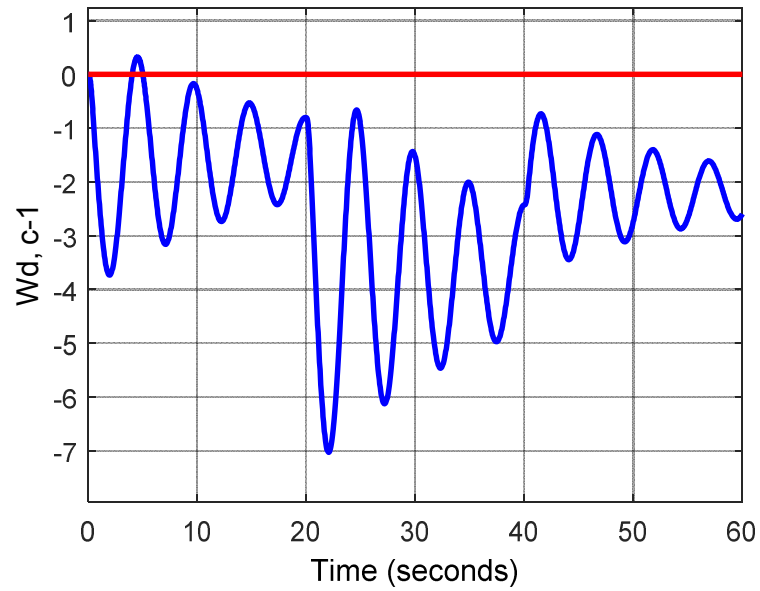


a)

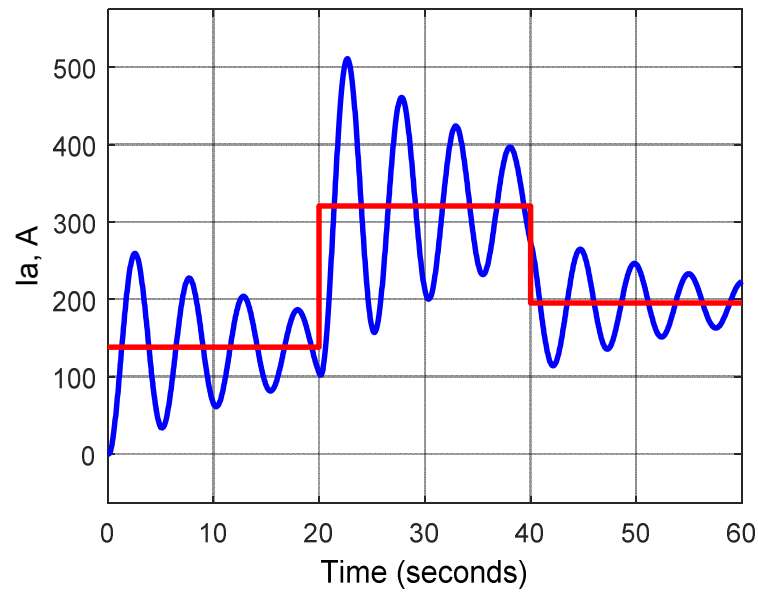


б)

Рисунок 3.7 – Графіки перехідних процесів швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) і моменту пружності $M_{пр} = f(t)$ (б) двомасової системи по збурюючій дії



a)



б)

Рисунок 3.8 – Графіки перехідних процесів швидкості двигуна $\omega_d = f(t)$ (а) і струму двигуна $I_d = f(t)$ (б) двомасової системи по збурюючій дії

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3

1. Проведено аналіз роботи механізму повороту стріли роторного екскаватора за наявності пружно пов'язаних з платформою інерційних мас стріли ротора з роторним колесом і консолі противаги. Представлення механічної частини жорсткою приведеною ланкою відображає дійсний характер рухів елементів тільки в середньому, оскільки не враховує вплив пружності реальних механічних зв'язків. Із-за кінцевої жорсткості цих зв'язків механічна частина електроприводу є пружною системою, додаток до якої управляючої дії або збурюючої дії (моменту статичного навантаження), викликає коливання зв'язаних мас, що збільшують максимальні навантаження зв'язків і ускладнюють точність обробки необхідних рухів і переміщень. Показано, що кінематична схема механічної частини системи управління механізмом повороту стріли екскаватора з урахуванням податливості елементів механічної частини електроприводу може розглядатися як двома сова.

2. Виконано розробку математичної моделі. Отримано рівняння стану двомасової системи і рівняння стану двомасової системи у векторному – матричній формі, визначені елементи вектора стану, тобто змінні стану системи; визначений вектор зовнішніх дій, а також матриці стану **A** і управління **B**. Розроблена алгоритмічна схема двомасової системи і спрощена алгоритмічна схема двохмасової системи з оптимізованим по модульному критерію контуром струму.

3. Проведено моделювання двомасової системи на ЕОМ з використанням пакету прокладних програм MATLAB. В режимі SIMULINK системи MATLAB розроблено схему моделі двомасової системи. Як тестовий сигнал на вхід системи подавався ступінчастий сигнал з випадковою амплітудою, який знаходиться в межах від +24В до -24В, що відповідає зміні швидкості в межах номінальних значень. Аналіз результатів моделювання показав, що перехідні процеси змінних стану системи мають незадовільний (коливальний) характер.

РОЗДІЛ 4

СИНТЕЗ СИСТЕМИ З FUZZY РЕГУЛЯТОРОМ

4.1 Процес нечіткого моделювання в середовищі MATLAB

Для реалізації нечіткої моделі в середовищі MATLAB використовується Fuzzy Logic Toolbox, спеціальний пакет розширення. Цей пакет надає користувачеві можливість працювати з нечіткими моделями у двох режимах:

1. **Інтерактивний режим** дозволяє користувачеві взаємодіяти з графічними інструментами, відображаючи та редагуючи всі компоненти системи нечіткого висновку.
2. **Режим команд** дозволяє користувачеві вводити імена відповідних функцій з аргументами безпосередньо в вікно команд MATLAB.

У інтерактивному режимі можна використовувати такі графічні засоби, що входять до складу Fuzzy Logic Toolbox:

- **FIS Editor (редактор FIS)** - редагує систему нечіткого виведення.
- **Membership Function Editor (редактор функцій приналежності)** - редагує функції приналежності.
- **Rule Editor (редактор правил)** - редагує правила.
- **Rule Viewer (переглядач правил висновку)** - дозволяє переглядати правила системи нечіткого висновку.
- **Surface Viewer (переглядач поверхні висновку)** - візуалізує поверхню висновку.

Пакет Fuzzy Logic Toolbox містить також спеціальні програми:

- **Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System Editor (редактор ANFIS)** - редагує адаптивні нейро-нечіткі системи.
- **Fuzzy c-Means Clustering (нечітка кластеризація за методом нечітких c-середніх)** - проводить нечітку кластеризацію.

4.2 Побудова і дослідження багатомасової системи з Fuzzy регулятором

Побудуємо нечітку модель управління двомасовою електромеханічною системою в інтерактивному режимі за допомогою графічних засобів пакету Fuzzy Logic Toolbox.

Сутність задачі полягає в тому, щоб розробити модель, що дозволяє автоматично управляти двомасовою системою, забезпечуючи задовільні показники якості функціонування системи.

Будемо оцінювати якість регулювання системи по величині миттєвої помилки регулювання $\varepsilon(t)$, тобто різниці між заданим значенням швидкості обертання механізму $\omega_3(t)$ і реальною швидкістю обертання механізму $\omega_m(t)$.

Оскільки двомасова система є інерційною, то при регулюванні слід враховувати похідну від помилки регулювання, в якості якої можна використовувати момент пружності $M_{\text{пр}}(t)$ в кінематичному ланцюзі електроприводу.

Розробку системи управління двомасовою електромеханічною системою з Fuzzy регулятором виконуємо таким чином. На входи Fuzzy регулятора подаємо помилку регулювання $\varepsilon(t)$ між заданим значенням швидкості обертання $\omega_3(t)$ і швидкістю обертання механізму $\omega_m(t)$ і момент пружності $M_{\text{пр}}(t)$ (точніше – різницю між моментом пружності $M_{\text{пр}}(t)$ і моментом статичного навантаження $M_c(t)$ тобто $M_{\text{пр}}(t) - M_c(t)$) в кінематичному ланцюзі машини. За допомогою Fuzzy регулятора формуватимемо управляючу дію $U(t)$ на динамічну систему.

Схема системи, яку побудовано в середовищі MATLAB у режимі Simulink, показана на рисунку 4.1. На рисунку 4.2 наведена структура підсистеми Subsystem, що є моделлю керованого об'єкту Fuzzy регулятора. Ця модель відображається у відповідному вікні при подвійному клацанні лівою кнопкою миші на блоку Subsystem1.

Для створення бази правил системи нечіткого висновку потрібно заздалегідь визначити входні та вихідні лінгвістичні змінні. Явно виходить, що одну з входніх лінгвістичних змінних можна використовувати помилку регулювання $\varepsilon(t)$: ε – "помилка регулювання", а у якості другої входньої лінгвістичної змінної $M_{\text{пр}}$ – "момент пружності". Як вихідна лінгвістична змінна використовується напруга на виході регулятора $U(t)$, що алгебраїчно підсумовується з напругою завдання і діє на систему управління: U – "напруга регулятора".

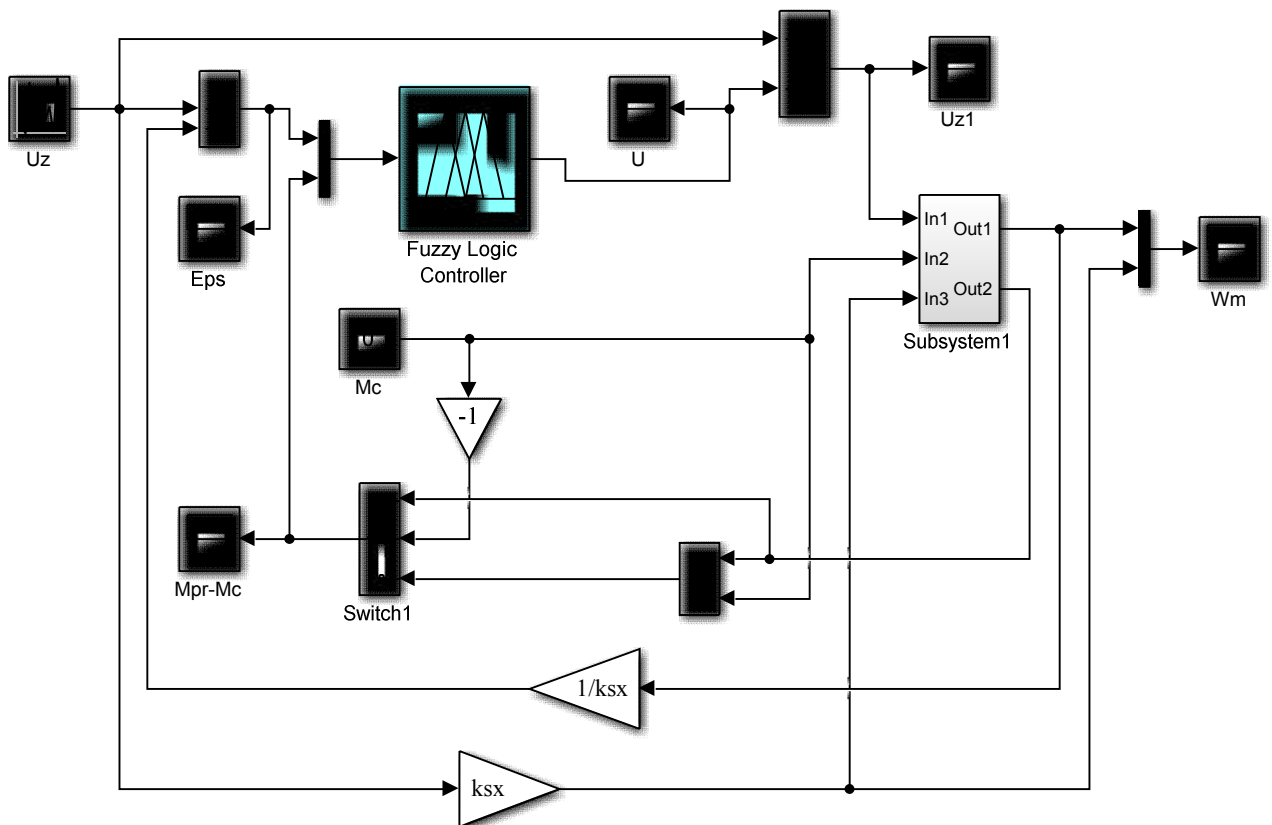


Рисунок 4.1 – Схема системи з Fuzzy регулятором

Як терм-множини всіх лінгвістичних змінних використовуватимемо множини $T_{1,2,3} = \{\text{"негативна велика"}, \text{"негативна мала"}, \text{"близька до нуля"}, \text{"позитивна мала"}, \text{"позитивна велика"}\}$. Функції належності для кожного терму кожної множини будуть подані нижче.

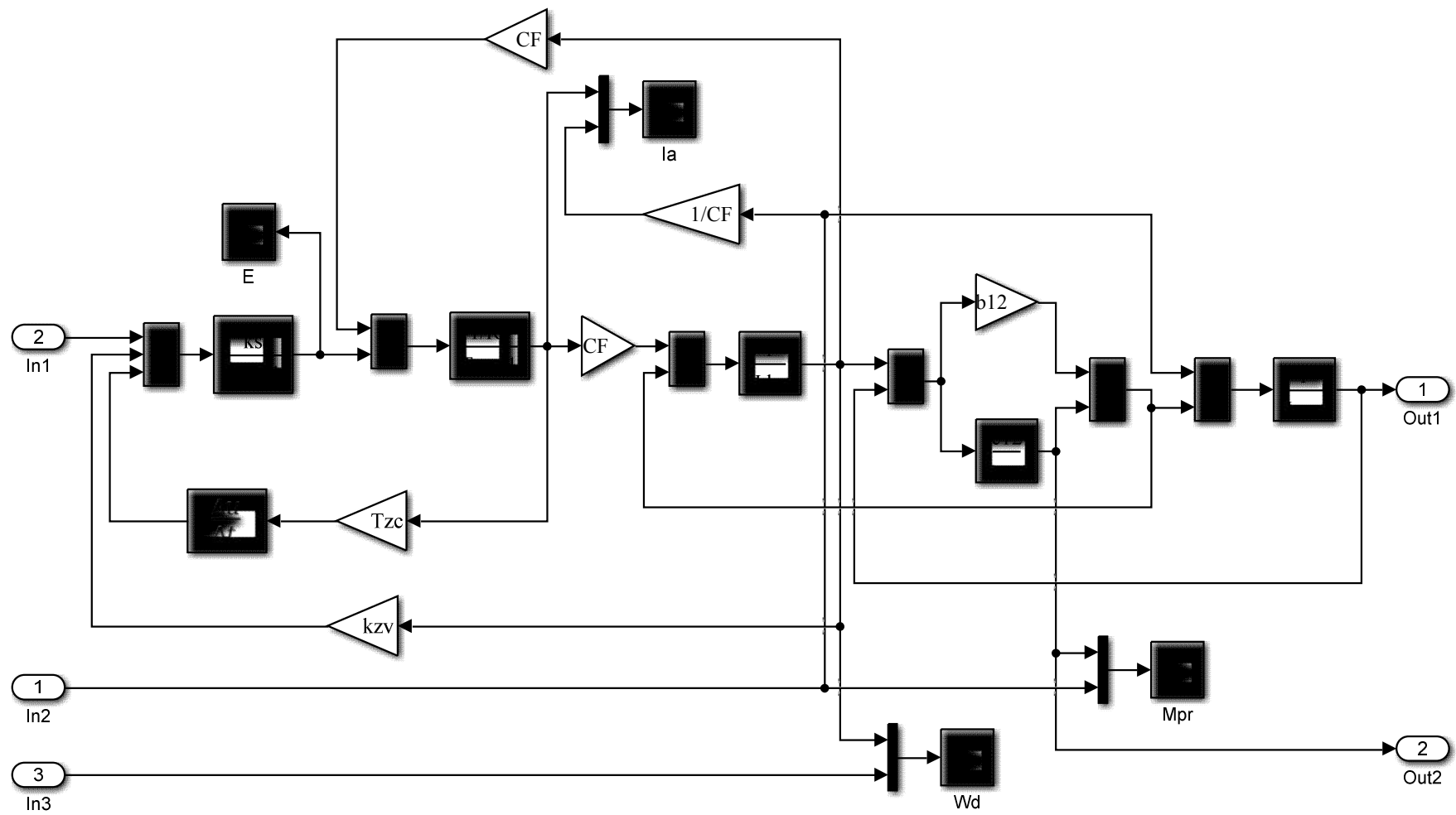


Рисунок 4.2 – Схема моделі об'єкту управління

Для спрощення запису правил ми будемо використовувати такі символічні позначення для назв окремих термів вхідних і вихідних лінгвістичних змінних: NG – негативна велика; NS – негативна мала; ZR – близька до нуля; PS – позитивна мала; PG – позитивна велика. Отже, всі лінгвістичні терм-множини можна коротко записати так: $T_{1,2,3} = \{NG, NS, ZR, PS, PG\}$.

Після аналізу експериментальних перехідних процесів під час запуску та навантаження ми сформуємо базу правил для нечітких продукцій. Оскільки ми розглядаємо дві вхідні лінгвістичні змінні, кожна з них має 5 термів, то система нечіткого висновку матиме 25 правил нечітких продукцій, описаних нижче:

ПРАВИЛО_1: ЯКЩО " $\varepsilon \in NG$ " І " $M_{np} \in NG$ " ТО " $U \in PG$ "

ПРАВИЛО_2: ЯКЩО " $\varepsilon \in NG$ " І " $M_{np} \in NS$ " ТО " $U \in PS$ "

ПРАВИЛО_3: ЯКЩО " $\varepsilon \in NG$ " І " $M_{np} \in ZR$ " ТО " $U \in PS$ "

ПРАВИЛО_4: ЯКЩО " $\varepsilon \in NG$ " І " $M_{np} \in PS$ " ТО " $U \in ZR$ "

ПРАВИЛО_5: ЯКЩО " $\varepsilon \in NG$ " І " $M_{np} \in PG$ " ТО " $U \in NS$ "

ПРАВИЛО_6: ЯКЩО " $\varepsilon \in NS$ " І " $M_{np} \in NG$ " ТО " $U \in PS$ "

ПРАВИЛО_7: ЯКЩО " $\varepsilon \in NS$ " І " $M_{np} \in NS$ " ТО " $U \in PS$ "

ПРАВИЛО_8: ЯКЩО " $\varepsilon \in NS$ " І " $M_{np} \in ZR$ " ТО " $U \in PS$ "

ПРАВИЛО_9: ЯКЩО " $\varepsilon \in NS$ " І " $M_{np} \in PS$ " ТО " $U \in ZR$ "

ПРАВИЛО_10: ЯКЩО " $\varepsilon \in NS$ " І " $M_{np} \in PG$ " ТО " $U \in NS$ "

ПРАВИЛО_11: ЯКЩО " $\varepsilon \in ZR$ " І " $M_{np} \in NG$ " ТО " $U \in PS$ "

ПРАВИЛО_12: ЯКЩО " $\varepsilon \in ZR$ " І " $M_{np} \in NS$ " ТО " $U \in ZR$ "

ПРАВИЛО_13: ЯКЩО " $\varepsilon \in ZR$ " І " $M_{np} \in ZR$ " ТО " $U \in ZR$ "

ПРАВИЛО_14: ЯКЩО " $\varepsilon \in ZR$ " І " $M_{np} \in PS$ " ТО " $U \in ZR$ "

ПРАВИЛО_15: ЯКЩО " $\varepsilon \in ZR$ " І " $M_{np} \in PG$ " ТО " $U \in NS$ "

ПРАВИЛО_16: ЯКЩО " $\varepsilon \in PS$ " І " $M_{np} \in NG$ " ТО " $U \in PS$ "

ПРАВИЛО_17: ЯКЩО " $\varepsilon \in PS$ " І " $M_{np} \in NS$ " ТО " $U \in ZR$ "

ПРАВИЛО_18: ЯКЩО " $\varepsilon \in PS$ " І " $M_{np} \in ZR$ " ТО " $U \in NS$ "

ПРАВИЛО_19: ЯКЩО " $\varepsilon \in PS$ " І " $M_{np} \in PS$ " ТО " $U \in NS$ "

ПРАВИЛО_20: ЯКЩО " $\varepsilon \in PS$ " І " $M_{np} \in PG$ " ТО " $U \in NS$ "

ПРАВИЛО_21: ЯКЩО " $\varepsilon \in PG$ " І " $M_{np} \in NG$ " ТО " $U \in PS$ "

ПРАВИЛО_22: ЯКЩО " $\varepsilon \in PG$ " І " $M_{np} \in NS$ " ТО " $U \in ZR$ "

ПРАВИЛО_23: ЯКЩО " $\varepsilon \in PG$ " І " $M_{np} \in ZR$ " ТО " $U \in NS$ "

ПРАВИЛО_24: ЯКЩО " $\varepsilon \in PG$ " І " $M_{np} \in PS$ " ТО " $U \in NS$ "

ПРАВИЛО_25: ЯКЩО " $\varepsilon \in PG$ " І " $M_{np} \in PG$ " ТО " $U \in NG$ "

Базу правил нечітких продукцій представимо для зручності у вигляді таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – База правил формування лінгвістичних змінних Fuzzy регулятора

		Помилка регулювання				
		NG	NS	ZR	PS	PG
Момент пружності	NG	PG	PS	PS	PS	PS
	NS	PS	PS	ZR	ZR	ZR
	ZR	PS	PS	ZR	NS	NS
	PS	ZR	ZR	ZR	NS	NS
	PG	NS	NS	NS	NS	NG

Інформація, яка була подана, вистачить для створення нечіткої системи. Ця система матиме два входи, один вихід, двадцять п'ять правил типу "якщо... то" (відповідно до таблиці 4.2), а також по п'ять функцій приналежності для входів і виходу. Для створення цієї системи ми використаємо алгоритм виведення Mamdani.

Для запуску основного інтерфейсу програми Fuzzy Logic, яка входить до пакету Fuzzy Logic, можна скористатися командою (функцією) "Fuzzy" у командному рядку. Ця команда відкриє редактор нечіткої системи висновку (FIS-редактор). Інтерфейс редактора, який відкриється після цієї команди, зображений на рисунку 4.3.

У рядку меню редактора вміщені такі пункти:

- File – для роботи з файлами моделей (створення, збереження, читання та друк);
- Edit – для виконання операцій редагування (додавання і видалення вхідних і вихідних змінних);
- View – для доступу до додаткового інструментарію.

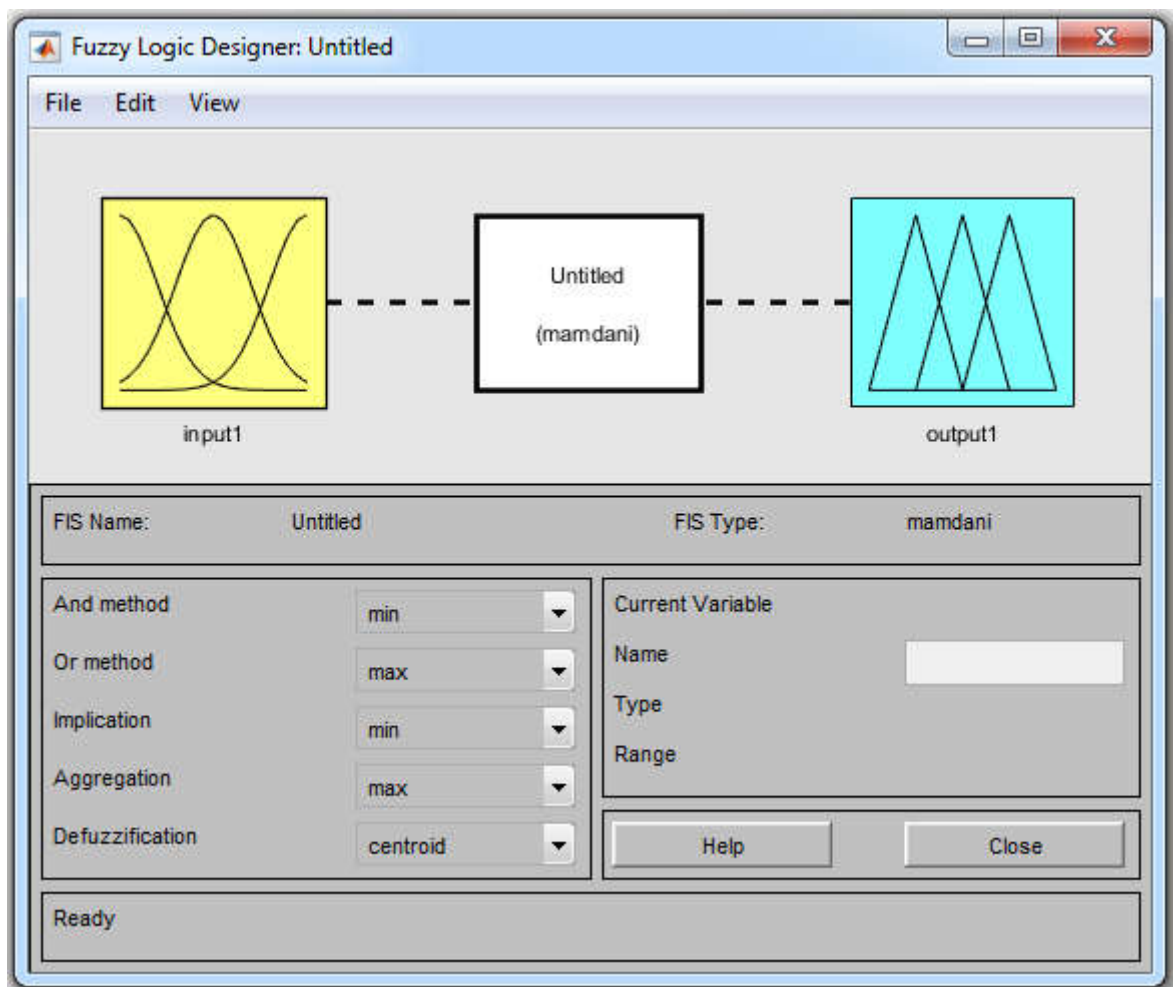


Рисунок 4.3 – Вид вікна FIS Editor

За замовчуванням, редактор пропонує використовувати алгоритм типу Mamdani (це вказано в центральному білому блоку), і в цьому випадку жодних змін не потрібно. Проте в системі мають бути два входи. Тому, через меню "Edit / Add Variable / Input", ми додаємо другий вхід (це призводить до появи другого жовтого блоку з назвою "input2" у вікні редактора). Подалі, клацнувши один раз на блоку "input1", ми змінюємо його назву на "Epsilon" (помилка регулювання $\varepsilon(t)$), завершуючи введення нової назви клавішею "Enter". Аналогічним чином, встановлюємо назву "Mpr" ($M_{np}(t)$) для блоку "input2" і "U" ($U(t)$) для вихідного блоку (праворуч зверху) "output1". Одразу ж ми також присвоюємо ім'я всій системі – "Strila" ("Стріла"), зберігаючи це через меню "File / Export / To Workspace" (Зберегти в робочому просторі). Після виконаних дій вигляд вікна редактора наведений на рис. 4.4.

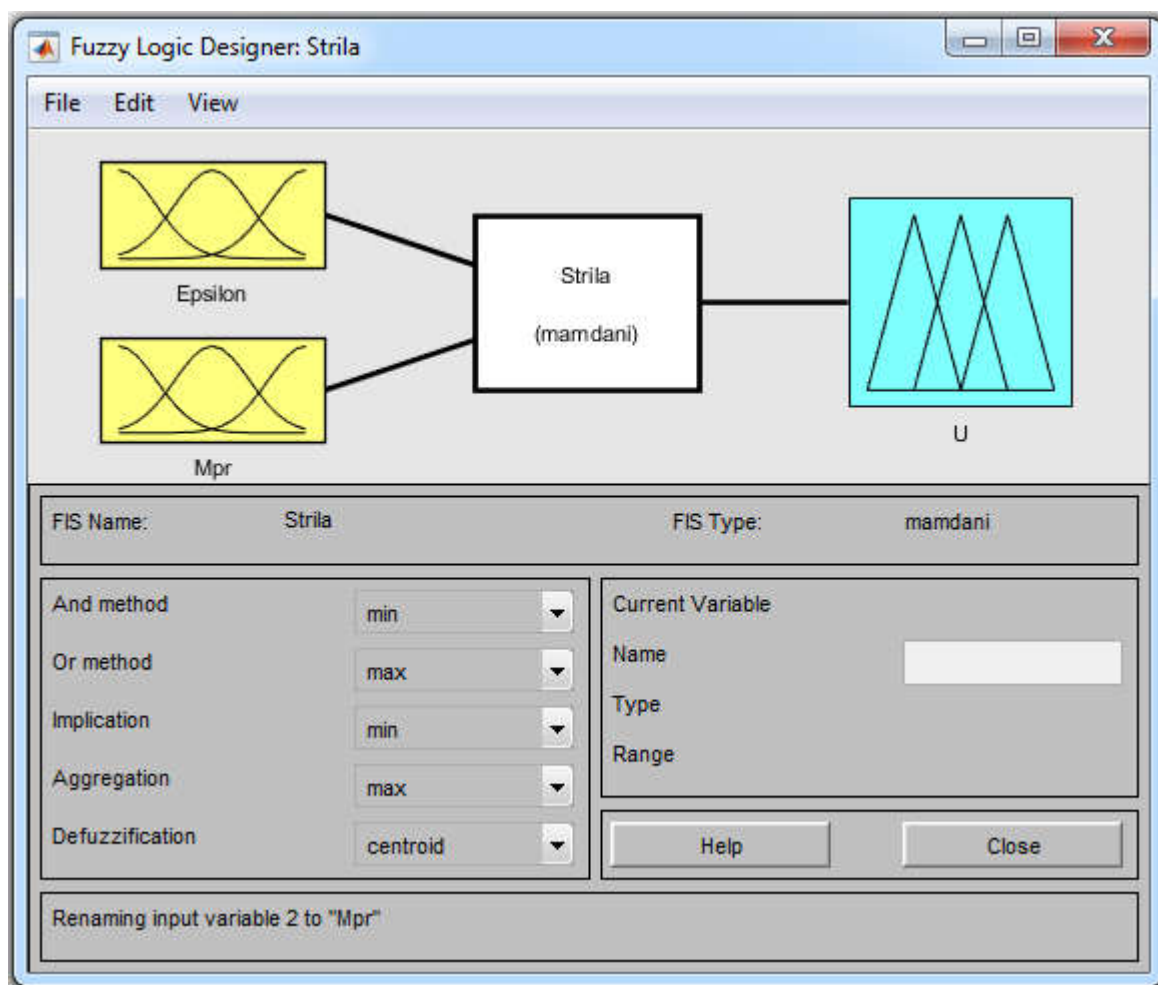


Рисунок 4.4 – Вид вікна FIS Editor після завдання структури системи

Тепер налаштуємо функції належності для змінних. Відкрити програму – редактор функцій приналежності можна одним з трьох способів:

1. Через меню Edit/Membership functions;
2. Подвійним клацанням на значку, який представляє відповідну змінну;
3. Натисненням комбінації клавіш Ctrl+2.

Обираючи будь-який з цих способів, переходимо до даної програми. Для початку налаштуємо та редагуємо функції належності для змінної "Epsilon" (рисунок 4.5).

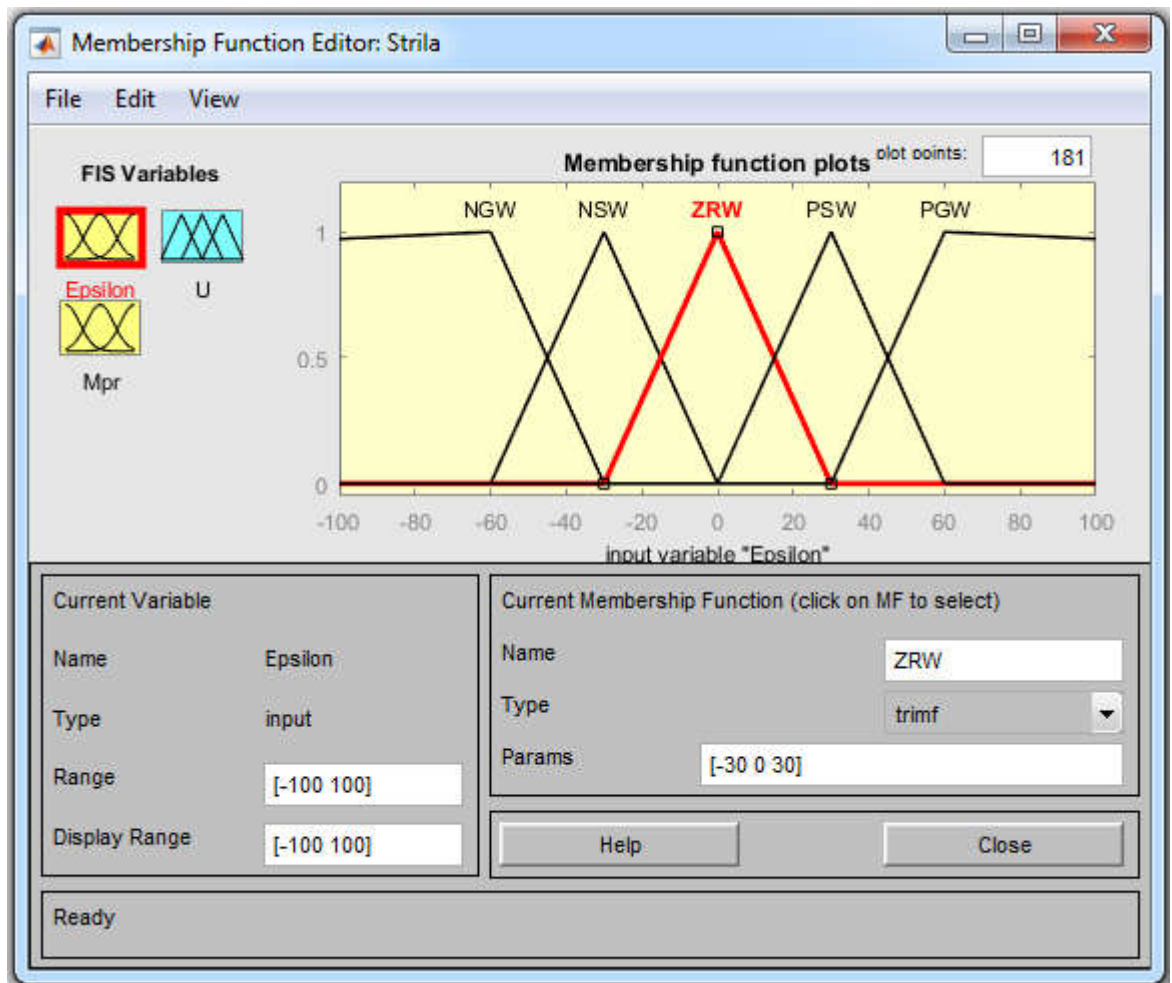


Рисунок 4.5 – Функції приналежності змінної «Epsilon»
(помилка регулювання $\varepsilon(t)$)

Спочатку встановимо діапазон зміни та відображення змінної у полях Range і Display Range від -100 до +100, підтвердивши введення клавішею Enter. Потім перейдемо до діалогового вікна через пункти меню Edit/Remove All MFs,

Edit/Add MFs (див. рис. 4.6), де визначимо п'ять функцій приналежності у формі трикутника (trimf) або гауссівської форми (gaussmf).

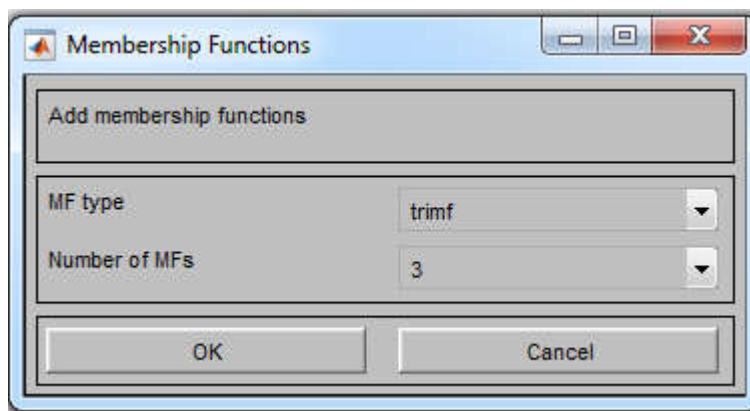


Рисунок 4.6 – Вид вікна завдання типа і кількості функцій приналежності

Після натискання кнопки "OK" повернемося до вікна редактора функцій належності. Змінимо імена заданих функцій, вибравши потрібну криву та клікнувши лівою кнопкою миші. Крива вибереться та забарвиться червоним кольором; можна рухати цю криву за допомогою миші (точніші налаштування можна здійснити, змінивши числові значення у полі "Params" - Параметри).

Кожній функції приналежності трикутної форми відповідають три параметри: перший і третій визначають розмах кривої (чисельні значення вказаних параметрів відповідають точкам перетину з віссю x), а другий - положення її центру. Якщо задаються функції приналежності гауссівської форми (gaussmf), то вони потребують два параметри: перший визначає розмах кривої, а другий - положення її центру.

У полі Name змінюємо ім'я для обраної кривої, завершуючи введення кожного імені клавішею Enter. Дамо нові імена всім п'яти кривим, наприклад: найлівіша - NGW (негативна велика для швидкості); наступна - NSW (негативна мала для швидкості); центральна - ZRW (дуже мала для швидкості); наступна справа - PSW (позитивна мала для швидкості); найправіша - PGW (позитивна велика для швидкості).

Під час налаштування Fuzzy регулятора проводиться вибір типу, діапазону та положення функцій через повторні розрахунки перехідних процесів у багатомасовій системі з різними типами та параметрами функцій приналежності для вибору оптимального варіанту.

Клацнувши значок "Mpr" ($M_{np}(t)$) увійдемо у вікно редагування функцій належності для цієї змінної (див. рис. 4.7). Спочатку встановимо діапазон зміни від -1500 до +1500, а потім, за аналогічною схемою, задамо п'ять функцій належності у формі трикутної (trimf) або гауссівської (gaussmf) форми. Назвемо їх відповідно: "NGM" (негативна велика для моменту), "NSM" (негативна мала для моменту), "ZRM" (дуже мала для моменту), "PSM" (позитивна мала для моменту) і "PGM" (позитивна велика для моменту).

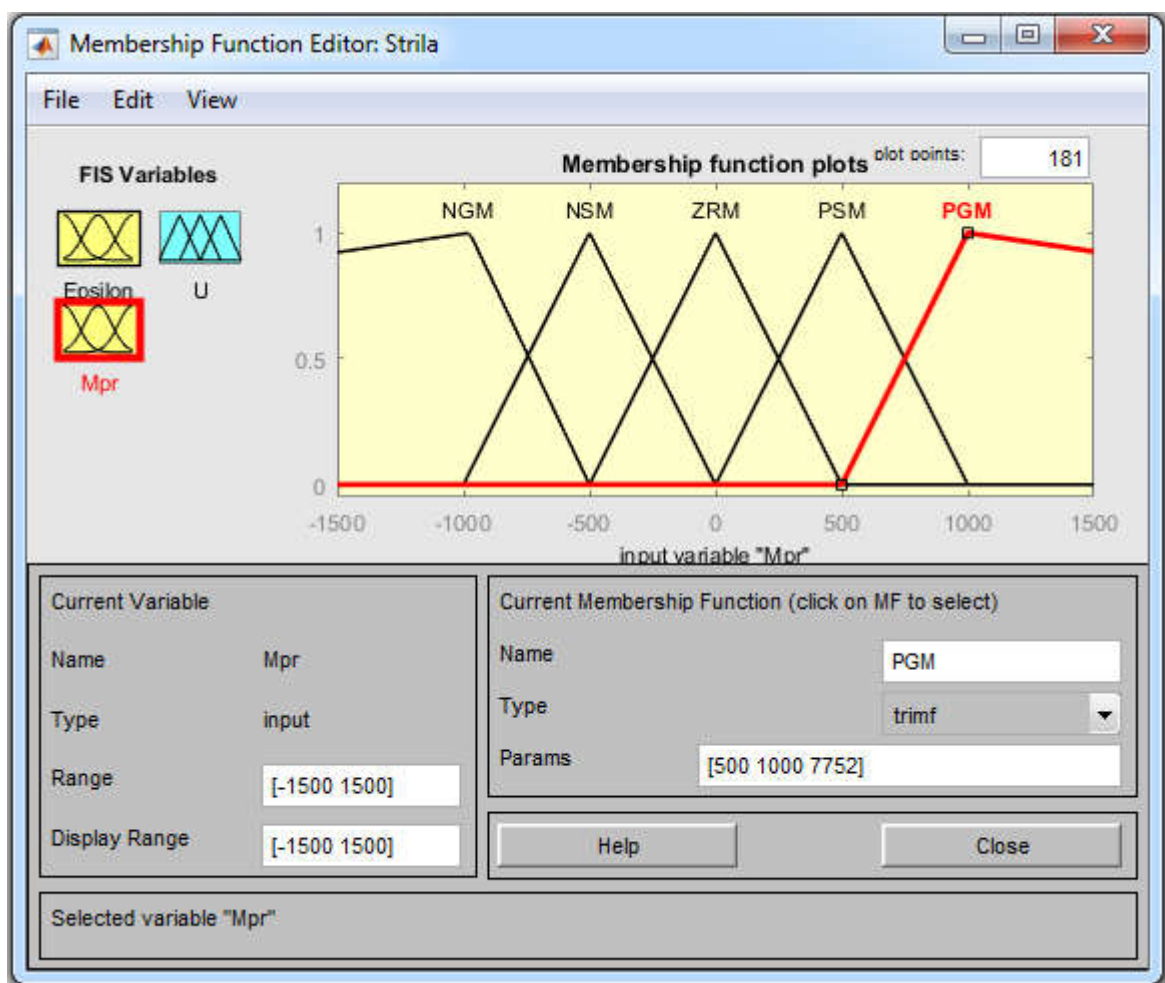


Рисунок 4.7 – Функції приналежності змінної «Mpr» ($M_{np}(t)$)

Для вихідної змінної U ($U(t)$) спочатку встановимо діапазон зміни (від -45 до +45), а потім вкажемо п'ять функцій належності гауссового типу: для центральної функції `gauss2mf`, а для інших - `gaussmf` з наступними назвами: «NGU» (негативна велика для вихідної змінної $U(t)$), «NSU» (негативна мала для вихідної змінної $U(t)$), «ZRU» (дуже мала для вихідної змінної $U(t)$), «PSU» (позитивна мала для вихідної змінної $U(t)$) і «PGU» (позитивна велика для вихідної змінної $U(t)$), як показано на рисунку 4.8. Тип і параметри функцій уточнюються в процесі налаштування Fuzzy регулятора, як було вказано раніше.

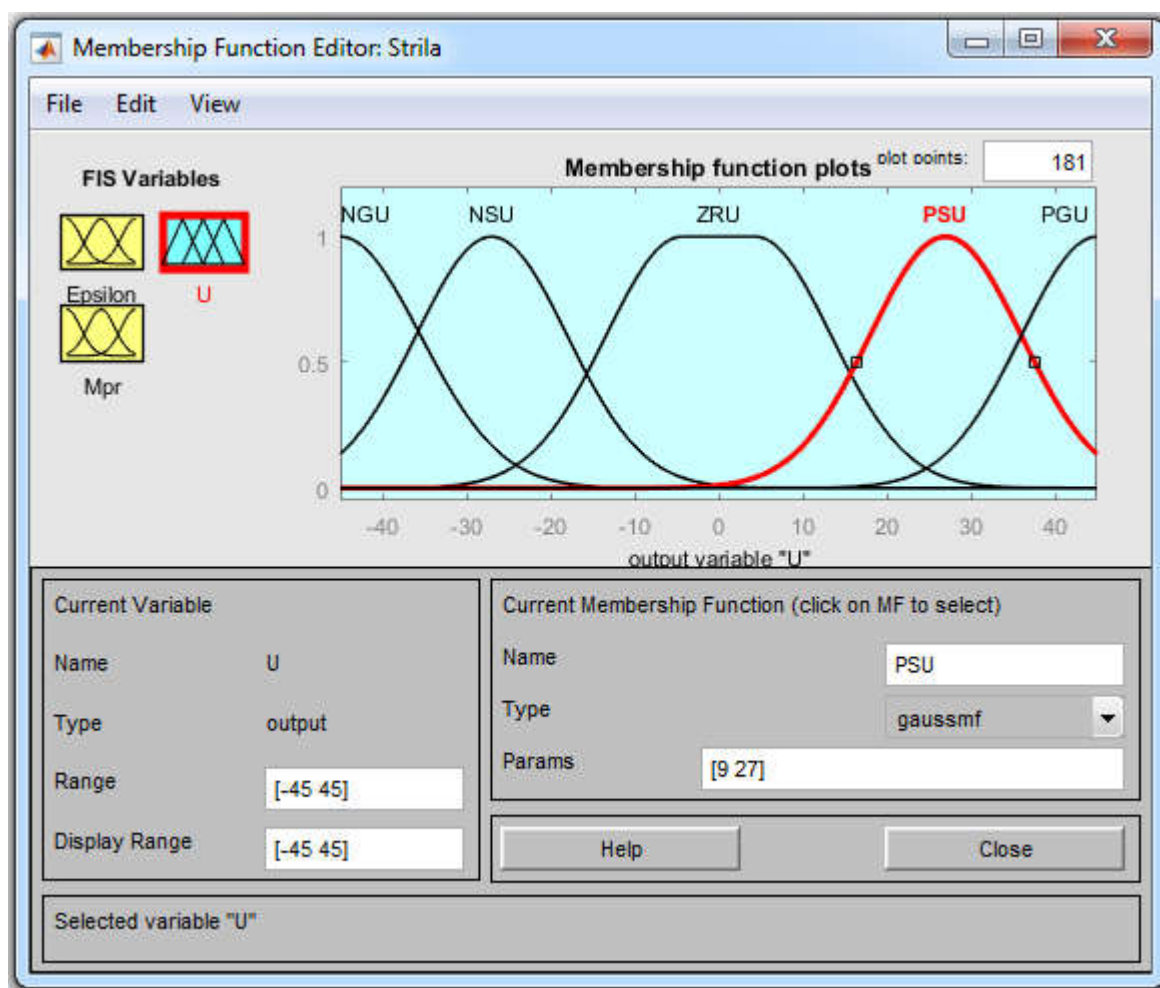
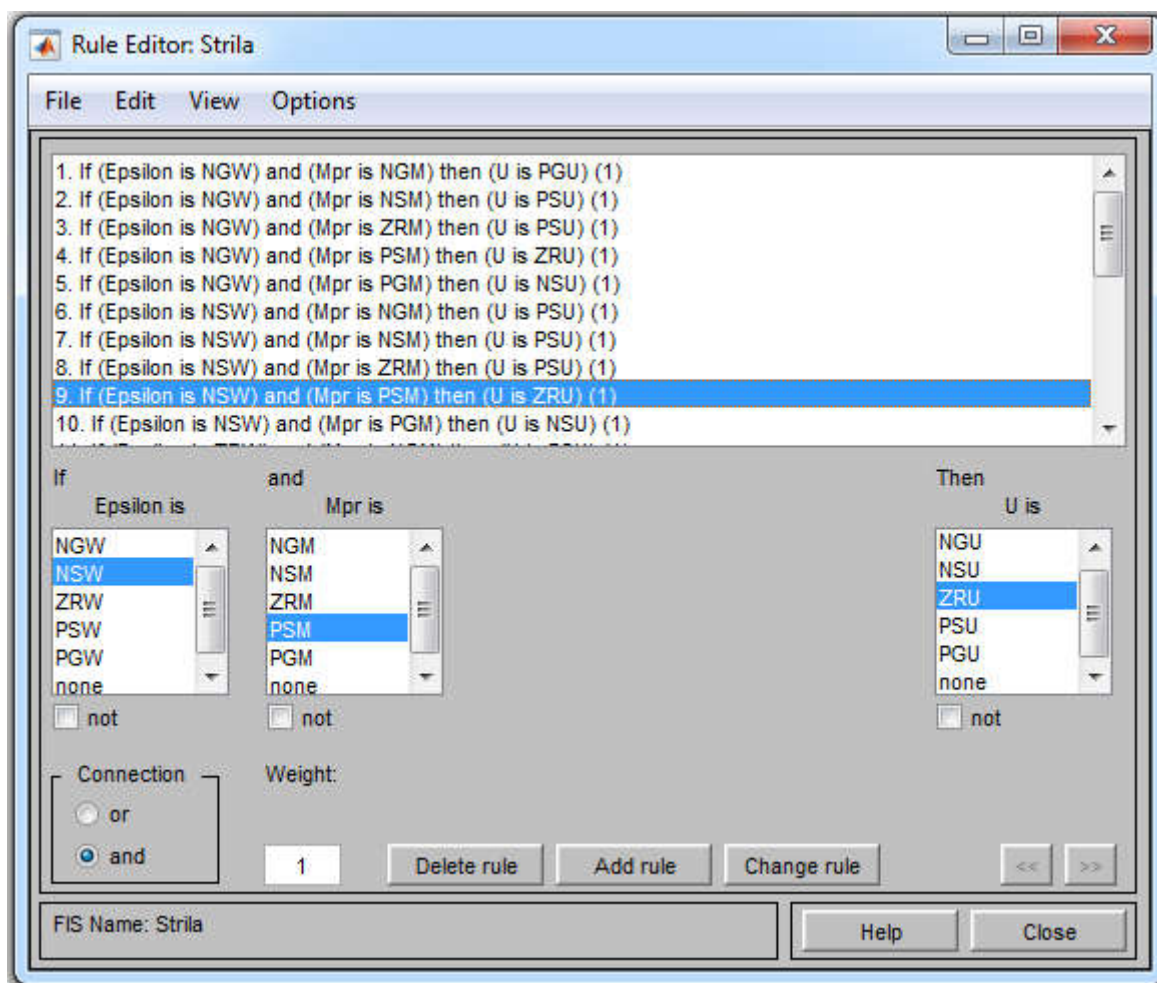


Рисунок 4.8 – Функції приналежності «U» (вихідної змінної $U(t)$)

Для створення правил оберемо пункт меню Edit/Rules. Потім будемо вводити правила відповідно до описаних завдань. Вікно редактора правил зо-



бражено на рисунку 4.9.

Рисунок 4.9 – Вікно редактора правил

Щоб перевірити систему у дії, перейдемо до меню View. Оберемо команду Rules, що призведе до відкриття вікна (рис. 4.10) іншої програми – перегляду правил (Rule Viewer). У правій частині вікна графічно представлені функції належності аргументів "Epsilon" (помилка регулювання $\varepsilon(t)$) та "Mpr" (момент пружності $M_{\text{пр}}(t)$), а у лівій – функції належності змінної виходу "U" ($U(t)$) з поясненням механізму ухвалення рішення.

Червона вертикальна межа, яка перетинає графіки в правій частині вікна, може бути переміщена за допомогою миші. Це дозволяє змінювати значення

змінних входу (аналогічно задаванню числових значень у полі Input), що призводить до відповідних змін у "Epsilon" та "Mpr" у верхній правій частині вікна, а також у вихідному значенні змінної "U". Таким чином, використовуючи побудовану модель та вікно перегляду правил, можна розв'язувати задачу синтезу Fuzzy регулятора. Переміщення червоної вертикальної лінії наглядно демонструє, як система визначає значення виходу.

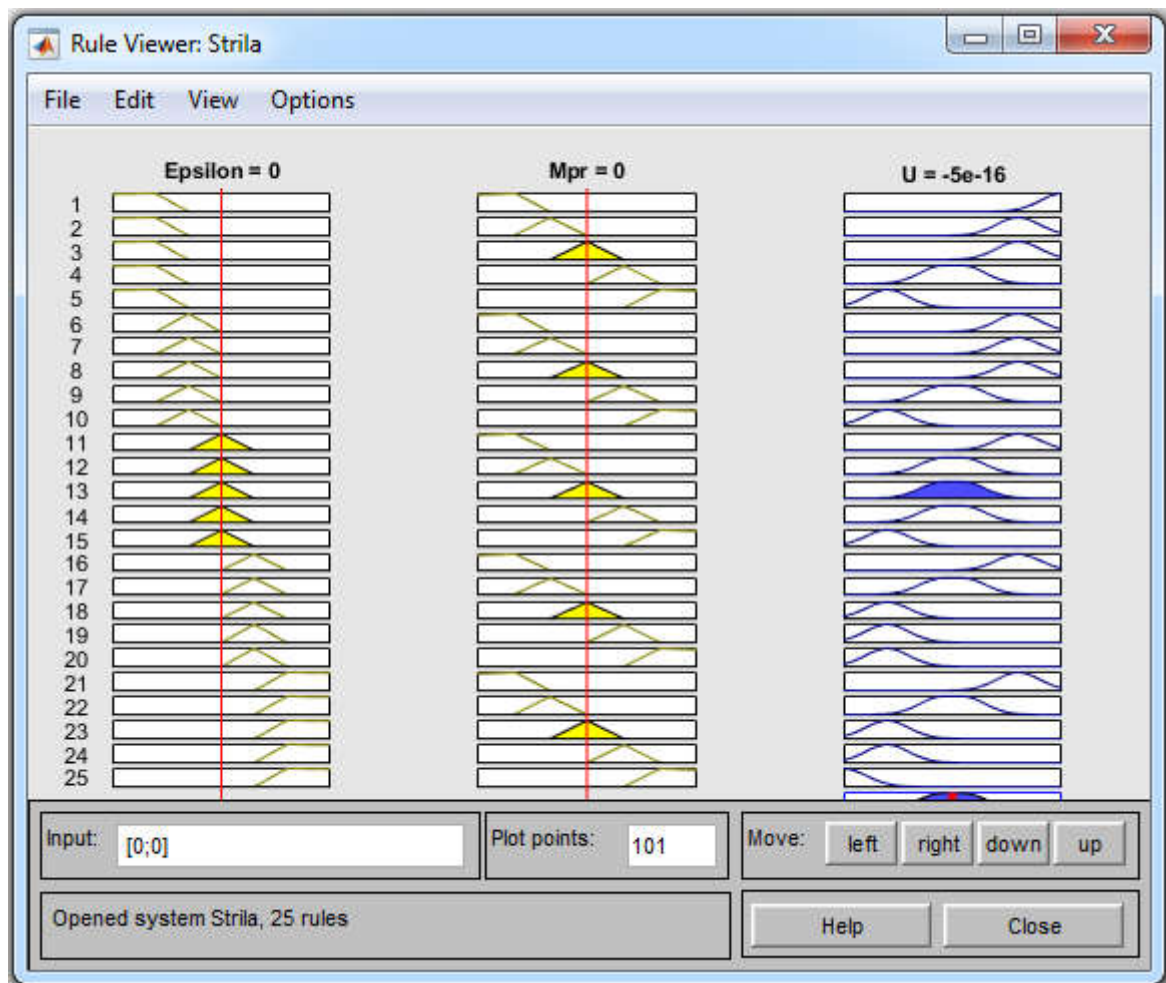


Рисунок 4.10 – Вікно перегляду правил

Після закриття вікна перегляду правил ми можемо перейти до вікна перегляду поверхні відгуку (виходу) (рис. 4.11), обравши команду View/Surface з меню. Графік можна обертати за допомогою миші у всіх напрямках.

У відкритому вікні, змінюючи назви змінних у полях введення (X (input) та Y (input)), можна налаштовувати і спостерігати одновимірні залежності, наприклад, $U(U(t))$ від моменту пружності $Mpr(M_{np}(t))$ (рис. 4.12).

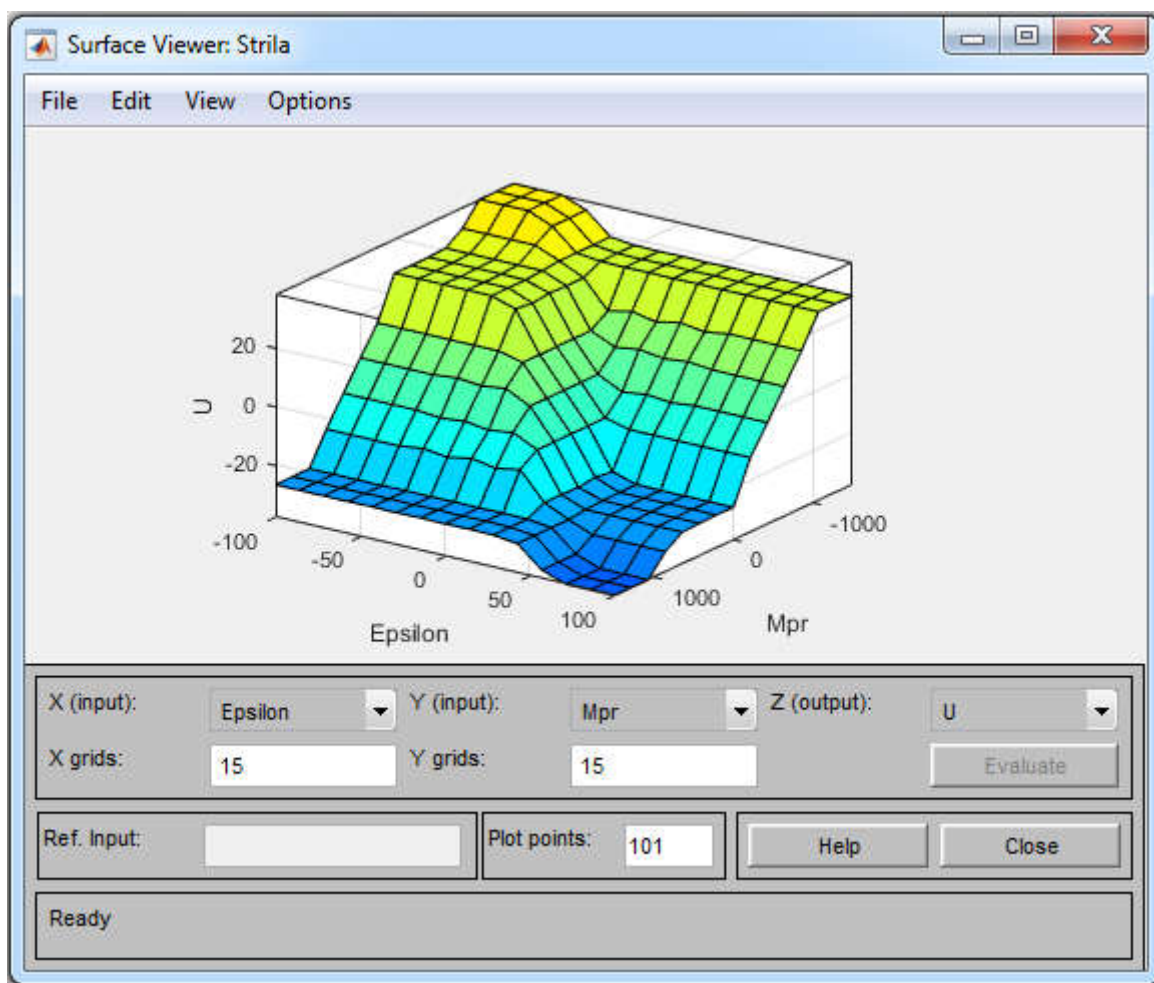


Рисунок 4.11 – Графічний вид залежності вихідної змінної від вхідних

Дослідження показали, що шляхом зміни типу та параметрів функцій належності в межах їхнього діапазону змін можна створити Fuzzy регулятор, який дозволяє знизити динамічні навантаження в багатомасовій системі. Для побудови графіків перехідних процесів системи з Fuzzy регулятором використовуються моделі SIMULINK, наведені на рисунках 4.1 або 4.13. На рисунках 4.14–4.17 представлені графіки перехідних процесів в замкнутій системі з використанням Fuzzy регулятора в режимі пуску та при наявності навантаження. Як видно з графіків, перехідні процеси мають задовільний характер, що суттєво зменшує динамічні навантаження в електромеханічній системі.

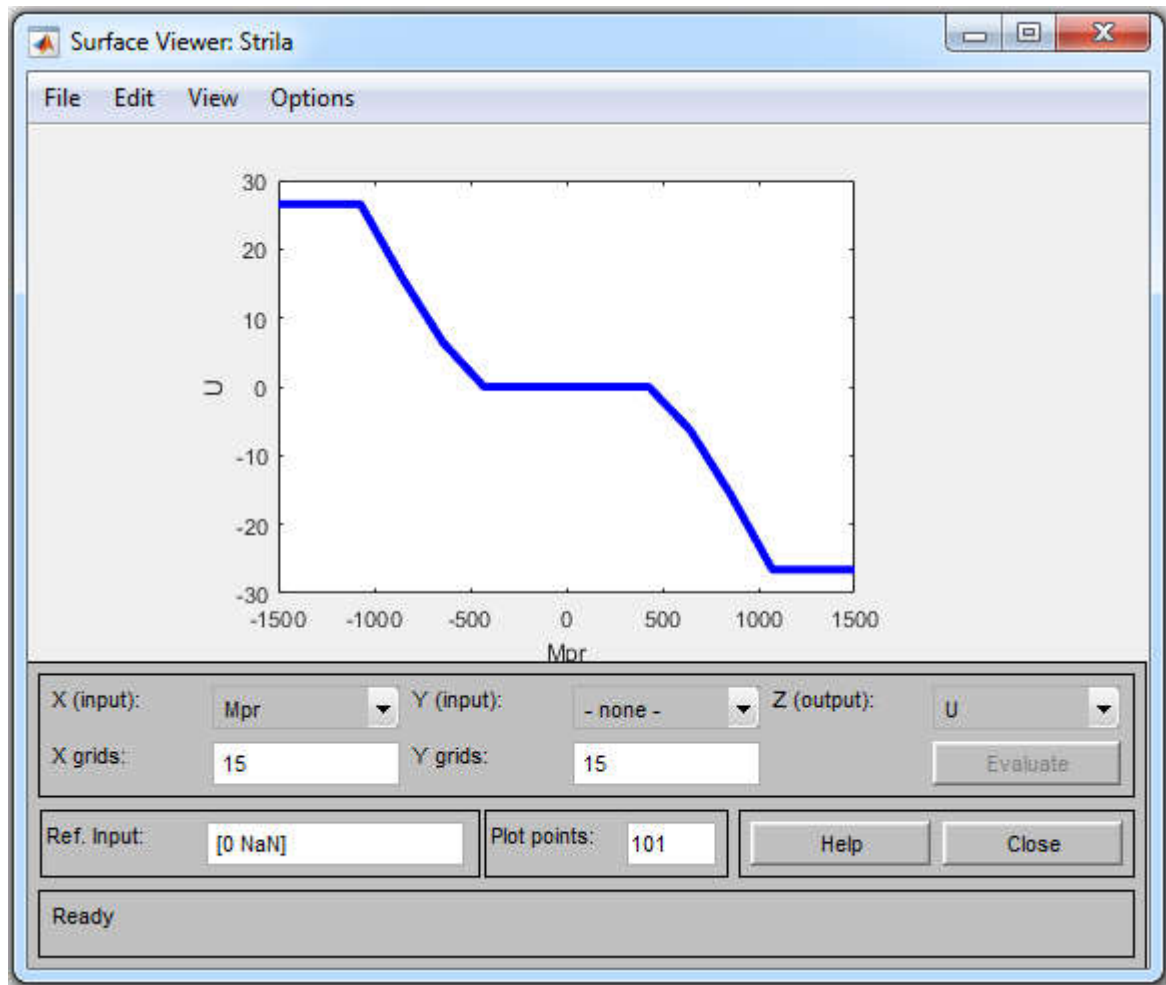


Рисунок 4.12 – Одновимірна залежність вихідний змінної U ($U(t)$) від вхідної – моменту пружності M_{pr} ($M_{pr}(t)$)

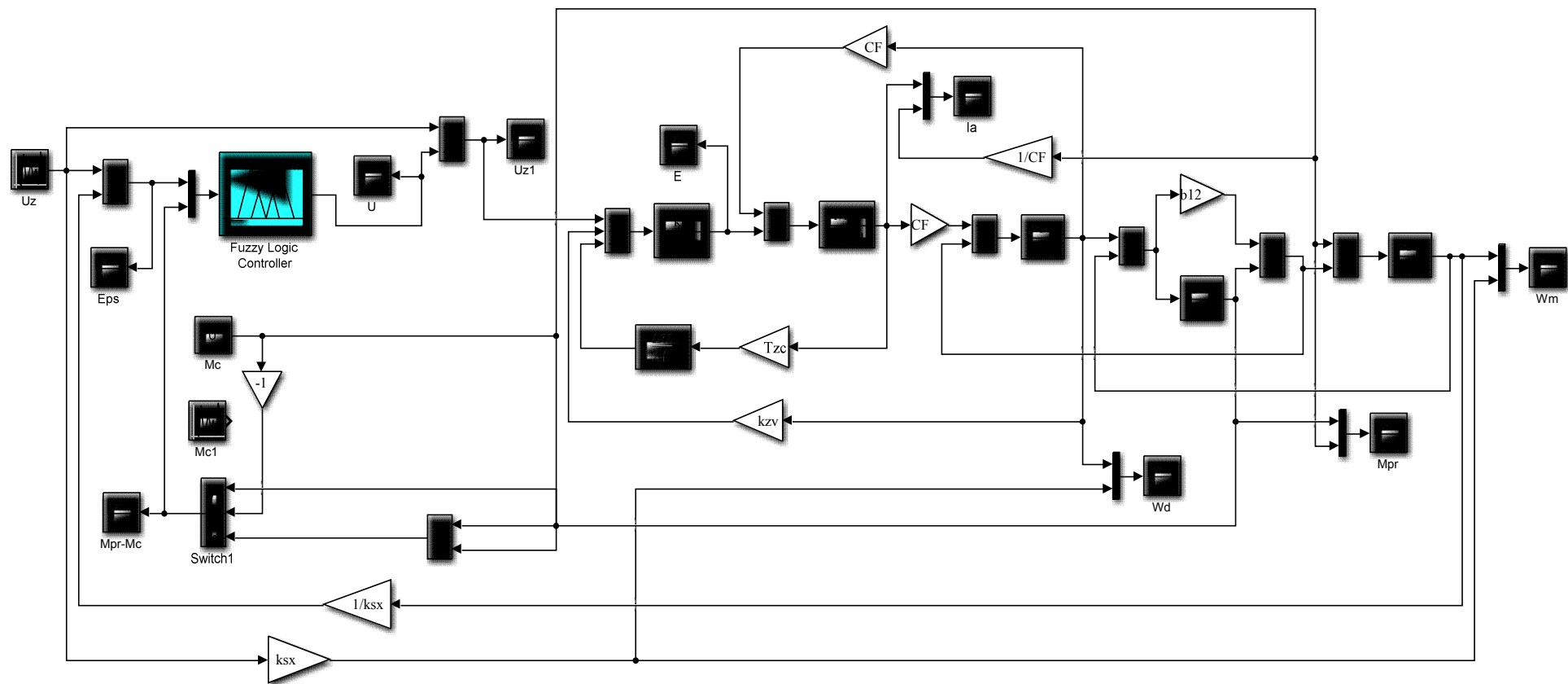


Рисунок 4.13 – Схема моделі двомасової системи з Fuzzy регулятором

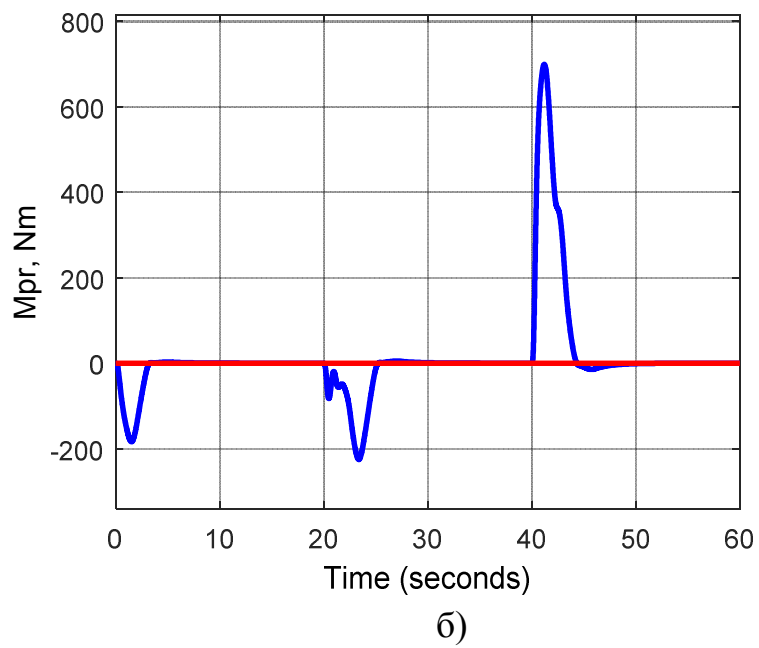
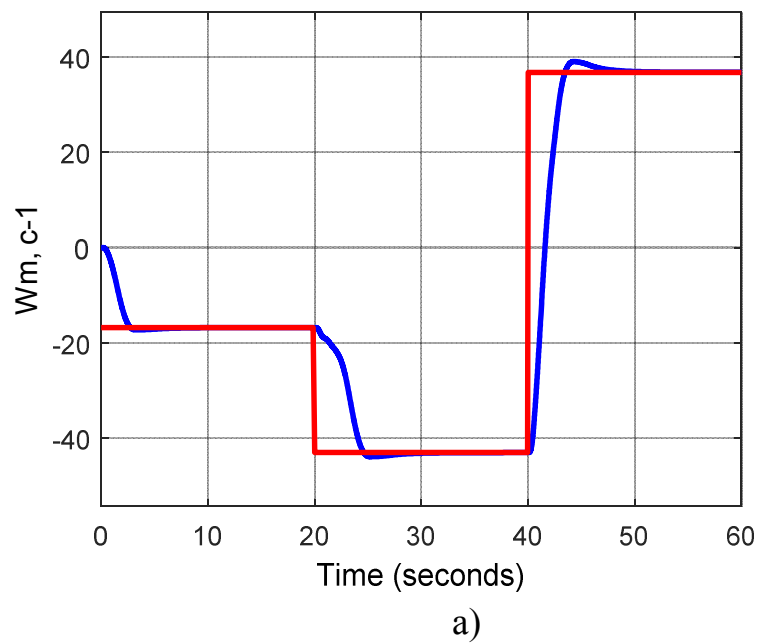
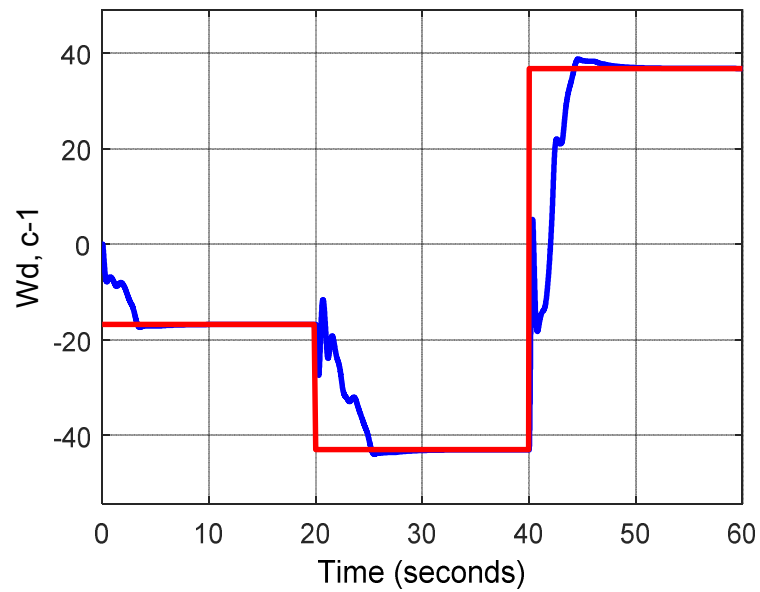
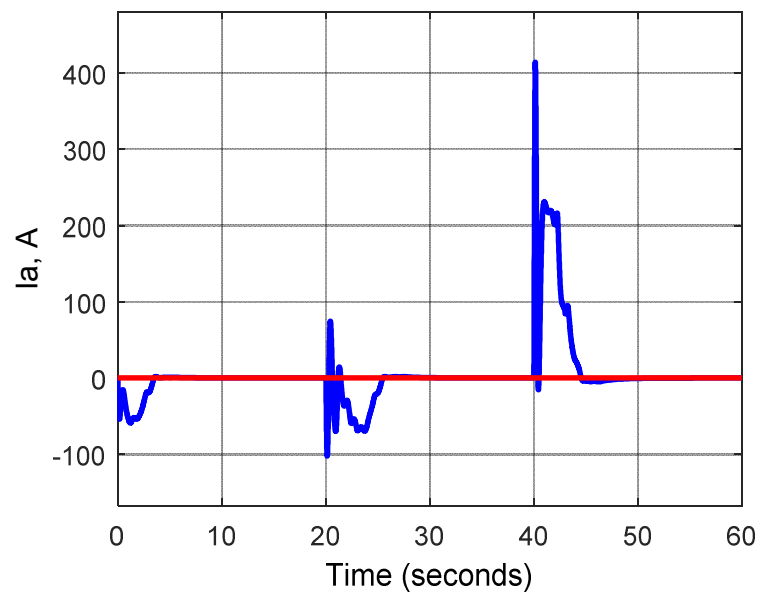


Рисунок 4.14 – Графіки перехідних процесів швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) і моменту пружності $M_{пр} = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором по задаючій дії



а)



б)

Рисунок 4.15 – Графіки перехідних процесів швидкості двигуна $\omega_d = f(t)$ (а) і струму двигуна $I_a = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором по задаючій дії

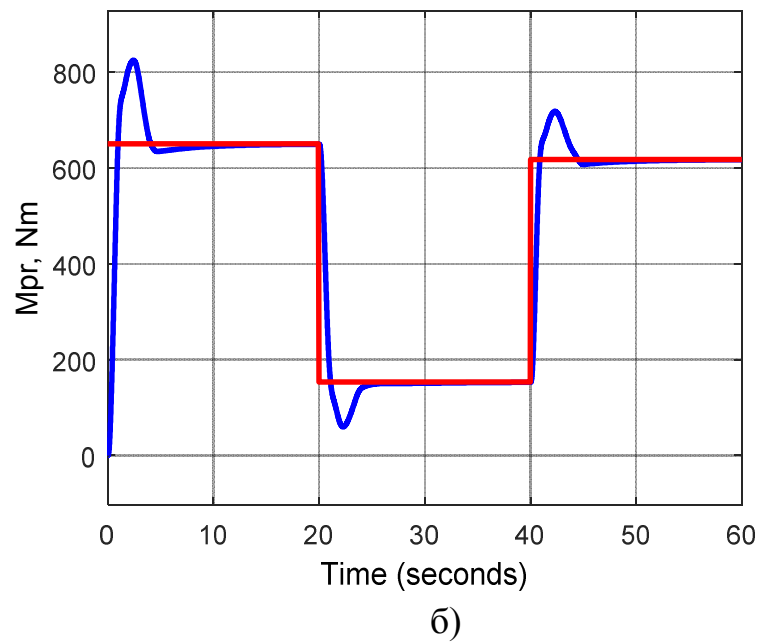
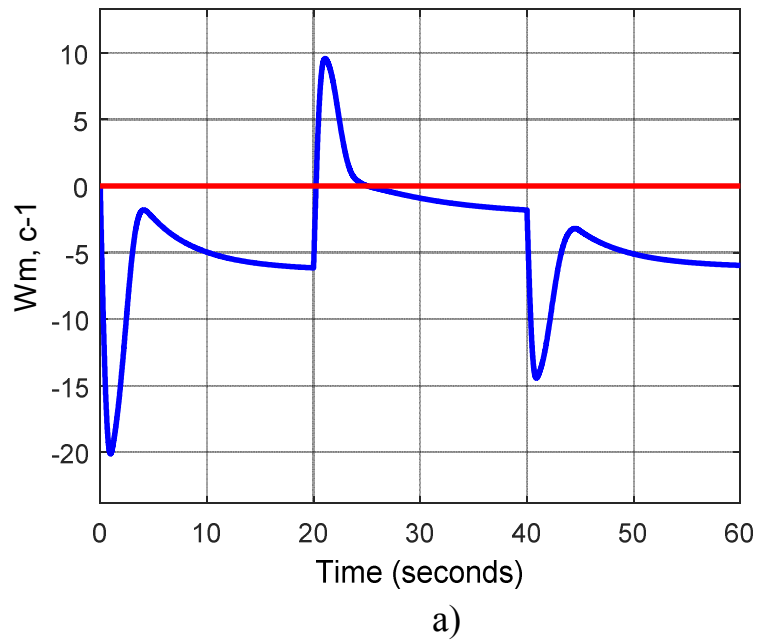


Рисунок 4.17 – Графіки перехідних процесів швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) і моменту пружності $M_{пр} = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором по збурюючій дії

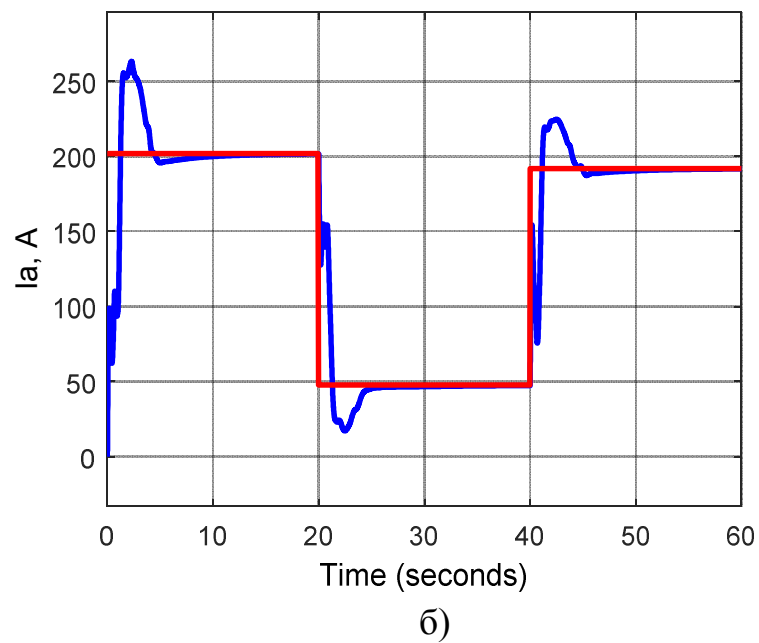
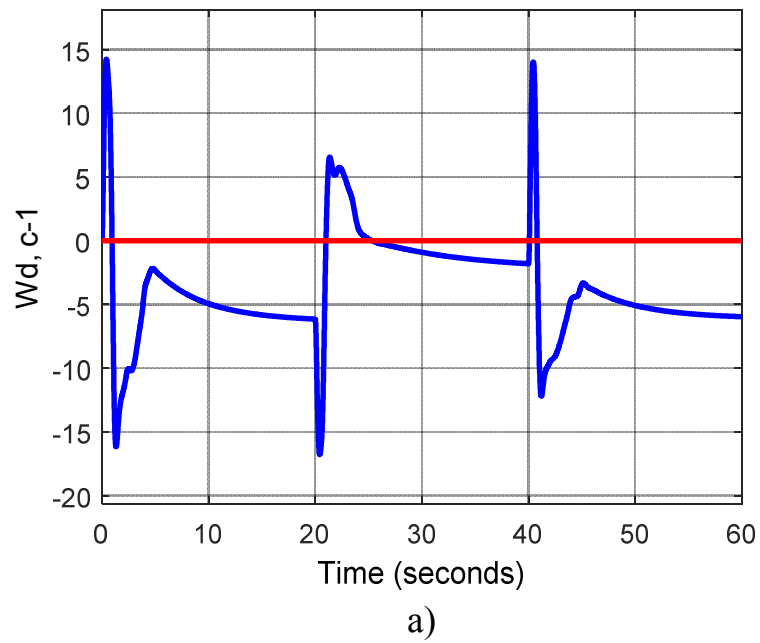


Рисунок 4.18 – Графіки перехідних процесів швидкості двигуна $\omega_d = f(t)$ (а) і струму двигуна $I_a = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором по збурюючій дії

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4

1. Розглянута програмна реалізація побудови нечітких апроксимуючих систем за допомогою інструментальних засобів математичної системи MATLAB 7 – пакету і Fuzzy Logic Toolbox (пакет нечіткої логіки), що відносяться до теорії розмитих або нечітких множин і дозволяє конструювати так звані нечіткі експертні і/або управляючі системи.

2. Розроблена схема системи з Fuzzy регулятором і схема моделі керованого об'єкту Fuzzy регулятора. Система системи має 2 входи, один вихід. На вхід системи подається величина миттєвої помилки регулювання $\varepsilon(t)$, тобто різниці між заданим значенням швидкості обертання механізму $\omega_3(t)$ і реальною швидкістю обертання механізму $\omega_m(t)$, а також момент пружності $M_{\text{пр}}(t)$ в кінематичному ланцюзі електроприводу, що зумовлено тим, що двомасова система є інерційною, і при регулюванні слід враховувати похідну від помилки регулювання, в якості якої використовується момент пружності $M_{\text{пр}}(t)$. Вихідним сигналом системи є швидкість обертання механізму $\omega_m(t)$. За допомогою Fuzzy-регулятора формується управляюча дія $U(t)$ на динамічну систему.

3. Визначені вхідні і вихідні лінгвістичні змінні: першою з вхідних лінгвістичних змінних використано помилку регулювання $\varepsilon(t)$: ε – "помилка регулювання", а у якості другої вхідної лінгвістичної змінної момент пружності $M_{\text{пр}}(t)$: $M_{\text{пр}}$ – "момент пружності". Як вихідна лінгвістична змінна використовується напруга на виході регулятора $U(t)$, що алгебраїчно підсумовується з напругою завдання і діє на систему управління: U – "напруга регулятора".

Як терм-множини всіх лінгвістичних змінних використано множини $T_{1,2,3} = \{\text{"негативна велика"}, \text{"негативна мала"}, \text{"близька до нуля"}, \text{"позитивна мала"}, \text{"позитивна велика"}\}$. Функції приналежності кожного терма кожної множини визначаються в процесі синтезу Fuzzy регулятора.

4. На основі аналізу експериментальних перехідних процесів під час запуску та навантаження сформовано набір правил нечіткої логіки. Оскільки розглядаються дві вхідні лінгвістичні змінні, кожна з яких складається з 5 термів, отже система нечіткого висновку складається з 25 правил нечітких продукцій у формі "якщо...то".

5. За допомогою головного інтерфейсу програми Fuzzy Logic - редактора нечіткої системи висновку (FIS-редактор) здійснений синтез Fuzzy регулятора, використовуючи алгоритм Mamdani. Дослідження показало, що шляхом зміни типу і параметрів функцій належності в межах їхнього змінного діапазону можна створити Fuzzy-регулятор, що знижує динамічні навантаження в багатоканальній системі.

6. Проведено моделювання нечіткої системи з синтезованим Fuzzy регулятором. Аналіз результатів моделювання підтвердив, що перехідні процеси зміни стану системи у замкнутій системі з Fuzzy регулятором під час запуску та накиді навантаженні мають задовільну динаміку. Перерегулювання не перевищує 3%, час регулювання складає 4 с, що відповідає завданню.

ВИСНОВКИ

В магістерській кваліфікаційній роботі розв'язана актуальна науково-практична задача розробки нечіткої системи управління багатомасовою електромеханічною системою механізму повороту стріли роторного екскаватора, що забезпечують високу якість регулювання.

Основні результати роботи полягають у наступному.

1. В результаті аналізу систем управління основних механізмів роторних екскаваторів, що забезпечують високу якість регулювання і з урахуванням вимог, що пред'являються до сучасних систем управління, науково обґрунтовано перспективність застосування нечітких апроксимуючих систем для управління багатомасовою електромеханічною системою механізму повороту стріли роторного екскаватора.

2. На підставі аналізу вимог до систем електроприводів основних механізмів роторних екскаваторів для електроприводу механізму повороту стріли вибраний двохдвигунний електропривод постійного струму, виконаний за системою Г–Д. Виконано вибір електродвигунів і основного електроустаткування силового ланцюга електроприводу.

3. Проведений вибір і розрахунок системи автоматичного управління параметрами електроприводу. Для забезпечення необхідної жорсткості робочої частини механічної характеристики і обмеження максимального значення моменту, що розвивається вибрано систему із зворотним зв'язком за швидкістю, гнучким зворотним зв'язком по струму і зворотним зв'язком по струму з відсіченням. Проведено розрахунок статичних характеристик розімкненої і замкненої системи. Складено алгоритмічну схему системи та визначені передавальні функції системи по задаючій і збурюючій діях. Проведено моделювання системи на ЕОМ з використанням пакету прокладних програм MATLAB.

4. Розроблена математична модель двомасової системи, що враховує пружні властивості підйимального канату. Проведено комп'ютерне моделюван-

ня цієї системи. Дослідження показали, що в двомасовій системі перехідні процеси основних координат характеризуються великими коливаннями..

5. Для додання системі бажаних динамічних характеристик в роботі виконаний синтез системи управління з Fuzzy регулятором. Розглянутий принцип побудови і функціонування Fuzzy регулятора, приведений порядок синтезу Fuzzy регулятора, побудовані процеси в двомасовій системі з Fuzzy регулятором. Аналіз результатів моделювання підтвердив, що перехідні процеси зміни стану системи у замкнутій системі з Fuzzy регулятором під час запуску та накиді навантаження мають задовільну динаміку. Перерегулювання не перевищує 3%, час регулювання складає 4 с, що відповідає завданню.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Технології нейронних мереж і нечіткого моделювання в системах управління: підруч. для здобувачів вищої освіти спец. 151 Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології / Г.І. Канюк, Б.І. Кузнецов, Т.Ю. Василюк, А.Ю. Мезеря, О.О. Варфоломійєв. – Харків : Друкарня Мадрид, 2020. – 306 с.
2. Кирик В. В. Математичний апарат штучного інтелекту в електроенергетичних системах: підручник. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, Вид-во «Політехніка», 2019. – 224 с.
3. Желдак Т.А. Нечіткі множини в системах управління та прийняття рішень: навч. посіб. / Т.А. Желдак, Л.С. Коряшкіна, С.А. Ус, за редакцією С.А. Ус ; М-во освіти і науки України, Нац. техн. ун-т «Дніпровська політехніка». – Дніпро : НТУ «ДП», 2020. – 387 с.
4. Антоненко В. М., Мамченко С.Д., Рогушина Ю.В. Сучасні інформаційні системи і технології: управління знаннями: навчальний посібник. – Ірпінь : Національний університет ДПС України, 2016. – 212 с.
5. Глибовець М.М., Отецький О.В. Штучний інтелект. – К.: Вид. дім «КМ Академія», 2002. – 366 с.
6. Ямпольський Л. С. Системи штучного інтелекту в плануванні, моделюванні та управлінні : підруч. для студ. вищ. навч. закл. / Л. С. Ямпольський, Б. П. Ткач, О. І. Лісови-ченко. — К. : ДП «Вид. дім «Персонал», 2011. — 544 с.
7. Методи та системи штучного інтелекту: Навчальний посібник для студентів напряму підготовки 6.050101 «Комп'ютерні науки» / Уклад. : А.С. Савченко, О. О. Синельников. – К. : НАУ, 2017. – 190 с.
8. Круглов В.В., Дли М.И., Галунов Р.Ю. Нечёткая логика и искусственные нейронные сети. – М.: Физматлит, 2001. – 201 с.
9. Герасимов Б.М., Грабовский Г.Г., Рюмшин Н.А. Нечеткие множества в задачах проектирования, управления и обработки информации. – К.: Техника, 2002. -140 с.
10. Пегат А. Нечеткое моделирование и управление. Пер. с англ. . – М.: БИНОМ, 2009. – 798 с.

11. Zadeh L. A. Fuzzy sets. – Information and Control, vol. 8, 1965, pp. 338–353.
12. Zadeh L. A. The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning. – Information Sciences, vol. 8, 1975, pp. 43–80.
13. Zadeh L. A. Fuzzy logic. — IEEE Transactions on Computers, vol. 21, no. 4, 1988, pp.
14. D. Dubois, H. Prade. – Fuzzy Sets and Systems: Theory and Applications, vol. 144, 1980, 385. p.
15. 62. Dubois D. and H. Prade, Unfair coins and necessity measures: Towards a possibilistic interpretation of histograms. Fuzzy Sets and Systems, 10, No. 1, 1983.
16. Dubois D., Prade H. Fuzzy Numbers, on Overview // Analysis of Fuzzy Information (Mathematics). GRC Press, 1988. P. 3–39.
17. M. Sugeno. Theory of fuzzy integrals and its applications. PhD thesis, Tokyo Institute of Technology, 1974.
18. M. Sugeno. Fuzzy measures and fuzzy integrals: a survey. In M.M Gupta, G.N Saridis, and B.R Gains, editors, Fuzzy automata and decision processes, pages 89–102. North Holland, Amsterdam, 1977.
19. M. Sugeno. An introductory survey on fuzzy control. Information Sciences, 36:59–83, 1985.
20. Bezdek J. C. A convergence theorem for the fuzzy ISODATA clustering algorithm. – IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 2, No.1, 1980, pp. 1–8.
21. Bezdek J.C. Some recent applications of fuzzy c-means in pattern recognition and image processing. – IEEE Workshop Lang. Autom, 1983, pp. 247–252.
22. Р. Р. Ягера. Нечёткие множества и теория возможностей. – М., Радио и связь, 1986. - 408 с.
23. Mamdani E. H. Application of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic synthesis. – IEEE Transactions on Computers, vol. 26, no. 12, 1977, pp. N82–1191.
24. Mamdani E. H., Assilian S. An experiment in linguistic yn thesis with a fuzzy logic controller. – International Journal of Man-Machine Studies, vol. 7, no. 1, 1975, pp. 1–13.

25. Mamdani E. H. Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers. – International Journal of Man-Machine Studies, vol. 8, 1976. pp. 669–678.
26. Mamdani E. H. Applications of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic synthesis. – IEEE Transactions on Computers, vol. 26, no. 12, 1977, pp. 1182–1191.
27. Takagi T., Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. – IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, vol. 15, no. 1, 1985, pp. 116–132.
28. Windham M. P. Cluster validity for the fuzzy c-means clustering algorithm. – IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 4, no. 4, 1982, pp. 357–363.
29. Windham M. P. Cluster validity for the fuzzy c-means clustering algorithm. Fuzzy Sets and Systems, vol. 10, no. 3, 1983, pp. 271–279.
30. Fukami S., Mizumoto M., Tanaka, K. Some considerations of fuzzy conditional inference. – Fuzzy Sets and Systems, vol. 4, 1980, pp. 243–273.
31. Kiszka J. B., Kochanska M. E., Sliwinska D. S. The influence of some fuzzy implication operators on the accuracy of a fuzzy model. – Fuzzy Sets and Systems vol. 15, 1985, pp. 111 – 128; 223 – 240.
32. Wang L. X., Mendel J. M. Generating Fuzzy Rules from Numerical Data, with Applications // Signal and Image Processing Institute, University of Southern California, Department of Electrical Engineering-Systems, 1991. 63 p.
33. Wang L.-X. Fuzzy Systems Are Universal Approximators // Proceedings of the IEEE International Conference on Fuzzy Systems. 1992. C. 1163–1170.
34. Castro, J. L. Fuzzy logic controllers are universal approximators // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. 1995. T. 25, № 4. C. 629–635.
35. Системы электропривода и электрооборудования роторных экскаваторов. / Ю.Т. Калашников, А.О. Горнов, В.Н. Остриров и др. – М.; Энергоатомиздат, 1988 – 312 с.
36. Подерни Р.Ю. Горные машины и комплексы для открытых работ в 2 томах - М.; МГГУ, Издание 4, 2001 – 754 с.

37. Попович М. Г., Ковальчук О. В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – 2-ге вид., перероб. і доп. – К. : Либідь, 2007. – 656 с.
38. Голюк П.Ф., Гречин Т.М. Теорія автоматичного керування: Навчальний посібник. – Л: Видавництво Львівської політехніки, 2012. – 280 с.
39. Головінський Б.Л., Шуруб Ю.В., Лисенко В.П. Теорія автоматичного управління: навч. посіб. – К.: Вид. Центр НУБіП України, 2012. – 240 с.
40. Ладанюк А.П. Теорія автоматичного керування технологічними об'єктами : навч. посіб. / Ладанюк А.П., Архангельська К.С., Власенко Л.О. – К.: НУХТ, 2014 – 274 с.
41. Сорока К.О. Теорія автоматичного керування і комп'ютерне моделювання (неперервні лінійні системи). Частина перша. Основи теорії систем автоматичного керування. : навч. посібник. – Харків : ФОП Тімченко, 2010. – 218 с.
42. Сорока К.О. Теорія автоматичного керування і комп'ютерне моделювання (неперервні лінійні системи). Частина друга. Аналіз систем автоматичного керування засобами комп'ютерного моделювання : навч. посібник. – Харків : ФОП Тімченко, 2010. – 156 с.
43. Євстіфєєв В. О. Теорія автоматичного керування. Частина 1. Безперервні лінійні та нелінійні системи. Навчальний посібник. – Кременчук: ПП Щербатих О. В., 2006. – 288 с.
44. Євстіфєєв В. О. Теорія автоматичного керування. Частина 2. Спеціальні системи автоматичного керування. Навчальний посібник. – Кременчук : ПП Щербатих О. В., 2007. – 224 с.
45. І.Г. Абраменко, Д. І. Абраменко Теорія автоматичного керування. – Харків: ХНАМГ, 2008. – 178 с.
46. Автоматизований електропривод ч. 2 [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студентів освітньої програми «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність» спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» / В.І. Теряєв. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022.– 204 с

47. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. та інш. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. Навч. посіб. за напрямом «Електромеханіка» / М.Г.Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та інш. – К.: Либідь, 2005. – 680 с. Ч1.
48. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. та інш. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. Навч. посіб. за напрямом «Електромеханіка» / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та інш. – К.: Либідь, 2005. – 680 с. Ч2.
49. Системи керування електроприводами. Видання 2: Навч. посібник з дисципліни «Системи керування електроприводами» (для студентів спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» денної і заочної форми навчання)/ – Краматорськ: ДДМА, 2018. – 225 с.
50. Гурко О.Г. Аналіз та синтез систем автоматичного управління у MATLAB: Навчальний посібник / О.Г. Гурко, І.Ф. Єрьоменко. Харків, ХНАДУ, 2012. – 284 с.
51. Моделювання систем управління в SIMULINK : навч. посібник / В. О. Богомолів, О. Г. Гурко, В. І. Клименко, Д. М. Леонтьєв, О. М. Красюк. Харків ХНАДУ, 2018. – 220 с.
52. В.П.Дьяконов, В.В.Круглов MATLAB 6.5 SP1/SP2 + Simulink 5/6 инструменты искусственного интеллекта и биоинформатики. Серия «Библиотека профессионала». – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006.- 456 с.
53. Дьяконов В. Математические пакеты расширения MATLAB. Специальный справочник / В. Дьяконов, В. Круглов. –СПб: Питер, 2001. –488 с.
54. Круглов В.В., Дли М.И. Интеллектуальные информационные системы: компьютерная поддержка систем нечёткой логики и нечёткого вывода. – М.: Физматлит, 2002. – 252 с.
55. Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде МАТЛАБ и fuzzyTECH.-СП.:БХБ-Петербург, 2003.-736с.
56. Штовба С.Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB / С.Д. Штовба – М.: "Горячая линия - Телеком", 2007. – 288 с.

ДОДАТОК А

МАТЕМАТИЧНІ ОСНОВИ НЕЧІТКИХ СИСТЕМ

А.1 Визначення нечіткої множини

Поняття нечітких множин (англ.: *fuzzy sets*) як узагальнення звичайних (чітких) множин було введено Л. Заде в 1965 р. Традиційний спосіб представлення елементу множини A полягає в застосуванні характеристичної функції $\mu_A(x)$ яка рівна 1, якщо цей елемент належить до множини A , або рівна 0 інакше. У нечітких системах елемент може частково належати до будь-якої множини. Ступінь приналежності до множини A , що є узагальненням характеристичної функції, називається функцією приналежності $\mu_A(x)$, причому $\mu_A(x) \in [0,1]$. Значення функції приналежності є раціональними числами з інтервалу $[0,1]$, де 0 означає відсутність приналежності до множини, а 1 – повну приналежність. Конкретне значення функції приналежності називається *ступенем або коефіцієнтом приналежності*. Цей ступінь може бути визначений явним чином у вигляді функціональної залежності (наприклад $\mu_A(x) = \exp\left(-\left(\frac{x-3}{0,2}\right)^2\right)$ або дискретно – шляхом завдання кінцевій послідовності значень $x \in \{x_N\}$ у вигляді.

$$A(x) = \left\{ \frac{\mu(x_1)}{x_1}, \frac{\mu(x_2)}{x_2}, \dots, \frac{\mu(x_N)}{x_N} \right\}.$$

Наприклад, для послідовності дискретних значень змінної x , рівних $x_1 = 7, x_2 = 8, x_3 = 9, x_4 = 10, x_5 = 11, x_6 = 12, x_7 = 13$, їх коефіцієнт приналежності до чисел, близьких 10, може бути визначений у вигляді

$$A(x) = \left\{ \frac{0,1}{7}, \frac{0,3}{8}, \frac{0,8}{9}, \frac{1,0}{10}, \frac{0,8}{11}, \frac{0,3}{12}, \frac{0,1}{13} \right\}.$$

У теорії нечітких множин, крім змінних цифрового типу, існують лінгвістичні змінні з приписуваними ним значеннями. Хай змінна x позначає температуру ($x = \text{"температура"}$). Можна визначити нечіткі множини "негативна", "близька до нуля", "позитивна", що характеризується функціями $\mu_{\text{від}}(x)$, $\mu_{\text{бнул}}$, $\mu_{\text{додат}}(x)$. Так само як звичайна змінна може приймати різні значення, лінгвістична змінна "температура" може приймати різні лінгвістичні значення. У даному прикладі це: "негативна", "близька до нуля" і "позитивна". Отже, лінгвістичний вираз може мати вигляд: "температура негативна", "температура, близька до нуля", "температура позитивна".

На рис. А.1 приведена графічна ілюстрація функції приналежності змінної $x = T$ (де T означає температуру) для трьох названих множин значень температури. Безперервними лініями позначена класична (точна) приналежність, а пунктирними лініями – нечітка приналежність. Можна відзначити, що функція нечіткої приналежності є безперервним наближенням порогової функції точної приналежності.

Кожну нечітку множину має певний *носій* (англ.: *support*). Носієм множини $Supp(A)$ є підмножина тих елементів A , для яких коефіцієнт приналежності до A не рівний нулю, тобто $Supp(A) = \{x, \mu_A(x) > 0\}$. У приведеному вище прикладі на рис. А.1 носієм множини "близька до нуля" є множина температур в інтервалі від -4°C до $+4^\circ\text{C}$.

Дві множини $A(x)$ і $B(x)$ рівні між собою, коли $\mu_A(x) = \mu_B(x)$ для кожного елементу обох множин. *Кардинальне число* нечіткої множини A рівно сумі коефіцієнтів приналежності всіх елементів до цієї множини $M(A) = \sum \mu_A(x)$. Це узагальнення аналогічного поняття, що відноситься до звичайних множин, для яких кардинальне число рівне сумі елементів множини. Нечітка множина є *нормальною*, якщо хоч би один елемент цієї множини має коефіцієнт приналежності, рівний 1. *Перетин α* нечіткої множини A утворюється підмножиною A_α , що містить ті елементи множини A , для яких $\mu_A(x) > \alpha$ (слабкий перетин) або $\mu_A(x) \geq \alpha$ (сильний перетин), причому $\alpha \in [0, 1]$.

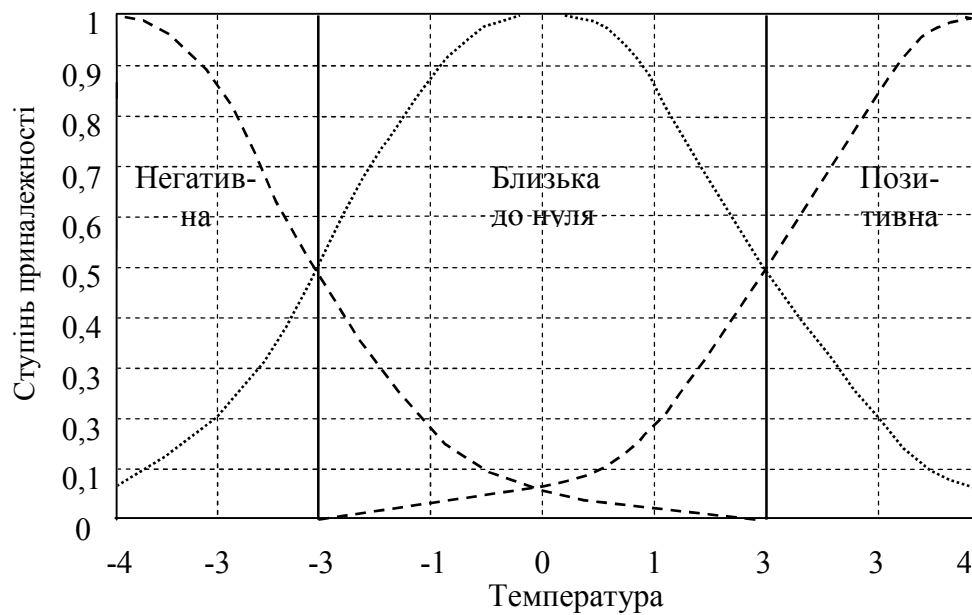


Рисунок А.1 – Ілюстрація поняття приналежності температури до області негативної, близької до нуля або позитивної (пунктирні лінії – нечітка система, суцільні лінії – точна система)

А.2 Операції на нечітких множинах

На нечітких множинах, що розглядаються як узагальнення звичайних множин, можна визначити ряд математичних операцій, що є узагальненням аналогічних операцій, які виконуються на "чітких" множинах. До них серед інших відносяться:

1. Логічна сума множин $A \cup B$

$$M_{A \cup B}(x) = M_A(x) \cup M_B(x) = \text{Max}[A(x), B(x)],$$

де знак $\cup$ позначає оператора Max .

Наприклад, дано дві нечіткі множини A і B , визначені таким чином:

$$A = \left\{ \frac{1,0}{x_1}, \frac{0,7}{x_2}, \frac{0,5}{x_3}, \frac{0,1}{x_4} \right\},$$

$$B = \left\{ \frac{0,2}{x_1}, \frac{0,5}{x_2}, \frac{0,6}{x_3}, \frac{0,7}{x_4} \right\}.$$

Логічна сума цих множин рівна $C = A \cup B$:

$$C = \left\{ \frac{1,0}{x_1}, \frac{0,7}{x_2}, \frac{0,6}{x_3}, \frac{0,7}{x_4} \right\}.$$

2. Логічний добуток множин $A \cap B$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cap \mu_B(x) = \text{Min}[A(x), B(x)],$$

де знак $\cap$ позначає оператора Min . Для даних з вище приведеного прикладу множина C , що є логічним добутком множин A і B , матиме вид

$$C = \left\{ \frac{0,2}{x_1}, \frac{0,5}{x_2}, \frac{0,5}{x_3}, \frac{0,1}{x_4} \right\}.$$

3. Заперечення множини $\bar{A}$

$$M_{\bar{A}}(x) = 1 - M_A(x).$$

На відміну від звичайних (чітких) множин, де заперечення елементів, що належать до множини, дає порожню множину, заперечення нечіткої множини визначає непорожню множину, що складається з елементів, функції приналежності яких також визначені на інтервалі $[0,1]$.

4. Рівність множин A і B

Нечіткі множини $A(x)$ і $B(x)$ рівні між собою, коли для всіх елементів x_i обох множин виконується умова $\mu_A(x_i) = \mu_B(x_i)$.

5. Операція концентрації $CON(A)$

$$\mu_{CON}(x) = [\mu_A(x)]^2.$$

Ця операція вельми часто виконується при діях з лінгвістичною змінною, в яких вона ототожнюється з інтенсифікатором "дуже".

6. Операція розтягування $DIL(A)$

$$\mu_{DIL}(x) = [\mu_A(0,5)]^{0,5}.$$

Лінгвістичне значення цієї операції формулюється як "приблизно".

7. Алгебраїчний добуток двох множин $A \cdot B$

$$\mu_{A \cdot B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x).$$

8. Обмежена сума двох нечітких множин $A|+|B$

$$\mu_{A|+|B}(x) = \min\{1, \mu_A(x) + \mu_B(x)\}.$$

9. Обмежена різниця двох нечітких множин $A|-|B$

$$\mu_{A|-|B}(x) = \max\{0, \mu_A(x) - \mu_B(x)\}.$$

10. Обмежений добуток двох нечітких множин $A|\cdot|B$

$$\mu_{A|\cdot|B}(x) = \max\{1, \mu_A(x) + \mu_B(x) - 1\}.$$

11. Нормалізація множини $NORM(A)$

$$\mu_{NORM}(x) = \frac{\mu_A(x)}{\max\{\mu_A(x)\}}$$

Слід зазначити, що множина A вважається підмножиною множини B , тобто $A \subset B$, коли для всіх елементів виконується нерівність $\mu_A(x_i) \leq \mu_B(x_i)$.

Наприклад, якщо $A = \left\{ \frac{0,5}{x_1}, \frac{0,3}{x_2}, \frac{0,1}{x_3} \right\}$ і $B = \left\{ \frac{0,6}{x_1}, \frac{0,5}{x_2}, \frac{0,4}{x_3} \right\}$, то $A \subset B$.

Визначені на нечітких множинах операції володіють властивостями асоціативності, комутативній і дистрибутивності, причому ці властивості розуміються таким чином:

- асоціативність: $(A \cdot B) \cdot C = A \cdot (B \cdot C)$;
- комутативна: $A \cdot B = B \cdot A$ (за винятком обмеженої різниці);
- дистрибутивність: $A \cdot (B \circ C) = (A \cdot B) \circ (A \cdot C)$,

де оператори $\cdot$ і $\circ$ позначають будь-яку визначену вище операцію на нечітких множинах. З властивостей нечітких множин виходить, що на відміну від добутку звичайних множин, логічний добуток множини і його заперечення не обов'язково утворюють порожню множину, що можна записати у вигляді

$$A \cap \bar{A} \neq \emptyset.$$

Так само і логічна сума нечіткої множини A і її заперечення не утворюють повна множину $\cup$, що можна записати у вигляді

$$A \cup \bar{A} \neq \cup.$$

А.3 Міри нечіткості нечітких множин

Для визначення ступеня нечіткості множини введено поняття міри нечіткості, що відповідає так званим умовам А. ДеЛуки і С.Терміні, що зводиться до вимірювання рівня відмінності між множиною A і її запереченням B .

Найбільш популярна міра Р.Єгера, відповідно до якої ступінь нечіткості множини A у метриці p , що позначається $FUZ_p(A)$ визначається виразом

$$FUZ_p(A) = 1 - \frac{D_p(A, \bar{A})}{n^{1/p}}, \quad (A.1)$$

де $D_p(A, \bar{A})$ – це міра відстані між множинами A і $\bar{A}$, що містять n елементів. Значення $p = 1$ відповідає метриці Хеммінга, в якій

$$D_1(A, \bar{A}) = \sum_{i=1}^n |2M_A(x_i) - 1|,$$

а значення $p = 2$ відповідає метриці Евкліда, в якій

$$D_1(A, \bar{A}) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (2M_A(x_i) - 1)^2}.$$

Наприклад, якщо нечітка множина A визначається дискретним способом як

$$A(x) = \left\{ \frac{0,1}{x_1}, \frac{0,5}{x_2}, \frac{0,8}{x_3}, \frac{1,0}{x_4}, \frac{0,8}{x_5}, \frac{0,5}{x_6}, \frac{0,1}{x_7} \right\},$$

відповідно до міри Єгера отримуємо:

$$FUZ_1(A) = 1 - \frac{1}{7}(0,8 + 0 + 0,6 + 1 + 0,6 + 0 + 0,8) = 0,457,$$

$$FUZ_2(A) = 1 - \frac{1}{\sqrt{7}} = (0,64 + 0 + 0,36 + 1 + 0,36 + 0 + 0,64) = 0,347.$$

Іншу міру нечіткості (ентропійну) запропонував Б.Коско. Вона заснована на понятті кардинального числа множини. Відповідно до цієї міри

$$FUZ(A) = \frac{M(A \cap \bar{A})}{M(A \cup \bar{A})},$$

де $M(F)$ позначає кардинальне число множини F . Для множини A з прикладу отримуємо міру Коско, рівну

$$FUZ(A) = \frac{0,1 + 0,5 + 0,2 + 0 + 0,2 + 0,5 + 0,1}{0,9 + 0,5 + 0,8 + 1 + 0,8 + 0,5 + 0,9} = \frac{1,6}{5,4} = 0,296.$$

Слід звернути увагу, що обидві міри – Єгера і Коско – для чітких множин дають один і той же нульовий результат, оскільки в мірі Коско $M(A, \bar{A}) = 0$, а $D_p(A, \bar{A}) = n^{\frac{1}{p}}$ що унаслідок залежності (А.1) дає в результаті також $FUZ_p(A) = 0$.

А.4 Нечіткість і вірогідність

У теорії вірогідності подія $u \in U$ або відбувається, або ні, а вірогідність $p(u)$ представляє міру того, що вона відбудеться або що випадкова змінна x прийме значення u . Оцінка вірогідності $p(u)$ може бути розрахована як відношення кількості експериментів, в яких вказана подія відбулася, до загальної кількості експериментів. Наприклад, якщо день 31 листопада протягом останніх 100 років був дощовим 83 рази, то вірогідність дощу цього дня в даному році оцінюється як 0,83. Слід підкреслити, що вірогідність події відноситься виключно до майбутнього. Коли відповідний день наступить, дана подія або відбудеться, або ні, і у цей момент поняття вірогідності її звершення втрачає сенс (наприклад, у момент початку дня 31 листопада все ще не ясно, буде цей день дощовим чи ні, проте коли він завершиться, ми говоритиме про те, відбулося чи ні подія, а не про її вірогідність).

Поняття нечіткості оцінюється абсолютно по-іншому. Воно вимірюється ступенем, з яким подія $x = u$ (наприклад, що тільки що відбулася) належить до деякої множини подій A . Фактично вимірюється ступінь, в якому універсальна множина U міститься в підмножині A . Наприклад, якщо 31 листопада дощ йшов впродовж 15 год., то ступінь його приналежності до множини дощових днів можна визначити як 15/24. З цієї точки зору поняття нечіткості відноситься не тільки до минулого, як це має місце у разі вірогідності, але також до сьогодення і до майбутнього.

Слід зазначити, що вірогідність може бути визначена як нечітке значення, особливо тоді, коли воно оцінюється приблизно, а не точним способом. Тому можна сказати, що вірогідність настання певної події складає, наприклад, "близько 0,7", оскільки змінна "близько 0,7" є лінгвістичною. Якщо ж нечітке поняття відноситься до майбутнього, йому можна приписати деяку вірогідність.

Як приклад розглянемо вірогідність випадання кості з певним номером з інтервалу [1-6]. Допустимо, що є три нечітка множина чисел: "мале", "середнє" і "велике", функції приналежності яких представлені на рис. А.2,а. Вірогідність

$p(x)$ настання нечіткої події, що x – це мале, середнє або велике число, визначається по формулі

$$p(x) = \sum_{i=1}^6 \mu(x_i) p(x_i),$$

де $p(x_i)$ позначає вірогідність випадання певного числа з [1-6]. Якщо допустити рівномірний розподіл вірогідності випадання кожного числа ($p(x_i) = 1/6$) так, як це представлено на рис. А.2,б, отримаємо:

$$p(x = \text{"мале"}) = \frac{1}{6} \cdot (1 + 0,5) = 0,25,$$

$$p(x = \text{"середнє"}) = \frac{1}{6} \cdot (0,5 + 1 + 0,5) = 0,333,$$

$$p(x = \text{"велике"}) = \frac{1}{6} \cdot (0,5 + 1 + 1) = 0,418.$$

У приведеному результаті враховується поняття нечіткості лінгвістичної змінної: "мале число", "середнє число", "велике числа", а кожній події приписується вірогідність її настання.

А.5 Нечіткі правила висновку

Базове правило виведення типу "якщо – то" (англ.: *if – then rule*) називається *нечіткою імплікацією*, що приймає форму

$$\text{якщо } x \text{ це } A, \text{ то } y \text{ це } B, \quad (\text{А.1})$$

де A і B – це лінгвістичні значення, ідентифіковані нечітким способом через відповідні функції приналежності для змінних x і y . Частина " x це A " називається *умовою (передумовою)*, а " y це B " – *слідством (висновком)*. Імплікацію

(A.1) можна записати в скороченому вигляді $A \rightarrow B$. Нечітке міркування – це процедура, яка дозволяє визначити висновок, що витікає з множини правил "якщо – то". Така множина при N змінних x може прийняти вигляд

$$\text{якщо } x \text{ це } A_1 \text{ і } x_2 \text{ це } A_2 \text{ і } \dots \text{ і } x_N \text{ це } A_N, \text{ то } y \text{ це } B. \quad (\text{A.2})$$

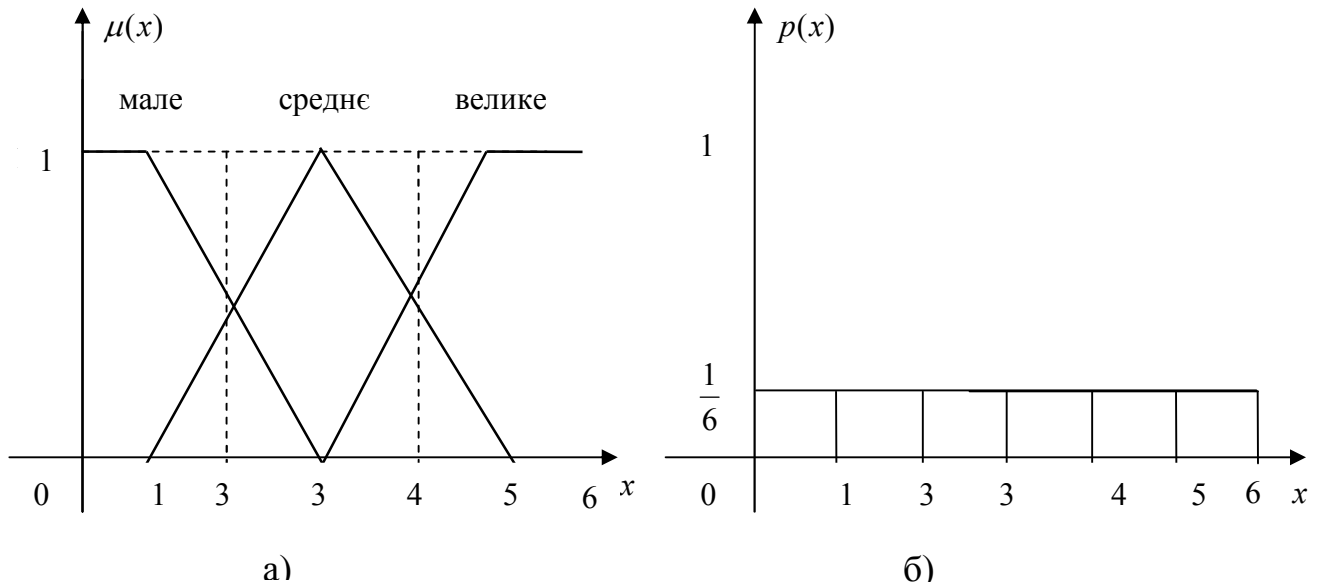


Рисунок А.2 – Графічна ілюстрація даних з прикладу викидання кості:

а) функції приналежності;

б) вірогідність випадання відповідного номера

Змінні $x_1, x_2, \dots, x_N$ утворюють N -мірний вхідний вектор x , що становить аргумент умови, в якій $A_1, A_2, \dots, A_N$ і B позначають величини відповідного коефіцієнта приналежності $\mu_A(x_i)$ і $\mu_B(y)$. Необхідно звернути увагу, що тут присутні індивідуальні функції приналежності для кожної змінної x_i , і окремо для y . Випадкове значення функції приналежності $\mu_A(x)$, де x – це вектор $x = [x_1, x_2, \dots, x_N]$, що відноситься до умови імплікації (рівень активації правила), повинно в подальшому інтерпретуватися з використанням введених раніше не-

чітких операцій. Можлива інтерпретація у формі логічного добутку множин або у формі алгебраїчного добутку:

- інтерпретація у формі логічного добутку

$$\mu_A(x) = \min_{i=1, \dots, N} (\mu_A(x_i)) ; \quad (\text{A.3})$$

- інтерпретація у формі алгебраїчного добутку

$$\mu_A(x) = \prod_{i=1}^N \mu_A(x_i) . \quad (\text{A.4})$$

Приписування єдиного значення функції приналежності, що описує багатовимірну умову, називатимемо *агрегацією передумови*. Кожній імплікації $A \rightarrow B$, визначеній виразом (A.2), можна приписати також єдине значення функції приналежності $\mu_{A \rightarrow B}(x, y)$. Найбільш популярні інтерпретації цієї функції також мають форму логічного або алгебраїчного добутку:

- форма логічного добутку

$$\mu_{A \rightarrow B} = \min \{ \mu_A(x), \mu_B(y) \} ; \quad (\text{A.5})$$

- форма алгебраїчного добутку:

$$\mu_{A \rightarrow B} = \mu_A(x) \mu_B(y) . \quad (\text{A.6})$$

Приписування єдиного значення функції приналежності всій імплікації називається процедурою агрегації на рівні імплікації.

ДОДАТОК Б

СИСТЕМИ НЕЧІТКОГО ВИСНОВКУ

Б.1 Системи нечіткого висновку Мамдані-Заде

Елементи теорії нечітких множин, правила імплікації і нечітких міркувань утворюють систему нечіткого висновку. У ній можна виділити множину використовуваних в системі нечітких правил, базу даних, що містить описи функцій приналежності, а також механізм висновку і агрегації, який формується вживаними правилами імплікації. Слід згадати, що у разі технічної реалізації як вхідні і вихідні сигнали виступають вимірювані величини, що однозначно зіставляють вхідним значенням відповідні вихідні значення. Для забезпечення взаємодії множини цих двох видів вводиться нечітка система з так званими *фузифікатором* (перетворювачем множини вхідних даних в нечітку множину) на вході і *дефузифікатором* (перетворювачем нечітких множин в конкретне значення вихідної змінної) на виході. Структура такої системи представлена на рис.Б.1.

Фузифікатор перетворить точну множину вхідних даних в нечітку множину, визначувану за допомогою значень функцій приналежності, тоді як дефузифікатор вирішує зворотну задачу – він формує однозначне рішення щодо значення вихідної змінної на підставі багатьох нечітких висновків, що виробляються виконавчим модулем нечіткої системи. Вихідний сигнал цього модуля може мати вид M нечітких множин, що визначають діапазон зміни вихідний змінної. Дефузифікатор перетворить цей діапазон в одне конкретне значення, що приймається як вихідний сигнал всієї системи.

Необхідно відзначити, що також існують системи нечіткого висновку, в яких виконавчий механізм безпосередньо генерує чіткі значення, які вже не потрібно піддавати дефузифікації. Як приклад можна назвати систему Такагі-Сугено-Канга.

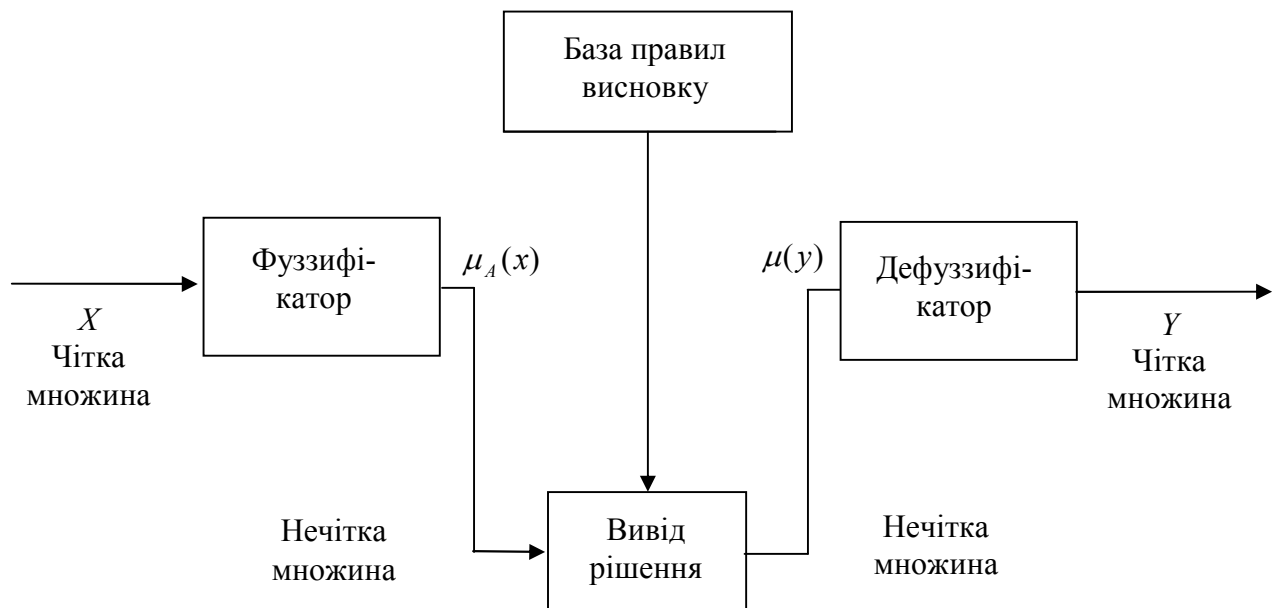


Рисунок Б.1 – Структура нечіткої системи з фузифікатором і дефузифікатором

Узагальнена функціональна структура системи, приведена на рис.А.2, може бути представлена в розширеній формі, яка в явному вигляді демонструє правила нечіткого висновку так, як це зображено на рис. Б.2. Оскільки допускається застосування множини нечіткі правил, в ній також передбачений блок агрегації, що найчастіше реалізовується у вигляді логічного суматора (оператор Max). Описувана система висновку називається системою Мамдані-Заде. Вона дуже популярна в звичайних (неадаптивних) нечітких системах. Як правило, в моделі Мамдані-Заде присутні наступні оператори:

- оператор логічного або арифметичного добутку для визначення результуючого рівня активації, в якому враховуються всі компоненти вектора x умови;
- оператор логічного або арифметичного добутку для визначення значення функції приналежності для всієї імплікації $A \rightarrow B$;
- оператор логічної суми як агрегатор рівнозначних результатів імплікації багатьох правил;

- оператор дефузифікації, що трансформує нечіткий результат $\mu(y)$ у чітке значення вихідної змінної y .

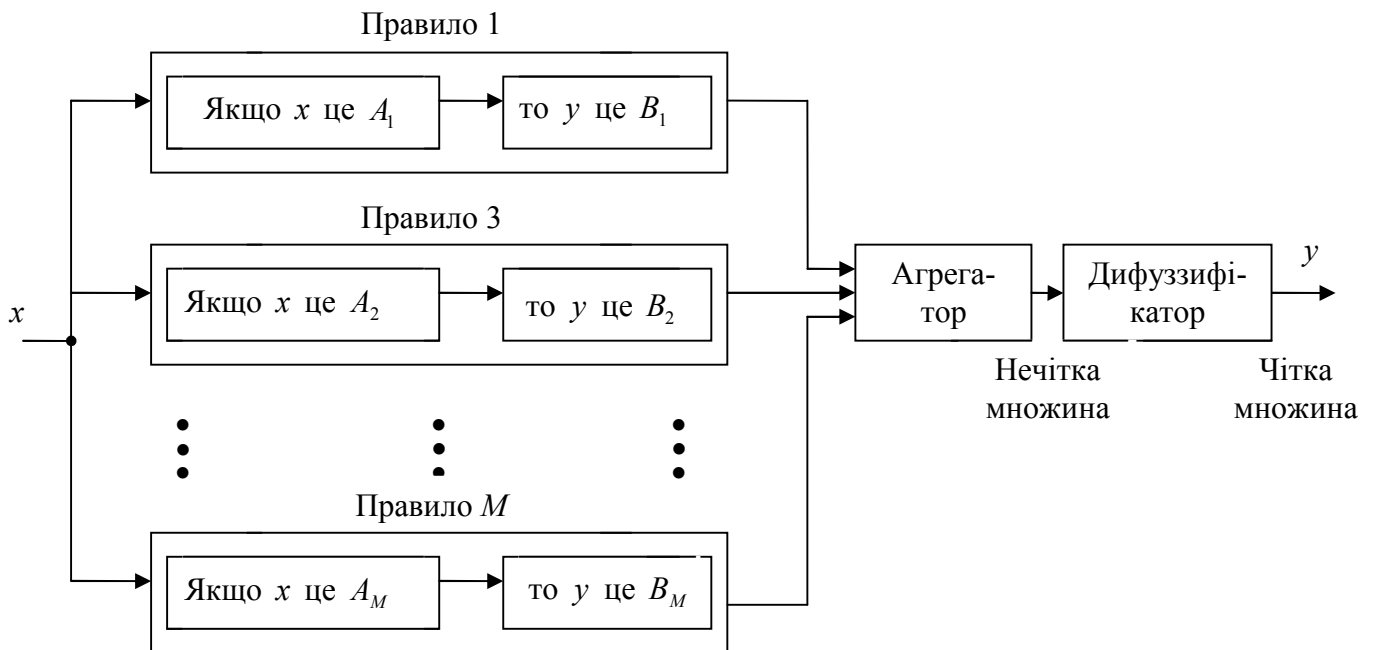


Рисунок Б.2 – Організація висновку в нечіткій системі
за наявності M правил висновку

Як приклад на рис. Б.3 представлений спосіб агрегації два правил нечіткого висновку при існуванні двох значень змінних x_1 і x_2 . Логічний добуток: (оператор Min) використовується як для агрегації нечітких правил щодо конкретних змінних x_i ($i=1,2$), утворюючих вектор x , так і на рівні імплікації $A \rightarrow B$ для одиночних правил висновку. Агрегація імплікацій, що стосуються правил 1 і 2, проводиться з використанням логічної суми (оператор Max). У правій нижній частині рисунка представлений нечіткий результат y у вигляді функції приналежності змінної y . Набуття чіткого значення y , відповідного також чітким значенням вхідних змінних x_1 і x_2 вимагало б в цьому випадку застосування процедури дефузифікації.

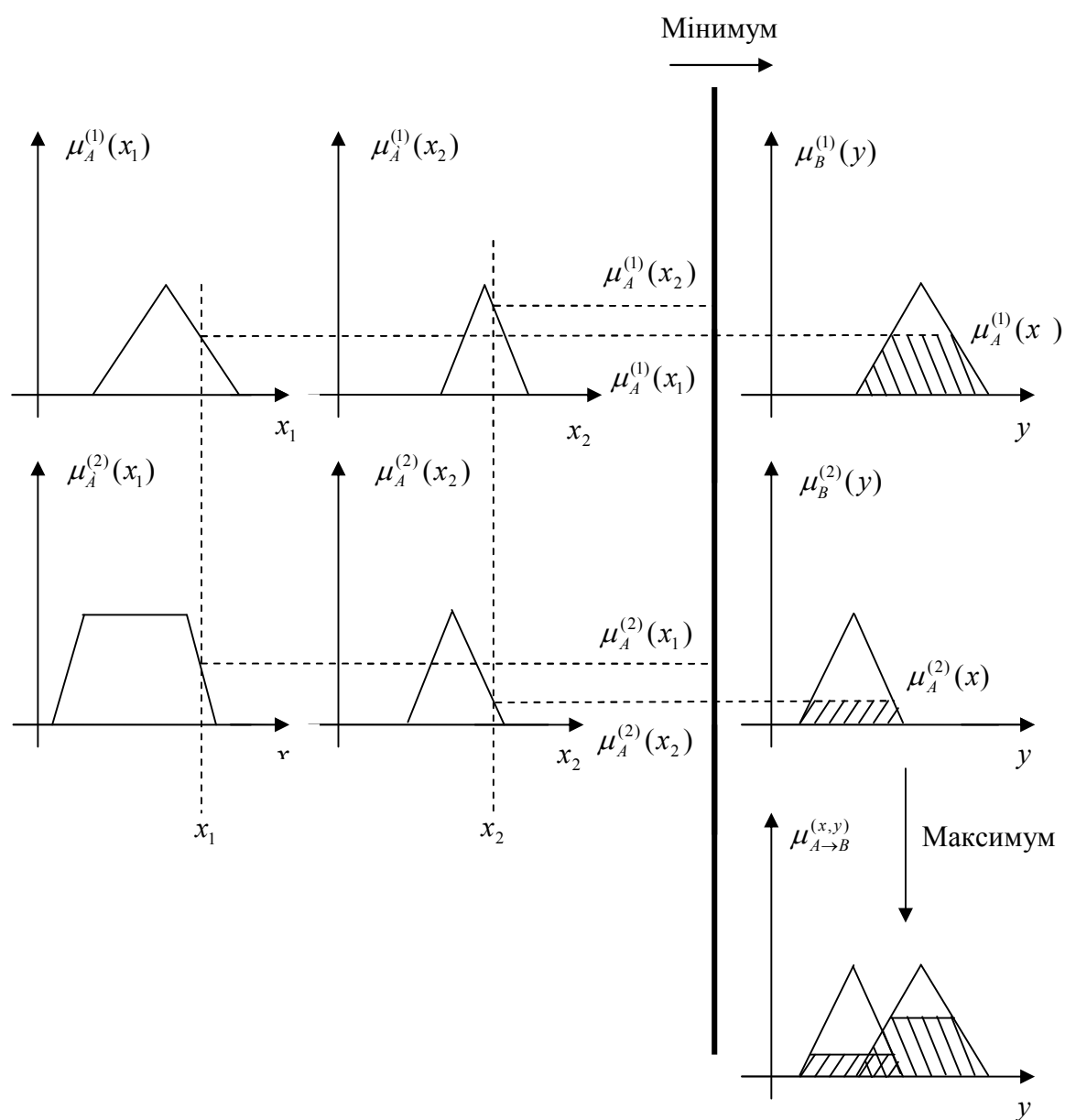


Рисунок Б.3 – Ілюстрація прикладу системи висновку Мамдані-Заде

Б.1.1 Фузифікатор

Фузифікатор перетворює N -мірний вхідний вектор $x = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ у нечітку множину A , що характеризується функцією приналежності $\mu_A(x)$ з чіткими змінними. Не дивлячись на те, що нечіткі системи можуть мати функції приналежності довільної структури, з практичної точки зору найбільшою популярністю користуються функції гаусового типу, а також трикутні і трапецієподібні функції.

Загальна форма функції гауса для змінної x з центром c і варіацією a для множини F має вигляд:

$$\mu_A(x) = \exp \left[- \left(\frac{x - c}{\sigma} \right)^2 \right]. \quad (\text{Б.1})$$

На рис. Б.4 представлена форма типових гаусових функцій при різних параметрах c і a , причому на рис. Б.4,а показаний вплив розміщення центру c при незмінному значенні a , а на рис. Б.4,б – вплив значення a при фіксованому положенні c . Параметр c позначає центр нечіткої множини, а його зміна відповідає зсуву функції приналежності по горизонтальній осі. Параметр, іноді званий коефіцієнтом широти, відповідає за форму функції. Чим менше його значення, тим більше крутизна функції. Слід зазначити, що при відповідному зсуві центру функція гауса може реалізувати і сигмоїдальну функцію (найчастіше при зсуві управо c).

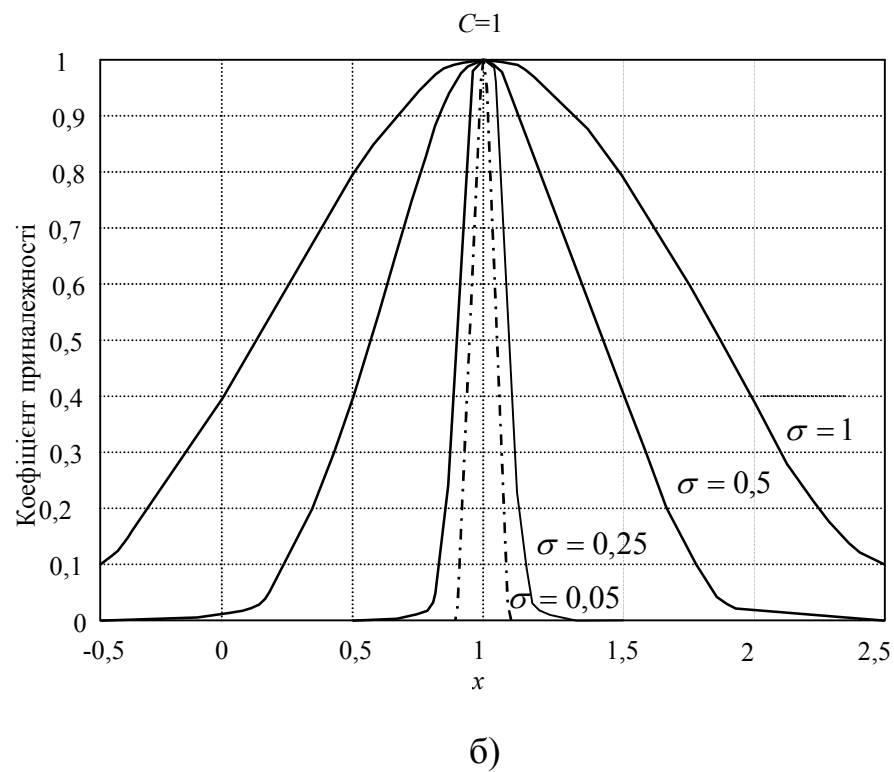
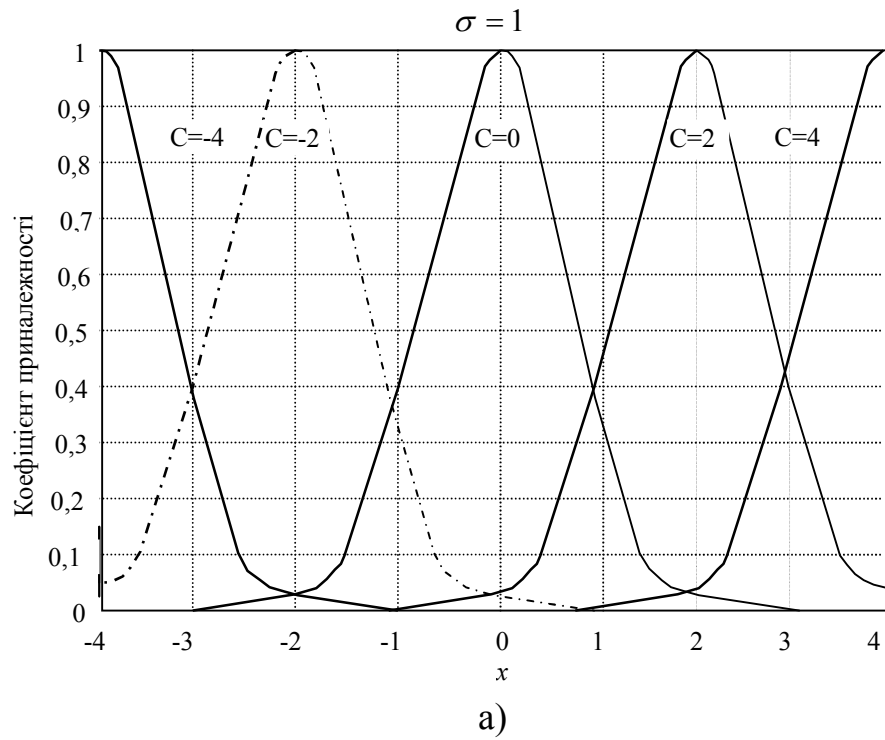


Рисунок Б.4 – Ілюстрація впливу параметрів функції гауса на її форму:

- а) – вплив розміщення центру c при $\sigma = 1$;
- б) – вплив значення σ при постійному значенні $c = 1$

У нечітких мережах також застосовується узагальнена функція гауса, яка визначається формулою

$$\mu_A(x) = \exp \left[- \left(\frac{x-c}{\sigma} \right)^{2b} \right]. \quad (\text{Б.2})$$

Вона оперує трьома параметрами: c , σ і b . Значення параметра b істотним чином впливає на форму кривої, що демонструється на рис.Б.5.

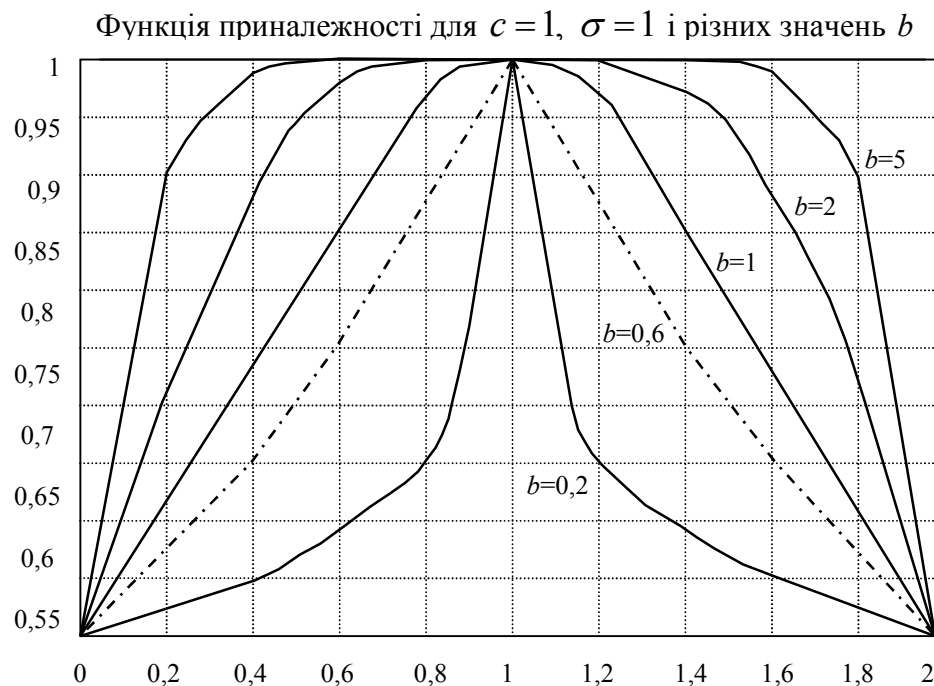


Рисунок Б.5 – Ілюстрація впливу параметра b на форму функції гауса

На рисунку видно, що при відповідному підборі показника ступеня b (залежність (Б.2)) вона може визначати як функцію Гауса, так і трикутну або трапецеїдальну функцію. Значення $b = 1$, очевидно, відповідає стандартній функції гауса. Узагальнена функція гауса також може бути представлена в раціональній формі:

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-c}{\sigma} \right)^{2b}}, \quad (\text{Б.3})$$

яка аналогічна описуваній виразом (5.7).

Крім функції гауса приналежності, на практиці часто застосовується симетрична трикутна функція, яку можна записати у вигляді

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x-c|}{d} & \text{для } x \in [c-d, c+d] \\ 0 & \text{для решти} \end{cases}. \quad (\text{Б.4})$$

Інтерпретація центральної точки c і ширини d для трикутної функції представлена на рис. Б.6,а. Ця функція теж нормована і приймає одиничне значення в центральній точці c .

Узагальненням трикутної функції є трапецеїдальна функція приналежності, форма і позначення якої представлені на рис. Б.6,б.

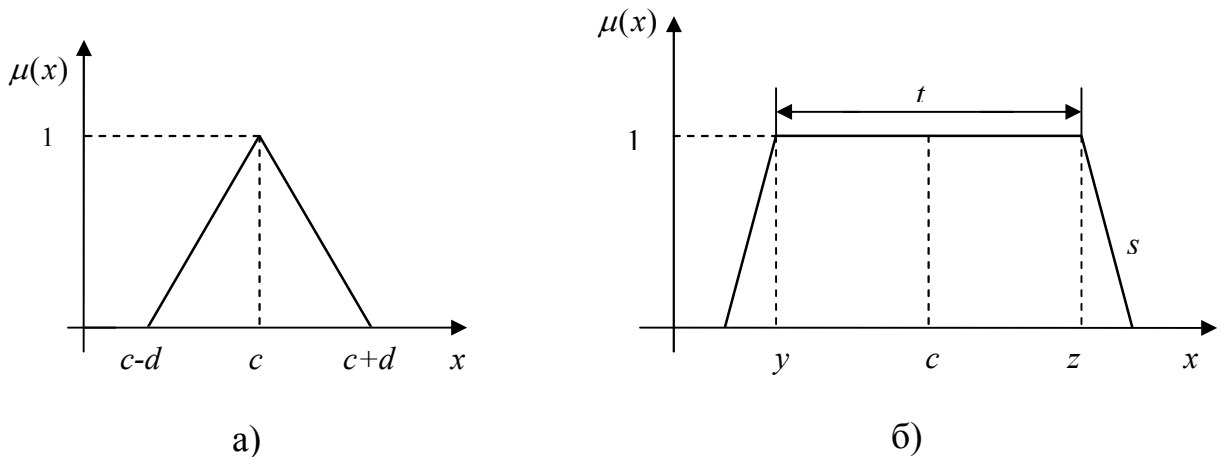


Рисунок Б.6 – Трикутна а) і трапеціїдальна б) форми функцій приналежності

Якщо визначити $y = c - \frac{t}{2} - \frac{1}{s}$, $z = c + \frac{t}{2} + \frac{1}{s}$, де s позначає кут нахилу, то трапецеїдальна функція описується залежністю

$$\mu_{A^{(1)}}(x_i) = \begin{cases} 0 & \text{для } x > z \text{ або } x < y \\ 1 & \text{для } c - \frac{t}{2} \leq x \leq c + \frac{t}{2} \\ s(z-x) & \text{для } c + \frac{t}{2} \leq x \leq z \\ s(z-y) & \text{для } y \leq x \leq c - \frac{t}{2} \end{cases} \quad (\text{Б.5})$$

Вибір значення $t = 0$ редукує трапецеїдальну функцію до трикутної форми.

Б.1.2 Деффузіфікатор

Деффузіфікатор трансформує нечітку множину в повністю детерміноване точкове рішення y . Нечітку множину представляє залежність $\mu_y = \mu_{A \rightarrow B}(y)$ як функцію від вихідної змінної y . Перетворення цієї множини в єдине точкове рішення можливо багатьма способами. Найбільш відомі серед них:

- деффузіфікація щодо центру області (англ.: *Center of Area*)

$$y_c = \frac{\int \mu(y) y dy}{\int_y \mu(y) dy}, \quad (\text{Б.6})$$

або в дискретній формі

$$y_c = \frac{\sum_i \mu(y_i) y_i}{\sum_i \mu(y_i)}; \quad (\text{Б.7})$$

- деффузіфікація щодо середнього центру (англ.: *Center Average*)

$$y_c = \frac{\sum_i^M \mu(y_{ci}) y_{ci}}{\sum_i \mu(y_{ci})}, \quad (\text{Б.8})$$

де y_i позначає центр i -го нечіткого правила, а $\mu(y_{ci})$ – значення функції приналежності, відповідної цьому правилу;

- деффузификация щодо середнього максимуму (англ.: *Mean of Maxima*)

$$y_M = \frac{\sum_{i=1}^m y_i}{m}, \quad (\text{Б.9})$$

де m позначає кількість точок змінної y , у яких $\mu(y_i)$ досягає максимального значення. Якщо функція $\mu(y)$ має максимальне значення тільки в одній точці $y_{\max}$, то $y_M = y_{\max}$. Якщо $\mu(y)$ досягає своїх максимальних значень між y_1 і y_2 ,

$$\text{то } y_m = \frac{1}{2}(y_1 + y_2)$$

- у формі вибору мінімального з максимальних значень y

$$y_s - \text{найменше значення } y, \text{ для якого } \{\mu(y) = \max\}; \quad (\text{Б.10})$$

- дефузифікація у формі вибору максимального з максимальних значень

$$y_L - \text{найбільше значення } y, \text{ для якого } \{\mu(y) = \max\}. \quad (\text{Б.11})$$

На практиці найчастіше застосовується дефузифікація щодо середнього центру.

На рис. Б.7 представлений нечіткий сигнал, отриманий після агрегації двох правил висновку.

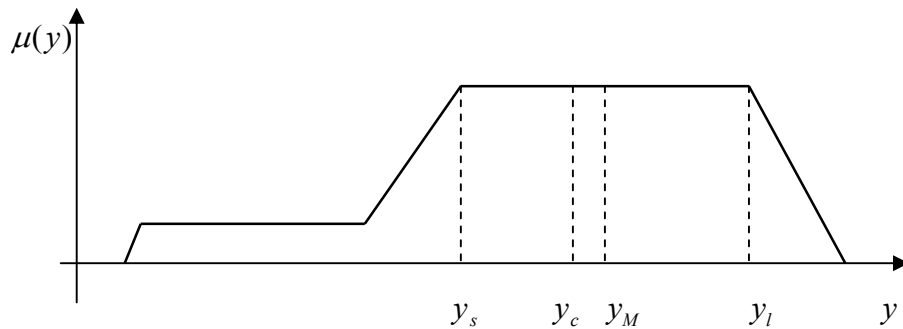


Рисунок Б.7 – Ілюстрація впливу різних способів дефузифікації на підсумкове рішення

Застосування перерахованих вище способів дефузифікації приводить до отримання результатів, відповідних точкам y_c , y_M , y_s і y_l на рисунку.

Б.2 Модель Мамдані-Заде як універсальний апроксиматор

Результат, цікавий з погляду його застосування в нечітких мережах, може бути отриманий при використанні як агрегатора оператор алгебраїчного добутку з подальшою дефузифікацією щодо середнього центру. Слід зазначити, що $\mu(y)$ складається з суми нечітких функцій для імплікацій всіх M правил, утво-

рюючих систему нечіткого висновку. У моделі Мамдані-Заде кожне з цих M правил визначається рівнем активації умови $\mu(y_i) = \prod_{j=1}^N \mu_{A_j}(x_j)$, тоді як y_i – це значення y , при якому величина μ_{y_i} стає максимальною (або приймає середнє з максимальних значень). Хай величина μ_i позначає центр c_i – нечіткої множини висновку i -го правила висновку. Тоді дефузифікація щодо середнього центру веде до моделі Менделя-Ванга [32], відповідно до якої

$$y = \frac{\sum_{i=1}^M c_i \left[\prod_{j=1}^N \mu_{A_j}(x_j) \right]}{\sum_{i=1}^M \left[\prod_{j=1}^N \mu_{A_j}(x_j) \right]}. \quad (\text{Б.12})$$

Допустимо, що існує нечітка система, що описується залежністю (5.18), на вхід якої подається послідовність векторів $x = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$. При використанні фузифікатора у вигляді узагальненої функції гауса $\mu(x) = \exp \left[- \left(\frac{x - c}{\sigma} \right)^{2b} \right]$ вихідний сигнал у цієї системи визначається по формулі

$$y = f(x) = \frac{\sum_{i=1}^M c_i \left[\prod_{j=1}^N \exp \left[- \left(\frac{x_j - c_j^{(i)}}{\sigma_j^{(i)}} \right)^{2b_j^{(i)}} \right] \right]}{\sum_{i=1}^M \left[\prod_{j=1}^N \exp \left[- \left(\frac{x_j - c_j^{(i)}}{\sigma_j^{(i)}} \right)^{2b_j^{(i)}} \right] \right]}, \quad (\text{Б.13})$$

у якій $c_j^{(i)}$, $\sigma_j^{(i)}$, $b_j^{(i)}$ позначають параметри центру, ширини і форми (умови) j -го компоненту вектора x для i -го нечіткого правила висновку. Вираз (5.19) визначає безперервну функцію, яка може використовуватися для апроксимації довільно заданої безперервної функції $g(x)$ від багатьох змінних x_i , утворюючих вектор x . У [32] було доведено, що при відповідному підборі параметрів умови $(c_j^{(i)}, \sigma_j^{(i)}, b_j^{(i)})$ і висновки (c_i) функція (5.19) може апроксимувати задану функ-

цію $g(x)$ з довільною точністю ε . Здатність нечіткої системи, що характеризується поряд нелінійних функцій від однієї змінної, до апроксимації нелінійної функції від багатьох змінних свідчить про можливість практичного застосування нечітких систем.

Б.3 Модель виведення Такаги-Сугено-Канга

Найбільшу популярність серед нечітких систем адаптивного типу придбала модель виведення Такаги-Сугено-Канга (TSK) [27]. У цій моделі функція висновку визначається нечітким, але точковим чином. Завдяки цьому дефuzzифікатор на виході системи не потрібний, а модель висновку значно спрощується. Загальна форма моделі TSK може бути представлена у вигляді

$$\text{якщо } x_1 \text{ це } A_1 \text{ і } x_2 \text{ це } A_2 \text{ і } \dots \text{ і } x_N \text{ це } A_N, \text{ то } y = f(x_1, x_2, \dots, x_N). \quad (\text{Б.14})$$

У векторному записі її можна записати ще простіше:

$$\text{якщо } \mathbf{x} \text{ це } \mathbf{A}, \text{ то } y = f(\mathbf{x}) \quad (\text{Б.15})$$

де $f(\mathbf{x}) = f(x_1, x_2, \dots, x_N)$ – чітка функція. У цій залежності частина, що відноситься до умови, така сама, як і в моделі Мамдані-Заде. Принципова відмінність стосується висновку, який представляється у формі функціональної залежності, найчастіше – у вигляді поліноміальної функції декілька змінних. Класичне представлення цієї функції, найчастіше використовуване на практиці, – це поліном першого порядку

$$y = f(\mathbf{x}) = p_0 + \sum_{i=1}^N p_i x_i, \quad (\text{Б.16})$$

у якому коефіцієнти $p_0, p_1, \dots, p_N$ – це цифрові ваги, що підбираються в процесі адаптації (навчання). Ще простіша модель виведення TSK виходить, якщо застосовувати функцію $f(\mathbf{x})$ у вигляді полінома першого порядку, в якому

$$y = f(x) = p_0 . \quad (\text{Б.17})$$

В цьому випадку значення p_0 можна ототожнити з центром висновку c_i моделі Мамдані-Заде, присутнім у формулі (Б.13).

Якщо в моделі виведення TSK використовується декілька (M) правил, то вихід системи визначається як їх середньозважене. Приписуючи кожному правилу вагу w_i , отримаємо вихідний сигнал, представлений у вигляді

$$y = \frac{\sum_{i=1}^M w_i y_i}{\sum_{j=1}^M w_j} , \quad (\text{Б.18})$$

або

$$y = \sum_{i=1}^M \frac{w_i}{\sum_{j=1}^M w_j} y_i = \sum_{i=1}^M w'_i y_i . \quad (\text{Б.19})$$

Необхідно відзначити, що у виразі (Б.19) ваги w_i відповідають умові нормалізації: $\sum_{i=1}^M \frac{w_i}{\sum_{j=1}^M w_j} y_i = 1$. Якщо для кожного i -го правила (де $i = 1, 2, \dots, M$) реалізується функція TSK першого порядку

$$y_i = p_{i0} + \sum_{j=1}^N p_{ij} x_j , \quad (\text{Б.20})$$

то можна отримати опис вихідної функції моделі TSK у формі

$$y = \sum_{i=1}^M \frac{w_i}{\sum_{j=1}^M w_j} y_i \left(p_{i0} + \sum_{j=1}^N p_{ij} x_j \right) , \quad (\text{Б.21})$$

яка лінійна щодо всіх вхідних змінних системи x_j для $j = 1, 2, \dots, N$.

Ваги w_i присутні у формулі (Б.21), є нелінійними параметрами функції y . У адаптивних системах вони піддаються навчанню для досягнення якнайкращої пристосованості моделі до заданих значень, тоді як в неадаптивних системах вони уточнюються для визначення рівня активації умови в правилі висновку безпосередньо в процесі аналізу даних. Підбір цих рівнів – це результат агрегації правил, відповідних конкретним компонентам вектора x умови; він виконується з використанням логічного або алгебраїчного добутку так само, як це мало місце в моделі Мамдані-Заде.

Приклад рис. Б.8 ілюструє модель TSK. з двома правилами висновку для системи з двома вхідними змінними x_1 і x_2 .

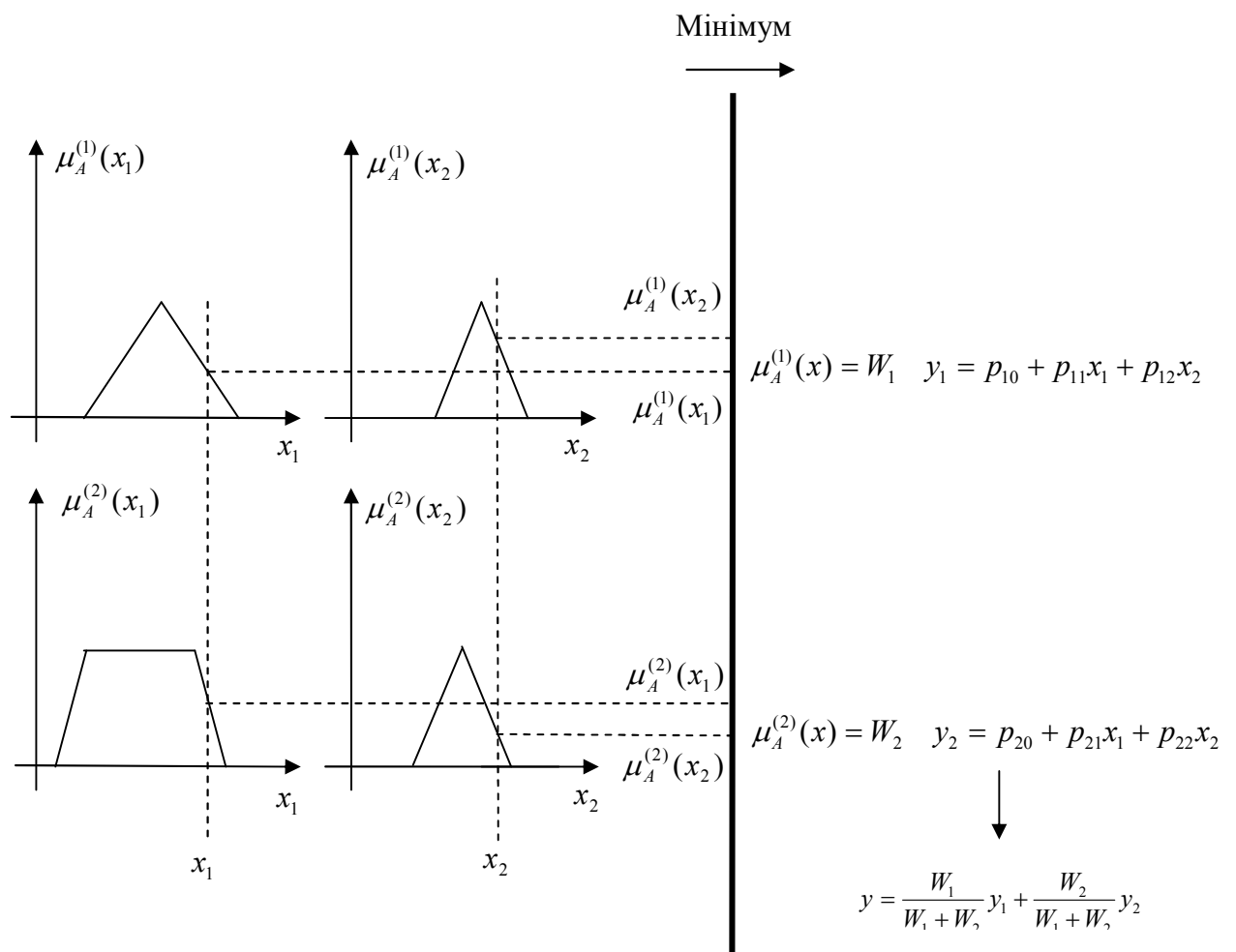


Рисунок Б.8 – Ілюстрація системи виведення TSK

ДОДАТОК В

ФАЙЛ ВИХІДНИХ ДАНИХ

```
clear;clc;echo on;

% Система управління електроприводом повороту
% стріли роторного екскаватора
% 2024 рік

% Вихідні дані
kzv=0.65;
ks=4.9;
Tg=0.29;
Tzc=0.01;
Te=0.05;
Re=0.072;
CF=2*1.61;
In=342;
Mn=CF*In;
Jd=2*2.57;
Jm=18.31;
b12=0.02;
c12=90;
Js=Jd+Jm;
Uz=89.3;
ksx=ks/(CF+ks*kzv);

% Матриці
A=[-b12/Jm 1/Jm b12/Jm 0 0;
-c12 0 c12 0 0;
b12/Jd -1/Jd -b12/Jd CF/Jd 0;
0 0 -CF/(Te*Re) -1/Te 1/(Te*Re) ;
0 0 (CF*ks*Tzc/(Te*Re*Tg)-kzv*ks/Tg) ks*Tzc/(Te*Tg) (-
ks*Tzc/(Te*Re*Tg)-1/Tg)];
B=[0 -1/Jm;
zeros(3,2);
ks/Tg 0];
C=zeros(4,5);
C(1,1)=1;C(2,2)=1; C(3,3)=1;C(4,4)=1;
D=zeros(4,2);
```