

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

Навчально-науковий інститут «Українська інженерго-педагогічна академія»
Кафедра Автоматизації, метрології та енергоефективних технологій

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

магістра

на тему

СИСТЕМА УПРАВЛІННЯ МЕХАНІЗМОМ ПЕРЕМІЩЕННЯ ВІЗКА
ЗЛИВКОВОЗА ЗВОРОТНО-ПОСТУПАЛЬНОЇ ЗЛИВКОПОДАЧІ
СТАНА ГАРЯЧОЇ ПРОКАТКИ З ФАЗЗИ-РЕГУЛЯТОРОМ

(тема кваліфікаційної роботи)

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

(код і найменування спеціальності)

Дми / Дмитро ГАЙДАК
(підпис) (ім'я та прізвище)

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

Рецензент Черн / Артем ЧЕРНЮК
(підпис) (ім'я та прізвище)

«До захисту допущено»

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

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

Секретар ЕК Св / 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) Дмитро ГАЙДАК
(ім'я, прізвище)

1. Тема роботи Система управління механізмом переміщення візка зливковоза зворотно-поступальної зливкоподачі стана гарячої прокатки з фаззи-регулятором
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 Маса візка зливковоза $m_v=20 \cdot 10^3$ кг; маса зливка $m_{zl}=9 \cdot 10^3$ кг; робоча швидкість $V_{роб}=5$ м/с; швидкість дотягування $V_{дот}=0,8$ м/с; швидкість візка перед нагрівальним колодязем $V_k=1,3$ м/с; час пауз $t_0=14$ с діаметр ходових коліс $D_k=1$ м; діаметр цапф ходових коліс $D_u=0,2$ м; момент інерції мас, що обертаються $J_{вр}=630$ кг·м² Перерегулювання не більше 10%, час регулювання до 5 с.
4. Зміст роботи (перелік питань, що їх належить розробити). Обґрунтувати перспективність застосування нечітких апроксимуючих систем для управління багатомасовою електромеханічною системою механізму переміщення візка зливковозу стана гарячої прокатки. Розрахувати систему автоматичного регулювання координат електроприводу. 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. Провести аналіз результатів моделювання системи з Fuzzy.
5. Перелік графічного матеріалу (презентаційний матеріал) 1. Магістерська кваліфікаційна робота. Формальні ознаки. 2. Візок зливковозу. Схема кінематична. 3. Нечіткі множини. Функції приналежності. 4. Нечіткі системи. Структурні схеми. 5. Нечіткі системи. Алгоритми нечіткого висновку. 6. Система управління. Перехідні процеси. 7. Двомасова система. Математична модель. 8. Двомасова система. Перехідні процеси. 9. Система з Fuzzy регулятором. Структурна схема. 10. Система з Fuzzy регулятором. Вікна завдання параметрів. 11. Система з Fuzzy регулятором. Перехідні процеси. 12-13. 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)

Дмитро ГАЙДАК
(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 переміщення візка зливковозу стану гарячої прокатки.	09.09.2024- 18.09.2024	
2	Розрахунок системи підлеглого регулювання координат електроприводу з оптимізацією контурів за модульним та симетричним критеріями. Моделювання системи на ЕОМ.	19.09.2024- 15.10.2024	
3	Дослідження системи з урахуванням пружних елементів. Розробка математичної моделі двомасової системи та моделювання двомасової системи на ЕОМ.	16.10.2023- 05.11.2023	
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)

Дмитро ГАЙДАК
(ім'я, прізвище)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка складається з: 145 сторінок, 49 рисунків, 2 таблиці, 57 використаних джерела, 3 додатки.

Мета роботи – розробка методів синтезу системи управління електроприводом механізму переміщення візка зливковогоз стану гарячої прокатки для підвищення показників якості функціонування системи на основі фаззі-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 фаззі-регулятор 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 переміщення візка зливковогоз стану гарячої прокатки. Розроблена система управління координат електроприводу механізму. 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 фаззі-регулятора в системі MATLAB. Проведено моделювання нечіткої системи управління з фаззі регулятором на ЕОМ. Встановлено, що синтезована нечітка система має високі показники якості функціонування.

Виконано економічне обґрунтування автоматизованої системи. Розроблені питання охорони праці і навколишнього середовища.

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 ННІ «УІПА» (Харків, 2024 р.).

Ключові слова: НЕЧІТКІ МНОЖИНИ, НЕЧІТКІ ВИСНОВКИ, ПРОКАТНИЙ СТАН, ЗЛИВКОВОЗ, ЕЛЕКТРОПРИВОД ВІЗКА ЗЛИВКОВОЗУ, СИСТЕМА ПІДЛЕГЛОГО УПРАВЛІННЯ, ОДНОМАСОВА І ДВОМАСОВА СИСТЕМИ, НЕЧІТКІ СИСТЕМИ, ФАЗЗІ-РЕГУЛЯТОР

ABSTRACT

An explanatory message consists of: 145 pages, 49 figures, 2 tables, 57 used sources, 3 additions

The purpose of work is to develop methods for the synthesis of electric drive control system of the trolley of the hot rolling mill 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 trolley of the hot rolling mill. The control system of coordinates of electric drive of the mechanism 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.

It is executed economic ground of the automated system. The questions of labour and environment protection.

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

Basic provisions and scientific results tested at the scientific-practical conference of students of the ESI "UIPA" (Kharkov, 2024 y.).

Keywords: FUZZY SETS, FUZZY CONCLUSIONS, ROLLING STATE, INGROUND TRUCK, ELECTRIC DRIVE OF INGROUND TROLLEY, INFERIOR CONTROL SYSTEM, 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	14
1.1 Розвиток теорії і застосування нечітких множин і нечіткої логіки	14
1.2 Фактори, що обумовлюють ефективність використання систем нечіткого висновку в задачах управління	18
1.3 Області застосування сучасних технологій управління	21
1.4 Структура систем нечіткого управління	24
1.5 Призначення зливкоподачі	26
1.6 Постановка задачі дослідження і шляхи її вирішення	27
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1	30
РОЗДІЛ 2 РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ МЕХАНІЗМОМ ПЕРЕМІЩЕННЯ ВІЗКА ЗЛИВКОВОЗУ СТАНА ГАРЯЧОЇ ПРОКАТКИ	32
2.1 Основні технічні характеристики зливковоза. Вимоги до системи управління	32
2.2 Вибір системи електроприводу зливковоза	33
2.3 Розрахунок потужності електроприводу і попередній вибір двигуна	35
2.4 Розрахунок швидкісної діаграми електроприводу зливковоза	38
2.5 Побудова діаграми навантаження	43
2.6 Перевірка двигуна по нагріву і перевантажувальній здатності	46
2.7 Вибір основного електроустаткування електроприводу	47
2.8 Розрахунок параметрів силового кола електроприводу	49
2.9 Вибір структури системи автоматичного управління	54
2.10 Синтез послідовного корегуючого пристрою контура струму	56
2.11 Синтез послідовного корегуючого пристрою контура ЕРС	64
2.12 Дослідження динамічних характеристик системи	71

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2	76
РОЗДІЛ 3 ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ З УРАХУВАННЯМ ПРУЖНИХ ЕЛЕМЕНТІВ.....	78
3.1 Розробка математичної моделі двомасової системи	78
3.2 Розрахунок перехідних процесів двомасової систем.....	85
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3	91
РОЗДІЛ 4 СИНТЕЗ СИСТЕМИ З FUZZY РЕГУЛЯТОРОМ.....	92
4.1 Процес нечіткого моделювання в середовищі MATLAB.....	92
4.2 Побудова і дослідження багатомасової системи з Fuzzy регулятором.....	93
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4	113
ВИСНОВКИ.....	115
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	117
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.....	140
Б.3 Модель виведення Такаги-Сугено-Канга.....	142
ДОДАТОК В. ФАЙЛ ВИХІДНИХ ДАНИХ.....	145

ВСТУП

Актуальність теми. Металургія є основною галуззю економіки країни, що визначає швидкість розвитку національного господарства залежно від обсягів виробництва металу. Чавун, сталь, прокат – основні види продукції металургійної промисловості. Чавун, сталь йдуть на виготовлення верстатів, виробничих і сільськогосподарських машин. Прокатні вироби у вигляді залізничних рейок, будівельних балок, різних труб, проволікай, сортовій сталі, листовій сталі різного сортаменту знаходять надзвичайно широке застосування у всіх галузях народного господарства. Без продукції металургійного виробництва не може існувати і розвиватися сучасна незалежна держава, а без наявності в країні високорозвинутої металургії неможливі швидкі темпи розвитку народного господарства.

У сучасних електроприводах металургійного виробництва значна увага приділяється надійності та безперебійності роботи електрообладнання, що є особливо критичним для таких установок, як доменні та сталеплавильні печі, а також крупні прокатні стани. Порушення роботи цих агрегатів через електроустаткування може спричинити значні виробничі втрати, зниження продуктивності та якості виготовленої продукції.

Сучасний металургійний електропривід характеризується широким використанням автоматизації технологічних процесів. Це стосується всіх потужних та високопродуктивних механізмів доменного, сталеплавильного та прокатного виробництва. Ускладнення технологічних процесів, збільшення їхньої швидкості та потреба в точному виконанні цих процесів виключають можливість ручного управління. У таких випадках оператор не може ефективно керувати процесом та контролювати велику кількість взаємозалежних параметрів без застосування комп'ютерів. Тому сучасні системи управління основних потужних та високопродуктивних механізмів металургійного виробництва оснащуються комп'ютерами.

Продуктивність металургійних агрегатів і якість продукції вельми сильно залежать від досконалості електричного приводу. Тому систематичному поліпшенню силової частини приводу, засобам і методам управління і автоматизації приділяється велика увага.

Протягом останніх десятиліть було пропоновано численні методи управління, зокрема адаптивне управління, що стало можливим завдяки досягненням сучасної теорії управління і теорії стійкості. Адаптивні системи автоматичного управління стали все більш привабливими для різноманітних практичних застосувань завдяки їхній здатності автоматично адаптуватися до змін у динаміці об'єкту управління та зовнішнього середовища. Проте ефективність таких систем значною мірою залежить від якості використовуваних математичних моделей, які мають якнайповніше відображати властивості об'єктів та бути зручними для використання у алгоритмах управління.

В умовах обмеженої інформації про умови функціонування об'єктів та їхні властивості, а також існуючих завад, застосування адаптивного підходу при управлінні стає необхідним. Це дозволяє використовувати спрощені моделі, включаючи лінійні моделі. Хоча такий підхід може істотно зменшити апріорну невизначеність і забезпечити ефективне управління у ряді ситуацій, обмеження лінійними моделями не завжди дозволяє досягти необхідних результатів.

У цьому контексті виникає підвищений інтерес до розробки систем управління, які базуються на адаптивному підході в поєднанні з методами нечіткого управління [1-10]. Методи побудови систем управління, засновані на теорії нечітких множин, істотно розширюють традиційні методи побудови автоматизованих систем управління. Ця теорія дозволяє описувати якісні, неточні поняття і наші знання про навколишній світ, а також оперувати цими знаннями 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 прису-

тня 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.

Використання нечітких методів для синтезу системи управління багатомасовою електромеханічною системою механізму переміщення візка зливково-за стана гарячої прокатки, що забезпечує високу якість функціонування завдяки застосуванню теорії нечітких множин і нечіткої логіки, є важливою науково-технічною проблемою, що робить тему дослідження актуальною.

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є розробка методів синтезу системи управління електроприводом механізму переміщення візка зливковозу стану гарячої прокатки для підвищення показників якості функціонування системи на основі фаззи-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 переміщення візка зливковозу стану гарячої прокатки .
3. Побудова математичної моделі двомасової електромеханічної системи.
4. Синтез фаззи-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 переміщення візка візка зливковозу стану гарячої прокатки з урахуванням пружності механічних зв'язків.

Предмет дослідження – моделі і методи синтезу нечітких систем управління двомасовою електромеханічною системою механізму переміщення візка зливковозу стану гарячої прокатки .

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 фаззі-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 роботи, полягає в наступному.

1. Вперше отримано наукове обґрунтування доцільності використання нечіткого управління багатомасовою електромеханічною системою механізму переміщення візка зливковогозду стана гарячої прокатки.

2. Вперше запропонована і синтезована нечітка система управління двомасовою електромеханічною системою механізму візка зливковогозду стана гарячої прокатки, що задовольняє вимогам, які пред'являються до систем управління механізмами прокатних станів.

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 переміщення візка зливковогозду стана гарячої прокатки, що 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.

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 систе-

ми з фаззі-регулятором; синтезований Fuzzy регулятор з використанням пакету Fuzzy Logic Toolbox системи MATLAB; виконано моделювання нечіткої систем і проведено аналіз отриманих результатів; виконано економічне обґрунтування автоматизованої системи управління; розроблено заходи забезпечення безпеки праці при виконанні робіт з обслуговування електромеханічної системи управління механізмом переміщення візка зливкового стана гарячої прокатки.

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

Апробація результатів роботи. Основні положення та наукові результати були апробовані на науковій конференції студентів ННІ «УПА» ХНУ ім. В.Н. Каразіна (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 145 сторінки, серед них: 49 рисунків, з яких 18 на окремих сторінках, 2 таблиці, 3 додатки на 24 сторінках, список літературних джерел з 57 найменування на 6 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 вважати 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.

Попри велику кількість теоретичних досліджень, застосування нечітких моделей у практиці протягом тривалого часу залишалося під сумнівом. Навіть у сучасний період, коли відомо багато прикладів успішного використання нечітких моделей, деякі науковці все ще скептично ставляться до потенціалу нечіткого моделювання.

Перші впровадження нечітких моделей у промисловість відбулися у середині 1970-х років. Зокрема, в Великобританії Ебрахім Мамдані застосував нечітку логіку для управління парогенератором. Традиційні методи вирішення цієї задачі вимагали значних обчислювальних витрат. Однак алгоритм Мамдані, що базувався на нечіткому логічному висновку, дозволив значно спростити обчислення і отримав високу оцінку серед фахівців. У той час нечіткі моделі також використовували для управління печами для випалювання цементу. Проте ці обмежені приклади використання нечіткої логіки не відображали всієї суті тех-

нології, оскільки сам термін «нечітка логіка» тоді часто вживався як «багатозначна логіка» або «продовжена логіка».

У початку 1980-х років нечітка логіка і теорія нечітких множин почали активно розвиватися у складі програмних засобів для підтримки процесів ухвалення рішень і експертних систем аналізу даних. Хоча багато з цих інструментів залишилися переважно в межах наукових лабораторій і інститутів, ці розробки дали важливі емпіричні результати для моделювання процесів людського мислення та прийняття рішень за допомогою нечіткої логіки.

Після перших промислових застосувань у Європі Японія швидко стала світовим лідером за кількістю пристроїв і механізмів, що використовують нечіткі технології. Поява мікропроцесорів та мікроконтролерів сприяла стрімкому розвитку побутової техніки та промислових систем, оснащених алгоритмами управління на основі нечіткої логіки. На сьогодні в Японії зареєстровано понад 3000 патентів у цій сфері. Термін «фаззі» (fuzzy) став символом популярності та комерційного успіху нових промислових продуктів у країні.

Успіх нечіткої логіки в Японії можна пояснити кількома факторами. По-перше, вона дозволяє швидко розробляти прототипи технічних пристроїв з можливістю подальшого розширення їхніх функцій, що є типовим для японських інженерів. По-друге, нечітка логічна модель є більш доступною для розуміння, ніж традиційні математичні моделі, що базуються на диференціальних або різницевих рівняннях. По-третє, нечіткі моделі виявилися простішими у реалізації в апаратному забезпеченні порівняно з класичними алгоритмами управління технічними системами.

Завдяки цим перевагам нечіткі технології знайшли широке застосування у різноманітних технічних пристроях і побутових приладах, що виробляються японськими компаніями. Наприклад, фотоапарати та відеокамери використовують нечітку логіку для інтеграції досвіду фотографа у процес управління цими пристроями. Так, компанії Fisher і Sanyo пропонують відеокамери з нечітким фокусуванням і стабілізацією зображення.

Компанія Matsushita випустила нову пральну машину, оснащену датчиками та мікропроцесорами, що використовують нечіткі алгоритми управління. Датчики визначають колір і тип одягу, рівень забруднення, а також кількість твердих частинок, після чого нечіткий мікропроцесор обирає найоптимальнішу програму прання серед 600 можливих варіантів, що включає комбінації температури води, кількість прального порошку та тривалість циклу, адаптуючи швидкість обертання та промивку.

Mitsubishi оголосила про випуск першого автомобіля у світі, де управління всіма системами базується на нечіткій логіці. Крім того, компанія розробила кондиціонер, який регулює температуру та вологість у приміщенні, забезпечуючи комфорт людини за допомогою нечіткої логіки. Nissan створила автоматичну трансмісію та систему антиблокування гальмів, що також використовують нечітку логіку, для свого нового комфортабельного автомобіля.

У місті Сендай в Японії діє метрополітен із 16 станціями, де управління здійснюється за допомогою нечіткого комп'ютера. Цей комп'ютер контролює процеси розгону та гальмування потягів, забезпечуючи на 70% меншу кількість помилок порівняно з людськими операторами.

На Токійському фондовому ринку використовуються кілька торгових систем, що базуються на нечіткій логіці, які перевершують традиційні інформаційні системи за швидкістю та динамічністю. У Японії також функціонують "нечіткі" системи для управління дорожнім рухом, а також "нечіткі" тостери, рисоварки, пирососи та інші побутові та технічні пристрої.

У Європі та США робляться спроби наздогнати Японію в цій сфері. Лише на початку 1990-х років провідні європейські компанії усвідомили, що вони відстають у розвитку ключових технологій від Японії. З того часу було докладено значних зусиль для відновлення втрачених можливостей у цьому напрямку. Саме в цей період у Європі з'явилося понад 200 видів промислових товарів і пристроїв, у яких впроваджено нечіткі моделі. Найбільше серед них були побутові прилади, які відзначалися ефективною економією електроенергії та води без підвищення ціни. Інші промислові застосування охоплювали автоматизацію

виробництва, управління хімічними та біологічними процесами, контроль над верстатами та монтажними лініями, а також різноманітні інтелектуальні датчики.

Завдяки комерційному успіху цих застосувань нечітка логіка сьогодні вважається стандартом у проєктуванні та широко визнана серед інженерів і розробників. Компанії США проявляють все більший інтерес до нечітких технологій, особливо ті, що конкурують з європейськими та азійськими фірмами. Однак для американських корпорацій ще залишаються невирішені певні сегменти споживчого ринку.

Наприклад, нечітка логіка стала важливим інструментом у розробці систем управління внутрішніми компонентами персональних комп'ютерів та алгоритмів для стиснення мовних і відео даних. Зокрема, системна плата MSI K7T Pro 266 MASTER-R використовує технологію інтелектуального розгону процесора Fuzzy Logic™3, яка автоматично регулює частоту системної шини та процесора залежно від температури і навантаження ключових компонентів комп'ютера.

У сфері телекомунікацій програмні алгоритми, побудовані на основі нечіткої логіки, використовуються для маршрутизації мережі та розпізнавання мови з метою мінімізації впливу відбитих телевізійних і радіосигналів. Крім того, у США активно проводяться дослідження в галузі нейромережевих технологій. Експерти відзначають, що поєднання нейронних мереж і нечіткої логіки відіграє важливу роль у майбутньому розвитку високих технологій.

Сьогодні спостерігається зростання кількості технічних виробів і програмних рішень, включаючи нові патенти. Багато американських компаній розпочинають власні проєкти в галузі нечіткої логіки для збереження конкурентоспроможності. Навіть якщо специфіка цих проєктів ще не відома, можна зазначити, що Міністерство оборони США виділило кошти на дослідження у сфері створення систем управління озброєнням і тренажерів для пілотів винищувачів на основі нечітких технологій. Також Національне управління з аеронавтики і

космонавтики вивчає можливість застосування нечітких моделей для розв'язання спеціалізованих завдань у космосі.

Отже, аналіз наявної літератури свідчить про безперервне розширення сфери застосування теорії нечітких множин і нечіткої логіки. Цей процес розробки та використання нечітких моделей тісно пов'язаний з концепцією системного моделювання, яка є загальною методологією для створення і використання інформаційних моделей складних систем різних фізичних характеристик.

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

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

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

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

1) симетричних трикутних функціях приналежності:

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

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

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

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 варто використовувати для складних процесів, коли відсутня проста математична модель або коли експертні знання про об'єкт або процес можуть бути виражені лише у словесній формі.

Однак використання таких систем не завжди є доцільним, коли бажаний результат можна досягти іншими методами або коли для об'єкту або процесу вже існує адекватна математична модель, яка добре досліджується.

Також важливо відзначити, що основні недоліки систем, які використовують нечітку логіку, пов'язані з тим, що:

- початковий набір нечітких правил формулюється експертом-людиною, що може призвести до неповноти чи суперечливості цих правил;
- форма та параметри функцій належності, які описують вхідні та вихідні змінні системи, вибираються суб'єктивно і можуть не повністю відображати 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 схема нечіткого управління базується на перетворенні традиційної системи управління в систему нечіткого управління, яка використовує системи нечіткого висновку. У цьому випадку модель нечіткого управління (див. Рис. 1.2) створюється з урахуванням усіх етапів нечіткого висновку, а сам процес висновку реалізується за допомогою одного з алгоритмів нечіткого висновку.



Рисунок 1.3 – Архітектура компонентів процесу нечіткого управління

1.5 Призначення зливкоподачі

Зливковоз є транспортуючим механізмом, що доставляє злиток від нагрівальних колодязів до рольгангу. Продуктивність слитковоза залежить від кількості злитків, що перевозяться, інтенсивності прискорень і уповільнень, а також від максимальної швидкості пересування.

Злитки, нагріті до температури плющення, з нагрівальних колодязів кліщовим краном подаються на зливковоз, який підвозить їх до приймального рольгангу блюмінга або слябінгу і укладаючи ні ролики. Потім злиток по рольгангу подається до робочої кліті стану.

За останні роки продуктивність блюмінгів н слябінгів значно зросла і для двохвалкового реверсивного стану однокліті складає 3,5-6,0 млн. т. і більш в рік. При такій продуктивності тривалість плющення злитка рівна 40-90 з. Число груп колодязів блюмінга складає 12-16, а довжина будівлі нагрівальних колодязів 150-180 м. Щоб забезпечити вказану ритмічність плющення, потрібний декілька зливковозів.

На нових великих блюмінгах продуктивністю 5,0—6,5 млн. т/год застосо-

вують так звану кільцеву зливко - подачу, при якій по замкнутому витягнутому кільцю безперервно рухаються чотири зливковоза. За допомогою колодцевого кліщового крана нагрітий злиток укладається на раму зливковоза в горизонтальному положенні; у цьому ж положенні у закругленої ділянки рейкового шляху, розташованого збоку від приймального рольганга, злиток за допомогою стаціонарного бічного штовхача стикається з рами зливковоза і подається на ролики приймального рольганга.

1.6 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 формують 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.

Метою роботи є синтез нечіткої системи управління механізму переміщення візка зливковозу стана гарачої прокатки, що має високі динамічні характеристики. При цьому об'єкт управління характеризується наявністю пружних елементів, що призводить до необхідності розглядати його як багатомасову систему. Система 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 вибір системи електроприводу механізму переміщення візка зливкового стана гарячої прокатки, вибір електродвигуна і основного електроустаткування силового кола електроприводу. Виконати синтез системи підлеглого регулювання параметрами електроприводу, розглядаючи об'єкт управління як одномасову систему.

2. Розробити математичну моделі системи управління з урахуванням пружності механічних зв'язків, провести моделювання багатомасової системи на ЕОМ і виконати аналіз отриманих результатів.

3. Синтезувати фаззі-регулятор, що забезпечує високу швидкодію і якість управління двомасовою електромеханічною системою.

4. Виконати моделювання нечіткої системи і провести аналіз отриманих результатів.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1

1. В результаті аналізу літературних джерел за темою роботи обґрунтовано застосування теорії нечітких множин і нечіткої логіки 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 нечіткі правила висновку разом з елементами теорії нечітких множин, правилами імплікації та нечіткими міркуваннями складають систему нечіткого висновку. Ця система містить множину нечітких правил, базу даних із функціями приналежності, а також механізм висновку і агрегації, що сформований застосованими правилами імплікації. При технічній реалізації вхідні і вихідні сигнали є вимірюваними величинами, які точно відповідають вхідним і вихідним значенням відповідно. Щоб забезпечити взаємодію цих двох видів множин, використовується нечітка система з фузифікатором (який перетворює множину вхідних даних в нечітку множину) на вході і дефузифікатором (який перетворює нечіткі множини в конкретне значення вихідної змінної) на виході. Розглянуті системи нечіткого висновку включають Мамдани-Заде та модель виведення Такагі-Сугено-Канга.

4. Одним з ключових застосувань систем нечіткого висновку є вирішення завдань управління різними об'єктами або процесами. В цьому випадку побудо-

ва нечіткої моделі базується на формальному відображенні характеристик системи у термінах лінгвістичних змінних. Оскільки вхідні та вихідні змінні є ключовими поняттями у системах управління, їх розглядають як лінгвістичні змінні при створенні бази правил у системах нечіткого висновку.

5. Проаналізовано області застосування сучасних технологій управління. Показано, що класичні методи керування добре працюють при повністю детермінованому об'єкті управління і детермінованою середовищі. Технології управління з застосуванням штучних нейронних мереж є дуже ефективними і застосовуються в випадку високої складності об'єкту управління і дуже малій інформації про об'єкт. Для систем з неповною інформацією і високою складністю об'єкта управління оптимальними є нечіткі методи управління.

6. Виконано аналіз факторів, які визначають вибір системи управління електроприводом механізмом переміщення візка зливковогоз стану гарячої прокатки. Обґрунтовано доцільність застосування нечіткого управління, яке в наш час є одним з найбільш перспективних методів побудови систем управління.

7. Сформульовано завдання дослідження, яке полягає в розробці нечіткої систем управління багатомасовою електромеханічною системою управління механізмом переміщення візка зливковогоз стану гарячої прокатки, що забезпечує високу якість регулювання.

РОЗДІЛ 2

РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ МЕХАНІЗМОМ ПЕРЕМІЩЕННЯ ВІЗКА ЗЛИВКОВОЛУ СТАНА ГАРЯ- ЧОЇ ПРОКАТКИ

2.1 Основні технічні характеристики зливковоза. Вимоги до системи управління

Вихідні дані для розрахунку електроприводу механізму переміщення візка зливковозу і синтезу системи управління наведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Технічні дані зливковозу

№ з/п	Найменування характеристики	Розмірність	Величина
1	Маса візка зливковозу, m_v	кг	20000
2	Маса зливка, $m_{зл}$, кг	кг	9000
3	Робоча швидкість зливковоза $V_{роб}$	м/с	5
4	Шлях візка в один бік S	м	150
5	ККД редуктора η		0,9
6	Швидкість дотягування $V_{дот}$	м/с	0,8
7	Шлях візка перед зіштовхувачем $S_{дот}$	м	4
8	Швидкість візка перед нагрівальним колодязем V_k	м/с	1,3
9	Шлях візка перед колодязем S_k	м	5
10	Час пауз t_0 ,	с	14
11	Діаметр ходових коліс D_k	м	1
12	Діаметр цапф ходових коліс $D_{ц}$	м	0,2
13	Момент інерції мас, що обертаються $J_{об}$,	кг · м ²	630

Вимоги до показників якості функціонування системи управління.

Перерегулювання швидкості при ступінчастій вхідній дії не більше 10%, час регулювання не більше 5 с.

2.2 Вибір системи електроприводу зливковоза

У зв'язку з широкою механізацією і автоматизацією технологічних процесів прокатного виробництва високі вимоги пред'являють до різного роду допоміжним механізмам прокатних станів і їх електроприводам.

Для класифікації допоміжних електроприводів необхідно розглянути основні види допоміжних механізмів і особливості їх роботи.

Кінематика і конструкція допоміжних механізмів вельми різноманітні. Слід розрізняти два основні класи допоміжних механізмів:

1. Оброблювальні механізми, робота яких пов'язана із зміною форми прокатуваного металу - механізми різкі, правки, змотування, гнучкі, обробки і обробки поверхні, обв'язування і упаковки.

2. Транспортні механізми, робота яких пов'язана з переміщенням металу - подачею до валянь і транспортуванням прокатуваного металу, переміщенням, кантівкою.

По вигляду регулятора основного технологічного параметра і іншим вимогам електропривод допоміжних механізмів можна розділити на декілька груп. Електроприводи правильних машин, дискових ножиць і інших аналогічних механізмів, електроприводи намотувальних-розмотувальних пристроїв (моталок і розмотувачів), електроприводи побічних роликів, електроприводи летючих ножиць, електроприводи натискних пристроїв, лінійок маніпуляторів і інших механізмів, що вимагають позиційного регулювання, електроприводи рольгангів, кантователів і маніпуляторів, слитковозів, нажимних пристроїв, обтискових, сортових і листових станів гарячого плющення.

Не дивлячись на велику різноманітність механізмів прокатних станів, системи регулювання електроприводів цих механізмів можуть бути істотно уніфіковані незалежно від конкретного застосування. Основні структури системи регулювання наступні:

- 1 Пропорційний або інтегро-пропорційний регулятор частоти обертання (або е.д.с.) з підлеглим регулятором струму якоря.

2 Пропорційний або інтегро-пропорційний регулятор частоти з підлеглим регулятором струму якоря і залежним управлінням потоком збудження двигуна.

3 Регулятори для дводвигунних приводів при живленні кожного якоря від окремого перетворювача.

4 Регулятори структур 1 і 2 для двохдвигунних приводів при паралельному включенні якоря і з вирівнюванням навантажень дією на полі двигуна.

5 Регулятор положення з підлеглими регуляторами швидкості і струму.

6 Регулятори частоти обертання (або е.д.с.) з підлеглими регуляторами струму якоря для двох технологічно зв'язаних механізмів, з регулятором синхронізації переміщення виконавських органів цих механізмів.

7 Регулятор потужності для намотувальних механізмів.

8 Регулятор струму, уставка якого регулюється відповідно до заданого натягнення, із зовнішнім контуром швидкості, що насичається, як обмежувачем.

Всі необхідні модифікації структур систем регулювання можуть бути реалізовані на основі цих восьми структур шляхом додавання деяких допоміжних пристроїв (завдання частоти обертання, пом'якшення механічних характеристик і т.д.).

Зливковоз відноситься до допоміжних механізмів реверсивних обтискових прокатних станів, безпосередньо обслуговуючих плющення металу в кліті. До електроприводу зливковозу пред'являється основна вимога – забезпечення максимальної продуктивності всього агрегату.

Електроприводи зливковозів працюють в повторно-короткочасному режимі з великою частотою включень. Велика частота включень пред'являє високі вимоги до динаміки електроприводу при розгоні і гальмуванні, оскільки час роботи допоміжних механізмів – істотний чинник, що визначає роботу стану.

Електропривод повинен мати достатньо широкий діапазон регулювання. Швидкості – не меншого 10:1. Задовольнити всім перерахованим вимогам може електропривод постійного струму при живленні двигуна від тиристорного перетворювача – система ТП-Д.

2.3 Розрахунок потужності електроприводу і попередній вибір двигуна

Статичний момент при русі зливковоза із злитком:

$$M_{\text{ст}} = \frac{m_{\text{зл}} + m_{\text{в}}}{\eta} \left(\mu \frac{D_{\text{ц}}}{2} + f \right) \beta g,$$

де η - ККД редуктора;

μ - коефіцієнт тертя в підшипниках; $\mu = 0,08 \div 0,15$ при підшипниках ковзання; $\mu = 0,008 \div 0,01$ - при підшипниках кочення;

$D_{\text{ц}}$ - діаметр цапф ходових коліс, м;

f - коефіцієнт тертя кочення, $f = (0,05 \div 0,08) \cdot 10^{-3}$;

β - коефіцієнт тертя реборд ходових коліс об рейки, $\beta = 1,5 \div 2$.

$$M_{\text{ст}} = \frac{(20 + 9) \cdot 10^3}{0,9} \left(0,01 \frac{0,2}{2} + 0,06 \cdot 10^{-3} \right) \cdot 1,7 \cdot 9,81 = 837 \text{ Нм}.$$

Визначаємо допустиме критичне прискорення, яке залежить від умови зчеплення колеса і рейки:

$$a \leq \varphi \frac{m_{\text{зч}} g}{m_{\text{зл}} + m_{\text{в}}},$$

де $\varphi = (0,18 \div 0,22)$ - коефіцієнт зчеплення;

$m_{\text{зч}} g$ - вага зчеплення зливковоза, кг;

$m_{\text{зл}} + m_{\text{в}}$ - маса завантаженого зливковоза, кг

Оскільки $m_{\text{зч}} = m_{\text{зл}} + m_{\text{в}}$, то

$$a \leq (0,18 \div 0,22) \cdot 9,81 \frac{(9 + 20) \cdot 10^3}{(9 + 20) \cdot 10^3} = (1,75 \div 2,16) \text{ м/с}^2.$$

Приймаємо $a = 0,75 \text{ м/с}^2$.

Динамічний момент, необхідний для подолання сил інерції поступально рухомих мас (за винятком двигуна):

$$M_{\text{дин1}} = \frac{m_{\Sigma} a D_{\text{к}}}{2\eta},$$

де m_{Σ} - маса поступально рухомих частин кг ;

a - прискорення м/с^2 ;

$D_{\text{к}}$ - діаметр ходових коліс, м ,

$$M_{\text{дин1}} = \frac{(20 + 9) \cdot 10^3 \cdot 0,75 \cdot 1}{2 \cdot 0,9} = 12083 \text{ Нм}.$$

Динамічний момент, необхідний для подолання сил інерції мас, що обертаються:

$$M_{\text{дин2}} = \frac{2J_{\text{об}} a}{D_{\text{к}}},$$

де $J_{\text{об}}$ - момент інерції мас, що обертаються $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

$$M_{\text{дин2}} = \frac{2 \cdot 630 \cdot 0,75}{1} = 945 \text{ Нм}.$$

Сумарний динамічний момент:

$$M_{\text{дин}} = M_{\text{дин1}} + M_{\text{дин2}},$$

$$M_{\text{дин}} = 12083 + 945 = 13028 \text{ Нм}.$$

Оскільки динамічний момент визначити точно неможливо через те, що не вибраний двигун, отже згідно рекомендаціям [51] збільшимо $M_{\text{ст}}$ на $15 \div 20\%$. Потужність заздалегідь вибраного двигуна визначається наступним чином:

$$P_d \geq \frac{1,15 \cdot M_{\text{ст}} + M_{\text{дин}}}{\lambda} \cdot \frac{2V_{\text{роб}}}{D_k},$$

де λ - допустимий коефіцієнт перевантаження, рівний 2,5.

$$P_d \geq \frac{1,15 \cdot 837 + 13028}{2,5} \cdot \frac{2 \cdot 5}{1} = 54,9 \cdot 10^3 \text{ Вт}.$$

По каталогу вибираємо двигун Д-814 з наступними технічними даними:

- номінальна потужність $P_n = 55 \text{ кВт}$;
- номінальна напруга $U_n = 220 \text{ В}$;
- номінальна частота обертання $n_n = 565 \text{ об/хв}$;
- номінальний струм $I_n = 280 \text{ А}$;
- число активних провідників якоря $N = 608$;
- кількість паралельних гілок обмотки якоря $2a = 8$;
- число пар полюсів $2p = 4$;
- опір обмотки якоря і опір додаткових полюсів

$$R_{\text{як}20^\circ} = R_{\text{я}} + R_{\text{дп}} = 0,013 \text{ Ом};$$

- опір обмотки збудження $R_{\text{зб}20^\circ} = 34 \text{ Ом}$;
- тривалість включення $ПВ = 40\%$;
- номінальний магнітний потік $\Phi_n = 82,1 \cdot 10^{-2} \text{ Вб}$;
- момент інерції двигуна $J_d = 10,25 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Кутова швидкість колеса зливковоза

$$\omega_k = \frac{V_{\text{max}}}{D_k/2} = \frac{V_{\text{max}}}{R_k},$$

де V_{max} - максимальна швидкість слитковоза, приймаємо $V_{\text{max}} = V_{\text{роб}} = 5 \text{ м/с}$;

R_k - радіус колеса, м

$$\omega_k = \frac{5}{1/2} = 10 \text{ с}^{-1}.$$

Номінальна кутова швидкість двигуна

$$\omega_n = \omega_d = \frac{n_n \pi}{30},$$

$$\omega_n = \omega_d = \frac{565 \cdot 3,14}{30} = 59,13 \text{ c}^{-1}.$$

Передавальне число редуктора

$$i = \frac{\omega_n}{\omega_k},$$

$$i = \frac{59,13}{10} = 5,91.$$

2.4 Розрахунок швидкісної діаграми електроприводу зливковоза

Для перевірки правильності попереднього вибору двигуна побудуємо швидкісну і навантажувальні діаграми електроприводу.

Знайдемо час і шляхи, які проходить зливковоз на різних ділянках роботи.

Ділянка 1 – період розгону візка після завантаження злитком

$$t_1 = \frac{V_{\text{роб}}}{a},$$

$$t_1 = \frac{5}{0,75} = 6,7 \text{ c},$$

$$S_1 = \frac{V_{\text{роб}}}{2} \cdot t_1,$$

$$S_1 = \frac{5}{2} \cdot 6,77 = 16,7 \text{ м}.$$

де t_1 , S_1 - час роботи, c , і шлях, $м$, прохідний візком на першій ділянці.

Ділянка 5 – період зупинки візка перед зіштовхувачем

$$t_5 = \frac{V_{\text{дот}}}{a},$$

$$t_5 = \frac{0,8}{0,75} = 1,07 \text{ c},$$

$$S_5 = \frac{V_{\text{дот}}}{2} \cdot t_5,$$

$$S_5 = \frac{0,8}{2} \cdot 1,07 = 0,427 \text{ м}.$$

Ділянка 4 – рух візка перед зіштовхувачем

$$t_4 = \frac{S_4}{V_{\text{дот}}},$$

$$S_4 = S_{\text{дот}} - S_5,$$

$$S_4 = 4 - 0,427 = 3,573 \text{ м}.$$

$$t_4 = \frac{3,573}{0,8} = 4,47 \text{ c},$$

Ділянка 3 – ділянка нормального уповільнення

$$t_3 = \frac{V_{\text{роб}} - V_{\text{дот}}}{a},$$

$$t_3 = \frac{5 - 0,8}{0,75} = 5,6 \text{ c},$$

$$S_3 = \frac{V_{\text{роб}} + V_{\text{дот}}}{2} \cdot t_3,$$

$$S_3 = \frac{5 + 0,8}{2} \cdot 5,6 = 16,2 \text{ м}.$$

Ділянка 2 – ділянка руху візка з максимальною швидкістю

$$S_2 = S - (S_1 + S_3 + S_{\text{аіо}}),$$

$$S_2 = 150 - (16,7 + 16,2 + 4) = 113,1 \text{ м},$$

$$t_2 = \frac{S_2}{V_{\text{роб}}},$$

$$t_2 = \frac{113,1}{5} = 22,62 \text{ с}.$$

Ділянка 6 – період розгону візка після розвантаження злитка (період розгону порожнього візка)

$$t_6 = t_1 = 6,667 \text{ с},$$

$$S_6 = S_1 = 16,7 \text{ м}.$$

Ділянка 10 – період зупинки візка перед нагрівальним колодязем

$$t_{10} = \frac{V_{\text{к}}}{a},$$

$$t_{10} = \frac{1,3}{0,75} = 1,73 \text{ с},$$

$$S_{10} = \frac{V_{\text{к}}}{2} \cdot t_{10},$$

$$S_{10} = \frac{1,3}{2} \cdot 1,73 = 1,12 \text{ м}.$$

Ділянка 9 – рух візка перед колодязем

$$S_9 = S_{\text{е}} - S_{10},$$

$$S_9 = 5 - 1,12 = 3,88 \text{ м},$$

$$t_9 = \frac{S_9}{v_k},$$

$$t_9 = \frac{3,88}{1,3} = 2,98 \text{ с}.$$

Ділянка 8 – гальмування візка

$$t_8 = \frac{V_{\text{роб}} - V_k}{a},$$

$$t_8 = \frac{5 - 1,3}{0,75} = 4,93 \text{ с},$$

$$S_8 = \frac{V_{\text{роб}} + V_k}{2} \cdot t_8,$$

$$S_8 = \frac{5 + 1,3}{2} \cdot 4,93 = 15,54 \text{ м}.$$

Ділянка 7 – рух порожнього візка з максимальною швидкістю

$$S_7 = S - (S_6 + S_8 + S_k),$$

$$S_7 = 150 - (16,7 + 15,54 + 5) = 112,76 \text{ м},$$

$$t_7 = \frac{S_7}{v_{\text{роб}}},$$

$$t_7 = \frac{112,76}{5} = 22,6 \text{ с}.$$

Використовуючи отримані дані будуємо швидкісну діаграму (рис.2.1).

Підсумовуючи для всіх ділянок швидкісної діаграми час і склавши його з часом пауз, знайдемо час технологічного циклу $T_{\text{ц}}$. Якщо $T_{\text{ц}} \leq 10 \text{ хв}$, то знайдемо еквівалентну тривалість включення $ПВ_{\text{екв}}$

$$T_{\text{ц}} = 78,32 \text{ с},$$

$$ПВ_{\text{екв}} = \frac{\sum t_{\text{pi}}}{\sum t_{\text{pi}} + t_0} \cdot 100\%,$$

де $\sum t_{\text{pi}}$ - сума часу роботи електроприводу на i -ій ділянці циклу, с;

t_0 - час пауз, с.

$$ПВ_{\text{екв}} = \frac{78,32}{78,32 + 14} \cdot 100\% = 84,36\%.$$

Вибираємо режим роботи електродвигуна повторно – короткочасний.

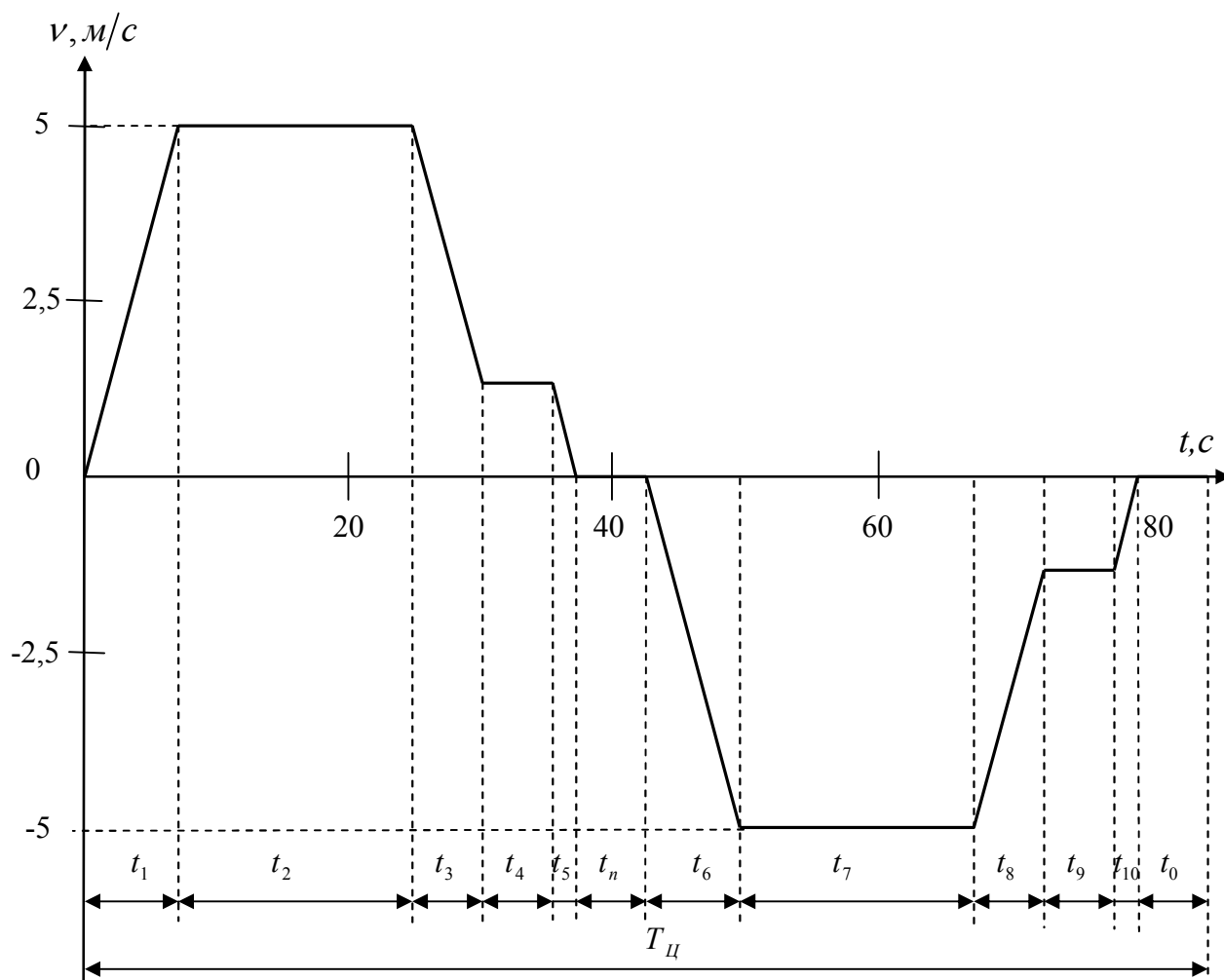


Рисунок 2.1- Швидкісна діаграма електроприводу механізму переміщення зливковогоза

2.5 Побудова діаграми навантаження

Уточнюємо величину динамічного моменту, необхідного для подолання сил інерції мас, що обертаються, з урахуванням моменту інерції двигуна і приводимо його до валу двигуна:

$$M_{\text{дин2}}^{\text{пр}} = \frac{J_{\text{об}\Sigma} a}{i D_{\text{к}}},$$

де

$$J_{\text{об}\Sigma} = J_{\text{об}} + J_{\text{д}} i^2.$$

$$J_{\text{об}\Sigma}^2 = 630 + 10,25 \cdot 5,91^2 = 988 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

$$M_{\text{дин2}}^{\text{пр}} = \frac{2 \cdot 988 \cdot 0,75}{5,91 \cdot 1} = 251 \text{ Нм}.$$

Сумарний динамічний момент, приведений до валу двигуна:

$$M_{\text{дин}}^{\text{пр}} = \frac{M_{\text{дин1}}}{i} + M_{\text{дин2}}^{\text{пр}},$$

$$M_{\text{дин}}^{\text{пр}} = \frac{12097}{5,91} + 251 = 2210 \text{ Нм}.$$

На ділянках руху зливковоза із злитком із сталою швидкістю, тобто на ділянках 2, 4 момент двигуна рівний статичному моменту, приведеному до валу двигуна:

$$M_{\text{д } 2,4} = \frac{M_{\text{ст}}}{i},$$

$$M_{\text{д } 2,4} = \frac{837}{5,91} = 141,6 \text{ Нм}.$$

На ділянку розгону з прискоренням a момент двигуна рівний сумі стати-

чного і динамічного моментів (ділянка 1)

$$M_{д1} = M_{д2,4} + M_{дин}^{пр}.$$

$$M_{д1} = 141,6 + 2296 = 2436,6 \text{ Нм}.$$

На ділянках гальмування (ділянки 3,5)

$$M_{д3,5} = M_{д2,4} - M_{дин}^{пр},$$

$$M_{д3,5} = 141,6 - 2296 = -2154,4 \text{ Нм}.$$

Визначимо відповідні моменти при русі зливковогоз без злитка (при русі на холостому ході)

$$M_{ст\text{ хх}} = \frac{m_{в}}{\eta} \left(\mu \cdot \frac{D_{ц}}{2} + f \right) \beta g,$$

$$M_{ст\text{ хх}} = \frac{20 \cdot 10^3}{0,9} \cdot \left(0,01 \cdot \frac{0,2}{2} + 0,06 \cdot 10^{-3} \right) \cdot 1,8 \cdot 9,81 = 509 \text{ Нм}.$$

$$M_{дин1\text{ хх}} = \frac{m_{в} a D_{к}}{2\eta},$$

$$M_{дин1\text{ хх}} = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 0,75 \cdot 1}{2 \cdot 0,9} = 8340 \text{ Нм}.$$

Результуючий момент на ділянці 6

$$M_{д6} = - \left(\frac{M_{ст\text{ хх}}}{i} + \frac{M_{дин1\text{ хх}}}{i} + M_{дин2}^{пр} \right),$$

$$M_{д6} = - \left(\frac{509}{5,91} + \frac{8340}{5,17} + 251 \right) = -1876 \text{ Нм}.$$

На ділянках 7 і 9

$$M_{\text{ст хх}}^{\text{пр}} = -\frac{M_{\text{ст хх}}}{i},$$

$$M_{\text{ст хх}}^{\text{пр}} = -\frac{509}{5,91} = -86 \text{ Нм}.$$

На ділянках 8 і 10

$$M_{\text{д 8,10}} = -M_{\text{ст хх}}^{\text{пр}} + \frac{M_{\text{дин1 хх}}}{i} + M_{\text{дин2}}^{\text{пр}},$$

$$M_{\text{д 8,10}} = -86 + \frac{8340}{5,91} + 251 = 1576 \text{ Нм}.$$

За наслідками розрахунків будують діаграму навантаження, приведену на рис.2.2.

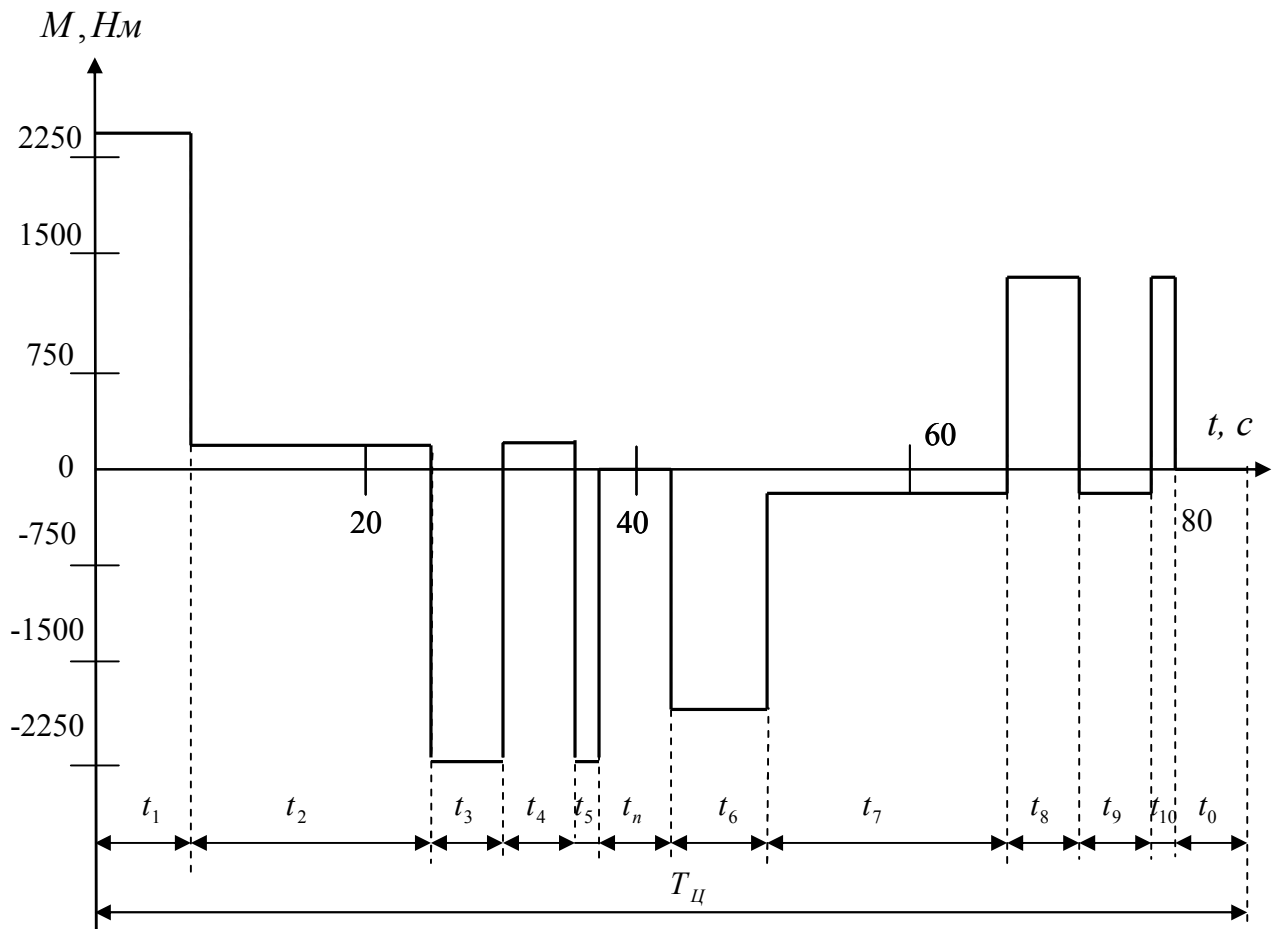


Рисунок 2.2- Діаграма навантаження електроприводу механізму переміщення зливковоза

2.6 Перевірка двигуна по нагріву і перевантажувальній здатності

Еквівалентний середньоквадратичний момент зливковогоза

$$M_{\text{екв}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{10} M_{\text{дi}}^2 \cdot t_i}{\sum_{i=1}^{10} t_i}} . \quad (2.1)$$

Підставляючи відповідне значення моменту двигуна $M_{\text{дi}}$ на i -тій ділянці циклу в відповідне значення тривалості роботи на даній ділянці t_i у (2.1), отримаємо $M_{\text{екв}} = 598 \text{ Нм}$.

Номінальний момент двигуна повинен задовольняти умові

$$M_{\text{н}} \geq M_{\text{екв}} \sqrt{\frac{PB_{\text{екв}}}{PB_{\text{ст}}}},$$

де $PB_{\text{ст}} = 40\%$ - стандартна тривалість включення;

$PB_{\text{екв}}$ - еквівалентну тривалість включення, визначена при розрахунку швидкісної діаграми.

$$M_{\text{н}} \geq 603 \cdot \sqrt{\frac{84,36}{40}} = 862 \text{ Нм}.$$

Номінальний момент двигуна

$$M_{\text{н}} = \frac{P_{\text{н}}}{\omega_{\text{н}}};$$

$$M_{\text{н}} = \frac{55 \cdot 10^3}{59,13} = 936 \text{ Нм}.$$

Оскільки номінальний момент двигуна більш ніж приведений еквівалентний момент механізму, то двигун за умовами нагріву відповідає вимогам.

Перевіряємо двигун по здатності навантаження

$$M_{\text{max}} \leq M_{\text{д max}},$$

де $M_{\max} = 2238 \text{ Нм}$ - максимальний момент, визначений по діаграмі навантаження;

$M_{\text{д max}}$ - максимальний момент двигуна $M_{\text{д max}} = \lambda M_{\text{н}}$

λ - перевантажувальна здатність двигуна $\lambda = 2,5$

$$M_{\text{д max}} = 2,5 \cdot 936 = 2346 \text{ Нм}.$$

Умова $M_{\max} \leq M_{\text{д max}}$ виконується, отже по перевантажувальній здатності двигун задовольняє вимогам.

2.7 Вибір основного електроустаткування електроприводу

Виходячи з потужності навантаження по каталогу вибираємо комплектний тиристорний перетворювач КТЕ 800/220 – 131 – 23Д, що має наступні параметри:

номінальна випрямлена напруга $U_{\text{дн}} = 230 \text{ В}$

номінальний випрямлений струм $I_{\text{дн}} = 800 \text{ А}$

Перетворювач виконаний по трифазній мостовій схемі з зустрічно-паралельним включенням груп з роздільним способом управління випрямними групами.

Перетворювач підключається до мережі через силовий трансформатор. Для вибору трансформатора визначаємо наступні величини.

Розрахункове значення фазної напруги вторинної обмотки трансформатора

$$U_{2\phi \text{ розр}} = k_U k_{\epsilon} k_{\alpha} k_R U_{\text{дн}},$$

де k_U - розрахунковий коефіцієнт; для мостової схем

$$k_U = U_{2\phi} / U_{d0} = 0,428;$$

$U_{2\phi}$ - фазна напруга вторинної обмотки трансформатора;

U_{d0} - максимальна напруга перетворювача при куті управління $\alpha = 0$;

k_{ϵ} - коефіцієнт запасу по напрузі, що враховує можливе зниження напруги мережі $k_{\epsilon} = 1,05 \div 1,1$;

k_{α} - коефіцієнт запасу, що враховує неповне відкриття клапанів при максимальному сигналі, що управляє $k_{\alpha} = 1,05 \div 1,1$;

k_R - коефіцієнт запасу по напрузі, що враховує падіння напруги в обмотках трансформатора і клапанах за рахунок перекриття клапанів $k_R = 1,05$;

$U_{\text{дн}}$ - номінальна випрямлена напруга $U_{\text{дн}} = 230 \text{ В}$.

$$U_{2\phi \text{ розр}} = 0,428 \cdot 1,075 \cdot 1,1 \cdot 1,05 \cdot 220 = 117 \text{ В}.$$

Розрахункова типова потужність трансформатора:

$$S_{1\text{розр}} = k_S k_{\epsilon} k_R k_i U_{\text{дн}} I_{\text{дн}},$$

де k_S - коефіцієнт схеми, для мостової трифазної схеми

$$k_S = \frac{S_{\text{тр}}}{U_{\text{дн}} I_{\text{дн}}} = 1,045;$$

k_i - коефіцієнт, що враховує відхилення форми анодного струму клапанів від прямокутної, $k_i = 1,05 \dots 1,1$.

$$S_{1\text{розр}} = 1,045 \cdot 1,1 \cdot 1,05 \cdot 1,1 \cdot 230 \cdot 800 = 217 \cdot 10^3 \text{ ВА}.$$

Виходячи з умови $U_{2\phi \text{ н}} \approx U_{2\phi \text{ розр}}$ і $S_{\text{н}} \geq S_{1\text{розр}}$, вибираємо трансформатор типа ТСЗП – 250/0,7УЗ, що має наступні технічні характеристики:

номінальна потужність $S_{\text{н}} = 235 \text{ кВА}$;

параметри живлячої мережі $U_{\text{м}} = 380/220$, $f_{\text{м}} = 50 \text{ Гц}$;

номінальна напруга клапанної обмотки $U_2 = 205/118 \text{ В}$;

номінальний струм клапанної обмотки $I_{2\text{н}} = 653 \text{ А}$;

втрати холостого ходу $P_{\text{хх}} = 915 \text{ Вт}$;

втрати короткого замикання $P_{\text{кз}} = 3800 \text{ Вт}$;

напруга короткого замикання $U_{\text{кз}} = 4,7\%$;

струм холостого ходу $I_{\text{хх}} = 3,4\%$

Для згладжування пульсацій випрямленого струму вибираємо згладжуючий реактор ФРОС – 250/0,5Т. Номінальний струм реактора $I_{\text{рн}} = 800 \text{ А}$. Індуктивність $L_{\text{р}} = 0,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$. Активний опір $R_{\text{р}} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$.

2.8 Розрахунок параметрів силового кола електроприводу

Для розрахунку пристроїв, що коректують, і динамічних параметрів САУ необхідно знати чисельні значення основних параметрів об'єкту управління.

Сумарний опір якірного кола електроприводу складається з наступних складових:

$$R_{\Sigma} = R_{\text{як}} + 2R_{\text{тр}} + R_{\text{епр}} + R_{\text{р}};$$

де $R_{\text{як}}$ - опір якірного ланцюга електродвигуна при робочій температурі, Ом

$$R_{\text{як}} = \alpha_t R_{\text{як}20^\circ}$$

α_t - температурний коефіцієнт; для класу ізоляції Н $\alpha_t = 1,36$

$$R_{\text{як}} = 1,36 \cdot 0,013 = 0,01768 \text{ Ом}.$$

$R_{\text{тр}}$ - опір обмотки трансформатора, Ом

$$R_{\text{тр}} = \frac{\Delta P_{\text{кз}}}{m_{\text{тр}} I_{2\text{н}}^2},$$

$m_{\text{тр}}$ - число фаз трансформатора.

$$R_{\text{тр}} = \frac{3800}{3 \cdot 653^2} = 0,00297 \text{ Ом}.$$

$R_{\text{е пр}}$ - еквівалентний опір тиристорного перетворювача, Ом, що включає опір вентилів в провідний період і опір, обумовлений перекриттям вентилів

$$R_{\text{е пр}} = \frac{mx_{\text{тр}}}{2\pi} = \frac{mU_{\text{кз}}U_{2\text{фн}}}{2\pi I_{2\text{н}}};$$

m - число фаз випрямлення, для трьохфазної мостової схеми $m = 6$

$$R_{\text{е пр}} = \frac{6 \cdot 0,047 \cdot 118}{2 \cdot 3,14 \cdot 653} = 0,0081 \text{ Ом}.$$

$R_{\text{р}}$ - опір згладжуючого реактора; $R_{\text{р}} = 0,002 \text{ Ом}$.

$$R_{\Sigma} = 0,017 + 0,00287 + 0,0081 + 0,002 = 0,02997 \text{ Ом}.$$

Сумарна індуктивність головного кола електроприводу

$$L_{\Sigma} = L_{\text{як}} + 2L_{\text{тр}} + L_{\text{р}}.$$

$L_{\text{як}}$ - індуктивність якірного кола електродвигуна, Гн, визначається по формулі

$$L_{\text{як}} = k \frac{U_{\text{н}}}{\omega_{\text{н}} I_{\text{н}} p},$$

де коефіцієнт $k = 0,6$ - прийнятий для некомпенсованих машин

$$L_{\text{як}} = 0,6 \cdot \frac{30 \cdot 220}{59,13 \cdot 280 \cdot 4} = 0,002145 \text{ Гн}.$$

$L_{\text{тр}}$ - індуктивність трансформаторної обмотки, Гн

$$L_{\text{тр}} = \frac{x_{\text{тр}}}{\omega_{\text{м}}} = \frac{U_{\text{кз}}U_{2\text{фн}}}{I_{2\text{н}}\omega_{\text{м}}};$$

$\omega_{\text{м}}$ - кутова частота живлячої мережі; $\omega_{\text{м}} = 2\pi f_{\text{м}}$

$$L_{\text{тр}} = \frac{0,047 \cdot 118}{653 \cdot 2\pi \cdot 50} = 0,027 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Індуктивність заздалегідь прийнятого згладжуючого реактора
 $L_p = 0,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$

Отже:

$$L_{\Sigma} = 0,002145 + 2 \cdot 0,027 \cdot 10^{-3} + 0,6 \cdot 10^{-3} = 0,00232 \text{ Гн}.$$

Виконаємо перевірочний розрахунок для величини сумарної індуктивності якірного кола, необхідного для згладжування пульсацій.

Необхідна індуктивність якірного кола:

$$L_{\text{д необх}} \geq \frac{\sqrt{2}U_{\text{п}}}{m\omega_{\text{м}} I_{\text{д min}}},$$

де $I_{\text{д min}}$ - мінімальний струм навантаження, рівний $(0,02...0,05)I_{\text{дн}}$;

$U_{\text{п}}$ - значення першої гармоніки випрямленої напруги, що діє, для відповідного значення по кривим $\frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{д0}}} = f(\alpha)$; для кута $\alpha = 90^\circ$ $\frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{д0}}} = 0,27$

$$L_{\text{д необх}} = \frac{1,41 \cdot 0,27 \cdot 276}{6 \cdot 314 \cdot 0,05 \cdot 280} = 0,00193 \text{ Гн}.$$

Виконується умова $L_{\text{д необх}} < L_{\Sigma}$; отже вибраний тип згладжуючого реактора задовольняє вимогам розрахунку.

Коефіцієнт передачі двигуна $k_{\text{д}}$ визначимо, користуючись рівнянням електромеханічної характеристики

$$\omega_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{н}} R_{\text{як}}}{c\Phi_{\text{н}}},$$

звідки

$$c\Phi_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{н}} R_{\text{як}}}{\omega_{\text{н}}},$$

$$c\Phi_{\text{н}} = \frac{220 - 280 \cdot 0,01768}{59,13} = 3,64,$$

отже

$$k_{\text{д}} = \frac{1}{c\Phi_{\text{н}}} ,$$

$$k_{\text{д}} = \frac{1}{3,64} = 0,2747.$$

Визначимо електромагнітну постійну часу електроприводу

$$T_{\text{е}} = \frac{L_{\text{я}\Sigma}}{R_{\text{я}\Sigma}} = \frac{0,00232}{0,02997} = 0,077 \text{ с}.$$

Електромагнітна постійна якірному ланцюгу електродвигуна

$$T_{\text{а}} = \frac{L_{\text{як}}}{R_{\text{як}}},$$

$$T_{\text{а}} = \frac{0,01768}{0,002145} = 0,082 \text{ с}.$$

Електромеханічна постійна часу електроприводу

$$T_{\text{м}} = \frac{(J_{\text{д}} + J_{\text{пр}})R_{\text{я}\Sigma}}{(c\Phi_{\text{н}})^2},$$

де $J_{\text{д}}$ - момент інерції двигуна;

$J_{\text{пр}}$ - приведений момент інерції поступально і обертальний рухомих мас зливковогоза.

При русі зливковогоза із злитками

$$J_{\text{пр зл}} = \frac{(m_{\text{зл}} + m_{\text{в}}) \cdot D_{\text{к}}^2}{2i^2} + \frac{J_{\text{об}}}{i^2} ,$$

$$J_{\text{пр зл}} = \frac{(9+20) \cdot 10^3 \cdot 1^2}{2 \cdot 5,91^2} + \frac{630}{5,91^2} = 415 + 18 = 433 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

При русі порожнього зливковоза

$$J_{\text{пр хх}} = \frac{m_{\text{вк}} D^2}{2i^2} + \frac{J_{\text{об}}}{i^2}$$

$$J_{\text{пр хх}} = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 1^2}{2 \cdot 5,91^2} + \frac{630}{5,91^2} = 286 + 18 = 304 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$$

Електромеханічну постійну часу електроприводу визначуваний для випадку навантаженого зливковоза

$$T_{\text{м}} = \frac{(10,25 + 433) \cdot 0,02997}{(3,64)^2} = 1,02 \text{ с}.$$

Для порожнього зливковоза

$$T_{\text{мхх}} = \frac{(10,25 + 304) \cdot 0,02997}{(3,64)^2} = 0,71 \text{ с}.$$

Передавальний коефіцієнт тиристорного перетворювача в статичному режимі визначимо виходячи з виразу

$$k_{\text{тп}} = \frac{1,3 E_{\text{д max}}}{U_{\text{у max}}},$$

де $E_{\text{д max}}$ - максимальне значення на виході тиристорного перетворювача при куті управління $\alpha = 0$

$$E_{\text{д max}} = \frac{U_2}{k_U},$$

$$E_{\text{д max}} = \frac{118}{0,428} = 276 \text{ В}.$$

$U_{y \max}$ - завдання максимальній швидкості обертання, приймаємо
 $U_{y \max} = 10 \text{ В}$. Отже:

$$k_{\text{тп}} = \frac{1,3 \cdot 276}{10} = 36.$$

2.9 Вибір структури системи автоматичного управління

Електроприводи зливковозів працюють в повторно – короткочасному реверсивному режимі з великою частотою включень. Велика частота включень пред'являє високі вимоги до динаміки електроприводу при розгоні і гальмуванні. Електропривод повинен мати досить широкий діапазон регулювання швидкості.

Система автоматичного управління повинна забезпечити необхідні механічні характеристики електроприводу в статиці і динаміці, високу якість протікання перехідних процесів і оптимізацію роботи електроприводу за заданими показниками в різних режимах роботи механізму. Забезпечення високих показників регулювання можливе лише при побудові замкнутих систем. Зазвичай завдання формування якісних перехідних процесів полягає в забезпеченні мінімально можливого для даної системи часу перехідного процесу $t_{\text{п}}$ (рис.2.3) якого-небудь вихідного параметра y при заданому допустимому перерегулюванні $\Delta y_{\max}$. Значенню $\Delta y_{\max}$ відповідає час $t_{\max}$. Час $t_{\text{п}}$ відповідає входженню перерегулювання в 5 %-ну зону.

Характер переходу від одного стану до іншого у системі визначається взаємозв'язками постійних часу між її складовими елементами. Тому формування високоякісних переходових процесів пов'язане з досягненням відповідних значень цих взаємозв'язків шляхом використання регуляторів, що коректують їх.

Загальний підхід до створення систем автоматичного управління, незалежно від типу електроприводу, полягає у побудові структурних схем на основі виразів для окремих елементів і включенні в систему відповідних регуляторів.

У реальній практиці створення автоматичних систем керування електроприводами, основний акцент приділяється використанню систем підлеглого регулювання параметрів. Ці системи базуються на принципі компенсації основних інерцій об'єкту управління через введення послідовно з ними регуляторів.

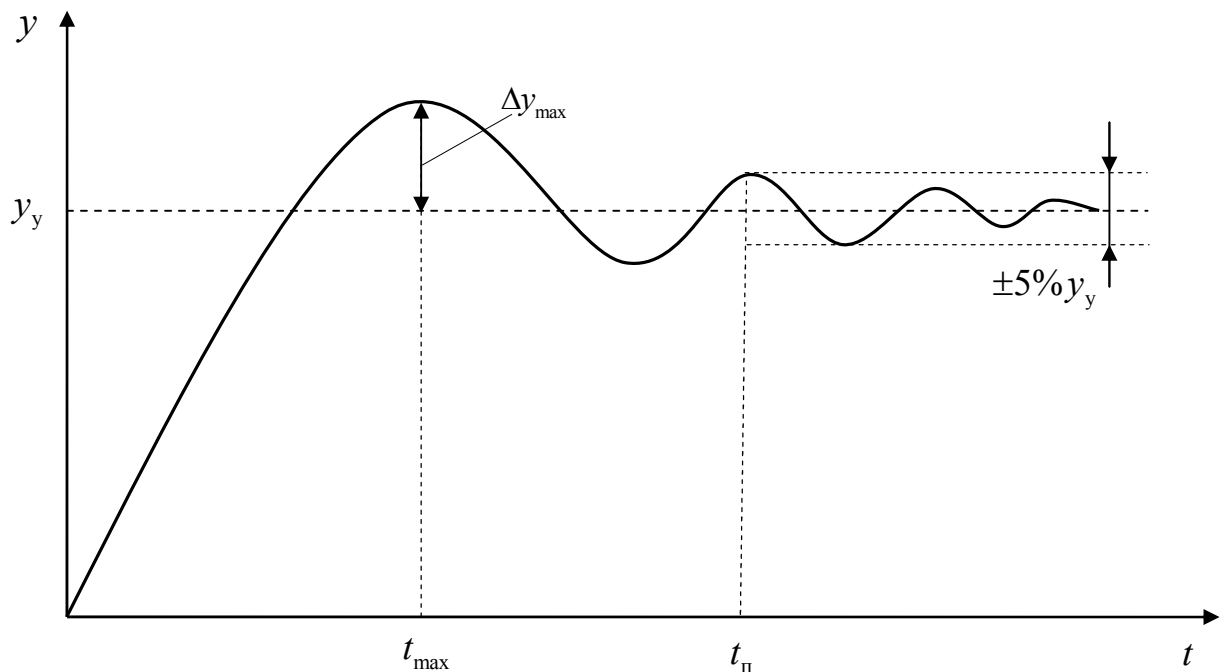


Рисунок 2.3 – Графік перехідного процесу $y = f(t)$

Число послідовно включених регулювальників, таким чином, дорівнює числу регульованих параметрів, а кожен контур системи автоматичного управління структурно складається з двох ланок: об'єкту регулювання і регулювальника. Відповідно до рекомендацій [55] вибираємо двоконтурну двократно інтегруючу систему підлеглого управління з внутрішнім контуром струму і зовнішнім контуром, замкнутим по ЕРС двигуна.

Електроприводи з роздільним управлінням тиристорних перетворювачів відрізняються тим, що вони мають певну зону, де групи тиристорів фактично не реагують, а також в умовах невеликого навантаження виникає режим переривистих струмів. Для компенсації цих недоліків введено підконтур регулювання напруги тиристорних пристроїв у контурі регулювання струму.

2.10 Синтез послідовного коректуючого пристрою контура струму

Контур струму зазвичай виконує роль внутрішнього контуру в системах підлеглого регулювання. Тому процес розрахунку параметрів і їх остаточний вибір під час експериментального налаштування багатоконтурної системи розпочинають саме з контуру струму. Оскільки швидкодія всієї системи залежить від характеристик внутрішнього контуру, правильний розрахунок параметрів цього контуру є ключовим етапом проєктування систем підлеглого регулювання.

На рисунку 2.4 наведена принципова схема контуру струму з внутрішнім контуром напруги. Параметри елементів контурів напруги та струму підбирають так, щоб передавальна функція контуру струму в режимі безперервного струму залишалася ідентичною передавальній функції контуру струму без інтегрованого контуру напруги.

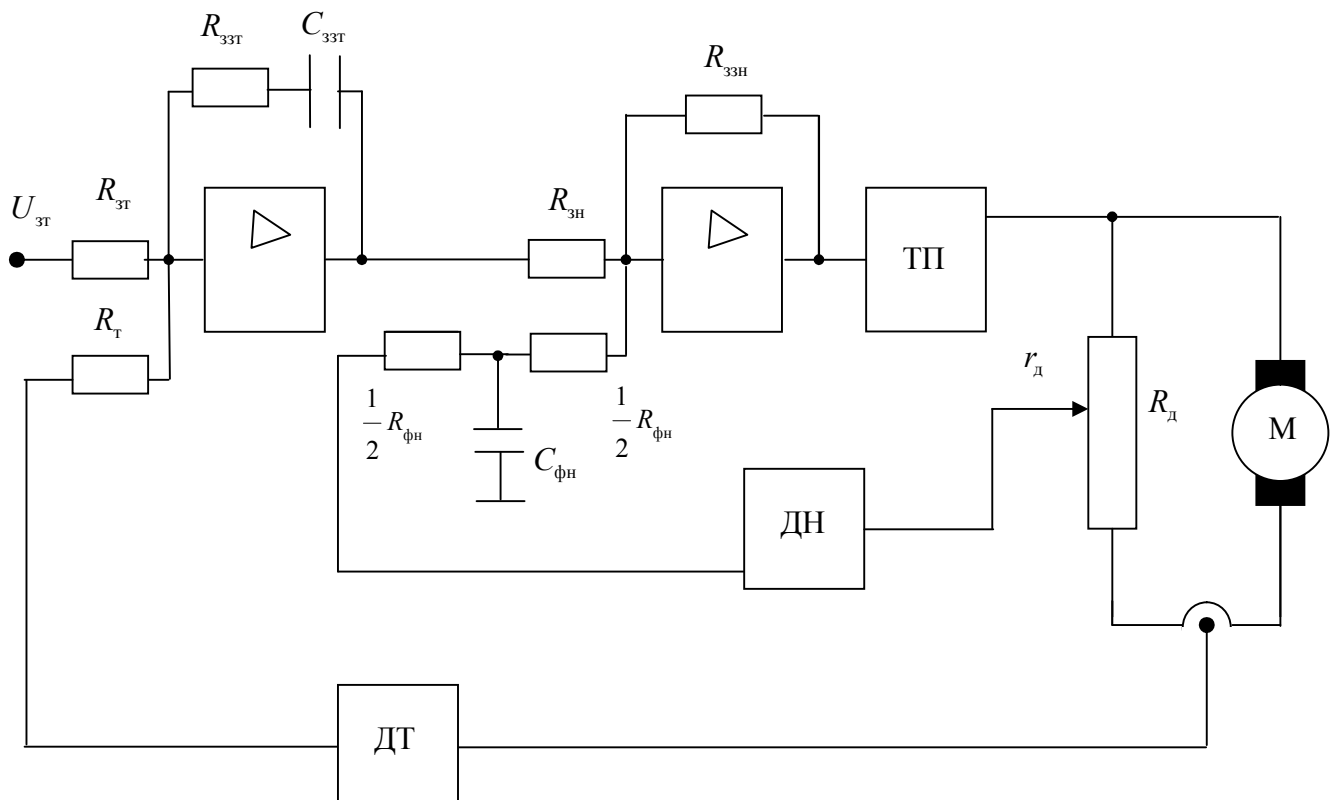


Рисунок 2.4 – Спрощена принципова схема контуру струму

У режимі переривистого струму середнє значення ЕРС тиристорного перетворювача рівна ЕРС двигуна, тому, якщо прийняти останню величину постійною, як завжди робиться при розгляді контура струму, то можна вважати, що зворотний зв'язок по напрузі зникає і в цьому режимі коефіцієнт посилення регулятора зростає, що приводить до поліпшення динамічних показників системи в режимі переривистих струмів.

На практиці зворотний зв'язок реалізується не по ЕРС, а по напрузі тиристорного перетворювача. Відповідна алгоритмічна схема зображена на рис.2.5.

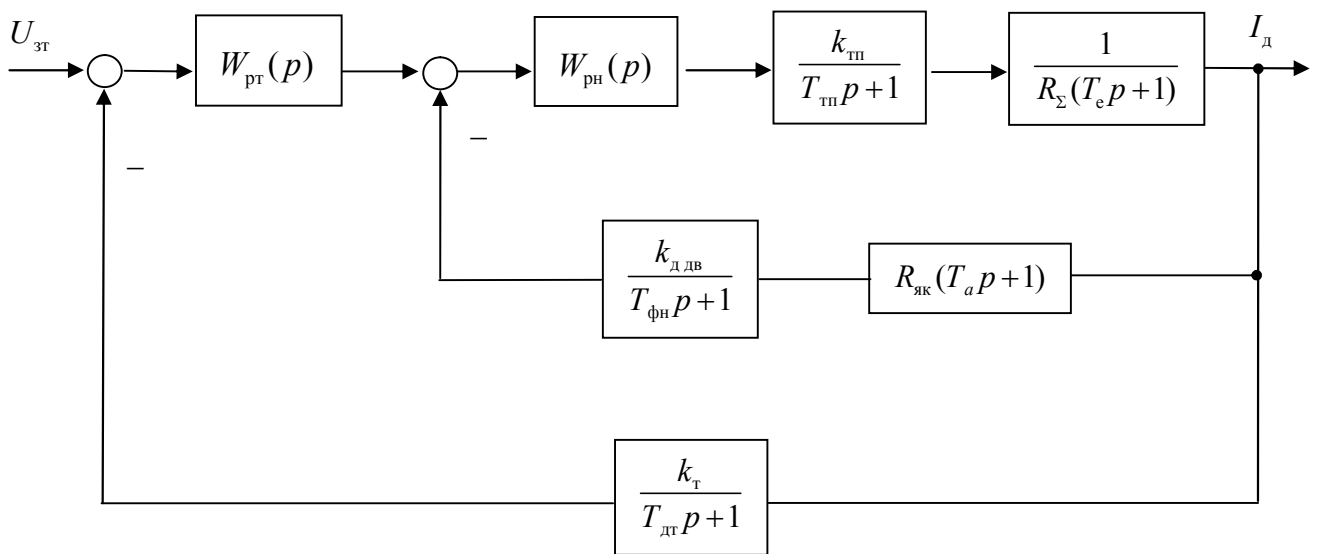


Рисунок 2.5 – Алгоритмічна схема контура струму

Схема складається з наступних елементів.

1. Тиристорний перетворювач, що є інерційною ланкою з коефіцієнтом посилення $k_{тп}$ і малою постійною часу $T_{тп}$, яка складається з середньостатистичного запізнювання перетворювача і постійної часу системи фазового управління.
2. Якірний ланцюг електродвигуна, що є інерційною ланкою з коефіцієнтом посилення $1/R_{\Sigma}$ і великою постійною часу T_e .
3. Датчик струму, що є інерційною ланкою з коефіцієнтом посилення $k_{дт}$ і малою постійною часу $T_{тп}$, яка складається з постійної часу власне датчика струму і постійної часу фільтру на його вході.

Для отримання сигналу зворотного зв'язку по струму використовується приладовий шунт, тобто шунт, встановлюється для амперметра. Приймаємо номінальний струм шунта $I_{нш}$ рівним максимальному значенню струму робочого перевантаження двигуна, $I_{нш} = I_{\max} = 2,5I_n$, падіння напруги на шунті при номінальному струмі $U_{нш} = 75 \cdot 10^{-3} \text{ В}$.

Коефіцієнт посилення шунта

$$k_{ш} = \frac{U_{нш}}{I_{нш}},$$

$$k_{ш} = \frac{75 \cdot 10^{-3}}{2,5 \cdot 280} = 0,1071 \cdot 10^{-3} \text{ В / А}.$$

Коефіцієнт посилення датчика струму визначується таким чином

$$k_{дт} \leq \frac{24}{k_{ш} I_{\max}},$$

$$k_{дт} \leq \frac{24}{0,1071 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 280} = 320 \text{ В / А}.$$

Вживані як датчик струму операційні підсилювачі мають два фіксовані значення коефіцієнта посилення 130 і 320, причому друге значення використовується у разі, коли для отримання зворотного зв'язку по струму використовується "приладовий" шунт, що має місце в проектованому електроприводі. Приймаємо $k_{до} = 320$.

Передавальна функція датчика току спільно з шунтом

$$W_{дт}(p) = \frac{k_{т}}{T_{дт}p + 1},$$

де $k_{т}$ – коефіцієнт посилення ланцюга зворотного зв'язку по току

$$k_{т} = k_{дт} \cdot k_{ш} = 320 \cdot 0,1071 \cdot 10^{-3} = 0,0343 \text{ В / А}.$$

4. Дільник напруги. Сигнал, пропорційний напрузі двигуна, знімається з дільника напруги R_d , коефіцієнт посилення якого визначається з умови отримання сигналу 24 В на вході датчика напруги при максимальній напрузі двигуна

$$k_{д дв} = \frac{24}{U_{дв \max}}.$$

Приймаючи $U_{дв \max} = U_n = 220\text{ В}$, отримуємо

$$k_{д дв} = \frac{24}{220} = 0,1091.$$

Коефіцієнт посилення датчика напруги $k_{д н} = 1$

На виході датчика напруги встановлений фільтр з постійною часу $T_{фн}$.

5. Регулятор напруги. Згідно рекомендаціям [55], вибираємо типовий П-регулятор з передавальною функцією

$$W_{рн}(p) = k_{рн} = \frac{R_{зн}}{R_{зн}}.$$

Визначимо передавальну функцію замкнутого контура напруги

$$W_n(p) = \frac{\frac{k_{рн} \cdot k_{тп}}{(T_{тп}p + 1)R_{я\Sigma}(T_{\epsilon}p + 1)}}{1 + \frac{k_{рн} \cdot k_{тп}}{(T_{тп}p + 1)R_{я\Sigma}(T_{\epsilon}p + 1)} \cdot \frac{k_{д дв} R_{як}(T_a p + 1)}{(T_{фн}p + 1)}} = \frac{k_{рн} k_{тп} (T_{фн}p + 1)}{[k_{д дв} k_{рн} k_{тп} R_{як}(T_a p + 1) + R_{я\Sigma}(T_{фн}p + 1)(T_{\epsilon}p + 1)](T_{тп}p + 1)}.$$

Якщо прийняти $T_{фн} = T_a$, то передавальна функція замкнутого контура напруги прийме вид:

$$W_{\text{н}}(p) = \frac{k_{\text{рн}} k_{\text{тп}}}{[k_{\text{д дв}} k_{\text{рн}} k_{\text{тп}} R_{\text{як}} + R_{\text{я}\Sigma} (T_{\text{е}} p + 1)] (T_{\text{тп}} p + 1)}.$$

Введемо позначення для коефіцієнта посилення контура напруги

$$k_{\text{н}} = k_{\text{рп}} \cdot k_{\text{тп}} \cdot k_{\text{д дв}} \frac{R_{\text{як}}}{R_{\text{я}\Sigma}}.$$

Після нескладних перетворень отримуємо передатну функцію контура напруги у вигляді:

$$W_{\text{н}}(p) = \frac{k_{\text{рн}} k_{\text{тп}}}{R_{\text{я}\Sigma} (1 + k_{\text{н}})} \cdot \frac{1}{\left(\frac{T_{\text{е}}}{1 + k_{\text{н}}} p + 1 \right) \cdot (T_{\text{тп}} p + 1)}. \quad (2.2)$$

Алгоритмічна схема контура струму з урахуванням (2.2) показана на рис.2.6.

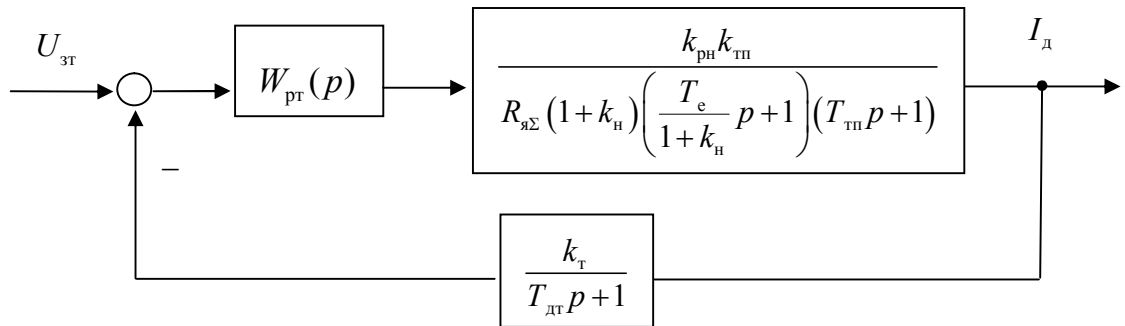


Рисунок 2.6 – алгоритмічна схема контура струму з перетвореним контуром напруги.

На рис.2.7 показана перетворена алгоритмічна схема з одиничним зворотним зв'язком. Форсуюча ланка $(T_{\text{дт}} p + 1)$ на вході контура не показана, оскільки її вплив на динамічні характеристики контура струму у край не значні зважаючи на мале значення постійної часу $T_{\text{дт}}$.

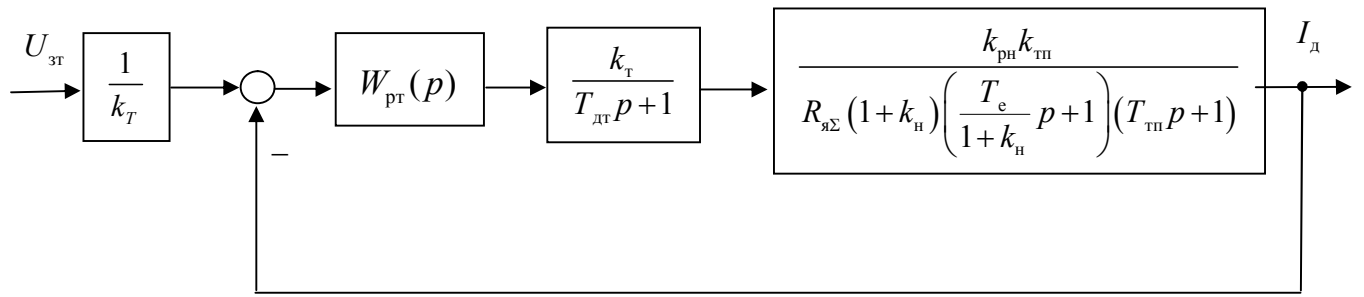


Рисунок 2.7 – Алгоритмічна схема контура струму з одиничним зворотним зв'язком

Мала некомпенсована постійна часу контура струму рівна сумі малих постійних часу

$$T_{\mu\Gamma} = T_{\text{тп}} + T_{\text{дт}}.$$

Згідно рекомендаціям [55] приймаємо $T_{\mu\Gamma} = 0,005 \text{ с}$.

Контур струму оптимізує на основі використання модульного критерію, тому бажана передавальна функція розімкненого контура струму повинна мати вигляд

$$W_{\text{бт}}(p) = \frac{1}{2T_{\mu\Gamma} p (1 + T_{\mu\Gamma} p)}.$$

Дана передавальна функція може бути реалізована, якщо як регулятор струму прийняти типовий ПІ-регулятор з передатною функцією

$$W_{\text{рґ}}(p) = \frac{T_{\text{рґ}} p + 1}{T'_{\text{рґ}} p}.$$

Прийmemo $T_{\text{рґ}} = \frac{T_{\text{е}}}{1 + k_{\text{н}}}$, тоді передавальна функція розімкненого контура

струму матиме вигляд

$$W_{\text{т}}(p) = \frac{k_{\text{рґ}} k_{\text{тп}} k_{\text{т}}}{T'_{\text{рґ}} p R_{\Sigma} (1 + k_{\text{н}}) (T_{\mu\Gamma} p + 1)},$$

При рівності

$$\frac{T'_{\text{рГ}} R_{\text{я}\Sigma} (1 + k_{\text{н}})}{k_{\text{рн}} k_{\text{тп}} k_{\text{т}}} = 2T_{\mu\text{Г}}.$$

отримуємо бажану передавальну функцію розімкненого контура струму.

Передавальна функція оптимізованого замкнутого контура струму згідно модульного критерію має вигляд:

$$W_{\text{т}}(p) = \frac{1 / k_{\text{т}}}{2T_{\mu\text{Г}}^2 p^2 + 2T_{\mu\text{Г}} p + 1},$$

Дана передавальна функція з точністю до $1 / k_{\text{т}}$ співпадає з бажаною передавальною функцією.

Визначаємо параметри регуляторів контурів напруги і струму.

Для визначення коефіцієнта підсилювача П-регулятора необхідно визначити критичний коефіцієнт посилення контура напруги $k_{\text{нкр}}$, що відповідає межі стійкої роботи тиристорного перетворювача

$$k_{\text{нкр}} = \frac{\pi^2 T_{\text{е}} T_{\text{т}}}{2T_0^2 \left(1 - \frac{T_{\text{т}}}{T_{\text{е}}}\right)},$$

де $T_{\text{т}} = 2T_{\mu\text{Г}} = 2 \cdot 0,005 = 0,01$ с при настройці контура струму по модульному критерію;

$$T_0 \equiv \frac{2\pi}{m\omega_0},$$

ω_0 – кутова частота живлячої мережі; $\omega_0 \equiv 2\pi f$;

$$T_0 = \frac{2\pi}{m2\pi f} = \frac{1}{mf} = \frac{1}{6 \cdot 50} = \frac{1}{300} \text{ с},$$

$$k_{\text{нкр}} = \frac{3,14^2 \cdot 0,031 \cdot 0,01}{2 \left(\frac{1}{300}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{0,01}{0,031}\right)} = 86.$$

Прийmemo $k_i = 50$

Коефіцієнт посилення П-регулятора визначуваний із співвідношення

$$k_{\text{рн}} = \frac{k_{\text{н}} R_{\text{я}\Sigma}}{k_{\text{тп}} k_{\text{д}} k_{\text{дв}} R_{\text{як}}},$$

$$k_{\text{рн}} = \frac{50 \cdot 0,02997}{36 \cdot 0,1091 \cdot 0,01768} = 21,6.$$

Приймаємо $R_{\text{зн}} = 10 \text{ кОм}$, тоді $R_{\text{зн}} = R_{\text{зн}} \cdot k_{\text{рн}} = 10 \cdot 21,6 = 216 \text{ кОм}$.

Параметри фільтру в ланцюзі зворотного зв'язку по напрузі визначаємо із співвідношення:

$$\frac{R_{\text{фн}}}{4} \cdot C_{\text{фн}} = T_{\text{фн}} = T_a.$$

Приймаємо $R_{\text{фн}} = R_{\text{зн}}$, тоді

$$C_{\text{фн}} = \frac{4T_a}{R_{\text{зн}}},$$

$$C_{\text{фн}} = \frac{4 \cdot 0,082}{10 \cdot 10^3} = 3,28 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Параметри регулятора струму визначаємо із співвідношень

$$T'_{\text{рт}} = C_{\text{ззт}} R_{\text{ззт}} = \frac{T_{\text{е}}}{1 + k_{\text{н}}}; \quad (2.3)$$

$$T'_{\text{рт}} = C_{\text{ззт}} R_{\text{зт}} = \frac{2T_{\mu\text{т}} \cdot k_{\text{рн}} \cdot k_{\text{тп}} \cdot k_{\text{т}}}{R_{\text{я}\Sigma} (1 + k_{\text{н}})}. \quad (2.4)$$

З виразу (2.3) визначаємо величину $R_{\text{ззт}}$,

$$R_{\text{ззт}} = \frac{T_{\text{е}}}{(1 + k_{\text{н}}) \cdot C_{\text{ззт}}},$$

а з (2.4) – величину $R_{зт}$

$$R_{зт} = \frac{2T_{\muт} \cdot k_{рн} \cdot k_{тп} \cdot k_{т}}{R_{я\Sigma} (1 + k_{н}) \cdot C_{ззт}}.$$

Приймаємо $C_{ззт} = 6 \cdot 10^{-6} \Phi$, тоді

$$R_{ззт} = \frac{0,077}{(1 + 50) \cdot 6 \cdot 10^{-6}} = 251,6 \cdot 10^3 \text{ Ом},$$

$$R_{зт} = \frac{2 \cdot 0,005 \cdot 21,6 \cdot 36 \cdot 0,1091}{0,02997 \cdot (1 + 50) \cdot 6 \cdot 10^{-6}} = 92,5 \cdot 10^3 \text{ Ом},$$

$$R_{т} = R_{зт} = 30,8 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

2.11 Синтез послідовного коректуючого пристрою контура ЕРС

Система регулювання швидкості обертання із зворотним зв'язком по ЕРС двигуна застосовуються для електроприводів з нерегульованим потоком збудження в тих випадках, коли вимоги до точності регулювання швидкості відносно невеликі. Тахогенератори на таких приводах зазвичай не встановлюються. Серед електроприводів загальнопромислових механізмів електроприводу вказаного класу в кількісному відношенні є переважаючими. Тому в системі, що розробляється, для регулювання швидкості обертання використовується зворотний зв'язок по ЕРС двигуна.

Вимірювання ЕРС проводиться шляхом підсумовування сигналу, пропорційного напрузі двигуна з сигналом струмової компенсації, пропорційним падінню напруги в активному опорі якоря двигуна.

На рис.2.8 показана принципова схема системи регулювання швидкістю із зворотним зв'язком по ЕРС двигуна.

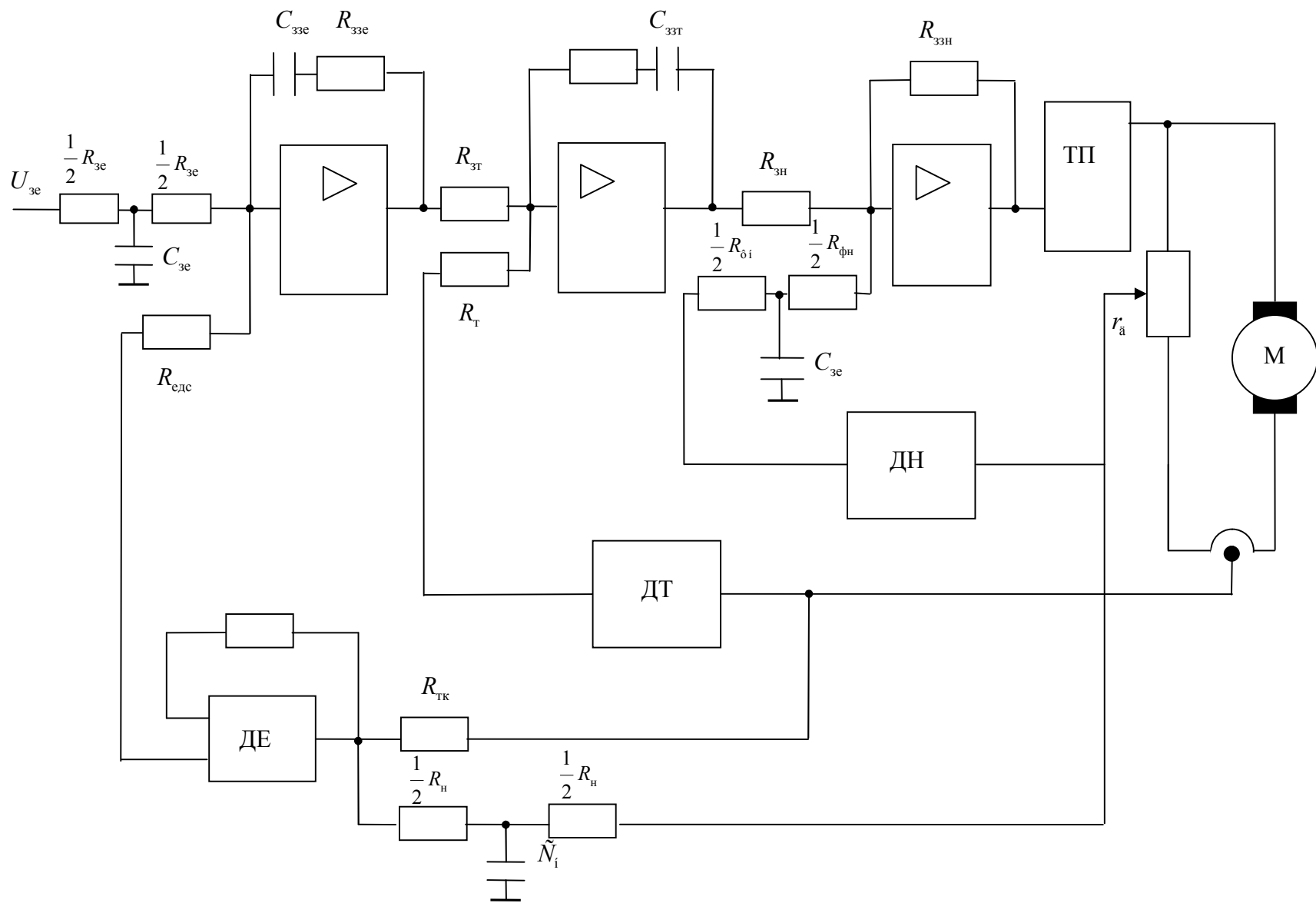


Рисунок 2.8 – Принципова схема системи управління із зворотним зв'язком по ЕРС

Сигнал, пропорційний напрузі двигуна, знімається з дільника R_d і подається на один з входів датчика ЕРС ДЕ через фільтр $R_n C_n$, що виконує функцію аперіодичної ланки з постійною часу T_a в ланцюзі зворотного зв'язку по напрузі. На другий вхід датчика ЕРС подається сигнал струмової компенсації через опір R_{TK} .

Як датчик ЕРС застосовується операційний підсилювач з гальванічно розділеним входом і виходом. Цей підсилювач має два входи, один з яких служить для обхвату підсилювача зворотним зв'язком через вбудований опір R_{aa} . Другий вихід підсилювача, гальванічно відокремлений від першого, призначений для зв'язку з системою регулювання.

На вході системи встановлений фільтр $R_{ze} C_{ze}$, що виконує функцію аперіодичної ланки з постійною часу T_a . Цей фільтр необхідний для усунення підвищеного перерегулювання струму при збуренні за завданням.

На рис.2.9 показана алгоритмічна схема системи.

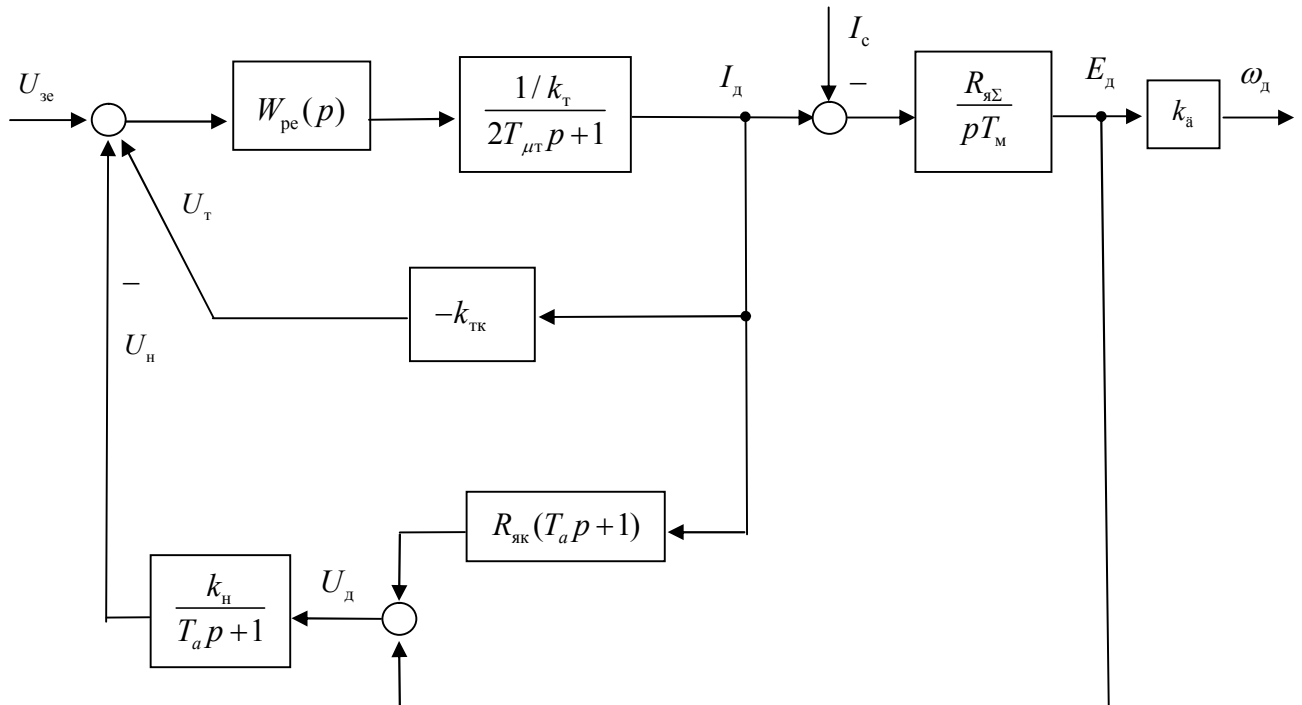


Рисунок 2.9 – Алгоритмічна схема системи регулювання швидкості із зворотним зв'язком по ЕРС

Оптимізований по модульному критерію контур струму представлений аперіодичною ланкою

$$W_{\tau}(p) = \frac{1/k_{\tau}}{2T_{\mu\tau}p + 1},$$

яка отримується при зневазі доданком $2T_{\mu\tau}^2 p^2$ в знаменнику передавальної функції контура струму.

Коефіцієнт посилення ланцюга струмової компенсації вибирається таким чином:

$$k_{\text{тк}} = k_{\text{н}} R_{\text{як}},$$

де $k_{\text{н}}$ – коефіцієнт посилення ланцюга зворотного зв'язку по напрузі.

При вибраному вище коефіцієнті $k_{\text{оє}}$ на вхід регулятора ЕРС поступає сигнал, пропорційний ЕРС:

$$U_{\text{н}} - U_{\tau} = \frac{k_{\text{н}}}{T_a p + 1} E_{\text{д}}.$$

Алгоритмічна схема рис.2.9 шляхом еквівалентних перетворень набуває виду, показаному на рис.2.10.

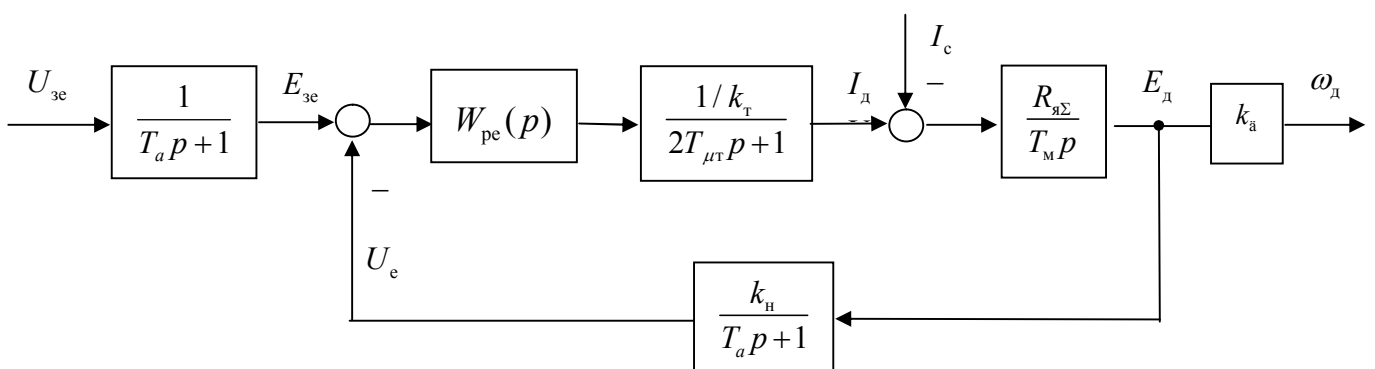


Рисунок 2.10 – Перетворена алгоритмічна схема система

На рис.2.11 показана розрахункова схема з одиничним зворотним зв'язком.

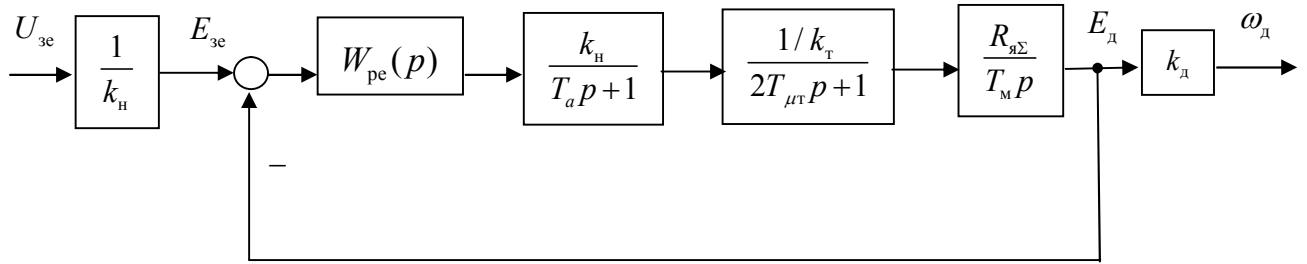


Рисунок 2.11 – Розрахункова алгоритмічна схема системи з одиничним зворотним зв'язком

Для оптимізації контура ЕРС симетричному критерію необхідно використовувати ПІ-регулятор з передавальною функцією

$$W_{\text{ре}}(p) = \frac{T_m k_t}{2T_{\mu\epsilon} k_n R_{\Sigma}} \cdot \frac{1 + 4T_{\mu\epsilon} p}{4T_{\mu\epsilon} p}, \quad (2.5)$$

де $T_{\mu\epsilon}$ – мала постійна, що не компенсується, контура ЕРС.

$$T_{\mu\epsilon} = 2T_{\mu\Gamma} + T_a,$$

$$T_{\mu\epsilon} = 2 \cdot 0,005 + 0,082 = 0,092 \text{ с}.$$

Оскільки в склад $T_{\mu\epsilon}$ входить, T_a , то швидкодія системи із зворотним зв'язком по ЕРС нижче, ніж в системі з використанням тахогенератора.

Коефіцієнт посилення k_n рівний:

$$k_n = \frac{U_{\text{зе max}}}{E_{\text{д max}}},$$

де $E_{\text{д max}}$ – ЕРС двигуна;

$U_{\text{зе max}}$ – напруга завдання, відповідна $E_{\text{д max}}$; приймаємо $U_{\text{зе max}} = 24 \text{ В}$.

У якості $E_{\text{д max}}$ приймемо ЕРС двигуна в режимі ідеального холостого ходу, тобто $E_{\text{д max}} = U_n = 220 \text{ В}$, тоді

$$k_{\text{н}} = \frac{24}{220} = 0,1091.$$

Зіставляючи передавальну функцію (2.5) з передавальною функцією типового ІІІ-регулятора, отримуємо наступні рівняння

$$R_{\text{ззє}} C_{\text{ззє}} = 4T_{\mu\epsilon}, \quad (2.6)$$

$$\frac{R_{\text{ззє}}}{R_{\text{зе}}} = \frac{T_{\text{м}} k_{\text{т}}}{2T_{\mu\epsilon} k_{\text{н}} R_{\text{я}\Sigma}}. \quad (2.7)$$

Задаємося величиною ємності $C_{\text{ззє}} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$, тоді з (2.6) отримуємо

$$R_{\text{ззє}} = \frac{4T_{\mu\epsilon}}{C_{\text{ззє}}},$$

$$R_{\text{ззє}} = \frac{4 \cdot 0,092}{2 \cdot 10^{-6}} = 184 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Із співвідношення (2.7) знаходимо

$$R_{\text{зе}} = \frac{2T_{\mu\epsilon} k_{\text{н}} R_{\text{я}\Sigma} R_{\text{ззє}}}{T_{\text{м}} k_{\text{т}}},$$

$$R_{\text{зе}} = \frac{2 \cdot 0,092 \cdot 0,1091 \cdot 0,02997 \cdot 184 \cdot 10^3}{1,01 \cdot 0,0343} = 32 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Відповідно до рис. 2.8:

$$k_{\text{н}} = k_{\text{д.дв}} \cdot \frac{R_{\text{зе}}}{R_{\text{н}}},$$

звідки

$$R_{\text{н}} = \frac{k_{\text{д.дв}} \cdot R_{\text{зе}}}{k_{\text{н}}},$$

$k_{\text{д,дв}}$ – коефіцієнт посилення дільника напруги двигуна, визначений при розрахунку контура струму

$$R_{\text{н}} = \frac{0,1091 \cdot 32 \cdot 10^3}{0,1091} = 32 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Параметри фільтрів на вході системи і в ланцюзі зворотного зв'язку по напрузі визначається з рівнянь

$$\frac{R_{\text{зе}}}{4} C_{\text{зе}} = \frac{R_{\text{н}}}{4} C_{\text{н}} = T_a,$$

$$C_{\text{зе}} = \frac{4T_a}{R_{\text{зе}}} = \frac{4 \cdot 0,082}{32 \cdot 10^3} = 10,25 \cdot 10^{-6} \text{ Ф},$$

$$C_{\text{н}} = \frac{4T_a}{R_{\text{н}}} = \frac{4 \cdot 0,082}{32 \cdot 10^3} = 10,25 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Передавальні функції системи оптимізованою по симетричному критерію, мають вигляд:

$$W_{\omega_{\text{д}}, U_{\text{зе}}}(p) = \frac{\omega_{\text{д}}(p)}{U_{\text{зе}}(p)} = \frac{k_{\text{д}}}{k_{\text{н}}} \cdot \frac{B(p)}{A(p)};$$

$$W_{\omega_{\text{д}}, I_{\text{с}}}(p) = \frac{\omega_{\text{д}}(p)}{I_{\text{с}}(p)} = -\frac{8T_{\mu\epsilon}^2 k_{\text{д}} R_{\Sigma}}{T_{\text{м}}} \cdot \frac{p(1 + T_{\mu\epsilon} p)}{A(p)};$$

$$W_{I_{\text{д}}, U_{\text{зе}}}(p) = \frac{I_{\text{д}}(p)}{U_{\text{зе}}(p)} = \frac{T_{\text{м}}}{k_{\text{н}} R_{\Sigma}} \cdot \frac{pB(p)}{A(p)};$$

$$W_{I_{\text{д}}, I_{\text{с}}}(p) = \frac{I_{\text{д}}(p)}{I_{\text{с}}(p)} = \frac{B(p)}{A(p)},$$

де $A(p)$ і $B(p)$ – поліноми від p :

$$A(p) = 8T_{\mu\epsilon}^3 p^3 + 8T_{\mu\epsilon}^2 p^2 + 4T_{\mu\epsilon} p + ;$$

$$B(p) = 4T_{\mu\epsilon} p + 1.$$

Алгоритмічна схема системи показана на рис.2.12.

2.12 Дослідження динамічних характеристик системи

Для побудови перехідних процесів системи була розроблена схема моделі системи на ЕОМ (рис.2.13). Схема побудована з використанням пакету MATLAB в режимі SIMULINK. Перехідні процеси досліджувалися також по векторно-матричному рівнянню системи, порядок складання якого дається в подальших розділах і по передатних функціях системи. На рисунку 2.14 приведені графіки перехідних процесів швидкості ω_d і моменту M_d двигуна по задаючій дії. При настроюванні системи на симетричний оптимум є значне (43,3%) перерегулювання швидкості. Для зменшення перерегулювання на вихід системи доцільно включити фільтр з постійною часу, рівною, унаслідок чого перерегулювання знижується до, проте при цьому збільшується час першого узгодження. Криві $\omega_d = f(t)$ і $M_d = f(t)$ з фільтром і без фільтру позначені 1 і 2 відповідно

На рисунку 2.15 показані графіки перехідних процесів швидкості і моменту електроприводу по збурюючій дії.

Як видно з графіків, при використанні фільтру на вході системи перехідні процеси мають задовільний характер.

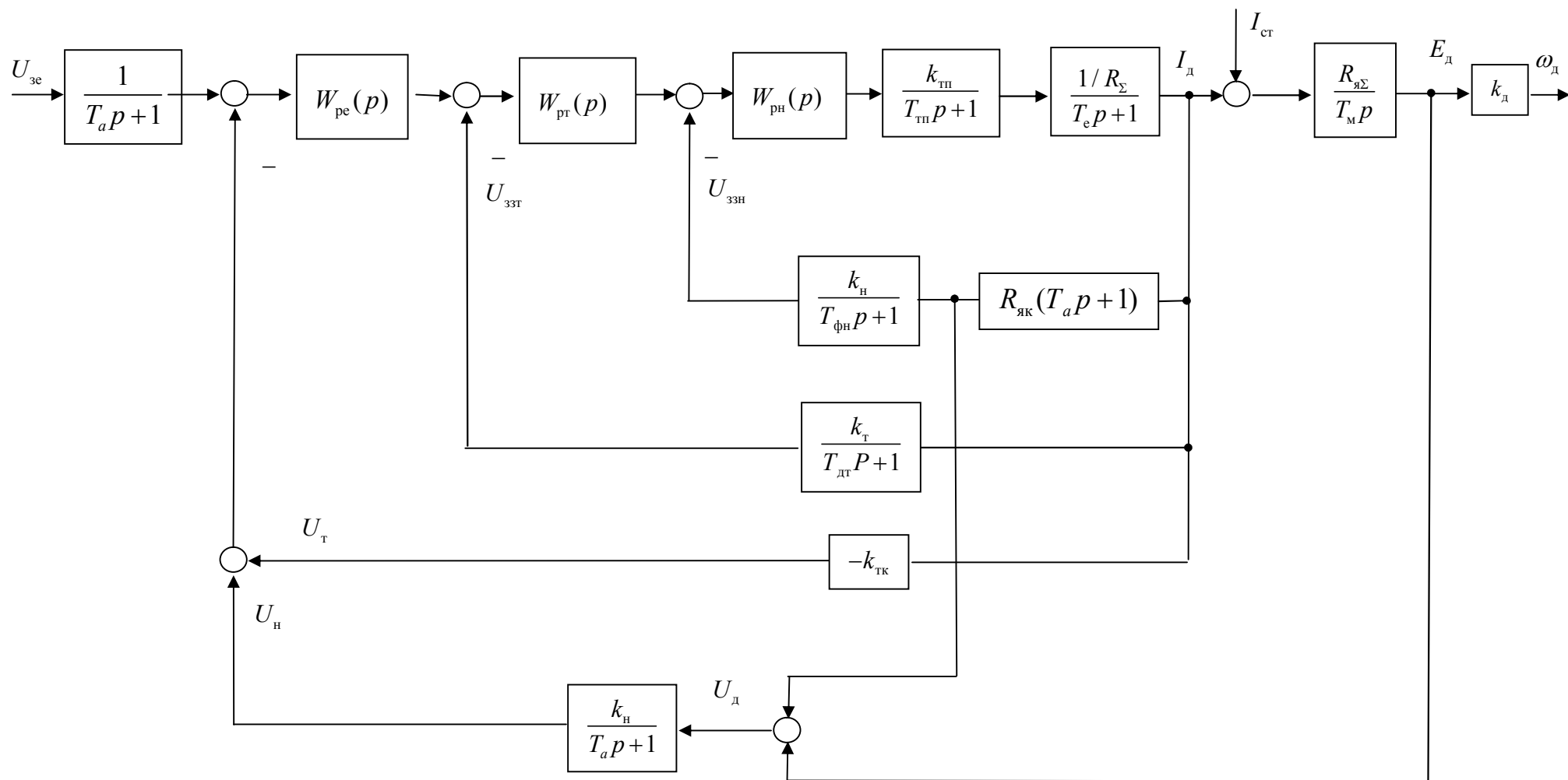


Рисунок 2.12 – Алгоритмічна схема системи

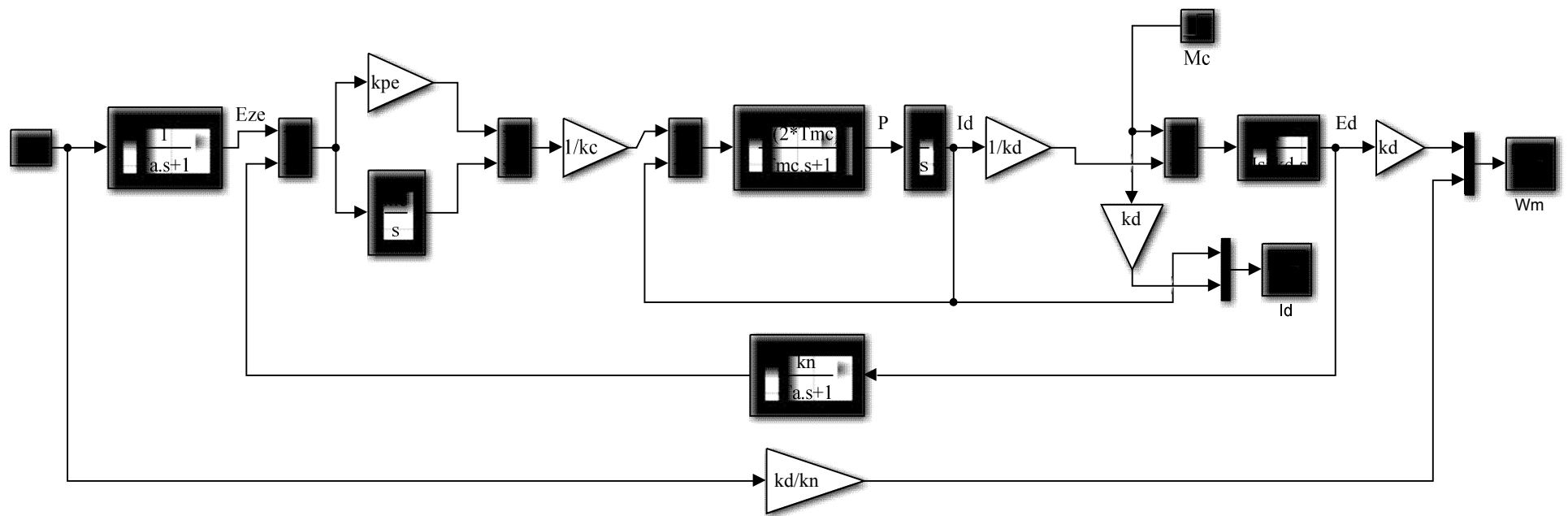
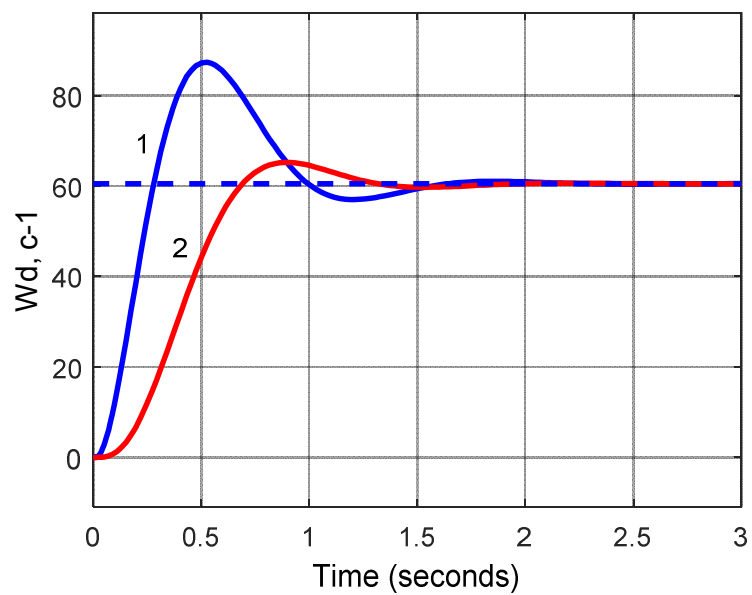
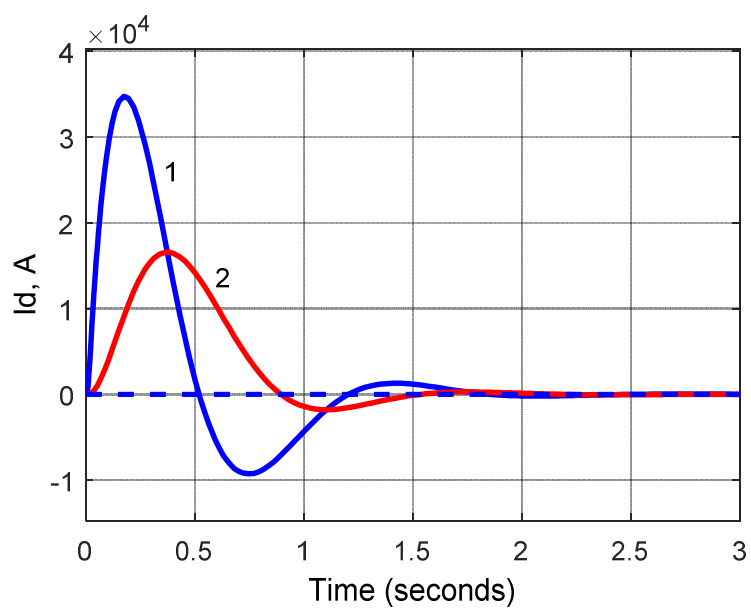


Рисунок 2.13 – Схема системи, розроблена на ЕОМ



a)



б)

Рисунок 2.14 – Графіки перехідних процесів швидкості $\omega_d = f(t)$ а) і струму

$I_d = f(t)$ б) по задаючій дії

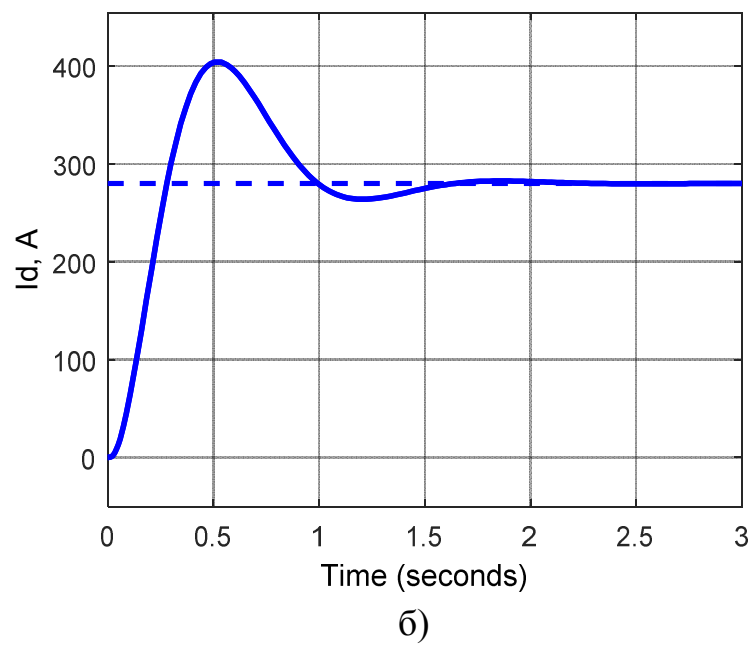
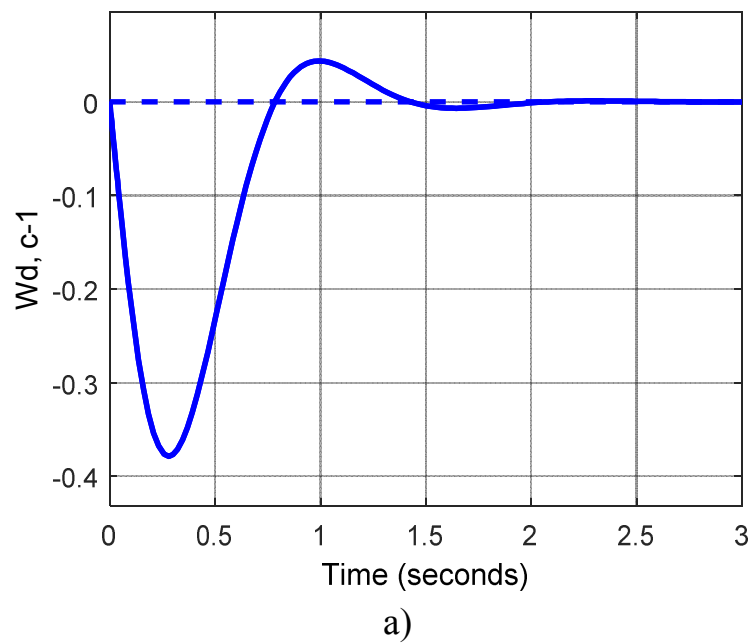


Рисунок 2.15 – Графіки перехідних процесів швидкості $\omega_d = f(t)$ а) і струму $I_d = f(t)$ б) по збурюючій дії

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2

1. На підставі аналізу технічних вимоги, що пред'являється до електроприводів допоміжних механізмів прокатних станів для електроприводу механізму переміщення візка зливковоза стана гарячої прокатки вибраний електропривод постійного струму, виконаний за системою ТП–Д.

2. Виконано вибір електродвигуна і основного електроустаткування силового кола 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 двигун відповідає умовам експлуатації. По перевантажувальній здатності двигун також задовольняє вимогам.

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

4. Обрано структуру системи автоматичного керування, яка повинна забезпечити не лише потрібні механічні характеристики електроприводу у статичній та динамічній, але й забезпечити високу якість перехідних процесів і оптимізацію роботи електроприводу за заданими параметрами в різних режимах роботи механізму переміщення візка зливковоза стана гарячої прокатки. Тому для електроприводу механізму переміщення візка зливковоза стана гарячої прокатки обрано двоконтурну систему підлеглого регулювання, де внутрішній контур регулює струм, а зовнішній - швидкість, що є замкненим за ЕРС двигуна. Також для поліпшення динамічних властивостей системи, у контур регулювання струму введено підлеглий контур регулювання напруги тиристорного перетворювача.

5. Проведений синтез послідовних коректуючих пристроїв контурів. Оскільки характер перехідного процесу визначається співвідношеннями постійних часу елементів системи, тому формування високоякісних перехідних процесів пов'язане із забезпеченням необхідних значень вказаних співвідношень шляхом введення регуляторів, що коректують. Для контура напруги синтезований П-

регулятор, а для контурів струму і ЕРС – ПІ-регулятори, унаслідок чого контур струму оптимізований по модульному критерію, а контур ЕРС – по симетричному критерію. Система є астатичною з астатизмом другого порядку задаючій, і астатичною з астатизмом першого порядку по збурюючій дії.

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 перехідних процесів в системі по задаючій і збурюючій діях. Перехідні процеси досліджувалися також по векторно-матричному рівнянню системи і з використанням передатних функцій системи. При налаштуванні системи на симетричний оптимум є значне (43,3%) перерегулювання швидкості. Для зменшення перерегулювання на вихід системи включено фільтр з постійною часу, рівною $4T_{\mu e}$, унаслідок чого перерегулювання знижене до 8,1%.

РОЗДІЛ 3

ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ З УРАХУВАННЯМ ПРУЖНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

3.1 Математична модель двомасової системи

Дослідження динамічних характеристик системи управління електроприводом механізму переміщення візка зливковогозастана гарячої прокатки проведено в припущенні нескінченної жорсткості всіх зв'язків між елементами механічної частини системи. Моделювання механічної частини за допомогою жорсткої прив'язаної ланки відображає середній характер руху елементів, оскільки не враховує вплив пружності реальних механічних з'єднань. Внаслідок кінцевої жорсткості цих зв'язків механічна частина електроприводу є пружною системою, додаток до якої дії моменту двигуна або збурюючої дії (моменту статичного навантаження), що управляє, викликає коливання зв'язаних мас, що збільшують максимальні навантаження зв'язків і ускладнюють точність обробки необхідних рухів і переміщень.

Податливість механізму переміщення візка зливковогозастана пов'язана з кінцевою жорсткістю зв'язку між двигуном і зливковозом. Така система може розглядатися як двомасова (рис. 3.1).

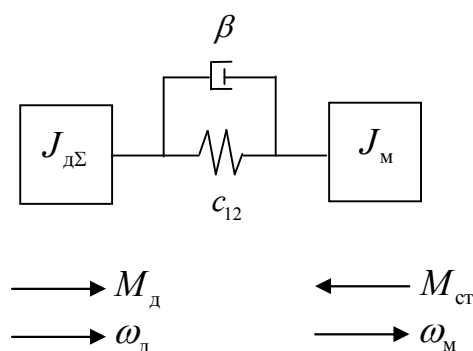


Рисунок 3.1 – Двомасова розрахункова схема

Параметрами двомасової системи є сумарний момент інерції якоря двигуна і жорстко пов'язаних з ним елементів $J_{дΣ}$, сумарний приведений до швидкості двигуна момент інерції механізму $J_{м}$ і безінерційний пружний зв'язок між

ними, що характеризується приведеною еквівалентною жорсткістю c_{12} і коефіцієнтом внутрішнього в'язкого тертя каната між масами β .

Рівняння динаміки, які описують процеси у двомасовій системі з урахуванням приведення всіх елементів до швидкості обертання валу двигуна, мають наступний вид:

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

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

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

β – коефіцієнт внутрішнього в'язкого тертя між масами; у розрахунках приймаємо $\beta = 0$;

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

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

Розглянемо двомасову систему підлеглого регулювання швидкості з контуром струму, настроєним по модульному критерію і контуро ЕРС, настроєним по симетричному критерію. Алгоритмічна схема двомасової системи показана на рис. 3.2.

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

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

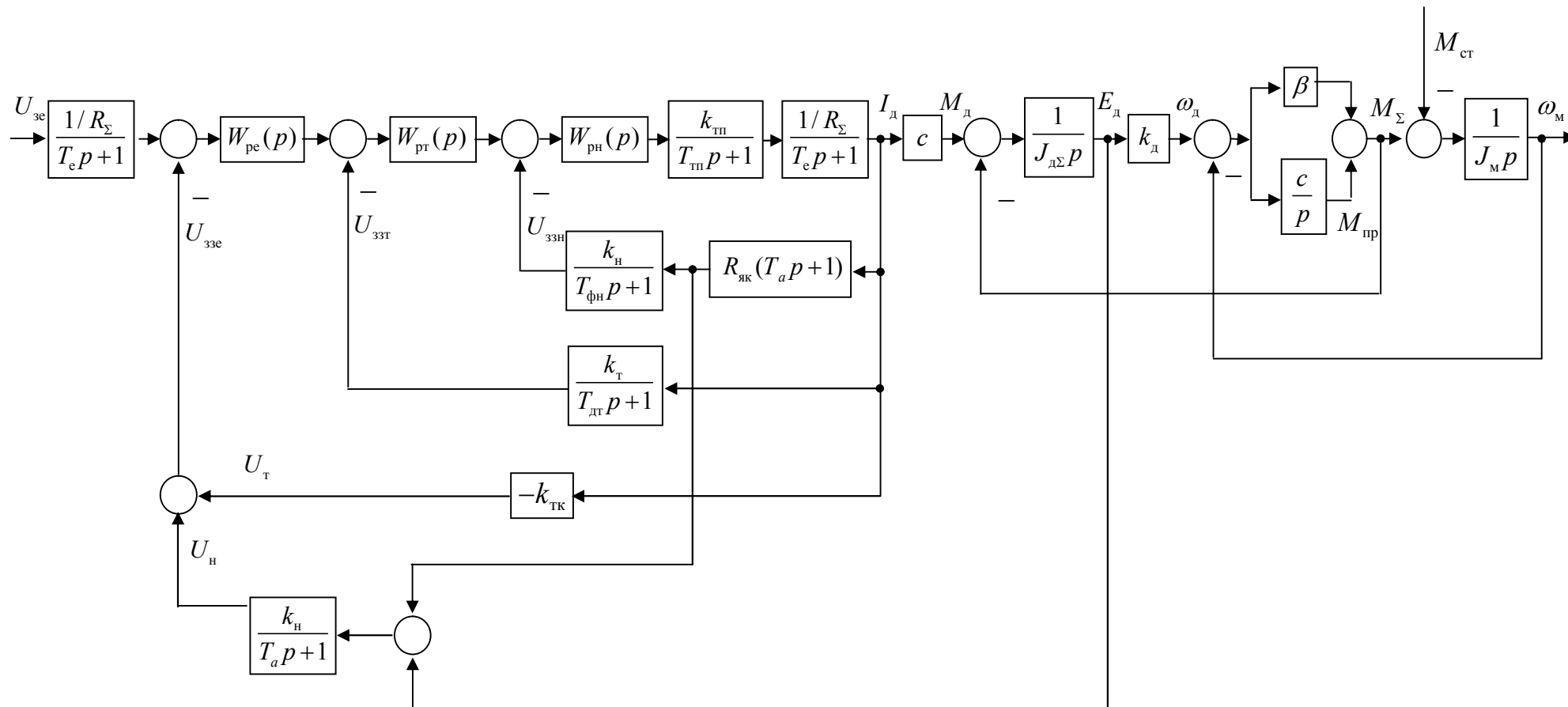


Рисунок 3.2 – Алгоритмічна схема двомасової системи

Одномасова система підлеглого регулювання швидкості з контуром струму, настроєним по модульному критерію і контуро ЕРС, настроєним по симетричному критерію описується наступною системою диференціальних рівнянь, записаних у формі Коші:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega_{\text{д}}}{dt} = \frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} M_{\text{д}} - \frac{1}{J_{\text{д}\Sigma}} M_{\text{ст}}; \\ \frac{dM_{\text{д}}}{dt} = \frac{1}{k_{\text{д}}} P; \\ \frac{dP}{dt} = \frac{k_{\text{пе}}}{2T_{\mu\Gamma}^2 k_{\Gamma}} E_{\text{зе}} - \frac{k_{\text{пе}}}{2T_{\mu\Gamma}^2 k_{\Gamma}} U_{\text{зе}} - \frac{k_{\text{д}}}{2T_{\mu\Gamma}^2} M_{\text{д}} - \frac{1}{T_{\mu\Gamma}} P + \frac{1}{T_{\mu\Gamma}^2 k_{\Gamma}} U_{\text{іе}}; \\ \frac{dE_{\text{зе}}}{dt} = \frac{1}{T_{\text{а}}} U_{\text{зе}} - \frac{1}{T_{\text{а}}} E_{\text{зе}}; \\ \frac{dU_{\text{зе}}}{dt} = \frac{k_{\text{н}}}{T_{\text{а}} k_{\text{д}}} \omega_{\text{д}} - \frac{1}{T_{\text{а}}} U_{\text{зе}}; \\ \frac{dU_{\text{іе}}}{dt} = k_{\text{іе}} E_{\text{зе}} - k_{\text{іе}} U_{\text{зе}}. \end{array} \right. \quad (3.4)$$

При записі системи (3.4) прийняті наступні позначення.

$U_{\text{іе}}$ – напруга на виході інтегральної частини регулятора ЕРС;

P – ривок.

$k_{\text{пе}}, k_{\text{іе}}$ – коефіцієнти підсилення пропорційної і інтегральної частин регулятора ЕРС; значення указаних параметрів можуть бути отримані з виразу передатної функції регулятора ЕРС:

$$W_{\text{пе}}(p) = \frac{T_{\text{м}} k_{\Gamma}}{2T_{\mu\text{е}} k_{\text{н}} R_{\Sigma}} \cdot \frac{4T_{\mu\text{е}} p + 1}{4T_{\mu\text{е}} p} = \frac{T_{\text{м}} k_{\Gamma}}{2T_{\mu\text{е}} k_{\text{н}} R_{\Sigma}} + \frac{T_{\text{м}} k_{\Gamma}}{8T_{\mu\text{е}}^2 k_{\text{н}} R_{\Sigma}} \frac{1}{p} = k_{\text{пе}} + \frac{k_{\text{іе}}}{p},$$

$$k_{\text{пе}} = \frac{T_{\text{м}} k_{\Gamma}}{2T_{\mu\text{е}} k_{\text{н}} R_{\Sigma}}, \quad k_{\text{іе}} = \frac{T_{\text{м}} k_{\Gamma}}{8T_{\mu\text{е}}^2 k_{\text{н}} R_{\Sigma}}.$$

При записі системи (3.4) замість T_m записано відповідний вираз

$$T_m = \frac{R_\Sigma \cdot J_{\Sigma}}{c^2} = R_\Sigma J_{\Sigma} \cdot k_d^2; \quad k_d = 1/c.$$

Об'єднаємо системи (3.3) і (3.4), одержимо наступну систему рівнянь стану двомасової системи підлеглого регулювання швидкості із зворотним зв'язком по ЕРС двигуна:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_m} M_{\text{пр}} + \frac{\beta}{J_m} \omega_d - \frac{\beta}{J_m} \omega_m - \frac{1}{J_m} M_{\text{ст}}; \frac{dM_{\text{пр}}}{dt} = c_{12} \omega_d - c_{12} \omega_m; \\ \frac{d\omega_d}{dt} = \frac{1}{J_{\Sigma}} M_d - \frac{1}{J_{\Sigma}} M_{\text{пр}} - \frac{\beta}{J_{\Sigma}} \omega_d - \frac{\beta}{J_{\Sigma}} \omega_m; \\ \frac{dM_d}{dt} = \frac{1}{k_d} P; \\ \frac{dP}{dt} = \frac{k_{\text{пе}}}{2T_{\mu T}^2 k_T} E_{\text{зе}} - \frac{k_{\text{пе}}}{2T_{\mu T}^2 k_T} U_{\text{зе}} - \frac{k_d}{2T_{\mu T}^2} M_d - \frac{1}{T_{\mu T}} P + \frac{1}{T_{\mu T}^2 k_T} U_{\text{іе}}; \\ \frac{dE_{\text{зе}}}{dt} = \frac{1}{T_a} U_{\text{зе}} - \frac{1}{T_a} E_{\text{зе}}; \\ \frac{dU_{\text{зе}}}{dt} = \frac{k_n}{T_a k_d} \omega_d - \frac{1}{T_a} U_{\text{зе}}; \\ \frac{dU_{\text{іе}}}{dt} = k_{\text{іе}} E_{\text{зе}} - k_{\text{іе}} U_{\text{зе}}. \end{array} \right. \quad (3.5)$$

Алгоритмічна схема двомасової системи, що відповідає рівнянням (3.5), показана на рис. (3.3). На схемі оптимізований контур струму представлений у вигляді послідовного з'єднання аперіодичної і інтегруючої ланки, охоплених одиничним зворотним зв'язком. Сигнал на виході першої ланки пропорційний ривку електроприводу P .

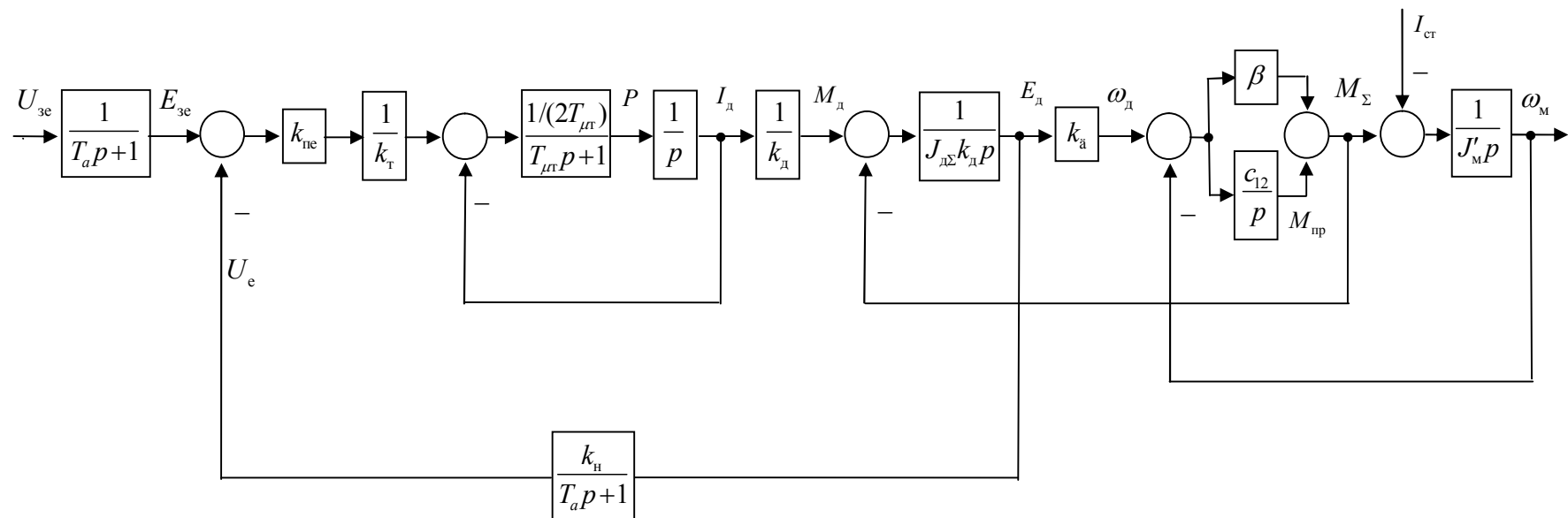


Рисунок 3.3 – Спрощена алгоритмічна схема двомасової системи

Запишемо результуючу систему у векторному – матричній формі, доповнивши її рівнянням виходу системи.

Введемо вектор стану системи $\vec{X}(t)$ і вектор управління $\vec{U}(t)$

$$\vec{X}(t) = \{ \omega_m(t), M_{\text{пр}}(t), \omega_d(t), M_d(t), P(t), E_{\text{зе}}(t), U_{\text{ззе}}(t), U_{\text{іе}}(t) \}^T,$$

$$\vec{U}(t) = \{ U_{\text{зе}}(t), M_{\text{ст}}(t) \}^T,$$

де T – знак транспонування.

Рівняння стану системи і рівняння виходу має вид

$$\begin{cases} \dot{\vec{X}}(t) = \mathbf{A}\vec{X}(t) + \mathbf{B}\vec{U}(t); \\ \vec{Y}(t) = \mathbf{C}\vec{X}(t), \end{cases} \quad (3.6)$$

де $\mathbf{A}$ – матриця стану; $\mathbf{B}$ – матриця управління; $\mathbf{C}$ – матриця виходу; $\vec{Y}(t)$ – вектор виходу. Матриці стану $\mathbf{A}$ і управління $\mathbf{B}$ мають наступний вид:

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} \omega_m & M_{\text{пр}} & \omega_d & M_d & P & E_{\text{зе}} & U_{\text{ззе}} & U_{\text{іе}} \\ -\frac{\beta}{J_m} & \frac{1}{J_m} & \frac{\beta}{J_m} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -c & & c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\beta}{J_d} & -\frac{1}{J_d} & -\frac{\beta}{J_d} & \frac{1}{J_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{k_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{k_d}{2T_{\mu\Gamma}^2} & -\frac{1}{T_{\mu\Gamma}} & \frac{k_{\text{ре}}}{2T_{\mu\Gamma}^2 k_{\text{т}}} & -\frac{k_{\text{ре}}}{2T_{\mu\Gamma}^2 K_{\text{т}}} & \frac{1}{2T_{\mu\Gamma}^2 k_{\text{т}}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_{\text{н}}}{T_a K_d} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_a} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_{\text{іе}} & -k_{\text{іе}} & 0 \end{vmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{vmatrix} U_{\text{зе}} & M_{\text{ст}} \\ 0 & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{T_a} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}$$

3.2 Розрахунок перехідних процесів двомасової системи

Момент інерції двигуна і жорстко пов'язаних з ним елементів системи приймаємо рівним $J_{\text{д}\Sigma} = 1,2 \cdot J_{\text{дв}} = 1,2 \cdot 10,25 = 12,3 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$

Приведений момент інерції механізму (завантаженого зливковоза) $J_{\text{м}} = J_{\text{пр зл}} = 433 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Решта параметрів визначені у попередніх розділах.

Розрахунок перехідних процесів проводився з використанням пакету прикладних програм MATLAB. Розрахунок перехідних процесів проводився на ЕОМ з використанням пакету прикладних програм MATLAB. Для дослідження була використана модель системи, приведена на рисунку 3.4, а також векторно-матричне рівняння (3.6).

У додатку В приведений текст програми розрахунку, в якому містяться початкові дані, матриці **A**, **B** і **C** одномасової і двомасової системи.

Графіки перехідних процесів двомасової системи показані на рис. 3.5-3.8. Для зменшення інформації, що виводиться, на ЕОМ були виведені на екран монітора, і відповідно роздруковані перші чотири змінних стану. Як видно з графіків, мають місце значні коливання основних координат системи, що несприятливо позначається на роботі механізму, збільшуючи навантаження на елементи системи в перехідних режимах.

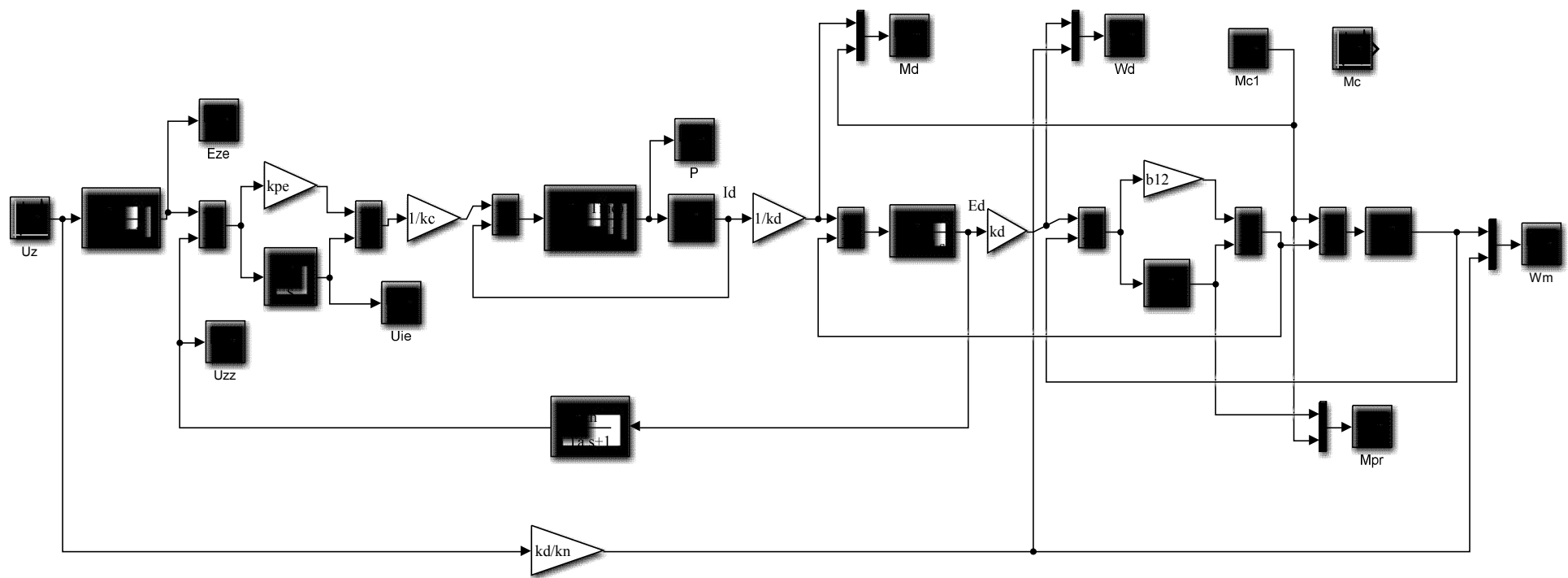


Рисунок 3.4 - Схема моделі двомасової системи, розроблена на ЕОМ

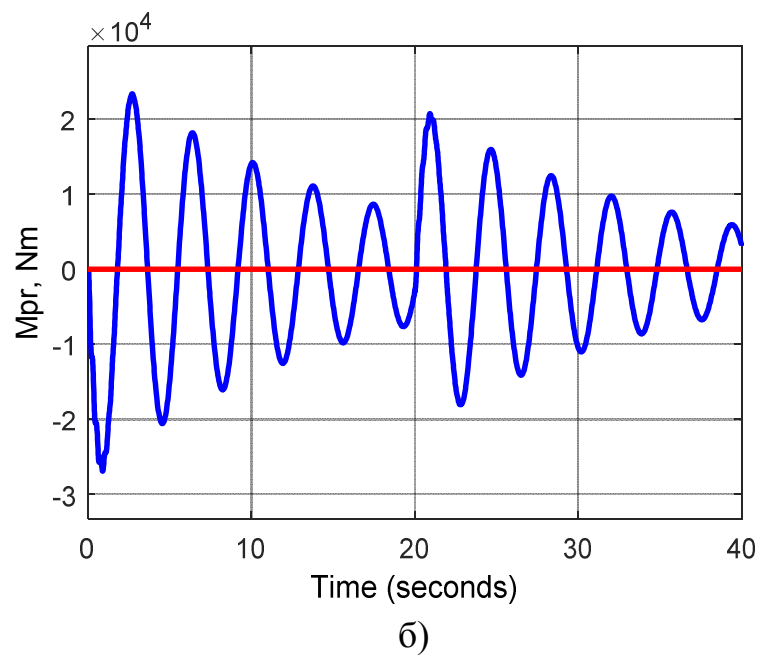
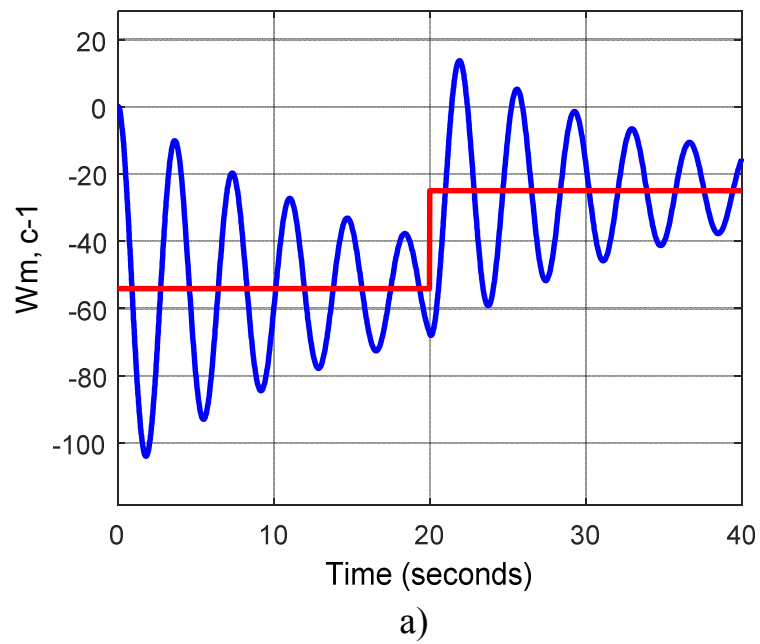


Рисунок 3.5 – Графіки перехідних процесів швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) і моменту пружності $M_{пр} = f(t)$ (б) двомасової системи по задаючій дії

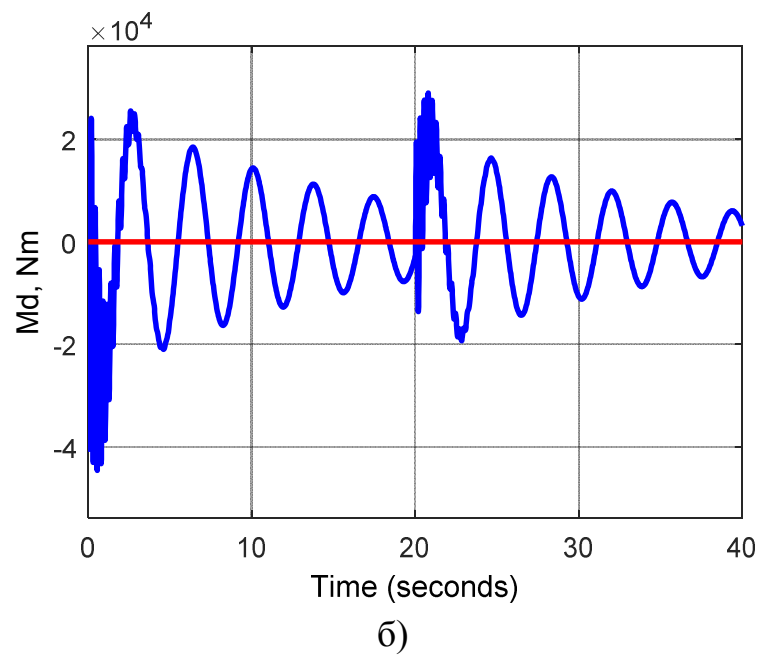
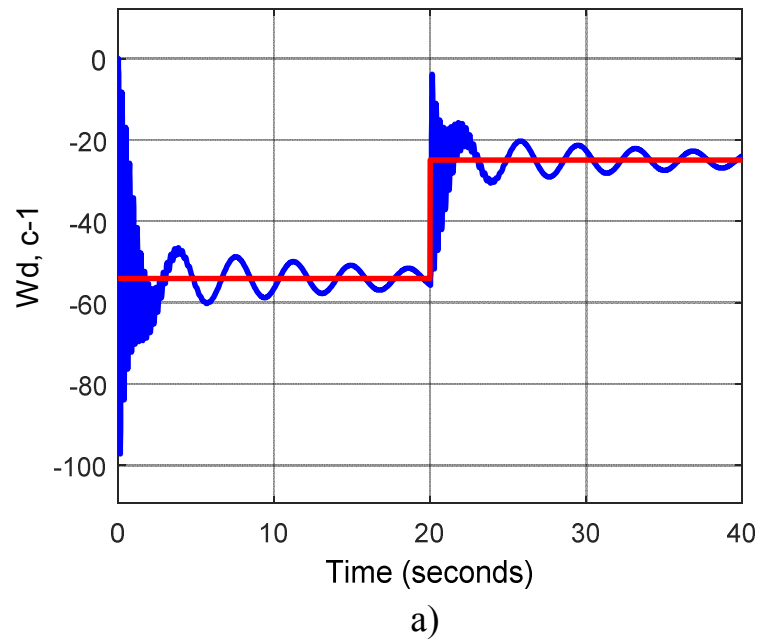


Рисунок 3.6 – Графіки перехідних процесів швидкості двигуна $\omega_d = f(t)$ (а) і моменту двигуна $M_d = f(t)$ (б) двомасової системи по задаючій дії

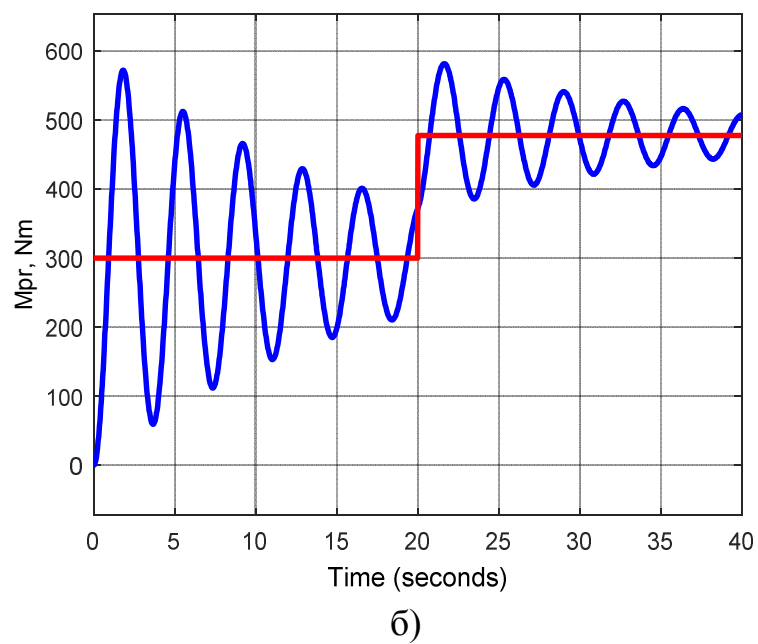
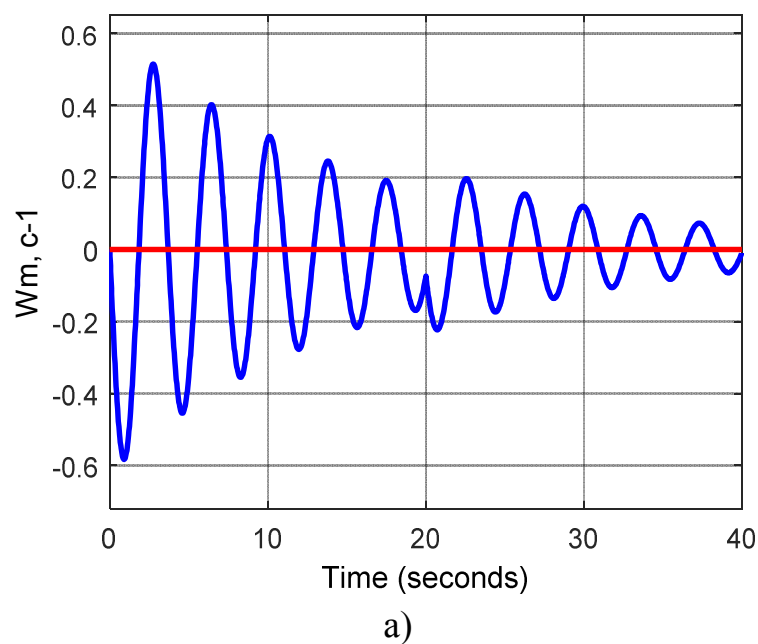
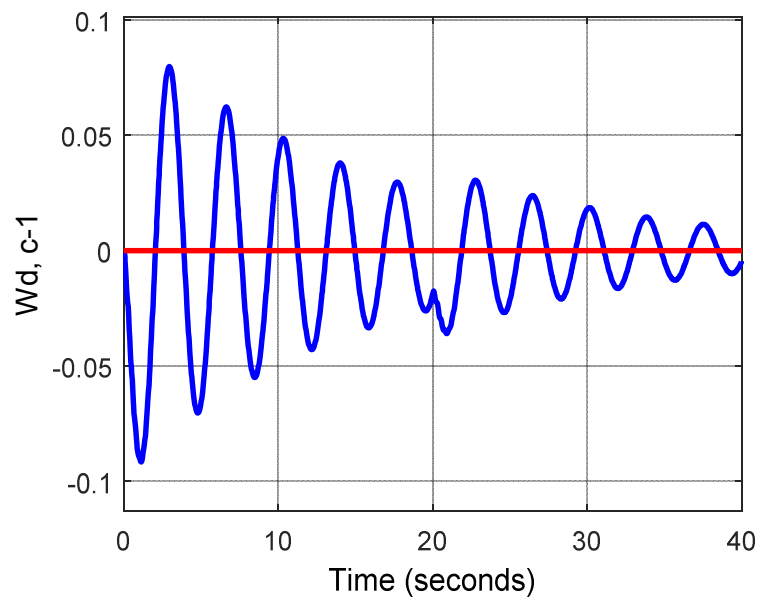
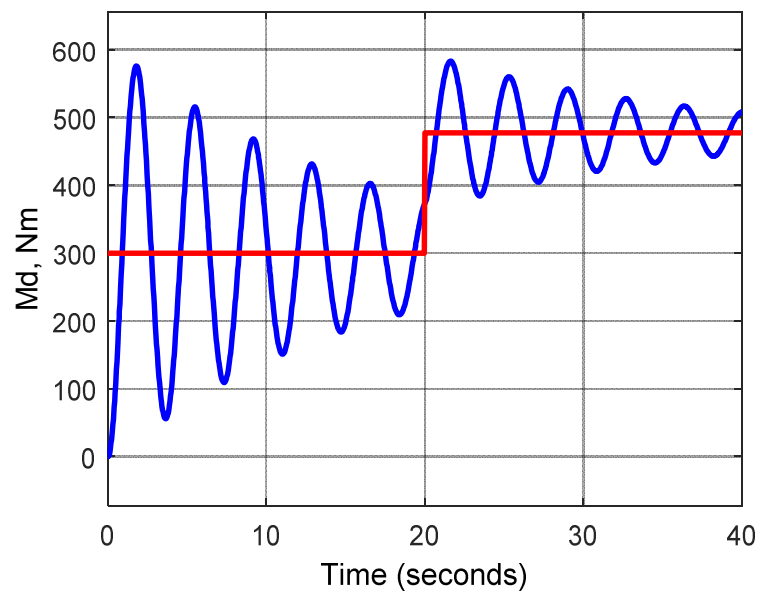


Рисунок 3.7 – Графіки перехідних процесів швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) і моменту пружності $M_{пр} = f(t)$ (б) двомасової системи по збурюючій дії



a)



б)

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

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3

1. Проведено аналіз роботи механізму переміщення візка зливковозу з урахуванням кінцевої жорсткості зв'язку між двигунами і візком. Представлення механічної частини жорсткою приведеною ланкою відображає дійсний характер рухів елементів тільки в середньому, оскільки не враховує вплив пружності реальних механічних зв'язків. Внаслідок кінцевої жорсткості цих зв'язків механічна частина електроприводу є пружною системою, додаток до якої управляючої дії або обурюючої дії (моменту статичного навантаження), викликає коливання зв'язаних мас, що збільшують максимальні навантаження зв'язків і ускладнюючу точність обробки необхідних рухів і переміщень. Показано, що кінематична схема механічної частини системи управління механізмом переміщення візка з урахуванням податливості елементів механічної частини електроприводу може розглядатися як двомасова.

2. Виконано розробку математичної моделі. Отримано рівняння стану двохмасової 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 подамо 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 Subsystem1, що є моделлю керованого об'єкту Fuzzy регулятора. Ця модель відображається у відповідному вікні при подвійному клацанні лівою кнопкою миші на блоку Subsystem1.

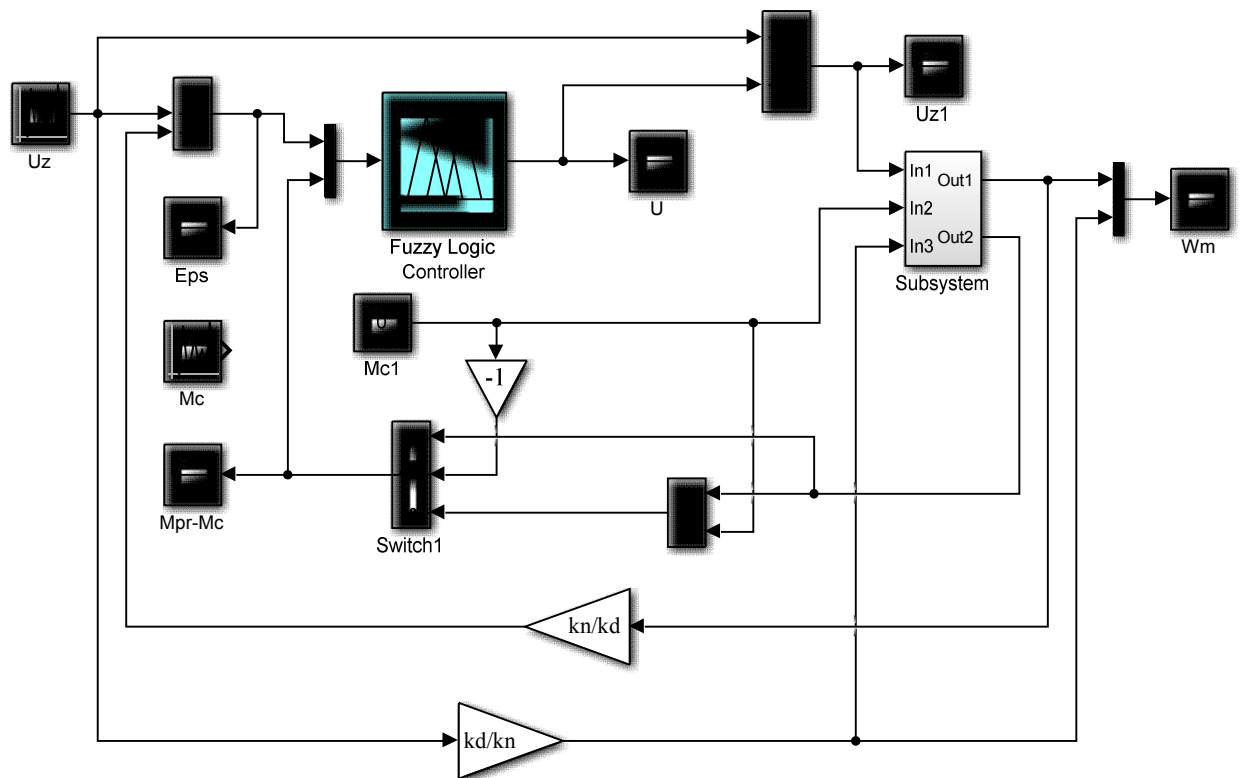


Рисунок 4.1 – Схема системи з Fuzzy регулятором

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 с напругою завдання і діє на систему управління: U – "напруга регулятора".

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.

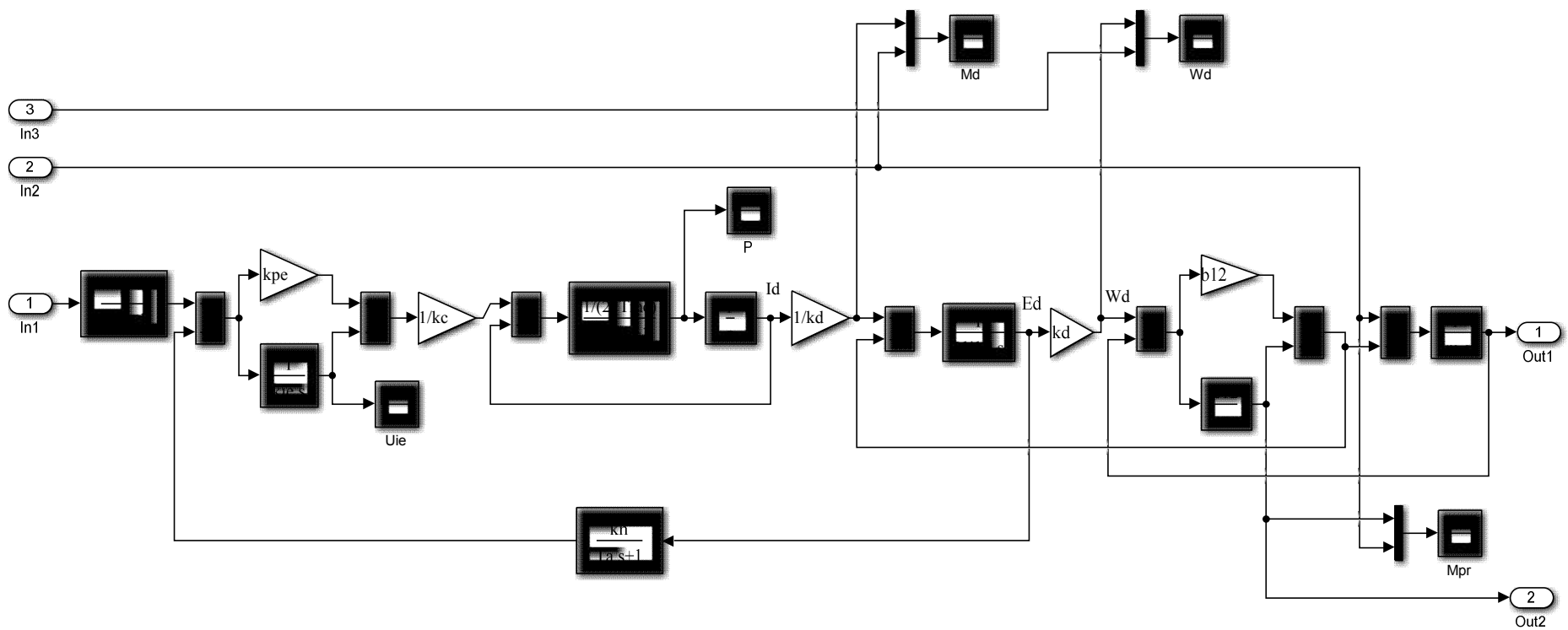


Рисунок 4.2 – Схема моделі об'єкту управління

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.

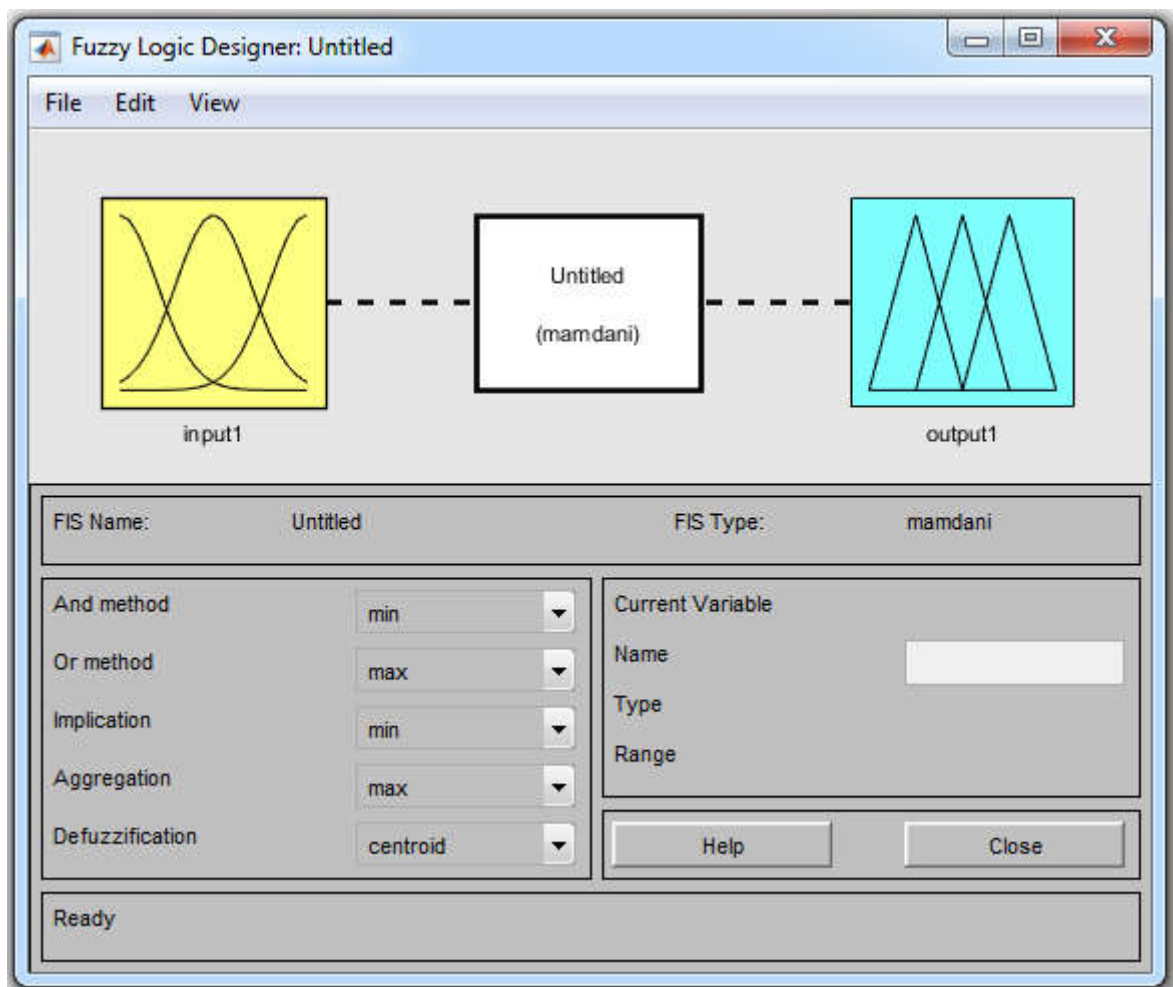


Рисунок 4.3 – Вид вікна FIS Editor

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 "My" ($M_{np}(t)$) для блоку "input2" і "U" ($U(t)$) для вихідного блоку (праворуч зверху) "output1". Одразу ж ми також присвоюємо ім'я всій системі – "Zlulkovoz" ("Зливковоз"), зберігаючи це через меню "File / Export / To Workspace" (Зберегти в робочому просторі). Після виконаних дій вигляд вікна редактора наведений на рис. 4.4.

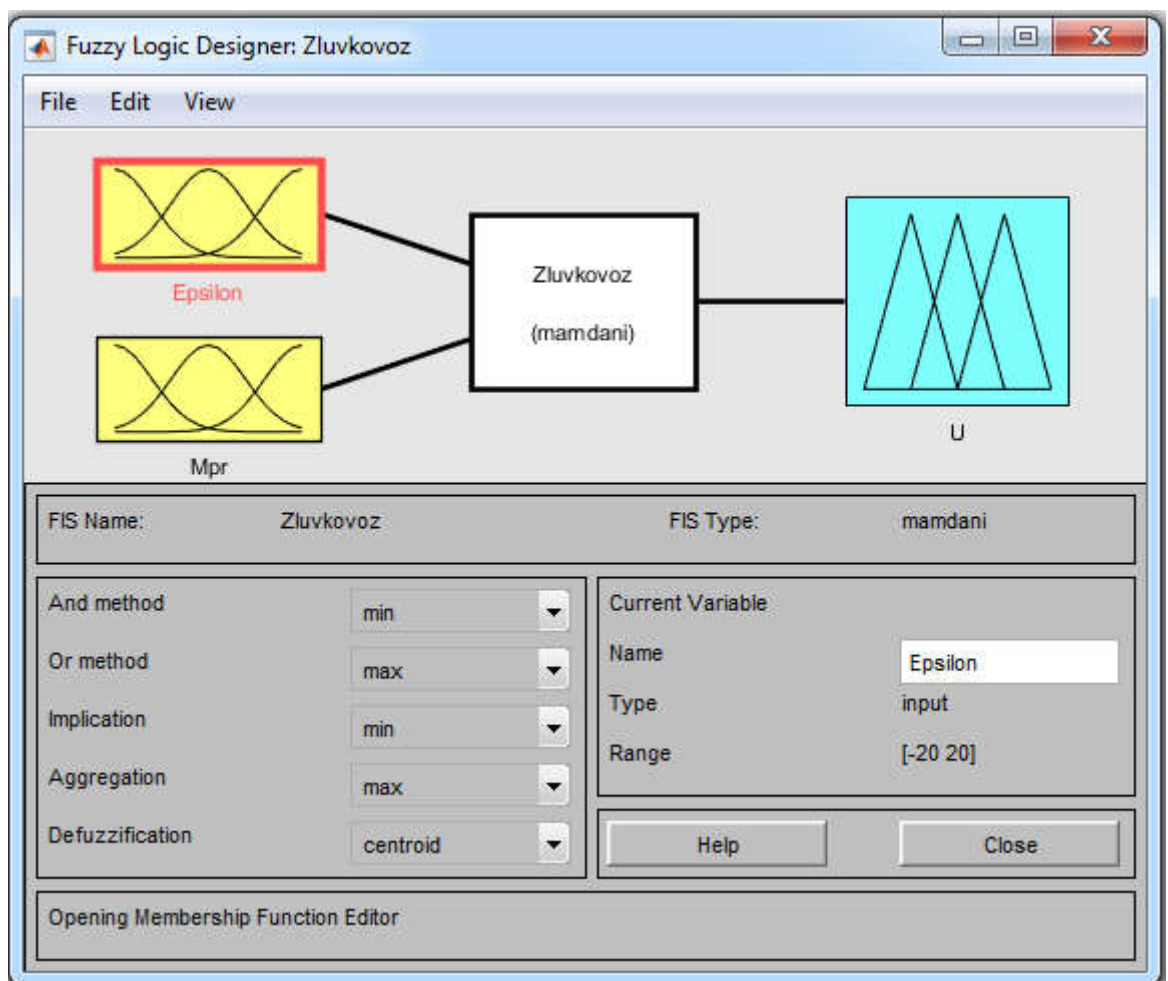


Рисунок 4.4 – Вид вікна FIS Editor після завдання структури системи

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).

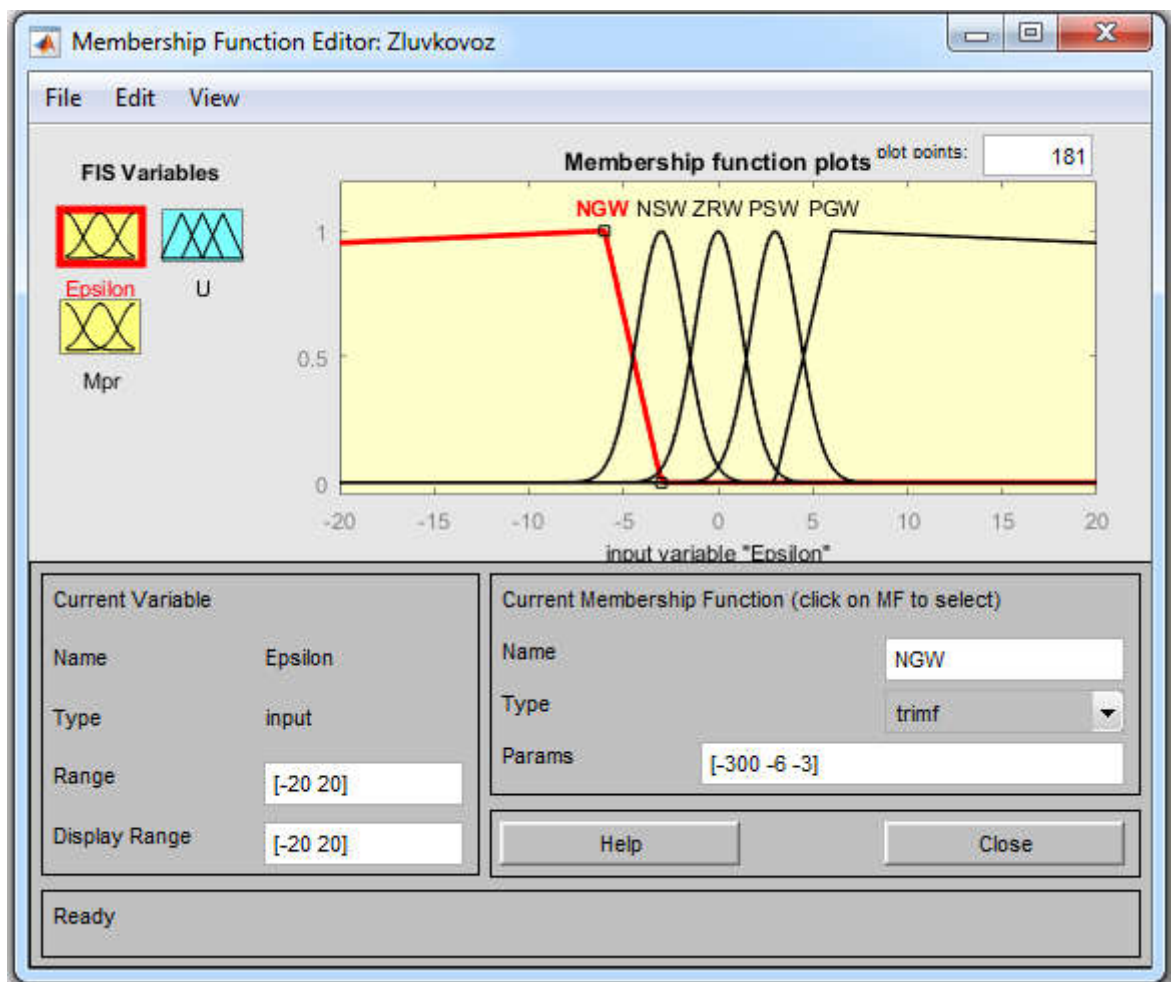


Рисунок 4.5 – Функції приналежності змінної «Epsilon»
(помилка регулювання $\varepsilon(t)$)

Спочатку встановимо діапазон зміни та відображення змінної у полях Range і Display Range від -20 до +20, 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).

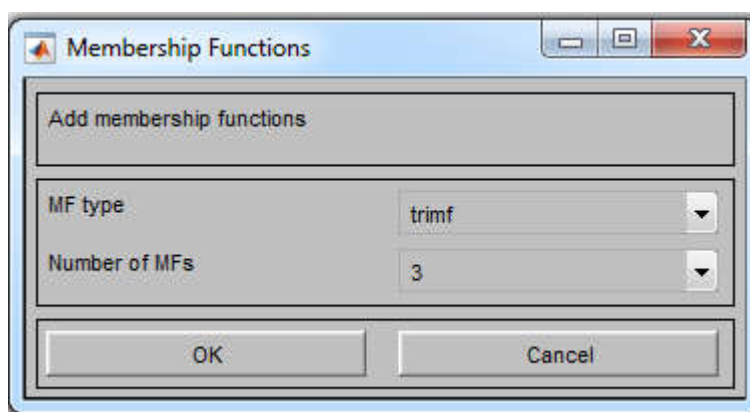


Рисунок 4.6 – Вид вікна завдання типа і кількості функцій приналежності

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 -180 до +180, 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).

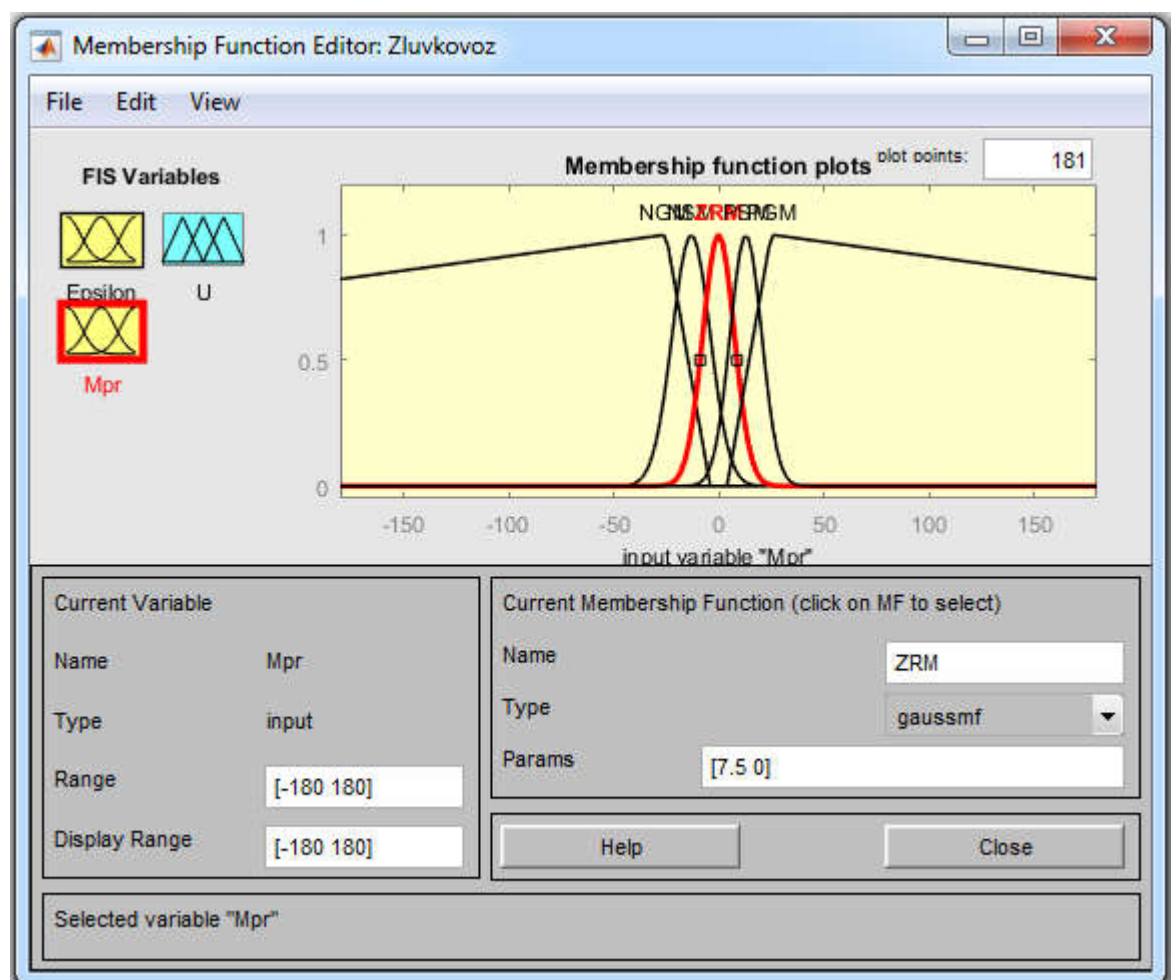


Рисунок 4.7 – Функції приналежності змінної «Mpr» ($M_{np}(t)$)

Для вихідної змінної U ($U(t)$) спочатку встановимо діапазон зміни (від -10 до +10), 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.

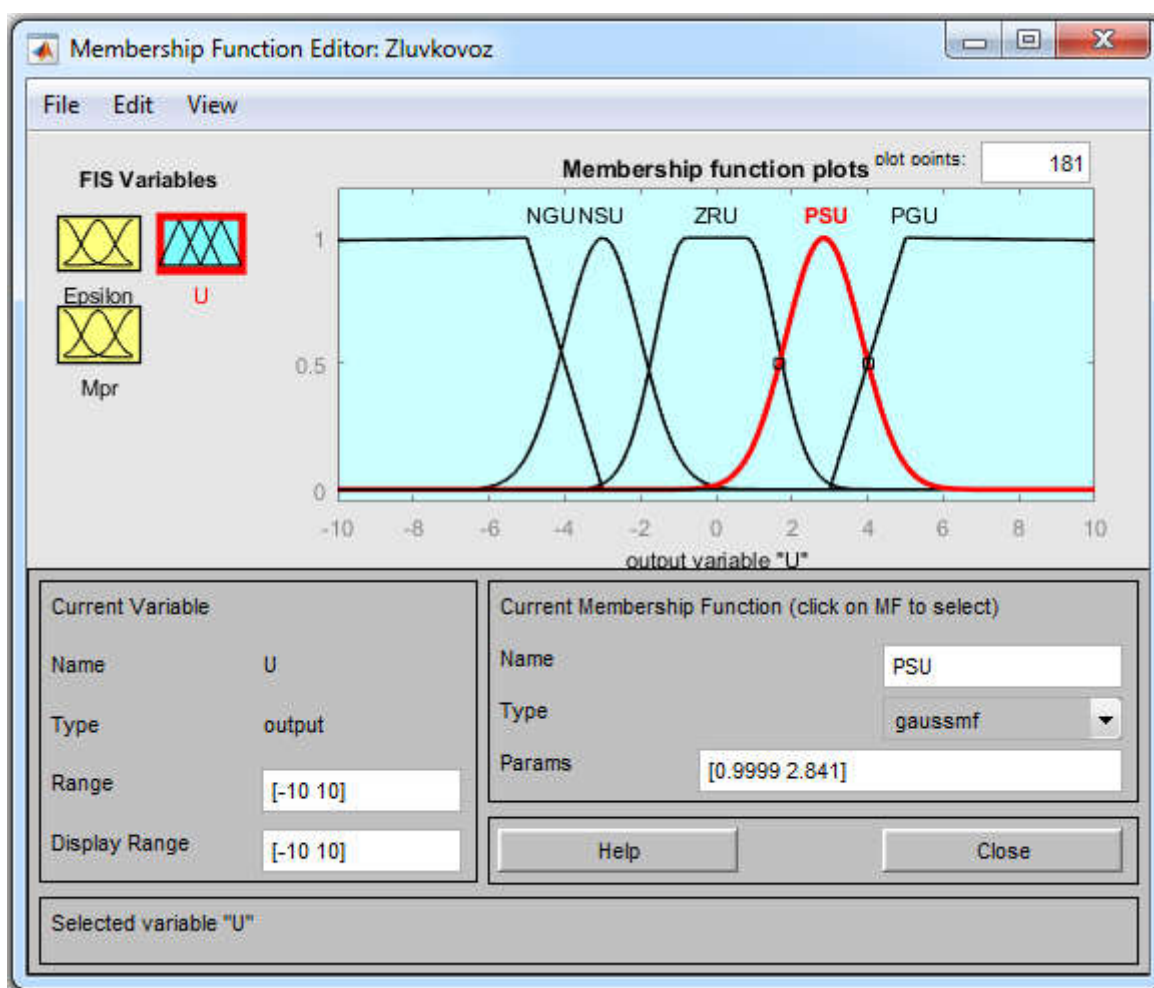


Рисунок 4.8 – Функції приналежності «U» (вихідної змінної $U(t)$)

Для створення правил оберемо пункт меню Edit/Rules. Потім будемо вводити правила відповідно до описаних завдань. Вікно редактора правил зображено на рисунку 4.9.

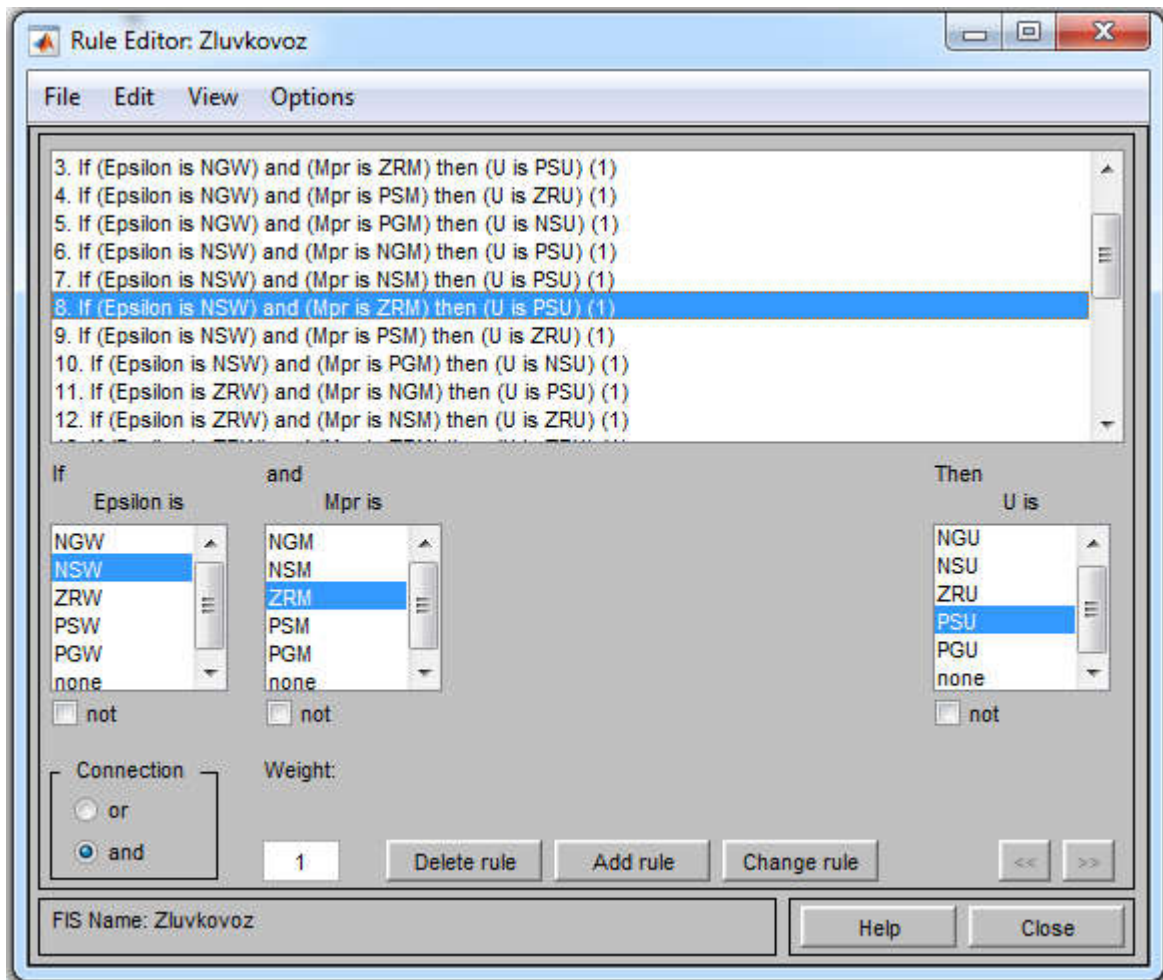


Рисунок 4.9 – Вікно редактора правил

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 $M_{np}(t)$), 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 приз-

водить 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.

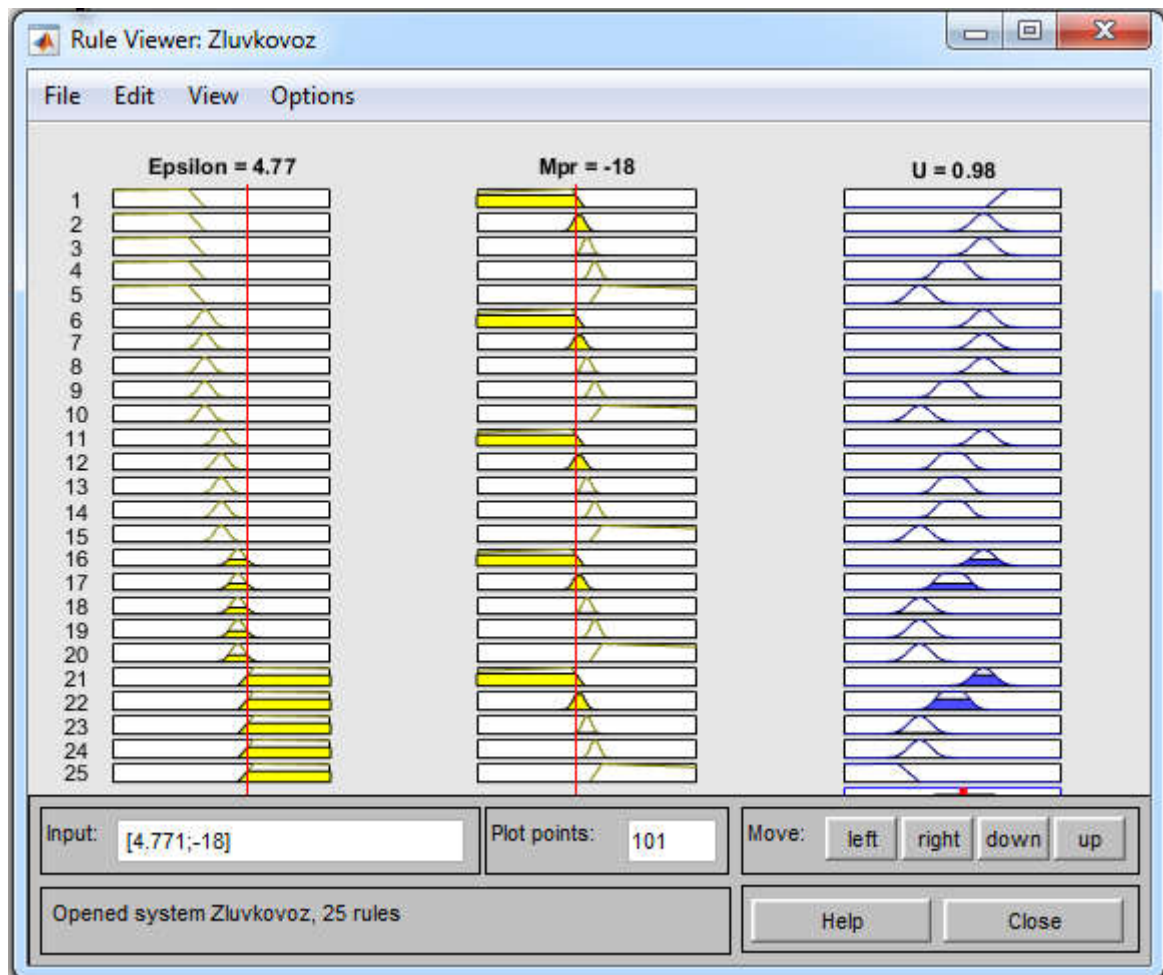


Рисунок 4.10 – Вікно перегляду правил

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 помилка регулювання "Epsilon" ($\varepsilon(t)$).

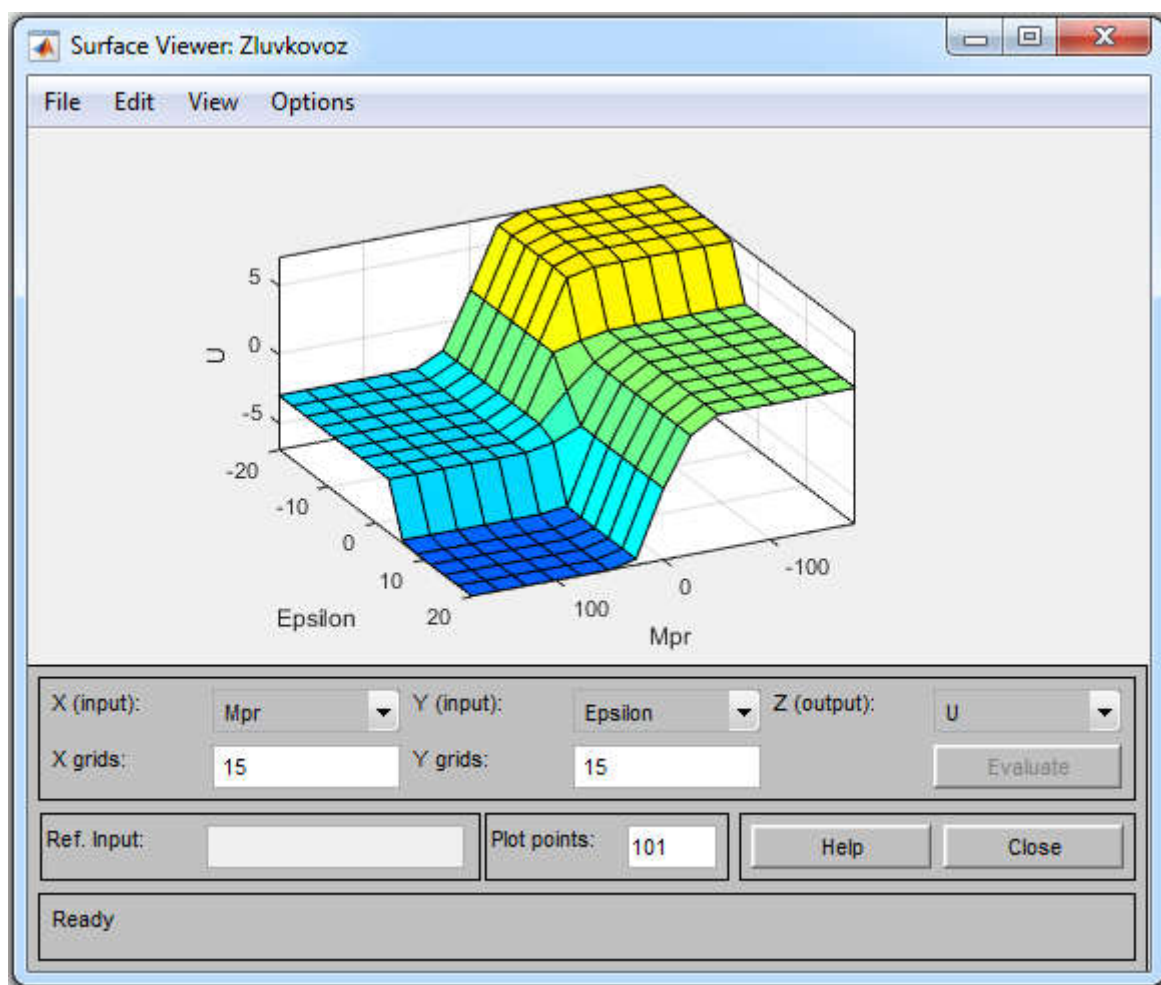


Рисунок 4.11 – Графічний вид залежності вихідної змінної від вхідних

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.

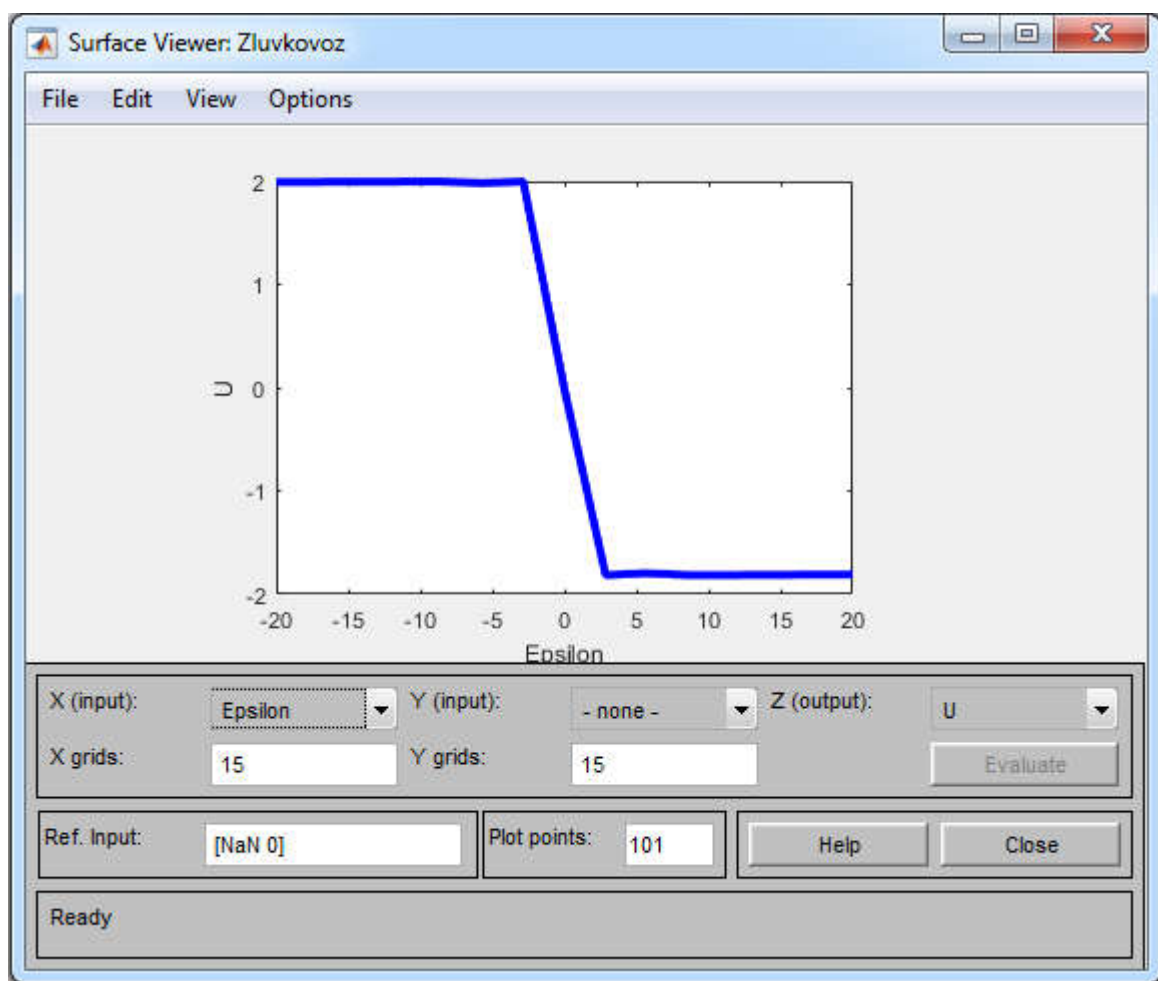


Рисунок 4.12 – Одновимірна залежність вихідний змінної U ($U(t)$) від вхідної – помилка регулювання "Epsilon" ($\varepsilon(t)$)

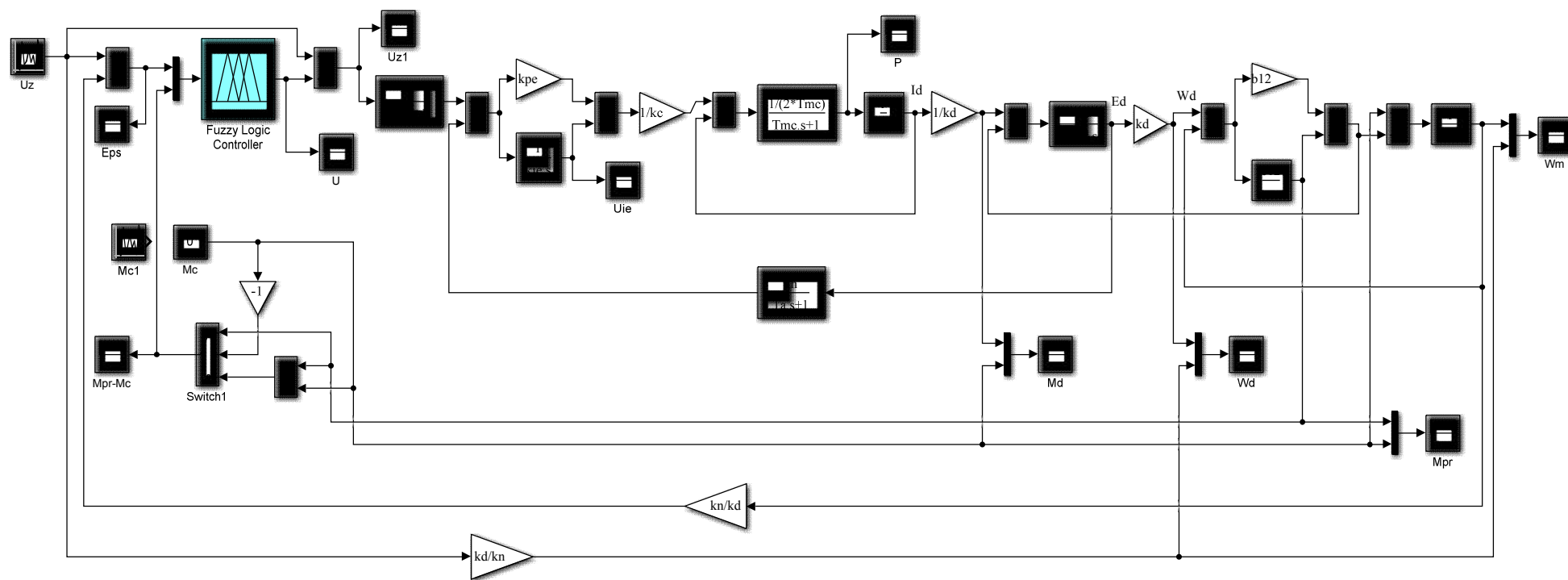


Рисунок 4.13 – Схема моделі двомасової системи з Fuzzy регулятором

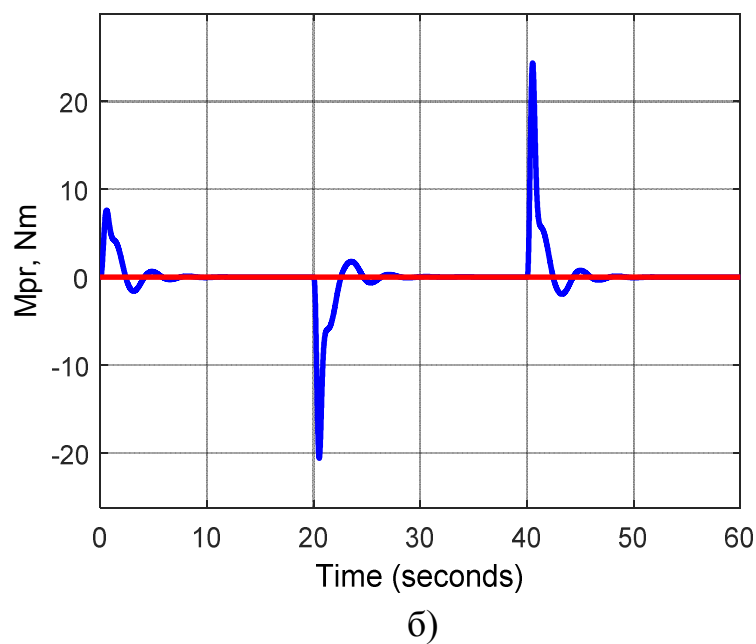
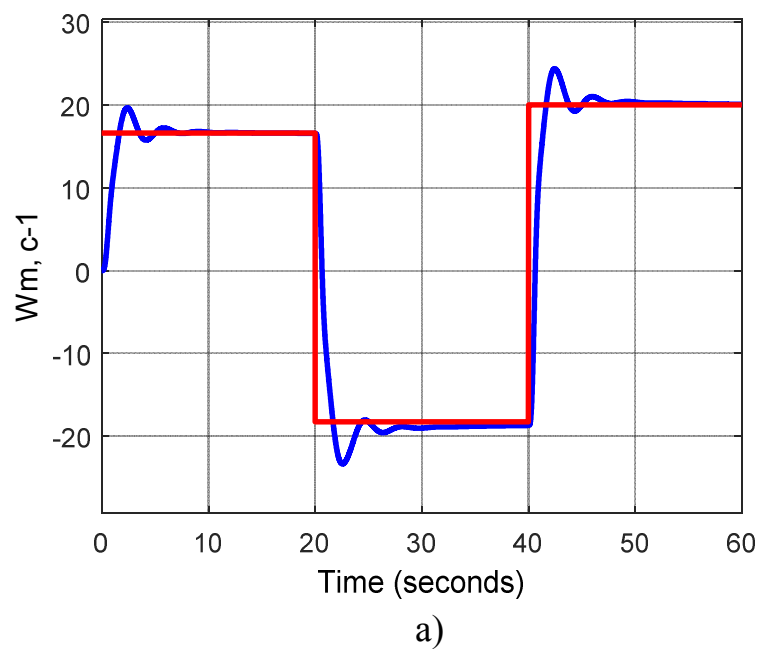


Рисунок 4.14 – Графіки перехідних процесів швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) і моменту пружності $M_{пр} = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором по задаючій дії

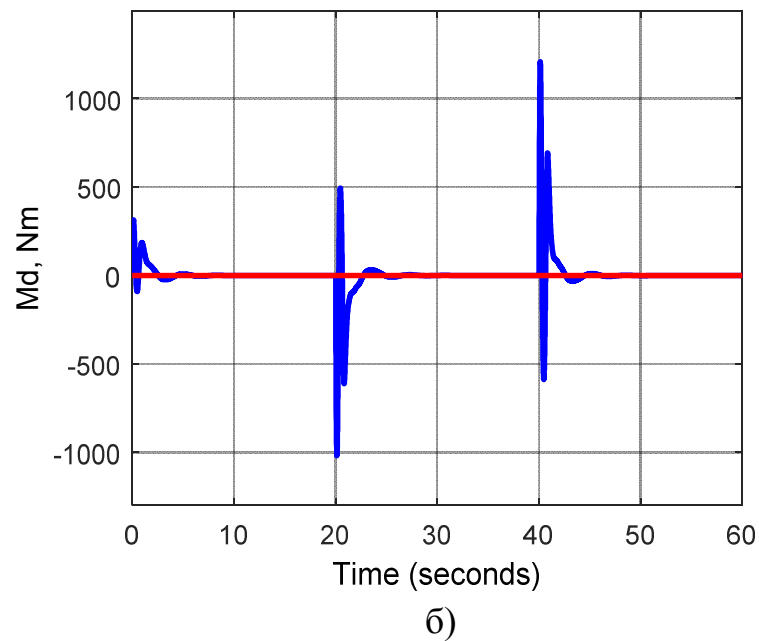
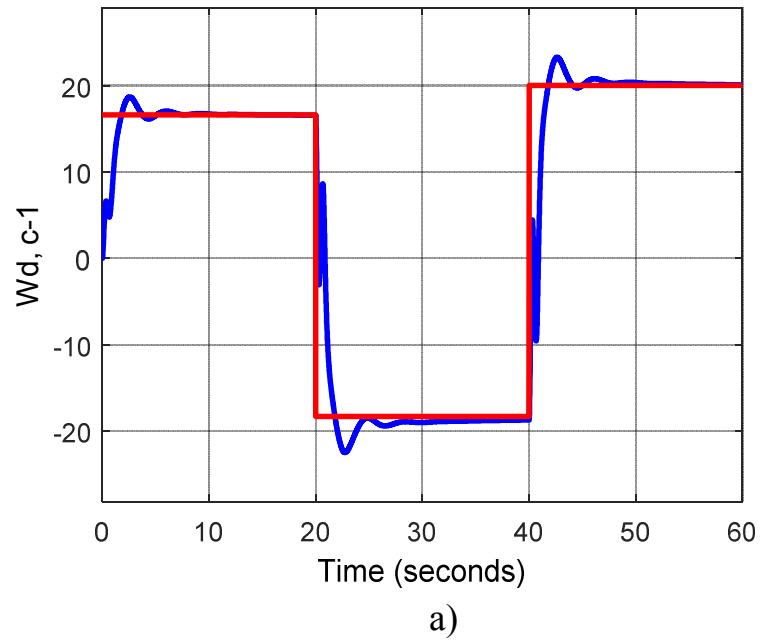


Рисунок 4.15 – Графіки перехідних процесів швидкості двигуна $\omega_d = f(t)$ (а) і моменту двигуна $M_d = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором по задаючій дії

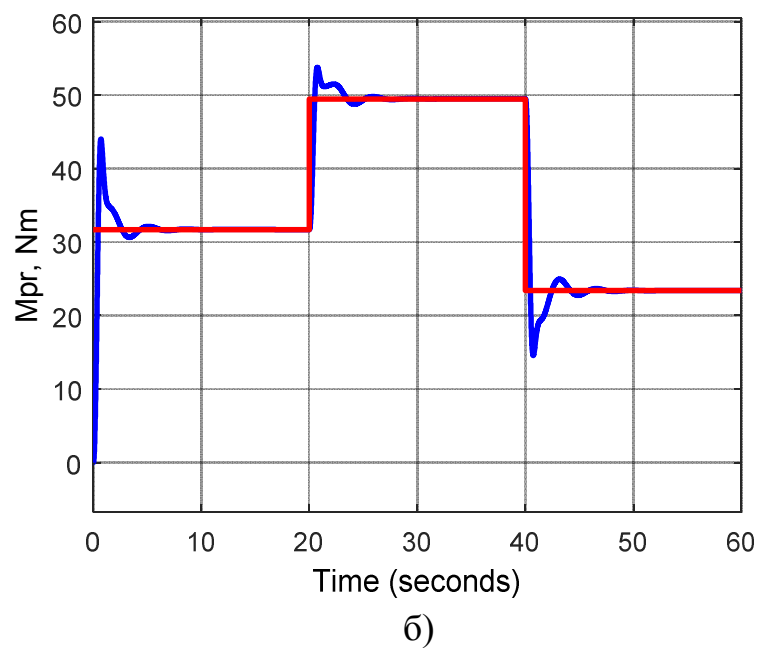
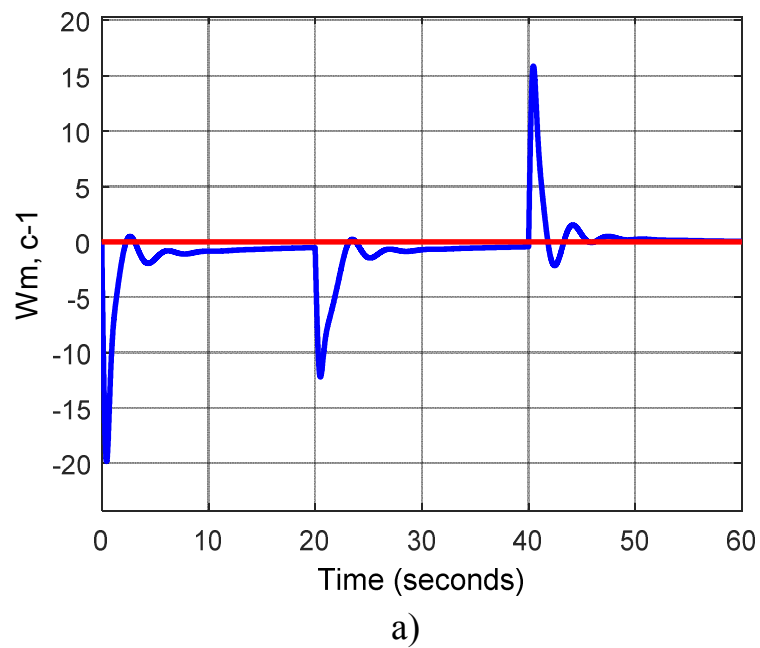


Рисунок 4.16 – Графіки перехідних процесів швидкості механізму $\omega_m = f(t)$ (а) і моменту пружності $M_{\text{пр}} = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором по збурюючій дії

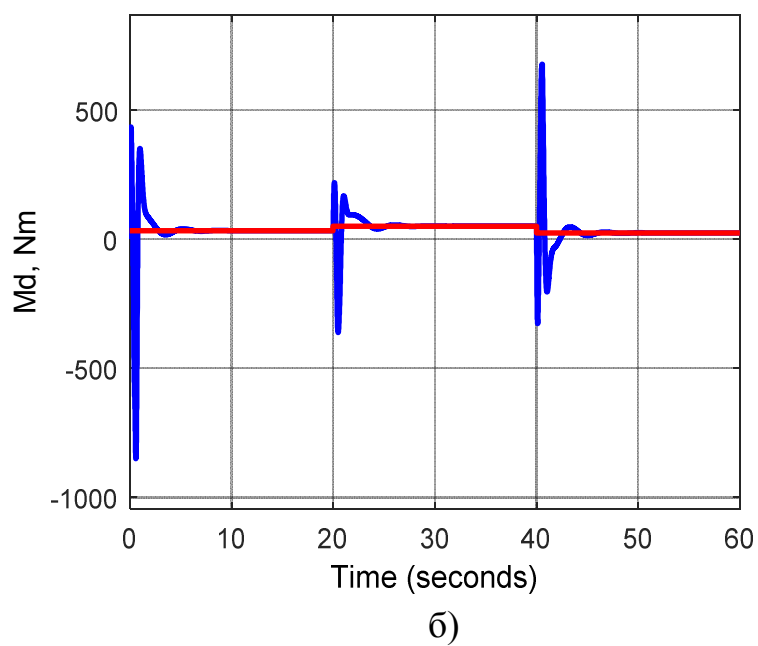
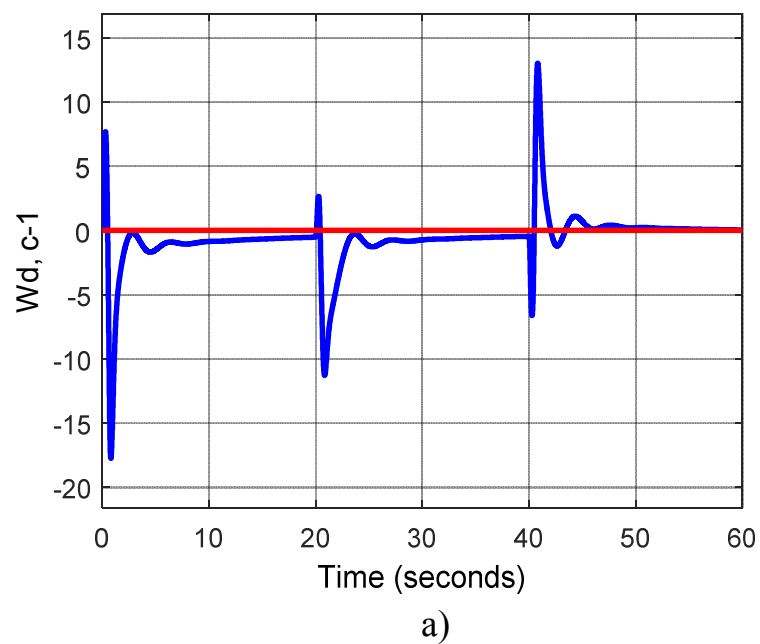


Рисунок 4.17 – Графіки перехідних процесів швидкості двигуна $\omega_d = f(t)$ (а) і моменту двигуна $M_d = f(t)$ (б) двомасової системи з Fuzzy регулятором по збурюючій дії

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 $\omega_z(t)$ і реальною швидкістю обертання механізму $\omega_m(t)$, а також момент пружності $M_{пр}(t)$ в кінематичному ланцюзі електроприводу, що зумовлено тим, що двомасова система є інерційною, і при регулювання слід враховувати похідну від помилки регулювання, в якості якої використовується момент пружності $M_{пр}(t)$. 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 $M_{пр}(t)$: $M_{пр}$ – "*момент пружності*". Як вихідна лінгвістична змінна використовується напруга на виході регулятора $U(t)$, що алгебраїчно підсумовується с 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 роз-

глядаються 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 навантаження мають задовільну динаміку. Система є астатичною. Перерегулювання не перевищує 10%, час регулювання складає 7 с, що відповідає завданню

ВИСНОВКИ

В магістерській кваліфікаційній роботі розв'язана актуальна науково-практична задача розробки нечіткої системи управління багатомасовою електромеханічною системою механізму переміщення візка зливковозу стану гарячої прокатки, що забезпечує високу якість регулювання.

Основні результати роботи полягають у наступному.

1. В результаті аналізу систем управління основних і допоміжних механізмів прокатних станів, що забезпечують високу якість регулювання і з урахуванням вимог, що пред'являються до сучасних систем управління, науково обґрунтовано перспективність застосування нечітких технологій для управління багатомасовою електромеханічною системою механізму переміщення візка зливковоза.

На підставі аналізу технічних характеристик зливковозів і вимог до електроприводів допоміжних механізмів станів гарячої прокатки вибраний електропривод постійного струму, виконаний за системою ТП-Д. Виконано вибір електродвигуна і основного електроустаткування силового кола електроприводу.

3. Проведений вибір структури і розрахунок системи автоматичного управління параметрами електроприводу. Для управління координатами електроприводу застосована система підлеглого регулювання з внутрішнім контуром струму і зовнішнім контуром ЕДС. Виконано розрахунок параметрів силового кола електроприводу, що використовуються при розрахунку системи автоматичного управління. Проведений синтез послідовних коректуючи пристроїв контурів, з оптимізацією контура струму по модульному критерію, а контура ЕДС – по симетричному критерію. Проведено моделювання системи на ЕОМ з використанням пакету прокладних програм MATLAB. Система є астатичною з астатизмом другого порядку по задаючій, і астатичною з астатизмом першого порядку по збурюючій дії. Перерегулювання швидкості по задаючій дії в системі з фільтром на вході дорівнює 8,1%.

4. Розроблена математична модель двомасової системи, що враховує податливість зв'язків між двигуном і механізмом. Проведено моделювання системи на ЕОМ. Дослідження показали, що в двомасовій системі перехідні процеси основних координат мають значні коливання.

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. Система є астатичною. Перерегулювання не перевищує 10%, час регулювання складає 7 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.: БИ-НОМ, 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. Pride, 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 Mashine 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 Mashine 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. Ill – 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. Бычков В. П. Электропривод и автоматизация металлургического производства. Учеб. Пособие для вузов. Изд.2-е. перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1977. – 391с.
36. Тиристорные электроприводы прокатных станов. Перельмутер В. М. и др. – М., Металлургия, 1978. – 152 с.
37. Бешта О.С., Балахонцев О.В., Бородай В.А. Автоматизований електропривод у прокатному виробництві. – Національний гірничий університет, Дніпропетровськ, 2010. – 224 с.
38. Попович М. Г., Ковальчук О. В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – 2-ге вид., перероб. і доп. – К. : Либідь, 2007. – 656 с.
39. Голюк П.Ф., Гречин Т.М. Теорія автоматичного керування: Навчальний посібник. – Л: Видавництво Львівської політехніки, 2012. – 280 с.
40. Головінський Б.Л., Шуруб Ю.В., Лисенко В.П. Теорія автоматичного управління: навч. посіб. – К.: Вид. Центр НУБіП України, 2012. – 240 с.
41. 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.
42. 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.
43. 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.
44. Євстіфєєв В. О. Теорія автоматичного керування. Частина 1. Безперервні лінійні та нелінійні системи. Навчальний посібник. – Кременчук: ПП Щербатих О. В., 2006. – 288 с.
45. Євстіфєєв В. О. Теорія автоматичного керування. Частина 2. Спеціальні системи автоматичного керування. Навчальний посібник. – Кременчук : ПП Щербатих О. В., 2007. – 224 с.

46. І.Г. Абраменко, Д. І. Абраменко Теорія автоматичного керування. – Харків: ХНАМГ, 2008. – 178 с.
47. 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
48. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. та інші. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. Навч. посіб. за напрямом «Електромеханіка» / М.Г.Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та інші. – К.: Либідь, 2005. – 680 с. Ч1.
49. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. та інші. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. Навч. посіб. за напрямом «Електромеханіка» / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та інші. – К.: Либідь, 2005. – 680 с. Ч2.
50. 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.
51. 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.
52. Дьяконов В. Математические пакеты расширения MATLAB. Специальный справочник / В. Дьяконов, В. Круглов. –СПб: Питер, 2001. –488 с.
53. Круглов В.В., Длин М.И. Интеллектуальные информационные системы: компьютерная поддержка систем нечёткой логики и нечёткого вывода. – М.: Физматлит, 2002. – 252 с.
54. Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде МАТЛАБ и fuzzyTECH.-СП.:БХБ-Петербург, 2003.-736с.

55. Штовба С.Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB / С.Д. Штовба – М.: "Горячая линия - Телеком", 2007. – 288 с.
56. Гурко О.Г. Аналіз та синтез систем автоматичного управління у MATLAB: Навчальний посібник / О.Г. Гурко, І.Ф. Єрмоєнко. Харків, ХНАДУ, 2012. – 284 с.
57. 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.

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

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

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", приладдя, що характеризується функціями $\mu_{\text{отриц}}(x)$, $\mu_{\text{нул}}$, $\mu_{\text{полож}}(x)$. 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 названої безлічі 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. 3.1 носієм множини "близька до нуля" є безліч 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 що містить ті елементи множини A , для

яких $\mu_A(x) > \alpha$ (слабкий перетин) або $\mu_A(x) \geq \alpha$ (сильний перетин) причому $\alpha \in [0,1]$.

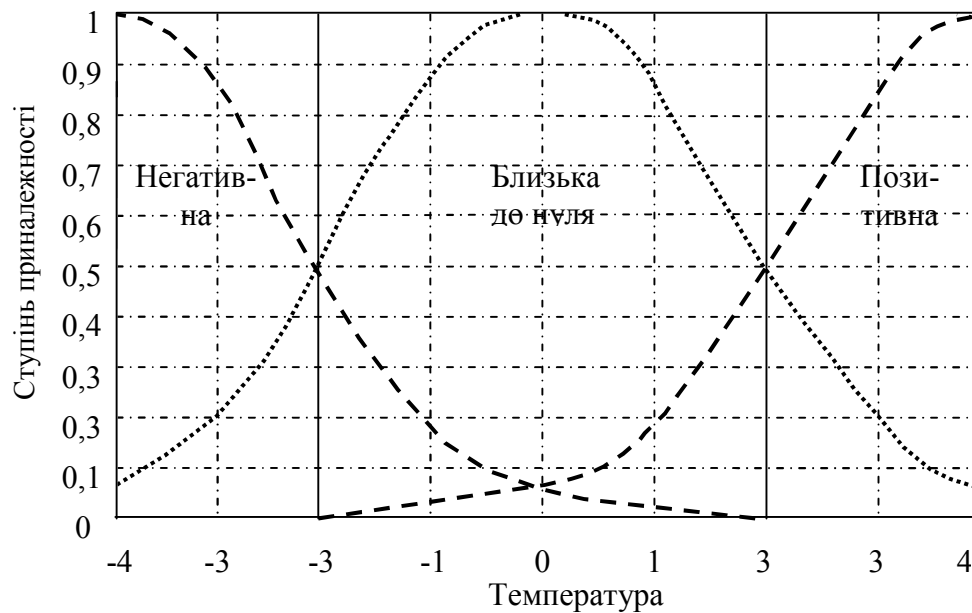


Рисунок А.1 – Ілюстрація поняття приналежності температури до області негативною, близькою до нуля або позитивною (пунктирні лінії – нечітка система, суцільні лінії – точна система)

А.2 Операції на нечітких множинах

На нечітких множинах, що розглядаються як узагальнення звичайних множин, можна визначити ряд математичних операцій, аналогічних операцій, що є узагальненням, 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 .

Приклад А.1. 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 прикладу А.1 множина C , що є логічним твором множин A і B матиме вигляд

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

3. Заперечення множини A

$$M_A(x) = 1 - \mu_A(x).$$

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 , 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 U , що можна записати у вигляді

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

A.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

$$D_2(A, \bar{A}) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (2M_A(x_i) - 1)^2},$$

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 (ентропийну) запропонував Б.Коско [22]. Вона заснована на понятті кардинального числа множини. Відповідно до цього заходу

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

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

A.4 Нечіткість і вірогідність

У теорії вірогідності подія $u \in U$ або відбувається, або ні, а вірогідність $p(u)$ представляє міру того, що воно 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 доща цього дня в даному році оцінюється як 0,83. Слід підкреслити, що вірогідність події відноситься виключно до майбутньому. Коли відповідний день наступить, дана подія або відбудеться, або немає, і у цей момент поняття вірогідності його 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 його вірогідність).

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

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 майбутньому, йому можна приписати деяку вірогідність.

Як приклад розглянемо вірогідність випадання кості з певним номером з інтервалу [1 - 6]. Допустимо, що є три нечітка безліч чисел: "мале", "середнє" і "велике", функції приналежності до 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.3 б, отримаємо:

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

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

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

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

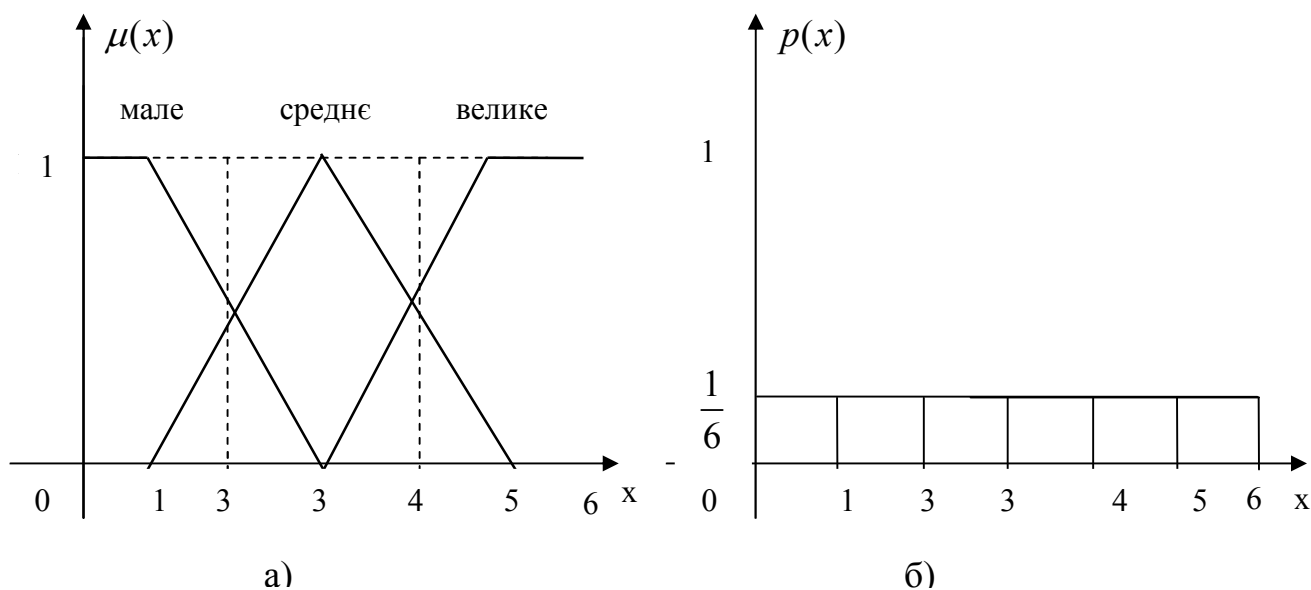


Рисунок А.2 – Графічна ілюстрація даних з прикладу викидання кості:

а) функції приналежності;

б) вірогідність випадання відповідного номера

А.5 Нечіткі правила висновку

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

$$\text{якщо } x \text{ це } A, \text{ то } y \text{ це } B, \quad (\text{A.2})$$

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

$$\text{якщо } x \text{ це } A_1 \text{ і } x_2 \text{ це } A_2 \text{ і } \dots \text{ і } x_N \text{ це } A_N, \text{ то } y \text{ це } B \quad (\text{A.3})$$

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

- інтерпретація у формі логічного добутку

$$\mu_A(x) = \min_{i=1, \dots, N} (\mu_A(x_i)),$$

- інтерпретація у формі алгебраїчного добутку

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

Приписування єдиного значення функції приналежності, що описує багатовимірну умову, називатимемо *агрегацією передумови*. Кожній імплікації $A \rightarrow B$, визначеній виразом (А.3), 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

$$\mu_{A \rightarrow B} = \min \{ \mu_A(x), \mu_B(y) \}$$

- форма алгебраїчного добутку:

$$\mu_{A \rightarrow B} = \mu_A(x) \mu_B(y)$$

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 безліч 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 безлічі вхідних даних в нечітку множину) на вході і *дефузифікатором* (перетворювачем нечітких множин в конкретне значення вихідний змінної) на виході. Структура такої системи представлена на рис.Б.1.

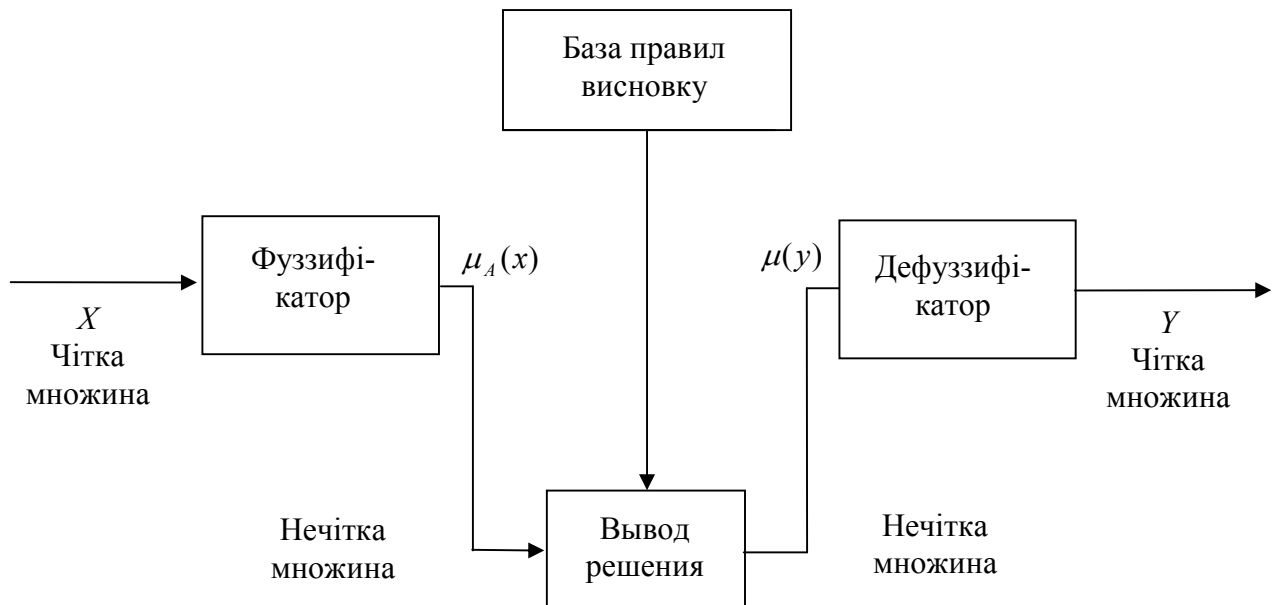


Рисунок Б.1 – Структура нечіткої системи з фузифікатором і дефузифікатором

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 вихідної змінної. Дефузифікатор перетворить цей діапазон в одне конкретне значення, що приймається як вихідний сигнал всієї системи.

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

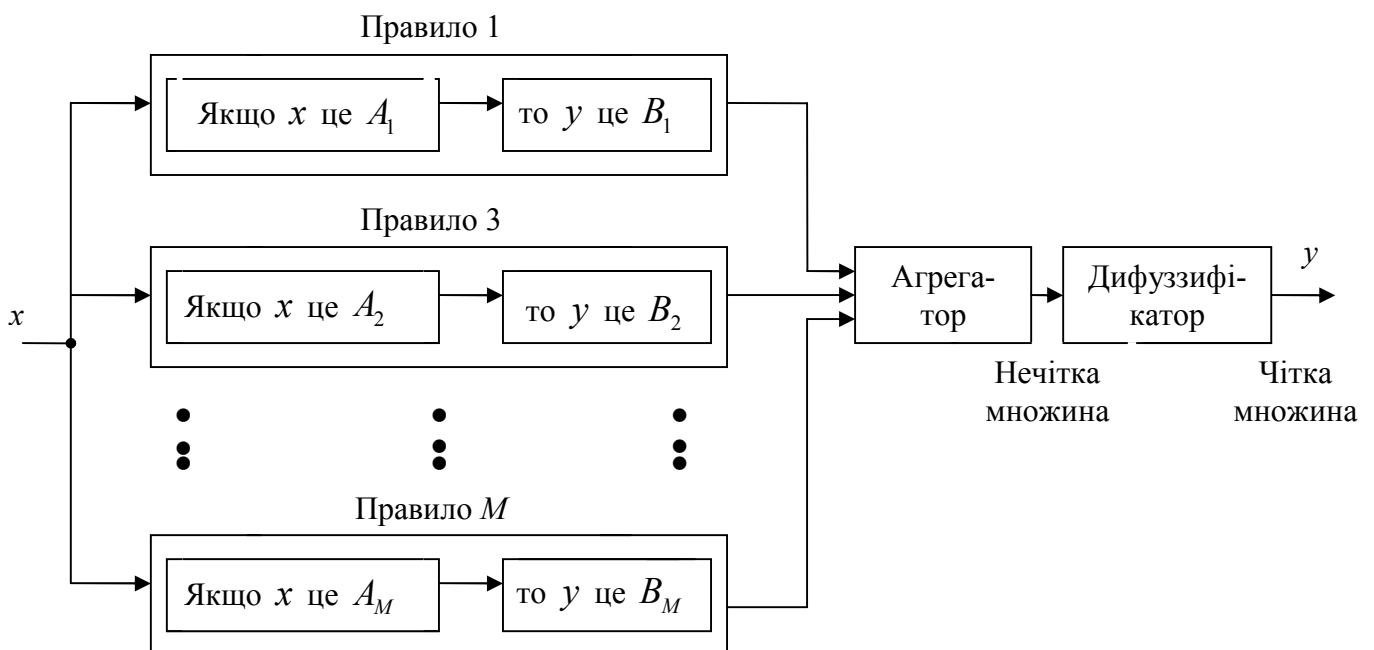


Рисунок Б.2 – Організація висновку в нечіткій системі
за наявності M правил висновку

Узагальнена функціональна структура системи, приведена на рис.Б.1, може бути представлена в розширеній формі, яка 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 аг-

регації, що найчастіше реалізовується у вигляді логічного суматора (оператор Max). Описувана система висновку називається системою Мамдані-Заді. Вона дуже популярна в звичайних (неадаптивних) нечітких системах. Як правило, в моделі Мамдані-Заді присутні наступні оператори:

- оператор логічного або арифметичного твору для визначення результуючого рівня активації, в якому враховуються всі компоненти вектора x умови;
- оператор логічного або арифметичного твору 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 вихідний змінної y .

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 3, проводиться з використанням логічної суми (оператор Max). У правій нижній частині рисунка представлений нечіткий результат 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.

Б.1.1. Фузифікатор.

Фузифікатор перетворить 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 приведених нижче функцій (рис.Б.4):

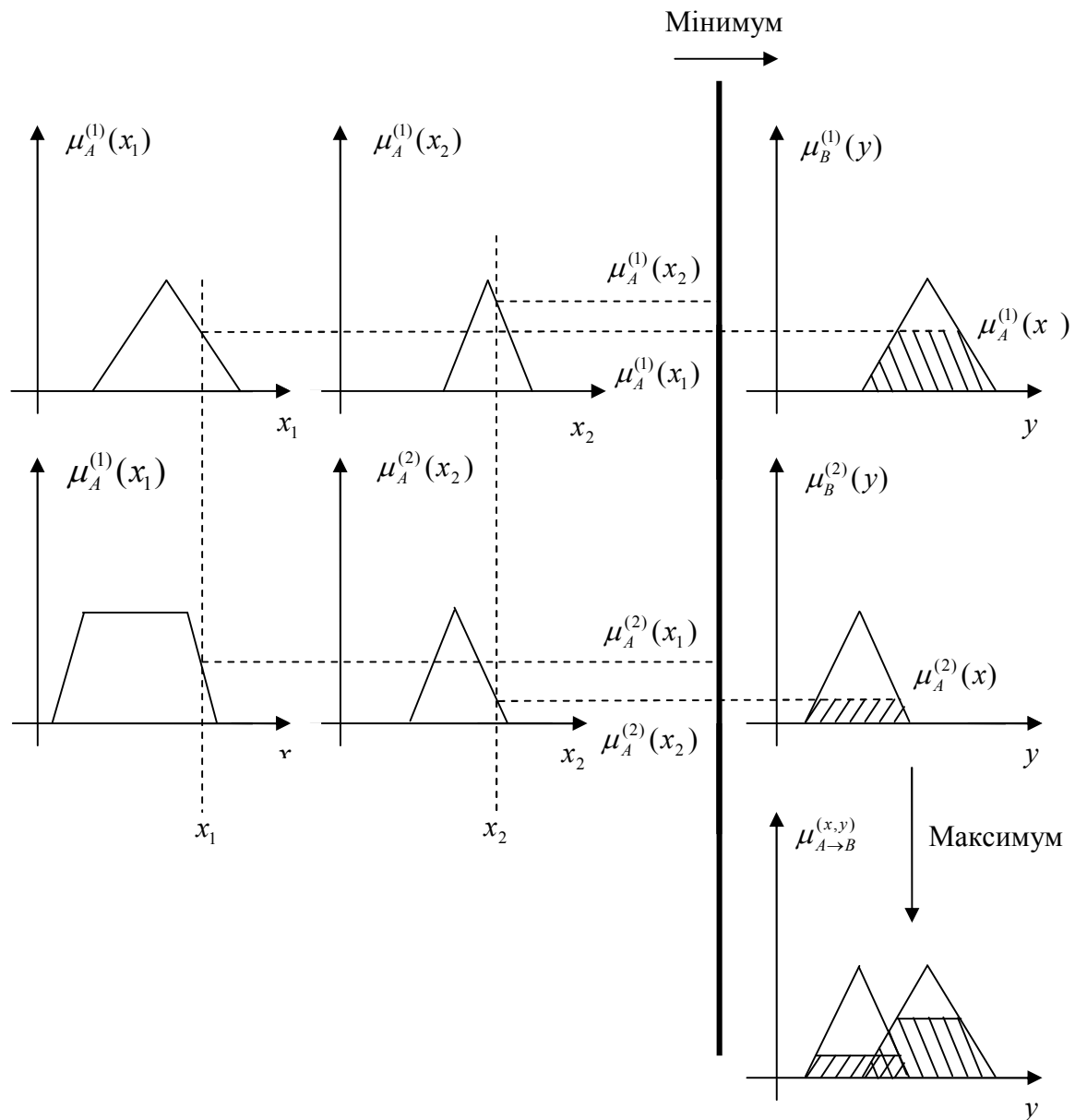


Рисунок Б.3 – Ілюстрація прикладу системи висновку Мамдані-Заде

- трикутна (trimf);
- трапецеїдальна (trapmf);
- гаусова (gaussmf);
- подвійна гаусова (gauss3mf);
- узагальнена колоколоподібна (gbellmf);
- сигмоїдальна (sigmf);
- подвійна сигмоїдальна (dsigmf);
- добуток двох сигмоїдальних функцій (psigmf);

- Z -функція;
- S -функція;
- Pi -функція.

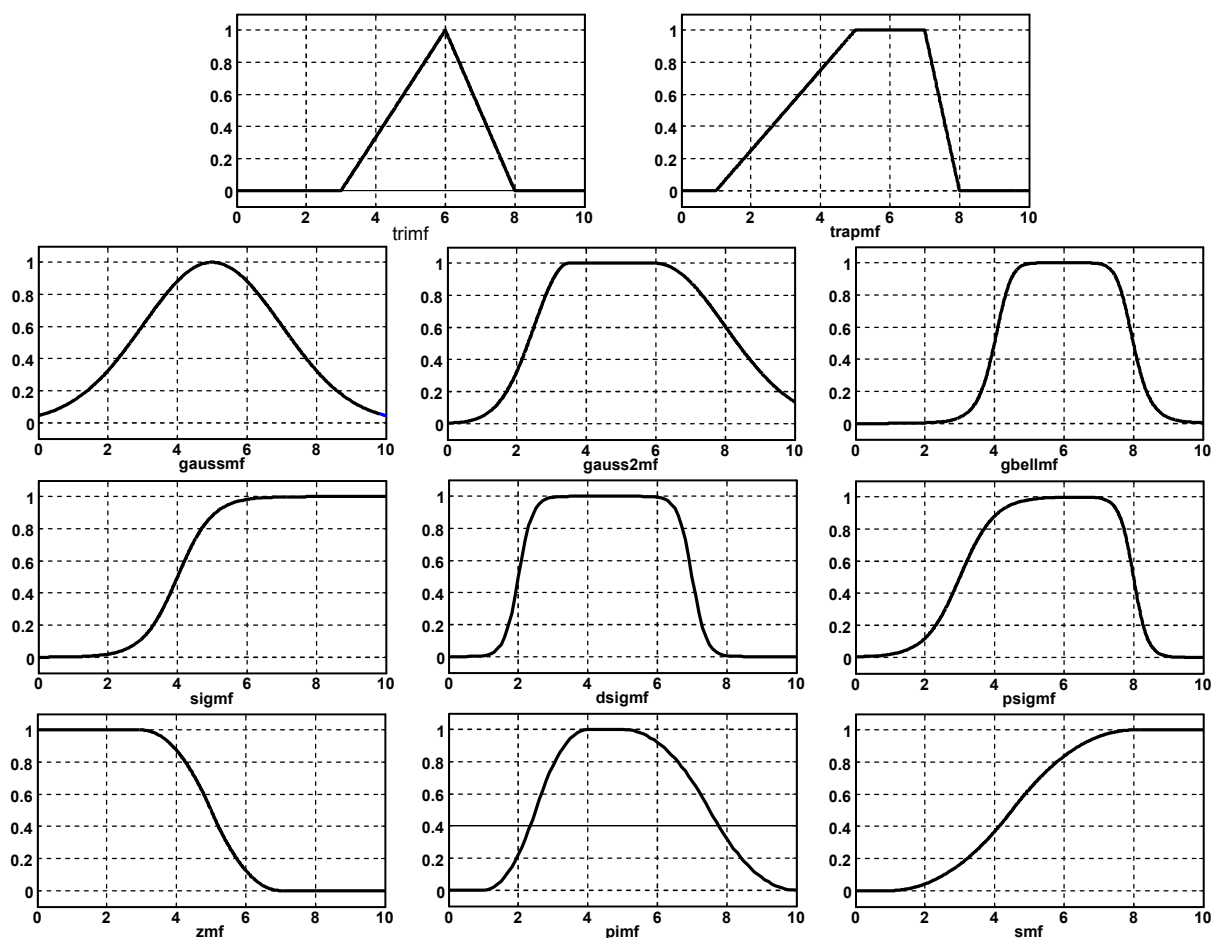


Рисунок Б.4 – Типові функції приналежності нечітких множин

Конкретний вид даних функцій визначається значеннями параметрів, що входять в їх аналітичні уявлення, наприклад:

$$\text{trimf}(x, a, b, c) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{x-a}{b-a} \right), 0 \right):$$

$$\text{trapmf}(x, a, b, c, d) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{d-a}{c-b} \right), 0 \right):$$

$$\text{gaussmf}(x, \sigma, c) = e^{-\left(\frac{x-c}{\sigma}\right)^2}:$$

$$\text{bellmf}(x, a, b, c) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c}{a} \right|^{2b}}; \quad \text{sigmf}(x, a, c) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x - c))} \text{ і т. д.}$$

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 вихідний змінної y . Перетворення цієї множини в єдине точкове рішення можливо багатьма способами. Найбільш відомі серед них:

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

$$y_c = \frac{\int \mu(y) y dy}{\int \mu(y) dy},$$

або в дискретній формі

$$y_c = \frac{\sum \mu(y_i) y_i}{\sum \mu(y_i)};$$

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

$$y_c = \frac{\sum \mu(y_{ci}) y_{ci}}{\sum \mu(y_{ci})}$$

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*)

$$y_m = \frac{\sum_{i=1}^m y_i}{m}$$

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 , то $y_m = \frac{1}{2}(y_1 + y_2)$

- у формі вибору мінімального з максимальних значень y

y_s – найменше значення y , для якого $\{\mu(y) = \max\}$;

- дефuzziфікація у формі вибору максимального з максимальних значень

y_L – найбільше значення y , для якого $\{\mu(y) = \max\}$

На практиці найчастіше застосовується дефuzziфікація щодо середнього центру.

На рис. Б.5 представлений нечіткий сигнал, отриманий після агрегації двох правил висновку з прикладу розділу Б.6.

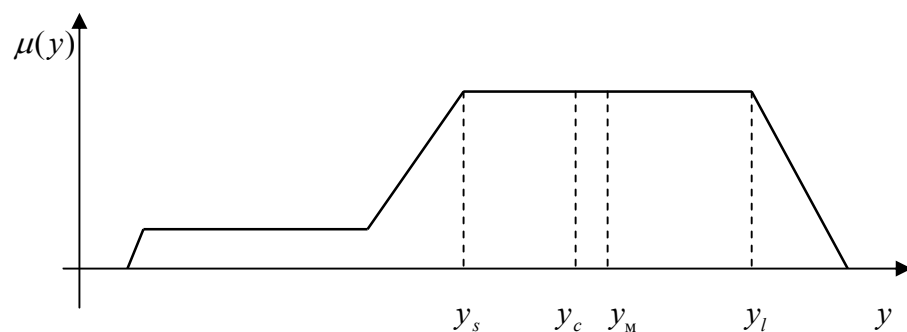


Рисунок Б.5 – Ілюстрація впливу різних способів дефuzziфікації на підсумкове рішення

Застосування перерахованих вище способів дефuzziфікації 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 добут-

ку з подальшою дефузифікацією щодо середнього центру. Слід зазначити, що $\mu(y)$ складається з суми нечітких функцій для імплікацій всіх M правил, утворюючих 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, відповідно до якої

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

Допустимо, що існує нечітка система, що описується залежністю (Б.1), 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

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

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 (Б.2) визначає безперервну функцію, яка може використовуватися для апроксимації довільно заданої безперервної функції $g(x)$ від багатьох змінних x_i , утворюючих

вектор x . Доведено, що при відповідному підборі параметрів умови $(c_j^{(i)}, \sigma_j^{(i)}, b_j^{(i)})$ і висновки (c_i) функція (Б.2) може апроксимувати задану функцію $g(x)$ 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). У цій моделі функція висновку визначається нечітким, але точковим чином. Завдяки цьому дефузифікатор на виході системи не потрібний, а модель висновку значно спрощується. Загальна форма моделі TSK може бути представлена у вигляді

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

У векторному записі її можна записати ще простіше:

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

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-Заді. 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

$$y = f(\mathbf{x}) = p_0 + \sum_{i=1}^N p_i x_i$$

у якому коефіцієнти $p_0, p_1, \dots, p_N$ – це цифрові ваги, підібрані в процесі адапта-

ції (навчання). Ще простіша модель виведення TSK виходить, якщо застосовувати функцію $f(x)$ у вигляді полінома першого порядку, в якому

$$y = f(x) = p_0$$

В цьому випадку значення p_0 можна ототожнити з центром висновки c_i моделі Мамдані-Заді, присутнім у формулі (Б.2).

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

$$y = \frac{\sum_{i=1}^M w_i y_i}{\sum_{j=1}^M w_j}$$

або

$$y = \sum_{i=1}^M \frac{w_i}{\sum_{j=1}^M w_j} y_i = \sum_{i=1}^M w'_i y_i \quad (\text{Б.3})$$

Необхідно відзначити, що у виразі (Б.3) 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

$$y_i = p_{i0} + \sum_{j=1}^N p_{ij} x_j$$

то можна отримати опис вихідної функції моделі TSK у формі

$$y = \sum_{i=1}^M \frac{w_i}{\sum_{j=1}^M w_j} y_i \left(p_{i0} + \sum_{j=1}^N p_{ij} x_j \right) \quad (\text{Б.4})$$

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

Ваги w_i присутні у формулі (Б.4), 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 алгебри твору так само, як це мало місце в моделі Мамдані-Заді.

Приклад рис. Б.6 ілюструє модель TSK. з двома правилами висновку для системи з двома вхідними змінними x_1 і x_2 .

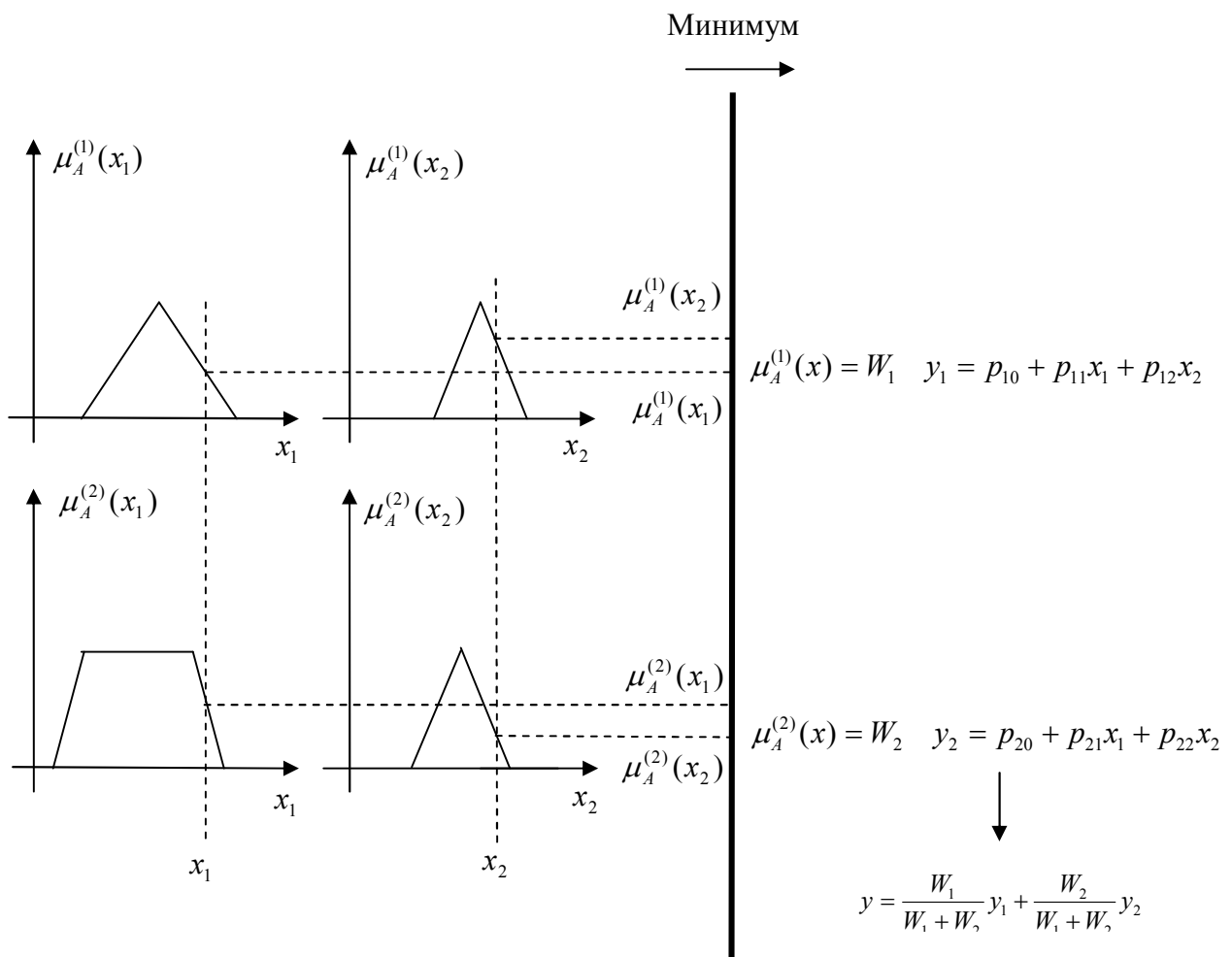


Рисунок Б.6 – Ілюстрація системи виведення TSK

ДОДАТОК В

Файл вихідних даних

```
clear;clc;echo on;

% Система управління електроприводом
% механізму пересування візка зливковозу
%(зворотно-поступальна зливкоподача)
% 2024 рік

% Вихідні дані
kd=0.2747;
In=280;
Mn=In/kd;
kn=0.109;
kc=0.05;
Tmc=0.005;
Ta=0.082;
Te=0.077;
Re=0.02997;
Jd=10,25;
Jm=433;
w0=20;
c12=(w0^2)*(Jd*Jm)/(Jd+Jm);
b12=0.07*c12;
b12=0.06*c12;
Js=Jd+Jm;
Tme=2*Tmc+Ta;
kpe=Js*kd^2*kc/(2*Tme*kn);
kie=kpe/(4*Tme);
Uz=24;

% Матриці
A=[-b12/Jm 1/Jm b12/Jm zeros(1,5);
-c12 0 c12 zeros(1,5);
b12/Jd -1/Jd -b12/Jd 1/Jd zeros(1,4);
zeros(1,4) 1/kd 0 0 0;
0 0 0 -kd/(2*Tmc^2) -1/Tmc kpe/(2*Tmc^2*kc) -
kpe/(2*Tmc^2*kc) 1/(2*Tmc^2*kc);
zeros(1,5) -1/Ta 0 0;
zeros(1,2) kn/(Ta*kd) zeros(1,3) -1/Ta 0
zeros(1,5) kie -kie 0];
B=[0 -1/Jm;
```

```
zeros(4,2);  
1/Ta 0;  
0 0  
0 0];  
C=zeros(5,8);  
C(1,1)=1;C(2,2)=1;C(3,3)=1;C(4,4)=1;C(5,5)=1;C(6,8)=1;  
D=zeros(6,2);
```